



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

# Modelagem e projeto dos controladores da malha interna de inversores formadores de rede

Alysson Hyago Pereira de Oliveira

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenadoria do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Antonio Marcus Nogueira Lima

Orientador

Alexandre Cunha Oliveira

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Alysson Hyago Pereira de Oliveira, 18 de março de 2025

Modelagem e projeto dos controladores da malha  
interna de inversores formadores de rede

Alysson Hyago Pereira de Oliveira

*Dissertação de Mestrado apresentada em 07 de março de 2025*

Antonio Marcus Nogueira Lima

Orientador

Alexandre Cunha Oliveira

Orientador

Luiz Antonio De Souza Ribeiro

Componente da Banca

Eisenhawer de Moura Fernandes

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, 18 de março de 2025

O48m Oliveira, Alysso Hyago Pereira de.  
Modelagem e projeto dos controladores da malha interna de inversores formadores de rede / Alysso Hyago Pereira de Oliveira. – Campina Grande, 2025.  
93 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2025.  
“Orientação: Prof. Dr. Antonio Marcus Nogueira Lima, Prof. Dr. Alexandre Cunha Oliveira”.

Referências.

1. Processamento da Energia. 2. Conversor Formador de Rede (CFR) – Estabilidade. 3. Controladores da Malhas Internas – Corrente e Tensão. 4. *Hardware-In-the-Loop (HIL)*. I. Lima, Antonio Marcus Nogueira. II. Oliveira, Alexandre Cunha. III. Título.

CDU 621.311(043)

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECÁRIA SEVERINA SUELI DA SILVA OLIVEIRA CRB-15/225

**Alysson Hyago Pereira de Oliveira**

**TÍTULO:** Modelagem e projeto dos controladores da malha interna de inversores formadores de rede

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em 07 de março de 2025 da Universidade Federal de Campina Grande, pertencente à linha de pesquisa controle aplicado a conversores de potência e área de concentração processamento de energia, como requisito para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica

Aprovado(a) em: 07 / 03 / 2025

**BANCA EXAMINADORA**

---

Antonio Marcus Nogueira Lima – UFCG  
Orientador

---

Alexandre Cunha Oliveira – UFCG  
Coorientadora

---

Eisenhauer de Moura Fernandes – UFCG  
Membro Interno

---

Luiz Antonio de Souza Ribeiro – UFMA  
Membro Externo



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE**  
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA  
Rua Aprígio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1 - ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM  
07 DE MARÇO DE 2025

(Nº 775)

CANDIDATO(A): **ALYSSON HYAGO PEREIRA DE OLIVEIRA**. COMISSÃO EXAMINADORA: EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, D.Sc., UFGC - Presidente da Comissão e Examinador Interno, ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFGC - Orientador, ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFGC - Orientador, LUIZ ANTONIO DE SOUZA RIBEIRO, D.Sc., UFMA - Examinador Externo. TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: MODELAGEM E PROJETO DOS CONTROLADORES DA MALHA INTERNA DE INVERSORES FORMADORES DE REDE. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Informação. HORA DE INÍCIO: **14h00** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFGC/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua dissertação, obtendo o conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o(a) presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, LEANDRO FERREIRA DE LIMA, e os membros da Comissão Examinadora. Campina Grande, 07 de Março de 2025.

LEANDRO FERREIRA DE LIMA  
Secretário

EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, D.Sc., UFGC  
Presidente da Comissão e Examinador Interno

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFGC  
Orientador

ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFGC  
Orientador

LUIZ ANTONIO DE SOUZA RIBEIRO, D.Sc., UFMA  
Examinador Externo

ALYSSON HYAGO PEREIRA DE OLIVEIRA  
Candidato

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Dissertação de Mestrado da candidato **ALYSSON HYAGO PEREIRA DE OLIVEIRA**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **LEANDRO FERREIRA DE LIMA, SECRETÁRIO (A)**, em 10/03/2025, às 09:03, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ALYSSON HYAGO PEREIRA DE OLIVEIRA, Aluno**, em 10/03/2025, às 09:44, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **EISENHAWER DE MOURA FERNANDES, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/03/2025, às 11:12, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 10/03/2025, às 12:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, PROFESSOR 3 GRAU**, em 10/03/2025, às 14:27, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **5287296** e o código CRC **3E18B206**.

# Dedicatória

Dedico este trabalho à minha mãe, Carmen Lúcia Pereira de Oliveira, por seu amor incondicional, força e apoio inabalável em todos os momentos da minha vida. Seu exemplo de dedicação e perseverança foi essencial para que eu chegasse até aqui.

À minha noiva, Jessyca Dayse de Medeiros Araújo, pelo carinho, paciência e incentivo constantes. Sua presença ao meu lado tornou cada desafio mais leve e cada conquista ainda mais significativa.

A vocês, minha eterna gratidão.

# Agradecimentos

A realização deste trabalho foi possível graças ao apoio e incentivo de muitas pessoas e instituições, às quais expresso minha sincera gratidão. Agradeço aos meus orientadores, Antonio Marcus Nogueira Lima e Alexandre Cunha Oliveira, por toda a dedicação, paciência e valiosas contribuições ao longo deste percurso. Suas orientações foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho e para o meu crescimento acadêmico e profissional. A minha mãe, Carmen Lúcia Pereira de Oliveira, pelo amor incondicional, apoio e ensinamentos que sempre me inspiraram a seguir em frente. À minha noiva, Jessyca Daise de Medeiros Araújo, pelo carinho, compreensão e incentivo inestimável em todos os momentos dessa jornada. Aos colegas de laboratório e professores que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste estudo, compartilhando conhecimentos, experiências e apoio ao longo dos desafios enfrentados. Também agradeço ao CNPq, à CAPES e às instituições que possibilitaram o suporte financeiro necessário para a execução deste projeto, garantindo os recursos essenciais para a pesquisa e desenvolvimento deste trabalho. Por fim, sou grato à Universidade Federal de Campina Grande na qual este projeto foi desenvolvido, que forneceu a infraestrutura e ambiente propício para a realização das investigações aqui apresentadas. A todos que, de alguma forma, contribuíram para esta conquista, deixo meu mais sincero agradecimento.

# Resumo

O presente trabalho tem como objetivo propor uma metodologia para definir e calcular os ganhos dos controladores de corrente e tensão das malhas internas de um conversor formador de rede (CFR), garantindo a estabilidade do sistema em diferentes condições operacionais. A metodologia para o projeto e validação da malha de controle de corrente e tensão é baseada no modelo V que permite uma avaliação progressiva do controle desde a formulação teórica até a implementação e verificação de desempenho. Como resultado, foi desenvolvidos métodos para o projeto das malhas internas do conversor formadores de rede baseados nas técnicas de sistema multivariáveis e por função de transferência. A análise dos resultados mostrou que o método multivariável apresentou o melhor desempenho, destacando-se pela sua maior estabilidade para diferentes cenários de teste. O método multivariável quando analisado por degraus de potência ativo e reativo apresentou os melhores resultados, com menor overshoot de 8.89% e tempo de acomodação de 0.015 s ao contrário dos métodos por funções de transferência que atingiu um máximo overshoot durante a simulação de 36.46% e tempo de subida de 0.0495 s. Além disso, verificou-se que o método baseado em funções de transferência, onde os termos de cruzamento foram considerados compensados, teve um desempenho inferior ao ser submetido ao controle dVOC com oscilação nas curvas de potência de até mais de 1 segundo durante as simulações, comprometendo a estabilidade do sistema. E quando o CFR foi analisado conectado a uma carga que exige uma potência ativa de 5000 W e reativa de 2000 VAR todos os métodos foram capazes de entregar a potência solicitada pela carga. Portanto, o método multivariável demonstrou ser a abordagem mais robusta, proporcionando melhores resultados tanto na estratégia de controle por droop quanto no dVOC e garantindo a estabilidade do CFR.

**Palavras-chave:** Conversor formador de rede. Malhas internas. Hardware in the loop. Estabilidade.

# Abstract

This work aims to propose a methodology to define and calculate the gains of the current and voltage controllers of the internal loops of a grid-forming converter (CFR), ensuring the stability of the system under different operating conditions. The methodology for the design and validation of the current and voltage control loop is based on the V model that allows a progressive evaluation of the control from the theoretical formulation to the implementation and performance verification. As a result, methods were developed for the design of the internal loops of the grid-forming converter based on the multivariable system and transfer function techniques. The analysis of the results showed that the multivariable method presented the best performance, standing out for its greater stability for different test scenarios. The multivariable method when analyzed by active and reactive power steps presented the best results, with a lower overshoot of 8.89% and settling time of 0.015 s unlike the transfer function methods that reached a maximum overshoot during the simulation of 36.46% and rise time of 0.0495 s. Furthermore, it was found that the transfer function-based method, where the crossover terms were considered compensated, had inferior performance when subjected to dVOC control with oscillation in the power curves of up to more than 1 second during the simulations, compromising the stability of the system. And when the CFR was analyzed connected to a load that requires an active power of 5000 W and a reactive power of 2000 VAR, all methods were able to deliver the power requested by the load. Therefore, the multivariable method proved to be the most robust approach, providing better results in both the droop control strategy and the dVOC and ensuring the stability of the CFR.

**Keywords:** Network forming converter. Internal loop. Hardware in the loop. Stability.

# Lista de abreviaturas, símbolos, siglas e acrônimos

## Abreviaturas

CEP Conversor estático de potência

CFR Conversor formador de rede

CFT Conversor fonte de tensão

CSR Conversor seguidor de rede

DET Dispositivo em teste

FOPDT First Order Plus Dead Time

HET Hardware em teste

HIL Hardware-in-the-Loop

IFR Inversores formadores de rede

PLL Phase-locked loop

SCR Short Circuit Ratio

SEP Sistema elétrico de potência

STR Simulador em tempo real

## Símbolos

$\theta$  Ângulo de fase

$C_f$  Capacitor do filtro LCL

$i_1$  Corrente no indutor L1

$i_2$	Corrente no indutor L2
$i_c$	corrente no capacitor
$L_1$	Indutor de entrada do filtro LCL
$L_2$	Indutor de saída do filtro LCL
$P^*$	Potência ativa de referência
$P_a$	Potência ativa medida
$Q^*$	Potência reativa de referência
$Q_r$	Potência reativa medida
$R_1$	Resistor do indutor L1
$R_2$	Resistor do indutor L2
$V_c$	Tensão no capacitor
$V_{dc}$	Tensão CC do barramento

# Lista de Tabelas

5.1	Especificações do sistema. . . . .	40
5.2	Autovalores da equação de espaço de estados do sistema completo. . . . .	46
5.3	Ganhos - Método Otimizado . . . . .	55
5.4	Autovalores da equação de espaço de estados do modelo completo do CFR aplicando o método de otimização. . . . .	58
6.1	Autovalores da equação de espaço de estados do sistema completo método multivariável. . . . .	78
6.2	Métricas para Potência Ativa . . . . .	86
6.3	Métricas para Potência Reativa . . . . .	86
6.4	Métricas para Potência Ativa (dVOC) . . . . .	86
6.5	Métricas para Potência Reativa (dVOC) . . . . .	87

# Lista de Figuras

1.1	Representação básica do GFMC e (GFLC)	2
3.1	Fluxograma da metodologia adotado no trabalho.	16
3.2	Diagrama do sistema em HIL.	18
3.3	OP4500.	19
3.4	DSP TMS320F28379D.	20
4.1	CFR com filtro LCL conectado à rede ou a carga.	23
4.2	Diagrama da malha externa com droop.	25
4.3	Diagrama do inversor trifásico com filtro LCL	35
5.1	malha de controle do conversor Formador de rede.	40
5.2	Malha de controle de corrente.	41
5.3	Gabarito temporal do controle de corrente.	42
5.4	Rastreo do controle de corrente.	43
5.5	Diagrama de blocos do controle de tensão.	43
5.6	Gabarito temporal do controle de tensão.	45
5.7	Rastreo do controle de tensão.	45
5.8	Diagrama de blocos do CFR conectado à rede e à carga.	46
5.9	Resultado método por funções de transferência barramento infinito.	47
5.10	Resultado método por funções de transferência barramento infinito.	48
5.11	Resultado método por funções de transferência conectado a uma carga.	48
5.12	Resultado método por funções de transferência barramento infinito.	49
5.13	Resultado método por funções de transferência barramento infinito.	50
5.14	Resultado método por funções de transferência conectado a uma carga.	50

5.15	Resultado para o controle de droop. . . . .	51
5.16	Resultado para o controle dVOC. . . . .	52
5.17	Diagrama de blocos para o sistema de otimização. . . . .	53
5.18	Fluxograma de otimização com AG. . . . .	55
5.19	Resposta ao degrau do controle de corrente. . . . .	56
5.20	Resposta ao degrau do controle de tensão. . . . .	56
5.21	Rastreio do controle de corrente. . . . .	57
5.22	Rastreio do controle de tensão. . . . .	57
5.23	Diagrama de blocos do CFR conectado à rede e à carga. . . . .	58
5.24	Resultado otimizado barramento infinito. . . . .	59
5.25	Resultado otimizado barramento infinito. . . . .	60
5.26	Resultado otimizado conectado a uma carga. . . . .	60
5.27	Resultado otimizado barramento infinito. . . . .	61
5.28	Resultado otimizado barramento infinito. . . . .	62
5.29	Resultado otimizado conectado a uma carga. . . . .	62
5.30	Resultado para o controle droop. . . . .	63
5.31	Resultado para o controle dVOC. . . . .	64
6.1	Sistema TITO descentralizado . . . . .	66
6.2	diagrama de bloco para o controle de corrente. . . . .	68
6.3	Resposta ao degrau do controle de corrente. . . . .	73
6.4	Rastreio do controle de corrente. . . . .	74
6.5	diagrama de bloco para o controle de tensão. . . . .	74
6.6	Resposta ao degrau do controle de tensão. . . . .	77
6.7	Rastreio do controle de tensão. . . . .	77
6.8	Diagrama de blocos do CFR conectado à rede e à carga. . . . .	78
6.9	Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito. . . . .	79
6.10	Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito. . . . .	80
6.11	Resultado método multivariável conectado a uma carga. . . . .	80
6.12	Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito. . . . .	81
6.13	Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito. . . . .	82

6.14	Resultado método multivariável conectado a uma carga. . . . .	82
6.15	Resultado para o droop. . . . .	83
6.16	Resultado para o dVOC. . . . .	84
6.17	Comparação rastreo de potência ativa e reativa droop. . . . .	85
6.18	Comparação rastreo de potência ativa e reativa dVOC. . . . .	85

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contexto . . . . .	2
1.2	Objetivos . . . . .	4
1.2.1	objetivos específicos . . . . .	4
1.3	Organização do trabalho . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Revisão bibliográfica</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>Materiais e métodos</b>	<b>15</b>
3.1	Introdução . . . . .	15
3.2	Metodologia . . . . .	16
3.2.1	Modelagem do sistema . . . . .	16
3.2.2	Desenvolvimento dos métodos . . . . .	17
3.2.3	Simulação offline . . . . .	17
3.2.4	Simulação em tempo real . . . . .	17
3.3	Materiais e ferramentas utilizadas . . . . .	19
3.3.1	Plataforma de tempo real . . . . .	19
3.3.2	DSP da Texas Instruments . . . . .	19
3.3.3	Code Composer Studio (CCS) . . . . .	21
3.3.4	RT-LAB . . . . .	21
3.3.5	MATLAB . . . . .	21
3.4	Considerações finais . . . . .	21

<b>4</b>	<b>Modelagem do conversor formador de rede trifásico conectado à rede</b>	<b>22</b>
4.1	Modelagem do conversor formador de rede . . . . .	22
4.2	Modelagem das estratégias controle de malha externa . . . . .	24
4.2.1	Modelagem do controle de droop . . . . .	24
4.2.2	Modelagem do dVOC . . . . .	26
4.3	Modelo completo do sistema por espaço de estados . . . . .	28
4.3.1	Controle de potência . . . . .	28
4.3.2	Controle de tensão . . . . .	30
4.3.3	Controle de corrente . . . . .	31
4.3.4	filtro LCL . . . . .	32
4.3.5	Modelo completo . . . . .	33
4.4	Modelo médio . . . . .	35
4.5	Considerações Finais . . . . .	38
<b>5</b>	<b>Projeto das malhas de controle de corrente e tensão</b>	<b>39</b>
5.1	Introdução . . . . .	40
5.1.1	Controle de corrente . . . . .	41
5.1.2	Controle de tensão . . . . .	43
5.2	Resultados de simulação . . . . .	46
5.2.1	Análise do conversor sob a estratégia de droop . . . . .	47
5.2.2	Análise do conversor sob a estratégia do dVOC . . . . .	49
5.3	Resultados do HIL . . . . .	51
5.4	Otimização dos controladores corrente e tensão . . . . .	52
5.4.1	Desenvolvimento da otimização dos ganhos . . . . .	52
5.5	Resultados de simulação . . . . .	58
5.5.1	Análise do conversor sob a estratégia de droop . . . . .	59
5.5.2	Análise do conversor sob a estratégia do dVOC . . . . .	61
5.6	Resultados HIL . . . . .	63
5.7	Considerações finais . . . . .	64

<b>6</b>	<b>Método multivariável</b>	<b>65</b>
6.1	Introdução . . . . .	65
6.1.1	Projeto do Controle de corrente . . . . .	68
6.1.2	Controle de tensão . . . . .	74
6.2	Resultados de simulação . . . . .	78
6.2.1	Análise do conversor sob a estratégia de droop . . . . .	79
6.2.2	Análise do conversor sob a estratégia do dVOC . . . . .	81
6.3	Resultados HIL . . . . .	83
6.4	Comparação dos métodos desenvolvidos . . . . .	84
6.5	Considerações finais . . . . .	87
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>88</b>
7.1	Conclusão . . . . .	88
7.2	Trabalhos futuros . . . . .	89
7.3	Considerações Finais . . . . .	90
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>92</b>

# Capítulo 1

## Introdução

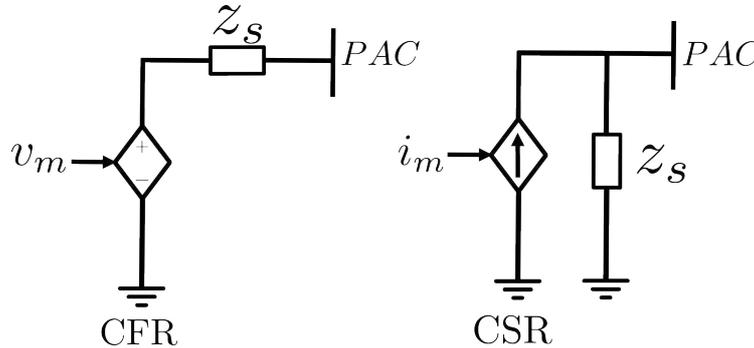
O sistema energético mundial tem enfrentado uma transição significativa nas últimas décadas, passando de um fornecimento baseado em energias não renováveis para fontes renováveis. Um dos principais benefícios dessa transição é a redução da emissão de gases de efeito estufa na atmosfera. A energia gerada a partir dessas fontes é injetada em redes elétricas de diferentes dimensões, desde grandes sistemas de potência a pequenas microrredes, através de conversores estáticos de potência.

Nos últimos anos, a adoção de fontes de energia eólica e solar tem ganhado destaque. Essas fontes geralmente fazem interface com a rede elétrica por meio de conversores fonte de tensão (CFT), cuja resposta inercial e de amortecimento não é uma característica intrínseca dos conversores ([Kerdphol et al.<sup>\[1\]</sup>](#)). Tem sido observado que o aumento da penetração de conversores conectados à rede tem causado um declínio na inércia do sistema elétrico de potência (SEP), o que representa um dos desafios atuais do setor elétrico ([Tielens e Hertem<sup>\[2\]</sup>](#)).

Com o rápido crescimento da geração de energia renovável, o adequado projeto das malhas de controle dos CFT integrados à rede elétrica tornou-se importante para o bom funcionamento do sistema ([Blaabjerg, Chen e Kjaer<sup>\[3\]</sup>](#)). Os CFT podem operar em dois modos diferentes: conversores seguidores de rede (CSR) e conversores formadores de rede (CFR) ([Rocabert et al.<sup>\[4\]</sup>](#)). Os CSR são definidos como uma fonte de corrente controlada,  $i_m$ , conectada em paralelo com uma impedância infinita,  $Z_s$ , enquanto os CFR são definidos como uma fonte de tensão controlada,  $v_m$ , conectada em série com uma impedância muito baixa,

$Z_s$ , como apresentado na Figura 1.1.

Figura 1.1: Representação básica do GFMC e (GFLC)



Fonte: Elaborada pelo autor.

O CSR injeta potência na rede controlando a corrente de saída do conversor (Bouzid et al.<sup>[5]</sup>). Em geral, o CSR necessita de um *phase-locked loop* (PLL) para seguir o ângulo de fase da tensão no ponto de acoplamento comum (Wang et al.<sup>[6]</sup>). Entretanto, o PLL pode ter uma influência negativa, pois pode introduzir instabilidade ao sistema em redes fracas (Ashabani e Mohamed<sup>[7]</sup>). Para enfrentar esses desafios, os conversores formadores de rede surgem como uma tendência promissora (Lasseter, Chen e Pattabiraman<sup>[8]</sup>). O CFR simula a sincronização dos geradores síncronos e determinam a amplitude de tensão e a fase desejadas no PAC (Fang, Deng e Goetz<sup>[9]</sup>). Diante disso, os CFR têm atraído grande atenção da comunidade científica nos últimos anos.

## 1.1 Contexto

Os pesquisadores têm enfrentado alguns desafios quando se trata do projeto da malha interna de corrente e tensão do CFR, e um deles é garantir o desacoplamento entre a malha interna e a malha externa. Seguindo a teoria de perturbação singular, muitos trabalhos negligenciam a dinâmica das malhas de controle internas (Guo et al.<sup>[10]</sup>). Em (Eberlein e Rudion<sup>[11]</sup>), é mostrado, por meio da análise de sensibilidade, que os parâmetros dos controladores da malha interna afetam os polos dominantes do sistema e se esses polos não forem alocados de forma correta, pode gerar instabilidade para o CEP.

Por questões de simplicidade, muitos trabalhos consideram um desacoplamento entre as

malhas de controle interna e externa, ou seja, a dinâmica das malhas de tensão e corrente deve ser mais rápida que a da malha mais externa do CFR (Liu, Miura e Ise<sup>[12]</sup>). Essa suposição é válida para conversores com alta largura de banda, que são usados principalmente em aplicações de baixa potência, como microrredes e UPS. Entretanto, em aplicações de alta potência, como sistemas de transmissão, a largura de banda de controle é limitada pela frequência de comutação, o que pode resultar em uma resposta mais lenta, regiões estreitas de estabilidade e problemas de instabilidade no modo conectado à rede (D'Arco, Suul e Fosso<sup>[13]</sup>).

A redução da ordem do modelo (ROM) diminui a complexidade, proporcionando uma melhor percepção dos principais fatores que influenciam a estabilidade, reduzindo o custo computacional da simulação e facilitando a análise da estabilidade de sistemas não lineares simplificados (Eberlein e Rudion<sup>[14]</sup>). Em (Qoria et al.<sup>[15]</sup>), é abordado um estudo sobre as interações entre as malhas de controle interna e externa devido à largura de banda limitada dos CFR de alta potência. Uma análise é feita a partir de simulações no domínio do tempo, que mostram resultados indicando um bom acoplamento entre as malhas de controle interna e externa e uma consistência entre o modelo fasorial e o modelo dinâmico do sistema.

Portanto, nota-se que é de grande relevância desenvolver um método eficiente para projetar os controladores de corrente e tensão da malha interna do CFR, pois a dinâmica dessas malhas está diretamente ligada à estabilidade do sistema. Este trabalho propõe o desenvolvimento de uma metodologia para avaliação e descobrimento do melhor método de projeto para os controladores de malha interna de um conversor formador de rede. São utilizadas técnicas de análise, como resposta ao degrau, modelo por espaço de estados do sistema completo para verificar o desempenho e o comportamento dinâmico dos controladores projetados para o CFR sob duas estratégias de controle em sua malha externa: o droop e o *Dispatched Virtual Oscillator Control* (dVOC). Além das análises analíticas, é realizada a simulação do CFR de modo 'offline' e com a técnica do *Hardware-in-the-Loop* (HIL) em um simulador de tempo real, para validar o comportamento e o desempenho das malhas de controle internas aplicadas a um CFR.

## 1.2 Objetivos

Neste trabalho será apresentado um estudo sobre o projeto de malhas de controle internas de um CFR, e sua avaliação de desempenho quando integradas a malhas externas, droop e dVOC. A ideia central do trabalho consiste em propor uma metodologia para o cálculo dos parâmetros dos controladores das malhas internas que satisfaçam as especificações de projeto e garanta a estabilidade do CFR. Para isso, são utilizadas ferramentas de análise do sistema projetado como: resposta degrau, equação do sistema completo por espaço de estados, bem como, simulação 'offline' e em tempo real.

### 1.2.1 objetivos específicos

- Estudar o conversor formado de rede conectado à rede sob as estratégias droop e dVOC;
- Desenvolver uma metodologia para o cálculo dos parâmetros dos controladores das malhas internas;
- Observar a estabilidade do CFR após o projeto dos controladores;
- Utilizar ferramentas de análise como resposta ao degrau para avaliar o desempenho das malhas de controle projetadas;

## 1.3 Organização do trabalho

Esse texto está organizado da seguinte forma, no Capítulo 2, é apresentada a revisão bibliográfica sobre o tema abordado. O capítulo 3, aborda a metodologia e dos materiais utilizados para o desenvolvimento do trabalho. No Capítulo 4, é descrito o modelo do conversor fonte de tensão com filtro LCL no referencial dq, o modelo das estratégias de malha externa (droop e dVOC), o desenvolvimento das equações de espaço de estado do CFR e o desenvolvimento do modelo médio do CFR. Nos capítulos 5 e 6 são discutidos as três metodologias de projeto das malhas internas de controle de corrente e tensão, aplicadas a um CFR. No capítulo 7, são apresentadas as conclusões e trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Revisão bibliográfica

Neste capítulo será apresentado uma revisão bibliográfica sobre o conversor formador de rede. O foco dessa revisão é apontar os artigos que fundamentam a proposta do trabalho.

Em [Pogaku, Prodanovic e Green<sup>\[16\]</sup>](#), foi desenvolvida uma modelagem e análise de micro-redes baseadas em inversores do ponto de vista da operação autônoma. Um modelo para cada subsistema — filtro de saída, malhas de controle de tensão e corrente, e malha de controle de potência — foi desenvolvido na forma de equações em espaço de estados pelo método de pequenos sinais e, posteriormente, combinado para formar um modelo completo do inversor de potência. A partir do modelo completo, foi possível calcular os autovalores, e assim, por meio de uma análise de sensibilidade, identificar quais parâmetros mais afetam a estabilidade do sistema em diferentes cenários. Com essa análise, foi possível concluir que os autovalores de baixa frequência são altamente sensíveis à configuração da rede, bem como aos parâmetros do controlador de potência da microrede. Além disso, constatou-se que os autovalores de alta frequência são amplamente sensíveis aos ganhos dos controladores de malha interna do inversor, impactando a dinâmica da rede. Portanto, o modelo do inversor desenvolvido no artigo permite que microredes sejam projetadas para atingir a margem de estabilidade exigida pelas rede elétricas.

Em [Mohamed e El-Saadany<sup>\[17\]</sup>](#), é realizada uma análise de estabilidade em sistemas de geração distribuída baseados em inversores de potência. No contexto da dinâmica de pequenos sinais de uma microrede, pode-se demonstrar que, à medida que a potência demandada de cada inversor varia, os autovalores de baixa frequência influenciam a dinâmica

do compartilhamento de energia e afetam a estabilidade do sistema. Para preservar a estabilidade dessa troca de energia, um sistema de controle de droop adaptativo é proposto no artigo. A estratégia de compartilhamento de energia proposta baseia-se nas características de droop estático combinadas com um transitório adaptativo. Diferentemente dos controladores droop convencionais, que oferecem um controle sintonizável com um grau de liberdade, o controlador de droop proposto permite um ajuste com dois graus de liberdade. Esse controlador possibilita ajustes sem comprometer o ganho de droop estático. Para explicar as variações dos autovalores sob diferentes condições de carga, os transitórios de ganho são programados adaptativamente por meio de análise de pequenos sinais ao longo da trajetória de carregamento de cada unidade de geração, a fim de produzir a resposta transitória desejada. Assim, o controlador proposto garante uma injeção de energia estável e suave em diferentes condições de carregamento, além de amortecer oscilações de potência e assegurar a estabilidade do sistema.

Em [Zhang, Harnfors e Nee<sup>\[18\]</sup>](#), é desenvolvido um controle de sincronização de potência para um conversor fonte de tensão conectado à rede. Embora o método possa ser aplicado a todos os CFTs conectados à rede, ele é particularmente relevante para aplicações de alta tensão (HVDC). Esse controle utiliza o mecanismo de sincronização interna em sistemas CA, de forma semelhante ao funcionamento de uma máquina síncrona. No artigo, os autores descrevem matematicamente as equações utilizadas para analisar o comportamento do controlador proposto, comparando-o ao controle convencional de sincronismo de potência. A partir de análises de resposta em frequência e do mapa de polos e zeros, são identificadas as restrições e limites dos parâmetros de controle, demonstrando que a inclusão de um filtro passa-alta no controle proposto contribui para o amortecimento do pico ressonante. Os autores concluem que o controle proposto é aplicável a CFT conectados à rede, sendo especialmente útil para CFTs-HVDC em sistemas de rede fraca. Com o método de controle de sincronização de potência, o CFT-HVDC opera de maneira semelhante a uma máquina síncrona. No entanto, redes CA fracas ainda representam desafios operacionais para CFT-HVDC em comparação com redes mais robustas, devido aos ângulos de carga relativamente mais elevados. Assim, recomenda-se que o CFT-HVDC opere com uma menor largura de banda de controle quando conectado a uma rede CA muito fraca, garantindo uma margem de estabilidade segura.

Em D'Arco, Suul e Fosso<sup>[13]</sup>, investiga-se como os parâmetros de sensibilidade obtidos pelo modelo de espaço de estados linearizado do conversor de potência e seu sistema de controle podem ser utilizados sistematicamente para a sintonia de malhas de controle de corrente e tensão em cascata. Nesse sentido, um algoritmo iterativo de ajuste foi desenvolvido para garantir a estabilidade e melhorar a resposta dinâmica do controle de corrente e tensão em cascata do conversor. Esse algoritmo utiliza a análise de sensibilidades paramétricas dos autovalores para identificar os parâmetros com maior influência nos autovalores críticos do sistema e, a partir disso, modifica incrementalmente os parâmetros ajustáveis para deslocar esses autovalores para a esquerda do plano 's', garantindo a estabilidade do sistema. O algoritmo proposto foi aplicado a uma máquina síncrona virtual baseada em tensão e corrente com controladores em cascata no referencial síncrono. Foi demonstrado que a proposta do algoritmo de ajuste pode garantir a estabilidade do sistema e melhorar significativamente a resposta dinâmica, superando as abordagens convencionais baseadas em regras com aproximações correspondentes. O desempenho obtido apresentou melhorias verificadas por meio de simulações no domínio do tempo, incluindo os efeitos da comutação do conversor de potência e os efeitos de amostragem resultantes de um sistema de controle em tempo discreto.

Em Qoria et al.<sup>[19]</sup>, é apresentado um algoritmo para a determinação dos parâmetros dos controladores, que consiste em ajustar os polos dos controladores do inversor para obter a melhor taxa de amortecimento, utilizando um modelo linearizado de pequenos sinais. Esse algoritmo é aplicado a um conversor fonte de tensão com controladores de corrente e tensão em cascata. Para desenvolver o método, os autores utilizam a análise de sensibilidade a partir dos autovalores calculados pelo modelo completo do inversor em espaço de estados. O método consiste em três etapas: (1) calcular os autovalores associados aos parâmetros dos controladores; (2) definir restrições para a matriz A do modelo em espaço de estados, garantindo que os polos do inversor se desloquem para a região de estabilidade; e (3) calcular o amortecimento para cada polo e compará-los entre si, selecionando aquele que apresenta maior amortecimento. Para avaliar a robustez do método, são realizados diversos testes, considerando a influência do ponto de operação, a variação do *Short Circuit Ratio* (SCR) e diferentes cenários, como operação em modo *stand-alone* e topologias de conversores conectados em paralelo. Os resultados obtidos demonstram que o método proporciona um

bom desempenho dinâmico em comparação com os controladores sintonizados usando outros procedimentos, discutidos na literatura técnica. Além disso, o conjunto de parâmetros calculados para um determinado ponto de operação e topologia revela uma boa robustez em diversas configurações do sistema.

A questão do controle dos conversores formadores de rede é bastante diferente dependendo da conexão a uma rede de baixa ou alta tensão. No caso de aplicações de maior potência, a baixa frequência de comutação pode induzir alguns problemas de estabilidade. Essa questão tem sido estudada, e algumas soluções foram propostas por meio de novos métodos de ajuste de controle das malhas de corrente e tensão. No entanto, as possíveis interações entre as malhas de controle internas e externas não são discutidas. Na verdade, em grandes sistemas de potência, o modelo quase estático é utilizado para facilitar a análise e reduzir o tempo de cálculo. Isso assume um bom desacoplamento entre as malhas de controle, permitindo desconsiderar a dinâmica das malhas internas.

Em [Qoria et al.<sup>\[15\]</sup>](#), investiga-se a eficiência dessa suposição ao analisar alguns exemplos de métodos de ajuste propostos na literatura e demonstrar a capacidade de cada método em garantir o desacoplamento entre os controladores. Ferramentas de análise de pequenos sinais, fatores de participação e sensibilidades paramétricas são utilizadas para avaliar o sistema. Os autores realizam primeiro um estudo de caso de um ajuste de controlador proposto na literatura, com base na análise de autovalores e simulação no domínio do tempo, os resultados obtidos levam a seguinte conclusão: o método desenvolvido permite um bom desacoplamento entre as malhas de controle, resultando em uma alta consistência entre o modelo fasorial e o modelo dinâmico, enquanto o segundo método de sintonia não apresenta os mesmos resultados.

Conversores formadores de rede estão emergindo como candidatos promissores em sistemas de energia distribuídos, pois possuem a capacidade de estabelecer tensão e frequência independentemente do estado da rede. No que se refere ao controle dos CFR, muitas pesquisas têm sido realizadas sobre as malhas de controle de potência ativa e reativa e a malha de controle de tensão de forma independente. No entanto, a literatura ainda é escassa no que diz respeito ao projeto dos controladores de tensão e corrente quando os CFR estão conectados à rede. Em [Deng et al.<sup>\[20\]</sup>](#), os autores analisam a estabilidade dos CFR com os controladores de malha interna de corrente e tensão em cascata. Os requisitos para a

estabilidade são examinados, e os fatores que limitam a largura de banda de controle são identificados. Especificamente, é revelado que, no referencial dq síncrono, os termos de acoplamento introduzidos pela impedância da rede têm um impacto significativo na dinâmica do sistema. Para melhorar a velocidade de rastreamento da referência, um novo esquema de controle, que inclui um filtro passa-faixa e um filtro corta-faixa, é proposto. Com esse esquema de controle, a largura de banda do CFR é aumentada sem causar instabilidade. Os autores concluem que o sistema é eficiente e apresenta melhorias na velocidade de rastreamento.

Os CFR conectados à rede por meio de uma pequena impedância podem representar um circuito de potência rápido, o que leva a sérios conflitos com o controle interno de tensão, resultando em oscilações de potência ou até mesmo instabilidade. Em [Deng et al.<sup>\[21\]</sup>](#), uma análise detalhada revela que a operação de um CFR conectado à rede e controlado por controladores em cascata de corrente e tensão, com um filtro de saída LCL, apresenta um controle de tensão mais lento do que no modo autônomo (stand-alone). Para melhorar a dinâmica dos CFR, um controle genérico de tensão com um filtro passa-alta no controle de corrente é proposto. O controlador de tensão projetado permite o rastreamento rápido tanto em operações conectadas à rede, quanto em modo autônomo, garantindo melhor regulação de energia e serviço à rede. Essas afirmações são embasadas na análise da resposta em frequência e na resposta ao degrau da tensão no referencial dq. As melhorias no rastreamento e no controle de potência são verificadas por meio de experimentos. Em [Eberlein e Rudion<sup>\[14\]</sup>](#), uma visão estruturada das abordagens de redução de modelo das malhas internas é fornecida, e novos modelos reduzidos baseados na aproximação da função de transferência são introduzidos. Os modelos são exaustivamente testados por meio de análise de resposta em frequência, análise de sensibilidade de autovalores, simulação no domínio do tempo e avaliação de regiões de estabilidade para diversos cenários, considerando variações nos parâmetros elétricos. Além disso, a influência das simplificações das linhas da rede é investigada. Torna-se evidente que não existe um modelo reduzido único adequado para todos os cenários, sendo necessário selecionar o modelo apropriado dependendo do caso específico.

Em [Abrantes-Ferreira<sup>\[22\]</sup>](#), os autores apresentam uma estrutura unificada para controle de conversores formadores de rede, integrando métodos como Controle por Droop, Synch-

ronverter e duas variações baseadas em dVOC (controle de oscilador virtual despachável). A metodologia envolve a reformulação das leis de controle para identificar similaridades estruturais, permitindo a comparação analítica e validação via simulações em relação ao compartilhamento de potência e dinâmica transitória. Os resultados de simulações confirmam um comportamento semelhante entre Droop, Synchronverter e LD-AH-dVOC em situações de regime permanente. A transição de frequência no método dVOC ocorre instantaneamente, enquanto nos demais é limitada por constantes de tempo projetadas. Portanto, a estrutura proposta promove interoperabilidade entre técnicas, essencial para sistemas de energia com penetração crescente de fontes distribuídas e mostra que de fato existe uma similaridade entre as técnicas abordadas no trabalho.

Em [Lu et al.](#)<sup>[23]</sup> é apresentada uma estratégia de controle baseada no Oscilador Virtual Andronov-Hopf para inversores conectados à rede ou em modo ilhado. A proposta utiliza um modelo não linear que melhora a regulação de tensão e frequência, evita harmônicos indesejados e permite a definição de referências para potência ativa e reativa. Simulações numéricas validaram o desempenho dinâmico superior, destacando a eficácia do método em conformidade com padrões de qualidade de energia. A conclusão sugere que a abordagem é promissora tanto para configurações isoladas quanto conectadas, com potencial para experimentação futura em redes complexas. Em [Abrantes-Ferreira e Lima](#)<sup>[24]</sup> é realizada uma análise comparativa de estratégias em conversores formadores de rede em microrredes desconectáveis. Uma nova técnica baseada no controle de oscilador virtual despachável com comportamento linear de droop é proposta, sendo comparada com controle por droop convencional e uma versão não linear de oscilador virtual. Os métodos baseados em osciladores virtuais apresentaram desempenho dinâmico superior, com tempos de acomodação até 8 vezes mais rápidos em operação ilhada. A técnica proposta mostrou vantagens na ausência de acoplamento entre potências ativa e reativa.

Em [Raisz, Thai e Monti](#)<sup>[25]</sup> os autores investigam estratégias de controle de inversores formadores de rede, focando em métodos baseados em máquinas síncronas e osciladores virtuais. São analisados os desafios de estabilidade e desempenho em redes com baixa inércia, propondo-se um controle unificado que integra conceitos de osciladores e sincronização de potência. Resultados indicam que o controle proposto supera as limitações dos métodos convencionais, oferecendo maior robustez e adaptabilidade. A conclusão enfatiza a neces-

sidade de novos estudos para validar experimentalmente o método em sistemas maiores e mais diversos.

Em [Numsomran et al.](#)<sup>[26]</sup>, os autores propõem o uso da técnica de Atribuição da Razão Característica (ARC) para projetar controladores descentralizados em sistemas TITO (duas entradas e duas saídas), visando eliminar a interação entre as malhas de controle e obter desempenho robusto em termos de tempo de resposta. Os autores fazem a implementação de um método de desacoplamento convencional para transformar a matriz de transferência em uma matriz diagonal, reduzindo os efeitos de interação entre as malhas, Aplica a técnica ARC para ajustar a velocidade de resposta e os índices de amortecimento usando apenas um parâmetro, simplificando a sintonia dos controladores e realizam testes de desempenho por meio de simulações utilizando exemplos com e sem atrasos de tempo nos sistemas. Pelos resultados é possível verificar que os controladores ARC demonstraram maior estabilidade e desempenho em comparação com métodos convencionais, como controladores PID ajustados por otimização. A ARC produziu menores tempos de acomodação, melhorando a rejeição a perturbações externas e a robustez frente a variações de parâmetros do sistema. Portanto, este artigo propôs uma abordagem sistemática para o projeto de controladores ARC em sistemas TITO e demonstrou a eficácia do método em sistemas reais com acoplamento.

Em [Rajapandiyan e Chidambaram](#)<sup>[27]</sup>, é desenvolvida uma metodologia para projetar controladores PI e PID descentralizados para sistemas MIMO (multi-entrada e multi-saída), utilizando funções de transferência equivalentes (ETFs) obtidas por desacoplamento simplificado. Primeiro os autores utilizam um desacoplador simplificado para transformar sistemas MIMO em loops independentes, usam de ETFs derivadas de métricas como o array de ganhos normalizados relativos e o array de tempo médio de residência e aplica o método de controle interno simplificado (SIMC) para projetar os controladores PI/PID com base nos modelos desacoplados. Como resultados foram obtidas respostas para controles robustos e simples, mesmo para sistemas MIMO complexos. As simulações demonstraram que o método proposto supera técnicas centralizadas e de desacoplamento ideal em termos de simplicidade e resistência a erros de modelagem.

Em [Hariz e Bouani](#)<sup>[28]</sup>, os autores investigam diversas técnicas de desacoplamento aplicadas ao projeto de controladores para sistemas TITO, com o objetivo de minimizar as interações entre as malhas e facilitar o projeto de controladores descentralizados. A meto-

dologia empregada abrangeu o uso de três abordagens de desacoplamento: ideal, simplificado e inverso. Simulações foram realizadas para comparar o desempenho de controladores projetados com cada técnica, utilizando funções de transferência equivalentes para simplificar o ajuste de cada malha. Os resultados indicaram que o desacoplamento ideal proporciona o melhor desempenho na separação das malhas de controle, porém é altamente sensível a erros de modelagem, o que limita sua aplicação prática. Por outro lado, o desacoplamento simplificado destacou-se pela robustez e viabilidade para implementação em ambientes industriais, mesmo que deixe interações residuais mais pronunciadas. Já o desacoplamento inverso apresentou um equilíbrio entre as duas abordagens, combinando boa separação das malhas e robustez, mas com desafios técnicos na sua realização, especialmente em sistemas de alta complexidade.

Em [Govind, Mahapatra e Mahapatro<sup>\[29\]</sup>](#), é apresentada uma análise comparativa de diferentes técnicas de desacoplamento aplicadas a sistemas MIMO (multi-entrada, multi-saída). O foco é a redução de interações entre as malhas de controle, uma característica crítica em sistemas industriais. Técnicas como desacoplamento ideal, simplificado e invertido são exploradas, destacando suas vantagens, desvantagens e aplicações práticas. Modelos FOPDT (First Order Plus Dead Time) foram derivados para cada subsistema desacoplado, e controladores PI foram projetados com base em especificações no domínio da frequência. As contribuições do trabalho incluem uma análise detalhada das características e desafios das principais técnicas de desacoplamento, oferecendo diretrizes para seleção conforme o cenário industrial. O artigo destaca a viabilidade do desacoplamento simplificado para implementação prática devido à sua simplicidade, enquanto métodos ideais e invertidos são mais apropriados para cenários específicos que demandam maior precisão. Os resultados mostraram que todas as técnicas de desacoplamento alcançaram os critérios de projeto, com diferenças em robustez, overshoot e tempo de acomodação. O desacoplamento ideal apresentou maior eficiência na eliminação de interações, mas mostrou alta sensibilidade a erros de modelagem. Já o desacoplamento simplificado foi menos sensível a incertezas, mas resultou em desempenho ligeiramente inferior. O estudo conclui que a escolha da técnica de desacoplamento depende mais da aplicação específica do que dos requisitos de desempenho. Para cenários industriais, onde simplicidade e robustez são fundamentais, o desacoplamento simplificado é frequentemente a melhor escolha. Por outro lado, aplicações que demandam

alta precisão podem beneficiar-se de técnicas ideais ou invertidas, dependendo da complexidade do sistema e das limitações de implementação.

Em [Chen et al.](#)<sup>[30]</sup> os autores propõem uma configuração generalizada para o controle de conversores formadores de rede (CFR) com base na teoria de controle multi-entrada e multi-saída (MIMO). Essa abordagem unifica e generaliza várias estratégias existentes, como controle por droop de frequência, controle de sincronização de potência e controle de oscilador virtual despachável. A principal contribuição está na formulação de uma matriz de transferência de controle que integra controle de tensão CC, potência ativa e reativa. Resultados experimentais e simulações demonstram que o controle proposto melhora o desempenho e a robustez em comparação aos métodos tradicionais, especialmente em redes de curto-circuito, além de ser uma solução mais eficiente para os desafios de estabilidade. Em [Rathnayake e Bahrani](#)<sup>[31]</sup> os autores abordam o projeto de controle multivariável para inversores formadores de rede, com foco no desacoplamento entre o controle de potência ativa e reativa. A pesquisa destaca como o acoplamento entre essas variáveis dificulta o controle independente e propõe uma nova metodologia para superar esse desafio utilizando técnicas avançadas de modelagem e controle. As contribuições incluem uma análise detalhada do impacto das razões resistência/reatância e a implementação de uma arquitetura de controle que melhora a estabilidade e o desempenho dinâmico. Simulações validam a eficácia do método em cenários complexos de rede. Em [Chen, Zhou e Blaabjerg](#)<sup>[32]</sup> os autores discutem o uso de controle baseado em variáveis de estado para melhorar a estabilidade e a resposta dinâmica de conversores conectados à rede em ambientes com alta penetração de renováveis. O enfoque principal está na integração de controladores de oscilador virtual com técnicas de otimização para lidar com condições de baixa inércia do sistema. Os resultados incluem uma comparação extensiva entre o controle convencional e a abordagem proposta, evidenciando melhorias significativas em termos de amortecimento de oscilações e resposta a perturbações na rede.

Em [Zhao, Wang e Jin](#)<sup>[33]</sup>, os autores investigam os efeitos de amortecimento dos loops de controle internos em conversores fonte de tensão formadores de rede (GFM-VSCs), analisando sua influência na estabilidade do sistema, especialmente nas oscilações síncronas (SO) e subsíncronas (SSO). Para isso, desenvolve um modelo de impedância que caracteriza o comportamento dinâmico dos loops internos e aplica a metodologia de coeficientes de

torque complexo para avaliar suas interações com os loops externos e a rede. Os resultados mostram que aumentar a largura de banda do controle de corrente e utilizar o controle de desacoplamento de tensão melhora a resistência elétrica de baixa frequência, enquanto a resistência virtual ( $R_v$ ) melhora o amortecimento do modo SO, mas reduz o do modo SSO, e a indutância virtual ( $L_v$ ) melhora o amortecimento do modo SSO sem afetar significativamente o modo SO. Além disso, a implementação do controle interno no referencial  $dq$  pode proporcionar melhor amortecimento em modo inversor, enquanto o referencial  $\alpha\beta$  pode ser mais vantajoso em modo retificador. As conclusões destacam a importância do ajuste adequado dos parâmetros dos loops internos para garantir a estabilidade do GFM-VSC e minimizar interações adversas.

A revisão bibliográfica apresentada evidencia que existem pesquisas em andamento sobre conversores formadores de rede e o projeto de suas malhas internas. Estudos recentes mostram que negligenciar a dinâmica dessas malhas pode levar à instabilidade do sistema, no entanto, os modelos propostos geralmente são validados para configurações específicas, sem considerar a diversidade de instabilidades em sistemas dominados por conversores. Assim, este trabalho propõe uma metodologia para o projeto das malhas de controle interno dos CFR conectados à rede de forma a garantir a estabilidade desse sistema.

# Capítulo 3

## Materiais e métodos

Nesta seção será apresentado a metodologia, recursos e materiais utilizados no desenvolvimento deste trabalho. Na seção 3.1 será apresentada uma introdução geral do capítulo. Na seção 3.2 será descrito, a metodologia adotado para o desenvolvimento do trabalho. Na seção 3.3 será apresentada uma descrição dos materiais e recursos utilizados e na seção 3.4 serão apresentadas as considerações finais do capítulo.

### 3.1 Introdução

No contexto atual de sistemas de energia elétrica, os conversores eletrônicos desempenham um papel fundamental na interface entre fontes renováveis, como painéis fotovoltaicos e turbinas eólicas, e a rede elétrica. Para garantir uma operação estável e eficiente, é essencial projetar controladores de malha interna que assegurem o controle adequado das variáveis de corrente e tensão. Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma metodologia para definir e calcular os parâmetros dos controladores de malha interna de corrente e tensão do CFR, explorando tanto abordagens clássicas quanto técnicas baseadas em otimização e modelagem multivariável.

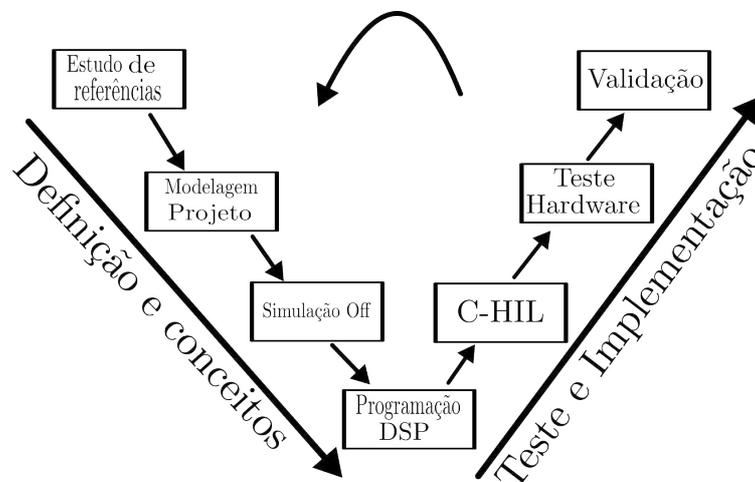
A modelagem utilizada para o CFR é realizada a partir das equações dinâmicas no referencial  $dq$ , permitindo uma análise mais detalhada e representativa do comportamento do conversor. Três métodos foram desenvolvidos: método por funções de transferência, método otimizado e o multivariável. Após o projeto dos controladores, foram realizadas

análises por resposta ao degrau e resposta em frequência, simulações 'offline' para verificar o desempenho do CFR sob duas estratégias diferentes de malha externa: droop e dVOC, e também, simulações em tempo real com a técnica do Hardware-in-the-Loop (HIL).

## 3.2 Metodologia

A metodologia desenvolvida para este trabalho segue uma abordagem estruturada e sistemática, abrangendo as etapas de modelagem, projeto dos controladores, simulações e validação em simulação em tempo real com base no modelo V que está ilustrado pela Figura 3.1.

Figura 3.1: Fluxograma da metodologia adotado no trabalho.



Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.2.1 Modelagem do sistema

O conversor foi modelado a partir das equações dinâmicas no referencial  $dq$ , o que permitiu descrever o comportamento das correntes e tensões nos eixos direto e em quadratura. Essa abordagem proporciona uma representação clara e acurada do sistema em relação aos seus parâmetros dinâmicos.

### 3.2.2 Desenvolvimento dos métodos

- Método por funções de transferência: esse método é baseado na representação clássica do sistema por funções de transferência. Esse método considera que os termos de cruzamento e compensação referentes ao modelo dq são considerados compensados, simplificando a análise e projeto para os ganhos dos controladores projetados. Além disso, esse método segue uma abordagem que utiliza a influência do PWM no projeto do controlador de corrente e usa a malha fechada do controle de corrente para o projeto do controle de tensão;
- Método para otimização dos ganhos: Um método baseado em técnicas de otimização utilizando o algoritmo genético (GA) foi empregado para determinar os parâmetros ideais dos controladores, considerando critérios de desempenho como tempo de resposta ao degrau;
- Método multivariável: O terceiro método utilizou a representação em sistema multivariável, como um sistema de duas entradas e duas saídas, do inglês, *Two-input-two-output* (TITO), permitindo uma abordagem mais complexa para a análise dinâmica e o projeto dos controladores, além de utilizar técnicas de desacoplamento do sistema para projetar com mais precisão os controladores.

### 3.2.3 Simulação offline

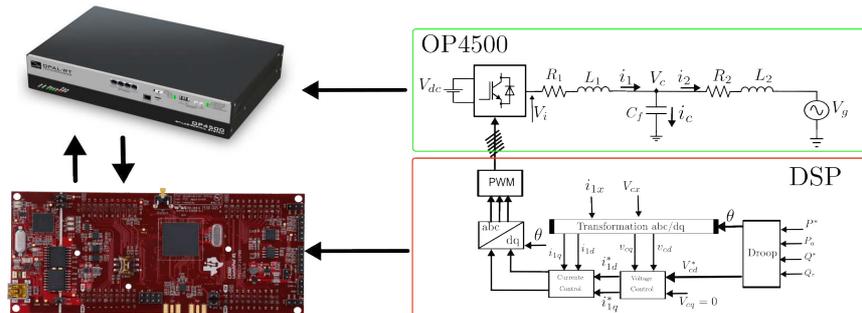
As Simulações foram realizadas para avaliar o desempenho dinâmico dos controladores em relação ao seu rastreamento de uma referência, assim como, avaliar o conversor formador de rede conectado à rede e a carga sob as duas estratégias de controle na sua malha externa: droop e o dVOC.

### 3.2.4 Simulação em tempo real

A simulação em tempo real foi conduzida utilizando a plataforma OP4500, com a implementação da técnica de Hardware-in-the-Loop (HIL). Essa etapa permitiu verificar o comportamento do sistema em um ambiente próximo às condições reais de operação. A tecnologia Hardware-in-the-Loop (HIL) é definida como uma configuração com um simulador

em tempo real (STR) mais um dispositivo físico externo. O dispositivo físico externo pode ser uma unidade de controle ou um aparelho de hardware. Isso leva a duas outras definições: Controlador Hardware-in-the-Loop (C-HIL) e Power Hardware-in-the-Loop (P-HIL) IEEE<sup>[34]</sup>. O hardware externo é geralmente conhecido como Hardware em Teste (HET) ou Dispositivo em Teste (DET). A configuração C-HIL possui um STR e uma unidade de controle externo; essa unidade de controle é o DET e geralmente é um microcontrolador, um controlador de sinal digital ou um processador de sinal digital. A conexão do STR e da unidade de controle pode ser direta ou através de uma placa de interface, dependendo da compatibilidade de tensão de seus terminais de entrada e saída. No C-HIL, o STR simula um sistema em tempo real e gera formas de onda que descrevem a resposta e o comportamento do sistema modelado. A unidade de controle recebe essas formas de onda, processa seu algoritmo de controle e envia um sinal de comando de controle de volta ao STR. Desta forma, o sistema modelado e a unidade de controle interagem entre si em um loop. A Figura 3.2 apresenta um diagrama simplificado de uma configuração C-HIL na qual um CFR é simulado em STR enquanto a estratégia de controle está sendo executada no microcontrolador. Nesse caso, o CFR é composto por uma fonte CC, um inversor, um filtro LCL, uma rede elétrica e sensores de corrente e tensão. Vale destacar que essa fonte CC,  $V_{dc}$ , tem a energia vinda de sistema de fonte primária como: sistemas fotovoltaicos, eólicos, entre outros. No entanto, nesse trabalho essa fonte foi considerada como constante, pois permite estudar isoladamente o desempenho do controle de tensão e corrente do conversor sem os efeitos da variação do barramento CC. Entretanto, existem implicações como: impacto na Estabilidade e acoplamento com o Lado CA, limitações na análise de eventos transitórios.

Figura 3.2: Diagrama do sistema em HIL.



Fonte: Elaborado pelo autor

Os Simuladores em Tempo Real (RTSs, do inglês *Real-Time Simulators*) são dispositivos que executam uma simulação de um sistema físico com alta fidelidade em tempo real, [Faruque et al.](#)<sup>[35]</sup>. Atualmente, as soluções comerciais de ponta em RTSs podem atingir passos de tempo tão pequenos quanto 200 ns e um período de amostragem de suas entradas em torno de 3 ns, [Osório et al.](#)<sup>[36]</sup>, gerando formas de onda que representam o sistema modelado com alta fidelidade. Conseqüentemente, os resultados observados em uma configuração de HIL (*Hardware-in-the-Loop*) são muito próximos dos observados em aplicações reais, [Simões, Busarello et al.](#)<sup>[37]</sup>.

### 3.3 Materiais e ferramentas utilizadas

#### 3.3.1 Plataforma de tempo real

OP4500: Essa plataforma permitiu a integração entre hardware e software, simulando condições reais de operação com alta precisão. No OP4500 foi implementado o sistema físico, enquanto as malhas de controle foram discretizadas e processadas no DSP. A Figura 3.3 ilustra a plataforma OPAL-RT.

Figura 3.3: OP4500.



Fonte: Elaborado pelo autor

#### 3.3.2 DSP da Texas Instruments

O dispositivo responsável pela execução do programa desenvolvido em linguagem C é o microcontrolador utilizado para o HIL. Este programa é composto pelas malhas de

controle interna e externa, PWM e as transformações dos sinais trifásicos abc para dq0. No DSP, foi implementado o PWM síncrono para a modulação do sinal de saída, garantindo melhor desempenho no acionamento do conversor. Além disso, o atraso computacional é considerado na discretização do sistema utilizando o método de Tustin,

$$s \approx \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1},$$

assegurando uma representação mais precisa da dinâmica do controle digital. A equação do controlador PI contínuo é dada por:

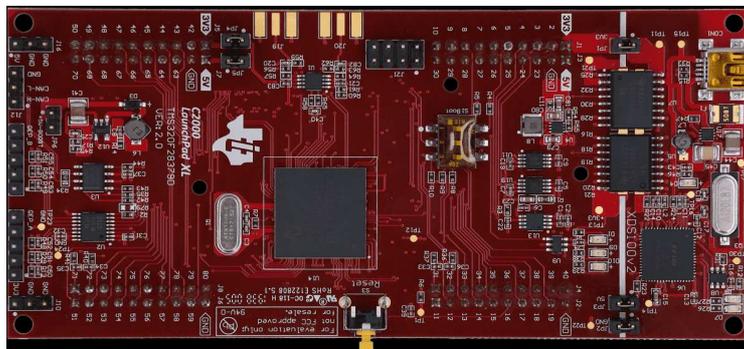
$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s},$$

após a discretização, utilizando Tustin, temos a equação discreta:

$$u[k] = u[k - 1] + K_p(e[k] - e[k - 1]) + K_i \frac{T_s}{2}(e[k] + e[k - 1]).$$

O tempo de amostragem adotado no DSP é de 100  $\mu$ s, garantindo uma frequência de atualização adequada para o controle do sistema. Controladores digitais e interfaces de comunicação foram empregados para conectar o sistema ao OP4500 e realizar as simulações. A Figura 3.4 ilustra o microcontrolador utilizado.

Figura 3.4: DSP TMS320F28379D.



Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.3.3 Code Composer Studio (CCS)

O Code Composer Studio (CCS) é um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) da Texas Instruments (TI) projetado para desenvolvimento e depuração de software para microcontroladores e processadores digitais de sinal (DSPs), fazendo uso da linguagem C para os algoritmos.

### 3.3.4 RT-LAB

O RT-LAB é uma plataforma de simulação em tempo real desenvolvida pela OPAL-RT. Ele permite rodar modelos matemáticos de sistemas físicos diretamente em hardware em tempo real, o que é essencial para testes com Hardware-in-the-Loop (HIL) e Power Hardware-in-the-Loop (PHIL) e permite a integração com MATLAB/Simulink, permitindo transformar modelos criados no Simulink em simulações em tempo real.

### 3.3.5 MATLAB

O MATLAB (Matrix Laboratory) é uma plataforma de computação numérica amplamente utilizada para análise de dados, modelagem matemática, simulação e controle de sistemas. O CFR desenvolvido no trabalho foi simulado utilizando a biblioteca SimPowerSystem, pois contém os modelos de conversor, rede, filtro, controles. Na simulação foi utilizado um passo de cálculo de 1 *us*.

## 3.4 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentados os materiais e a metodologia utilizados como base para o desenvolvimento deste trabalho. A definição clara da metodologia e dos materiais utilizados garante a reprodução e validação dos resultados obtidos. Nos capítulos seguintes, a modelagem matemática do sistema será apresentada com maior profundidade, seguida pelo desenvolvimento dos métodos de projeto dos controladores e a validação e análise dos resultados por meio de simulações.

# Capítulo 4

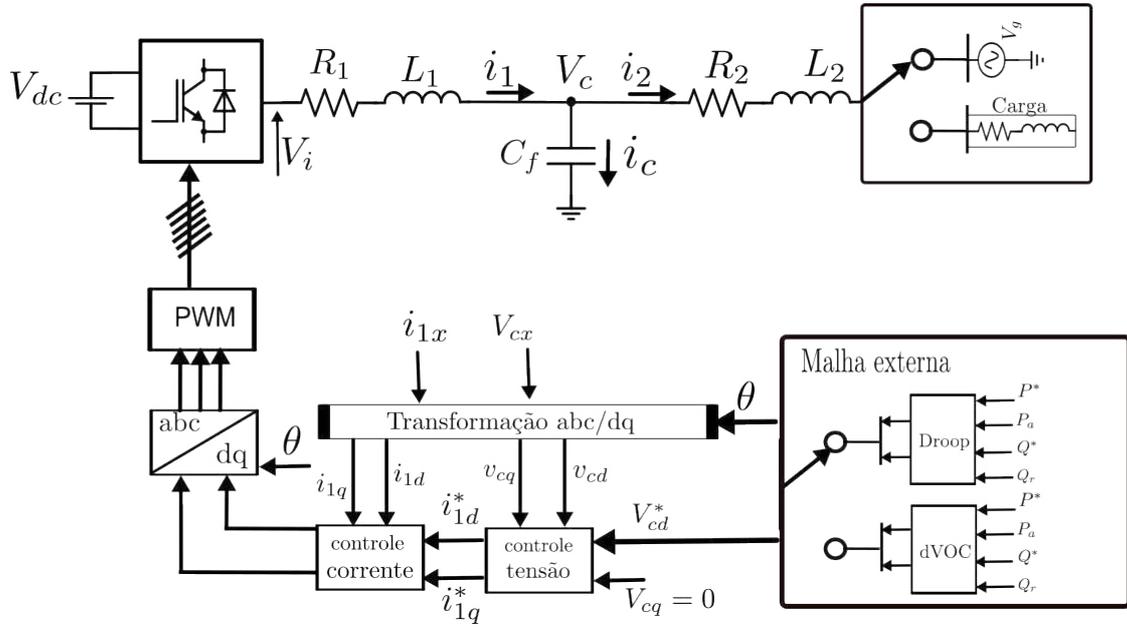
## Modelagem do conversor formador de rede trifásico conectado à rede

Neste capítulo, é desenvolvido o modelo do CFT conectado à rede no referencial síncrono (dq), as equações que descrevem as estratégias de droop e dVOC, as equação de espaço de estados do CFR e as equações do modelo médio do CFT. Na seção 4.1 apresenta-se as equações dinâmicas no referência dq do conversor fonte de tensão com filtro LCL conectado á rede. Na seção 4.2, aborda-se as equações que descrevem as estratégias de controle de malha externa droop e dVOC. Na seção 4.3, apresenta-se as equações de espaço de estados do CFR incluindo as malhas de controle. Na seção 4.4 é apresentado as equações do modelo médio do CFT. E na última seção são apresentado as considerações finais.

### 4.1 Modelagem do conversor formador de rede

A Fig. 4.1 ilustra o diagrama do conversor formador de rede conectado à rede. Os elementos do filtro LCL estão representados pelas resistências  $R_1$  e  $R_2$ , os indutores  $L_1$  e  $L_2$  e o capacitor  $C_f$ . As variáveis de estado que representam o sistema são, respectivamente, a corrente do conversor  $i_1$ , a tensão do capacitor  $V_c$  e a corrente  $i_2$  através da indutância  $L_2$ . Além disso, pode-se verificar as malhas internas e externas de controle, o bloco PWM e o barramento CC representado por uma fonte CC constante  $V_{dc}$ .

Figura 4.1: CFR com filtro LCL conectado à rede ou a carga.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As equações dinâmicas do sistema são apresentadas abaixo.

$$\begin{aligned}
 V_i - V_c &= L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 \\
 i_1 - i_2 &= C_f \frac{dV_c}{dt} \\
 V_c - V_g &= L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Fazendo a transformação do referencial trifásico abc para o odq, e assumindo que o sistema trifásico é simétrico, onde  $V_i = V_i e^{-j\theta_g} = V_{id} + jV_{iq}$ ,  $V_g = V_g e^{-j\theta_g} = V_{gd} + jV_{gq}$ ,  $i^{1,2} = i^{1,2} e^{-j\theta_g} = i_d^{1,2} + j i_q^{1,2}$ ,  $V_c = V_c e^{-j\theta_g} = V_{cd} + jV_{cq}$  e  $\frac{di}{dt} e^{-j\theta_g} = \frac{di}{dt} - j\omega_g i$ . Após a substituição nas equações e organizando as expressões, o modelo do CFR no referencial dq é:

$$v_{id} - V_{cd} = L_1 \frac{d}{dt} i_{1d} + R_1 i_{1d} - L_1 \omega_n i_{1q} \tag{4.2}$$

$$v_{iq} - V_{cq} = L_1 \frac{d}{dt} i_{1q} + R_1 i_{1q} + L_1 \omega_n i_{1d}$$

$$i_{1d} - i_{2d} = C_f \frac{d}{dt} v_{cd} - C_f \omega_n V_{cq} \tag{4.3}$$

$$i_{1q} - i_{2q} = C_f \frac{d}{dt} v_{cq} + C_f \omega_n v_{cd}$$

$$\begin{aligned}
V_{cd} - v_{gd} &= L_2 \frac{d}{dt} i_{2d} + R_2 i_{2d} - L_s \omega_n i_{2q} \\
V_{cq} - v_{gq} &= L_2 \frac{d}{dt} i_{2q} + R_2 i_{2q} + L_s \omega_n i_{2d}
\end{aligned} \tag{4.4}$$

onde  $\omega_n$  é a frequência angular do referencial síncrono ( $\theta = \int \omega_n dt$  é o ângulo de fase da tensão de saída). Aplicando a transformada de Laplace nas equações acima, temos:

$$\begin{aligned}
i_{1d} &= \left[ \frac{1}{L_1 s + R_1} \right] [V i_d - V_{cd} + L_1 \omega_o i_{1q}] \\
i_{1q} &= \left[ \frac{1}{L_1 s + R_1} \right] [V i_q - V_{cq} - L_1 \omega_o i_{1d}] \\
V_{cd} &= \frac{1}{C_f s} [i_{1d} - i_{2d} + C_f \omega_o V_{cq}] \\
V_{cq} &= \frac{1}{C_f s} [i_{1q} - i_{2q} - C_f \omega_o V_{cd}] \\
i_{2d} &= \left[ \frac{1}{L_2 s + R_2} \right] [V_{gd} - V_{cd} + L_2 \omega_o i_{2q}] \\
i_{2q} &= \left[ \frac{1}{L_2 s + R_2} \right] [V_{gq} - V_{cq} - L_2 \omega_o i_{2d}]
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Essas equações servirão para a formalização do método para projetar os ganhos da malha interna de controle do conversor formador de rede, pode-se observar que essas equações possuem termos de compensação e de cruzamentos que aparecem devido a transformação de abc para dq e esses termos são considerados compensados na hora de projetar os ganhos dos controladores de tensão e corrente para o método por funções de transferência e por otimização dos ganhos.

## 4.2 Modelagem das estratégias controle de malha externa

Nesta seção será apresentado as equações que descrevem as estratégias de controle de malha externa: droop e dVOC. A malha externa é responsável por fornecer à malha interna as referências de tensão e de fase do CFR e também de controlar as potências de despacho desejadas para o ponto de acoplamento comum.

### 4.2.1 Modelagem do controle de droop

Sun et al.<sup>[38]</sup> destaca que o controle de droop pode ser considerado a solução básica para o CFR, uma vez que é baseado no comportamento de droop das máquinas síncronas. A lógica

do controle droop se baseia no comportamento dos geradores síncronos, onde a frequência e a tensão variam de acordo com a potência ativa e reativa fornecida. Utilizando a teoria dos dois eixos d-q, a injeção de potência ativa e reativa,  $P$  e  $Q$ , são dados pela equação:

$$\begin{aligned} P_a &= V_{cd}i_{2d} + V_{cq}i_{2q} \\ Q_r &= V_{cq}i_{2d} - V_{cd}i_{2q} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Para garantir um bom desacoplamento dinâmico entre o controle de droop e o controle interno, um filtro é adicionado na potência ativa e reativa medida. Onde  $\omega_c$  é a frequência de corte do filtro e  $m_p$  e  $n_q$  são os coeficientes de droop,  $P_a$  e  $Q_r$  são a potência ativa e reativa do conversor.

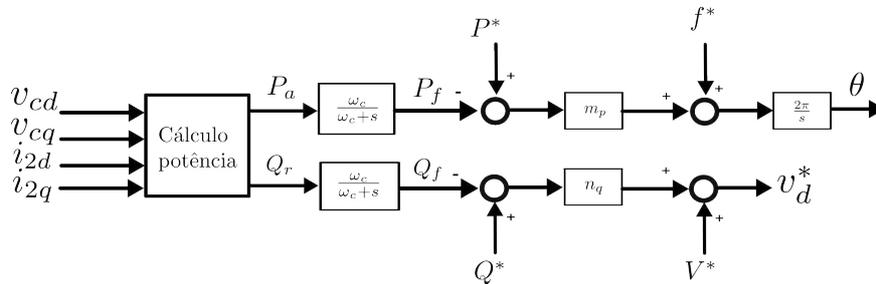
$$\begin{aligned} P_f &= \frac{\omega_c}{\omega_c + s} P_a, & m_p &= \frac{\Delta f}{P_{max}} \\ Q_f &= \frac{\omega_c}{\omega_c + s} Q_r, & n_q &= \frac{\Delta V}{Q_{max}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

A lei de controle do droop é dado pelas equações abaixo e a Fig 4.2,  $f^* = 60Hz$ , ilustra o diagrama do controle de droop:

$$\omega = \omega_n + m_p(P^* - P_f) \quad (4.8)$$

$$v_d^* = V^* + n_q(Q^* - Q_f) \quad (4.9)$$

Figura 4.2: Diagrama da malha externa com droop.



Fonte: Elaborada pelo autor.

onde  $P^*$ ,  $Q^*$ ,  $f^*$ ,  $V^*$  são a potencia ativa, potencia reativa, frequência e tensão de referência, respectivamente.

## 4.2.2 Modelagem do dVOC

### Modelagem do Controle dVOC

O *Linear-Droop Andronov-Hopf Dispatchable Virtual Oscillator Control* (LD-AH-dVOC) é uma técnica de controle baseada em osciladores virtuais despacháveis, projetada para regular a tensão e a frequência de conversores formadores de rede. Esse método se destaca por apresentar um comportamento linear desacoplado entre as relações de potência e as variáveis de controle, segundo Abrantes-Ferreira<sup>[22]</sup>.

### Lei de Controle

A lei de controle do LD-AH-dVOC é descrita pela equação diferencial complexa para o vetor de tensão interna  $v_{\alpha\beta}$ :

$$\frac{dv_{\alpha\beta}}{dt} = j\omega^* v_{\alpha\beta} + \sigma (\|v_{\alpha\beta}^*\| - \|v_{\alpha\beta}\|) v_{\alpha\beta} + \rho e^{j\varphi} \|v_{\alpha\beta}\|^2 (i_{\alpha\beta}^* - i_{\alpha\beta}), \quad (4.10)$$

onde:

- $v_{\alpha\beta} = v_\alpha + jv_\beta$ : vetor de tensão interna no referencial estacionário;
- $\omega^*$ : frequência nominal da rede;
- $\sigma > 0$ : parâmetro de controle associado à dinâmica da tensão;
- $\rho > 0$ : parâmetro de controle associado ao comportamento dinâmico da potência;
- $\varphi$ : ângulo dependente da relação  $X/R$  da linha ( $\varphi = 0$  para linhas puramente resistivas,  $\varphi = \pi/2$  para linhas puramente indutivas);
- $i_{\alpha\beta}$ : corrente de saída do inversor;
- $i_{\alpha\beta}^*$ : corrente de referência, calculada como:

$$i_{\alpha\beta}^* = \frac{2}{3} \frac{1}{V^2} (p^* - jq^*) v_{\alpha\beta}. \quad (4.11)$$

### Dinâmica da Tensão e Frequência

A tensão interna ( $V$ ) e a frequência ( $\omega$ ) do inversor são obtidas a partir do vetor  $v_{\alpha\beta}$ , conforme:

$$V = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}, \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}, \quad \text{com } \theta = \arctan\left(\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}}\right). \quad (4.12)$$

Substituindo a lei de controle (4.10) nas equações para  $E$  e  $\omega$ , obtemos as expressões dinâmicas desacopladas:

$$\frac{dV}{dt} = \sigma V (V^* - V) + \frac{2\rho}{3} (q^* - q), \quad (4.13)$$

$$\omega = \omega^* + \frac{2\rho}{3} (p^* - p). \quad (4.14)$$

### Relação de Droop Linear

No estado estacionário ( $\frac{dV}{dt} = 0$ ), as relações de tensão e frequência seguem a forma de *droop* linear desacoplado:

$$V = V^* + \frac{2\rho}{3\sigma} (Q^* - P), \quad (4.15)$$

$$\omega = \omega^* + \frac{2\rho}{3} (Q^* - P). \quad (4.16)$$

Essas expressões mostram que a tensão é regulada em função da potência reativa ( $Q/V$ ) e a frequência em função da potência ativa ( $P/f$ ), de forma linear e desacoplada.

### Ajuste dos Parâmetros

Os parâmetros  $\rho$  e  $\sigma$  são ajustados com base nas especificações do sistema, considerando as variações permitidas de frequência ( $\Delta\omega_{\max}$ ) e tensão ( $\Delta E_{\max}$ ). O ajuste dos parâmetros é dado pelas expressões:

$$\rho = \frac{3}{2} \frac{\Delta\omega_{\max}}{P_R}, \quad (4.17)$$

$$\sigma = \frac{2\rho}{3} \frac{Q_R}{\Delta V_{\max}}, \quad (4.18)$$

onde:

- $P_R$  e  $Q_R$ : potências ativa e reativa nominais, respectivamente;
- $\Delta\omega_{\max}$ : variação máxima permitida na frequência;
- $\Delta E_{\max} = d_{\text{puv}}E^*$ : variação máxima permitida na tensão interna.

### 4.3 Modelo completo do sistema por espaço de estados

Nesta seção será apresentado o modelo completo do sistema por espaço de estados. A equação engloba os subsistemas: controle de potência, tensão, corrente e o filtro LCL. Para cada subsistema são determinadas as equações de espaço de estado e depois é feito a composição do sistema que segue a lógica do modelo de espaço de estados em cascata, onde cada subsistema influencia diretamente o próximo [Pogaku, Prodanovic e Green<sup>\[16\]</sup>](#) e [Yu et al.<sup>\[39\]</sup>](#).

#### 4.3.1 Controle de potência

Baseado no controle de droop, conforme o diagrama da Figura 4.2, o controle de potência regula a frequência e amplitude da tensão conforme as características de droop.

$$\begin{aligned} P &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} (V_{cd}i_{2d} + V_{cq}i_{2q}) \\ Q &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} (V_{cd}i_{2q} - V_{cq}i_{2d}) \end{aligned} \quad (4.19)$$

O modelo dinâmico em pequeno sinal é dado por:

$$\begin{aligned} \dot{P}_f &= -\omega_c P_f + \omega_c (I_{2d}V_{cd} + I_{2q}V_{oq} + V_{cd}i_{2d} + V_{cq}i_{2q}), \\ \dot{Q}_f &= -\omega_c Q_f + \omega_c (I_{2q}V_{cd} - I_{2d}V_{cq} - V_{2q}i_{2d} + V_{cd}i_{2q}), \end{aligned} \quad (4.20)$$

a tensão nominal e a frequência são setados pelo ganhos de droop,  $f^* = 60\text{Hz}$  e  $w_n = 2\pi f^*$ , que são definidos como:

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_n - m_p(P_f - P^*) \\ V_{cd}^* &= V^* - n_q(Q_f - Q^*) \\ V_{cq}^* &= 0 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Os modelos de pequenos sinais da frequência e tensão são:

$$\begin{aligned}\Delta\omega &= -m_p\Delta P, \\ \Delta V_{cd}^* &= -n_q\Delta Q, \\ \Delta V_{cq}^* &= 0.\end{aligned}\tag{4.22}$$

Para converter todas as variáveis do conversor para um referência comum, a diferença angular entre o conversor e o referencial dq comum é definida como:

$$\delta = \int (\omega - \omega_{com}) dt \tag{4.23}$$

onde  $\omega_{com}$  é a frequência angular comum. O modelo de pequenos sinais é:

$$\delta = \Delta\omega - \Delta\omega_{com} = -m_p P - \Delta\omega_{com} \tag{4.24}$$

As componentes de corrente e tensão nos eixos d e q são combinadas nas seguintes equações:

$$\begin{aligned}V_{odq}^* &= \begin{bmatrix} V_{cd}^* \\ V_{cq}^* \end{bmatrix}, & i_{1dq} &= \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \\ V_{cdq} &= \begin{bmatrix} V_{cd} \\ V_{cq} \end{bmatrix}, & i_{2dq} &= \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Assim, temos a equação de espaço de estados para o controle de potência dado por:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{\delta} \\ \dot{P} \\ \dot{Q} \end{bmatrix} &= A_P \begin{bmatrix} \delta \\ P \\ Q \end{bmatrix} + B_P \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ v_{cdq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix} \\ &+ B_{P\omega com}[\Delta\omega_{com}] \end{aligned}\tag{4.25}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta v_{cdq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{P\omega} \\ C_{Pv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ P \\ Q \end{bmatrix}$$

onde  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $B_{Pcom}$ ,  $C_{P\omega}$  e  $C_{Pv}$  são:

$$\begin{aligned}
 A_P &= \begin{bmatrix} 0 & -m_p & 0 \\ 0 & -\omega_c & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{bmatrix}, & B_{P\omega com} &= \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\
 B_P &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_c I_{od} & \omega_c I_{oq} & \omega_c V_{od} & \omega_c V_{oq} \\ 0 & 0 & \omega_c I_{oq} & -\omega_c I_{od} & -\omega_c V_{oq} & \omega_c V_{od} \end{bmatrix}, \\
 C_{P\omega} &= [0 \quad -m_p \quad 0], & C_{Pv} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -n_q \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

### 4.3.2 Controle de tensão

O controle de tensão é composto de um regulador proporcional e integral (PI) padrão. As equações correspondentes são:

$$\frac{d\phi_d}{dt} = V_{cd}^* - V_{cd}, \quad \frac{d\phi_q}{dt} = V_{cq}^* - V_{cq}, \tag{4.27}$$

$$\begin{aligned}
 i_{1dref} &= i_{2d} - \omega_o C_f V_{cq} + K_{pv} (V_{cd}^* - V_{cd}) + K_{iv} \phi_d, \\
 i_{1qref} &= i_{2q} + \omega_o C_f V_{cd} + K_{pv} (V_{cq}^* - V_{cq}) + K_{iv} \phi_q.
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

as equações de espaço de estado do controle de tensão são:

$$\begin{aligned}
 [\dot{\phi}_{dq}] &= [0][\phi_{dq}] + B_{V1} [\Delta V_{cdq}^*] + B_{V2} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ v_{cdq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix}, \\
 \phi_{dq} &= [\phi_d \quad \phi_q]^T, \\
 [i_{1dq}^*] &= C_V [\phi_{dq}] + D_{V1} [V_{cdq}^*] + D_{V2} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ V_{cdq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

onde  $B_{v1}$ ,  $B_{v2}$ ,  $C_v$ ,  $D_{v1}$  e  $D_{v2}$ , são:

$$\begin{aligned}
 B_{V1} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, & B_{V2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 C_V &= \begin{bmatrix} K_{iv} & 0 \\ 0 & K_{iv} \end{bmatrix}, & D_{V1} &= \begin{bmatrix} K_{pv} & 0 \\ 0 & K_{pv} \end{bmatrix}, \\
 D_{V2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -K_{pv} & -\omega_n C_f & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_n C_f & -K_{pv} & 0 & 1 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

### 4.3.3 Controle de corrente

Semelhante ao controle de tensão, o controlador de corrente é composto por um controlador PI para comparar os sinais de corrente CC e obter um erro zero em regime permanente. As equações de espaço de estados são dadas por:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\gamma_d}{dt} &= i_{1d}^* - i_{1d}, & \frac{d\gamma_q}{dt} &= i_{1q}^* - i_{1q}, \\
 v_{1d}^* &= -\omega_n L_1 i_{1q} + K_{pc}(i_{1d}^* - i_{1d}) + K_{ic}\gamma_d, \\
 v_{1q}^* &= \omega_n L_1 i_{1d} + K_{pc}(i_{1q}^* - i_{1q}) + K_{ic}\gamma_q.
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

as equações abaixo representam a equação de espaço de estado do controle de corrente.

$$[\dot{\gamma}_{dq}] = [0][\gamma_{dq}] + B_{C1} [i_{1dq}^*] + B_{C2} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ V_{odq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix},$$

$$\text{onde } \gamma_{dq} = [\gamma_d \quad \gamma_q]^T, \tag{4.32}$$

$$[V_{idq}^*] = C_C[\gamma_{dq}] + D_{C1} [i_{1dq}^*] + D_{C2} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ V_{odq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix}.$$

onde  $B_{c1}$ ,  $B_{c2}$ ,  $C_c$ ,  $D_{c1}$  e  $D_{c2}$ , são:

$$\begin{aligned}
B_{C1} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, & B_{C2} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
C_C &= \begin{bmatrix} K_{ic} & 0 \\ 0 & K_{ic} \end{bmatrix}, & D_{C1} &= \begin{bmatrix} K_{pc} & 0 \\ 0 & K_{pc} \end{bmatrix}, \\
D_{C2} &= \begin{bmatrix} -K_{pc} & -\omega_n L_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_n L_f & -K_{pc} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{4.33}$$

#### 4.3.4 filtro LCL

Baseado nas equações 4.2, 4.3 e 4.4, pode-se construir as equações de espaço de estado linearizado do subsistema:

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{1d} &= -\frac{R_1}{L_1} i_{1d} + \omega_n i_{1q} - \frac{1}{L_1} V_{id} + \frac{1}{L_1} V_{cd} \\
\dot{i}_{1q} &= -\omega_n i_{1d} - \frac{R_1}{L_1} i_{1q} - \frac{1}{L_1} V_{iq} + \frac{1}{L_1} V_{cq}, \\
\dot{V}_{cd} &= \frac{1}{C_f} i_{2d} + \omega_o V_{cq} - \frac{1}{C_f} i_{2d} \\
\dot{V}_{cq} &= \frac{1}{C_f} i_{1q} - \omega_n V_{cd} - \frac{1}{C_f} i_{2q} \\
\dot{i}_{2d} &= \frac{1}{L_c} V_{gd} - \frac{R_2}{L_2} i_{2d} + \omega_n i_{2q} - \frac{1}{L_2} V_{cd}, \\
\dot{i}_{2q} &= \frac{1}{L_2} V_{gq} - \omega_n i_{2d} - \frac{R_2}{L_2} i_{2q} - \frac{1}{L_2} V_{cq}
\end{aligned} \tag{4.34}$$

o sistema em espaço de estados do filtro LCL e dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1dq} \\ \dot{v}_{cdq} \\ \dot{i}_{2dq} \end{bmatrix} = A_{LCL} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ v_{cdq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix} + B_{LCL1}[v_{cdq}] + B_{LCL2}[v_{gdq}] \tag{4.35}$$

$$\begin{aligned}
 A_{LCL} &= \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{L_1} & \omega_n & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_n & \frac{-R_1}{L_1} & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_n & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_n & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & \frac{-R_2}{L_2} & \omega_0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\omega_0 & \frac{-R_2}{L_2} \end{bmatrix} \\
 B_{LCL1} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & B_{LCL2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

### 4.3.5 Modelo completo

Combinando os modelos de espaço de estado mostrados nas equações dos subsistemas descritas acima, pode-se formar a equação de espaço de estados linearizada de ordem 13 e o modelo completo é descrito pela equação:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{inv} &= A_{inv}x_{inv} + B_{inv}V_{cdq} + B_{i\omega com}\omega_{com} \\
 \begin{bmatrix} \omega \\ i_{2dq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_{inv\omega} \\ C_{invc} \end{bmatrix} x_{inv} \\
 x_{inv} &= \begin{bmatrix} \delta & P & Q & \phi_d & \phi_q & \gamma_d \\ \gamma_q & i_{1d} & i_{1q} & V_{cd} & V_{cq} & i_{2d} & i_{2q} \end{bmatrix}^T
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

As matrizes correspondentes de  $A_{INV}$ ,  $B_{INV}$ ,  $C_{INV\omega}$  e  $C_{INVc}$  são descritas abaixo e serviram de base para analisar a estabilidade do sistema completo após o projeto dos controladores de malha interna do sistema.

$$A_{\text{INV}i} = \begin{bmatrix} A_{Pi} & 0 & 0 & B_{Pi} \\ B_{V1i}C_{Pvi} & 0 & 0 & B_{V2i} \\ B_{C1i}D_{V1i}C_{Pvi} & B_{C1i}C_{Vi} & 0 & B_{C1i}D_{V2i} + B_{C2i} \\ B_{LCL1i}D_{C1i}D_{V1i}C_{Pvi} + & & & A_{LCLi} + \\ B_{LCL2i} [T_{Vi}^{-1}00] + & B_{LCL1i}D_{C1i}C_{Vi} & B_{LCL1i}C_{Ci} & B_{LCL1i} (D_{C1i}D_{V2i} + D_{C2i}) \\ B_{LCL3i}C_{P\omega i} & & & \end{bmatrix}_{13 \times 13} \quad (4.38)$$

$$B_{\text{INV}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ B_{LCL2}T_S^{-1} \end{bmatrix}_{13 \times 2} \quad (4.39)$$

$$B_{\omega com} = \begin{bmatrix} B_{P\omega com} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{13 \times 1}$$

$$C_{\text{INV}\omega} = \begin{cases} \begin{bmatrix} C_{P\omega} & 0 & 0 \end{bmatrix}_{1 \times 13} & i = 1 \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{1 \times 13} & i \neq 1 \end{cases} \quad (4.40)$$

$$C_{\text{INV}vi} = \begin{bmatrix} [T_C & 0 & 0] & 0 & 0 & T_S \end{bmatrix}_{2 \times 13} \quad (4.41)$$

$$T_S = \begin{bmatrix} \cos(\delta_0) & -\sin(\delta_0) \\ \sin(\delta_0) & \cos(\delta_0) \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

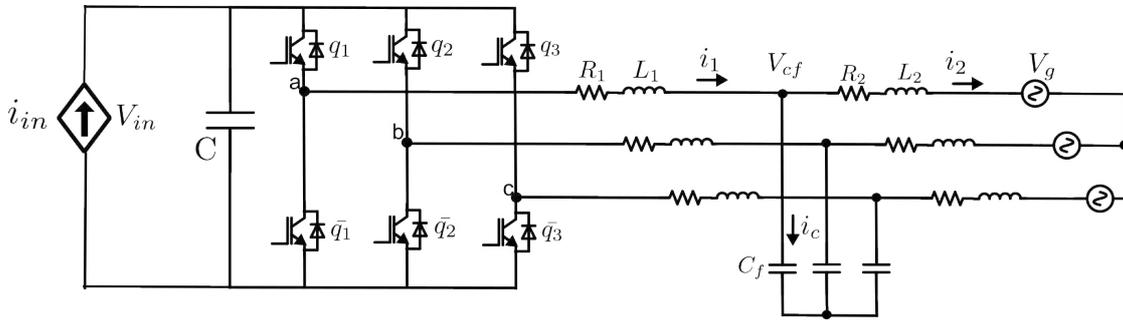
$$T_C = \begin{bmatrix} -I_{od} \sin(\delta_0) - I_{oq} \cos(\delta_0) \\ I_{od} \cos(\delta_0) - I_{oq} \sin(\delta_0) \end{bmatrix}$$

$$T_V^{-1} = \begin{bmatrix} -V_{cd} \sin(\delta_0) + V_{cq} \cos(\delta_0) \\ -V_{cd} \cos(\delta_0) - V_{cq} \sin(\delta_0) \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

## 4.4 Modelo médio

Nesta seção, é desenvolvido o modelo médio do um inversor com filtro de saída do tipo LCL, como ilustrada na Figura 4.3, baseado em [Suntio, Messo e Puukko<sup>\[40\]</sup>](#). Diferente do barramento constante utilizado neste trabalho, o modelo médio é desenvolvido considerando uma fonte de corrente controlada,  $i_{in}$ , que carregar o capacitor,  $C$ , simulando a injeção de energia vinda de um sistema fotovoltaico. Portanto, o projeto das malhas internas deve levar em conta a influência da fonte de corrente na regulação da tensão e da corrente e em simulação verificar como essa variação de injeção de energia pode afetar a dinâmica dos controles projetados. Vale ressaltar que esse modelo é previsto para trabalhos futuros.

Figura 4.3: Diagrama do inversor trifásico com filtro LCL



O desenvolvimento de um modelo médio para inversores com filtro LCL tem todas as tensões dos capacitores e correntes dos indutores selecionadas como variáveis de estado. As correntes médias dos indutores e as tensões no capacitor podem ser definidas como:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle &= \frac{1}{L_1} [d_i \langle v_C \rangle - R_1 \langle i_1 \rangle - \langle v_{Cf} \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle i_2 \rangle &= \frac{1}{L_2} [\langle v_{Cf} \rangle \langle i_1 \rangle - (R_2) \langle i_{L2i} \rangle - \langle v_g \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle v_{Cf} \rangle &= \frac{1}{C_f} [\langle i_1 \rangle - \langle i_2 \rangle]. \end{aligned} \quad (4.44)$$

A tensão média no capacitor de entrada  $\langle v_C \rangle$  é definida como

$$\frac{d}{dt} \langle v_C \rangle = \frac{1}{C} [\langle i_{in} \rangle - d_A \langle i_{L1a} \rangle - d_B \langle i_{L1b} \rangle - d_C \langle i_{L1c} \rangle]. \quad (4.45)$$

As variáveis de saída são definidas como a tensão no capacitor do barramento cc e as correntes nos indutores do lado da rede, conforme

$$\langle V_{in} \rangle = \langle v_{cc} \rangle, \quad \langle i_o \rangle = \langle i_2 \rangle, \langle v_o \rangle = \langle v_g \rangle, \dots \quad (4.46)$$

O espaço de estados médio pode ser dado no domínio dq como:

$$\frac{d}{dt} \langle \mathbf{i}_1^{dq} \rangle = \frac{1}{L_1} \left[ \mathbf{d}^{dq} \langle v_{cc} \rangle - (R_1 + j\omega_s L_1) \langle \mathbf{i}_1^{dq} \rangle - \langle \mathbf{v}_{Cf}^{dq} \rangle \right], \quad (4.47)$$

$$\frac{d}{dt} \langle \mathbf{i}_2^{dq} \rangle = \frac{1}{L_2} \left[ \langle \mathbf{v}_{Cf}^{dq} \rangle - (R_2 + j\omega_s L_2) \langle \mathbf{i}_2^{dq} \rangle - \langle \mathbf{v}_o^{dq} \rangle \right], \quad (4.48)$$

$$\frac{d}{dt} \langle \mathbf{v}_{Cf}^{dq} \rangle = \frac{1}{C_f} \left[ \langle \mathbf{i}_1^{dq} \rangle - \langle \mathbf{i}_2^{dq} \rangle - j\omega_s C_f \langle \mathbf{v}_{Cf}^{dq} \rangle \right]. \quad (4.49)$$

O espaço de estado médio pode ser expresso no domínio dq como:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle i_{1d} \rangle &= \frac{1}{L_1} [d_d \langle v_{cc} \rangle - (R_1) \langle i_{1d} \rangle + \omega_s L_1 \langle i_{1q} \rangle - \langle v_{Cfd} \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle i_{1q} \rangle &= \frac{1}{L_1} [d_q \langle v_{cc} \rangle - \omega_s L_1 \langle i_{1d} \rangle - (R_1) \langle i_{1q} \rangle - \langle v_{Cfq} \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle i_{2d} \rangle &= \frac{1}{L_2} [\langle v_{Cfd} \rangle - (R_2) \langle i_{2d} \rangle + \omega_s L_2 \langle i_{2q} \rangle - \langle v_{od} \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle i_{2q} \rangle &= \frac{1}{L_2} [\langle v_{Cfq} \rangle - (R_2) \langle i_{2q} \rangle - \omega_s L_2 \langle i_{2d} \rangle - \langle v_{oq} \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle v_{cfd} \rangle &= \frac{1}{C_f} [\langle i_{1d} \rangle - \langle i_{2d} \rangle + \omega_s C_f \langle v_{Cfq} \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle v_{cfq} \rangle &= \frac{1}{C_f} [\langle i_{1q} \rangle - \langle i_{2q} \rangle - \omega_s C_f \langle v_{Cfd} \rangle], \\ \frac{d}{dt} \langle v_{cc} \rangle &= \frac{1}{C} \left( \langle i_{in} \rangle - \frac{3}{2} (d_d \langle i_{1d} \rangle + d_q \langle i_{1q} \rangle) \right), \\ \langle v_{in} \rangle &= \langle v_{cc} \rangle, \\ \langle i_{od} \rangle &= \langle i_{2d} \rangle, \\ \langle i_{oq} \rangle &= \langle i_{2q} \rangle. \end{aligned} \quad (4.50)$$

A determinação do ponto de funcionamento do estado estacionário é bastante trabalhosa e requer uma longa série de substituições. No entanto, uma boa estimativa para o ponto de funcionamento em estado estacionário real pode ser facilmente obtida para o caso em que todas as perdas resistivas são negligenciadas e a componente q de tensão da rede  $V_{oq}$  é considerada zero. Além disso, pressupõe-se que o inversor opere no fator de potência

unitário sendo a componente  $I_{2q}$  da corrente do lado da rede igual a zero. O ponto de operação simbólico em estado estacionário definido nas equações abaixo dá valores que, na maioria dos casos, estão muito próximos do estado estacionário real.

$$\begin{aligned}
 D_d &= \frac{(1 - \omega_s L_1 C_f) V_{0d}}{V_{in}}, \\
 D_q &= \frac{1 - (1 - \omega_s^2 C_f L_2)(1 - \omega_s C_f L_1) \left(\frac{2}{3} I_{in}\right)}{\omega_s C_f V_{od}}, \\
 I_{L1d} &= \frac{2}{3D_d} I_{in} - \frac{D_q}{D_d} \omega_s C_f V_{0d}, \\
 I_{L1q} &= \omega_s C_f V_{od}, \\
 I_{L2d} &= \frac{I_{L1d}}{1 - \omega_s C_f L_2}, \quad I_{L2q} = 0, \\
 V_{cfd} &= \frac{I_{L1d}}{\omega_s C_f}, \quad V_{cfq} = \frac{I_{L2d} - I_{L1d}}{\omega_s C_f}, \quad V_c = V_{in}.
 \end{aligned} \tag{4.51}$$

O espaço de estados linearizado pode ser desenvolvido linearizando o modelo médio no ponto de operação de estado estacionário predefinido. O vetor que contém variáveis de saída é definido como:

$$\mathbf{y} = \left[ \hat{v}_{in} \quad \hat{i}_{L1d} \quad \hat{i}_{L1q} \quad \hat{i}_{L2d} \quad \hat{i}_{L2q} \quad \hat{v}_{cfd} \quad \hat{v}_{cfq} \right]^T \tag{4.52}$$

Daí as equações de espaço de estados linearizado no referencial dq é dado por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{L1d} \\ \widehat{i}_{L1q} \\ \widehat{i}_{L2d} \\ \widehat{i}_{L2q} \\ \widehat{V}_{cfd} \\ \widehat{V}_{cfq} \\ \widehat{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_s & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ -\omega_s & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \omega_s & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & -\omega_s & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{3D_d}{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{L1d} \\ \widehat{i}_{L1q} \\ \widehat{i}_{L2d} \\ \widehat{i}_{L2q} \\ \widehat{v}_{cfd} \\ \widehat{v}_{cfq} \\ \widehat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{v_{in}}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{v_{in}}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{3i_{L1d}}{2C} & -\frac{3i_{L1q}}{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{in} \\ \widehat{i}_{od} \\ \widehat{v}_{oq} \\ \widehat{d}_d \\ \widehat{d}_q \end{bmatrix}. \tag{4.53}$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{v}_{in} \\ \widehat{i}_{L1d} \\ \widehat{i}_{L1q} \\ \widehat{i}_{L2d} \\ \widehat{i}_{L2q} \\ \widehat{v}_{cfd} \\ \widehat{v}_{cfq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{L1d} \\ \widehat{i}_{L1q} \\ \widehat{i}_{L2d} \\ \widehat{i}_{L2q} \\ \widehat{v}_{cfd} \\ \widehat{v}_{cfq} \\ \widehat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{in} \\ \widehat{v}_{od} \\ \widehat{v}_{oq} \\ \widehat{d}_d \\ \widehat{d}_q \end{bmatrix}. \quad (4.54)$$

## 4.5 Considerações Finais

Nesta capítulo foi descrito, o modelo matemática do conversor fonte de tensão com filtro LCL conectado á rede, as equações das estratégias de controle de malha externa: droop e dVOC, a equação em espaço de estados linearizado do conversor formador de rede, apresentando as matrizes que o compõem e por fim, o modelo médio do inversor no referencial dq. Esse modelo completo servirá para verificar se o sistema projetado é estável analisando seus autovalores. No próximo capítulo serão apresentados os métodos desenvolvidos nesse trabalho para o projeto dos ganhos dos controladores de tensão e corrente da malha interna do conversor formador de rede.

# Capítulo 5

## Projeto das malhas de controle de corrente e tensão

Neste capítulo será descrito o projeto dos controladores de corrente e tensão da malha interna do conversor formador de rede. Na seção 5.1 é apresentado o método para calcular os ganhos dos controladores de corrente e tensão, nomeado de 'método por funções de transferência', baseado em [Oliveira et al.<sup>\[41\]</sup>](#). Na seção 5.2 são apresentados os resultados de simulação referentes ao método por funções de transferência. Na seção 5.3 são apresentados os resultados do HIL referentes ao método por funções de transferência. Na seção 5.4 é apresentada a estratégia para otimização dos ganhos dos controles de corrente e tensão utilizando o algoritmo genético. Na seção 5.5 são apresentados os resultados de simulação para os controladores de corrente e tensão otimizados. Na seção 5.6 são apresentados os resultados da técnica HIL, com o emprego dos ganhos otimizados do controle de corrente e tensão. E na seção 5.7 são apresentadas as considerações finais. A tabela 5.1 apresenta os valores dos componentes do CFR conectado a rede. Valores que são utilizado para o projeto dos controladores de corrente e tensão e para as simulações. Neste documento será utilizado o '.' como separação dos decimais ao invés da ','.

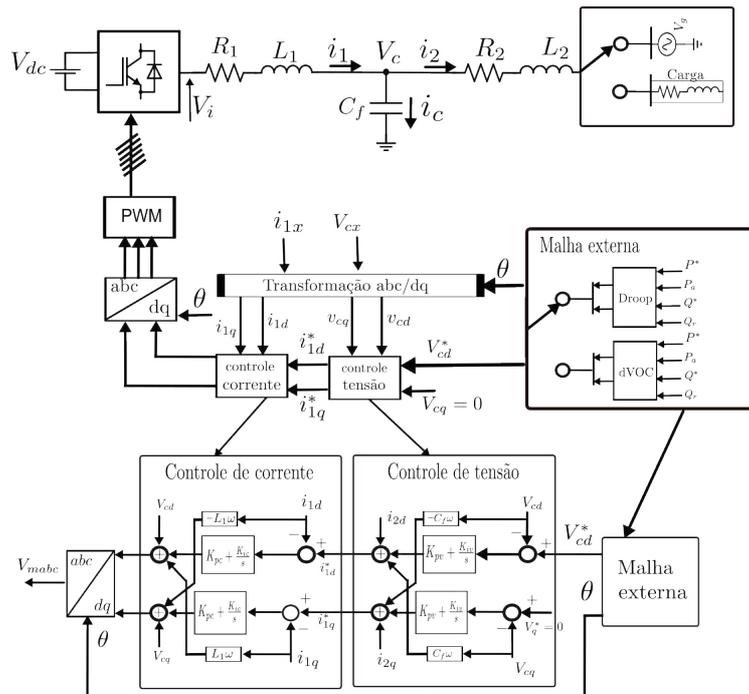
Tabela 5.1: Especificações do sistema.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$V_g$	380 V	$f_o$	60 Hz
$V_{dc}$	930 V	$f_{sw}$	10 kHz
$R_1$	$0.1 \Omega$	$R_2$	$0.3 \Omega$
$L_1$	2 mH	$L_2$	1 mH
$C_f$	15 uF	$m_p$	$1 \times 10^{-4}$
$w_c$	$12\pi \text{ rad/s}$	$n_q$	$3.3 \times 10^{-2}$

## 5.1 Introdução

Nesta seção será apresentado o projeto dos controladores em cascata de corrente e tensão da malha interna do conversor formador de rede. A Figura 5.1 apresenta o diagrama do conversor formador de rede conectado à rede por um filtro LCL, os blocos das malhas internas de controle de corrente e tensão em cascata e o bloco da malha externa, onde podem ser usadas estratégias droop ou dVOC.

Figura 5.1: malha de controle do conversor Formador de rede.

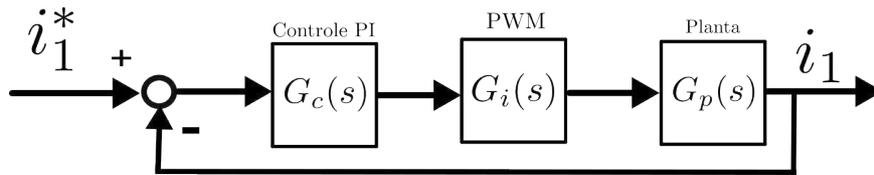


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.1.1 Controle de corrente

A malha de controle de corrente do CFR desempenha um papel fundamental na garantia de uma operação confiável e eficiente. Sua principal função é controlar a corrente na saída do CFR. Para projetar o controle de corrente foi considerado que os termos de cruzamento e compensação foram devidamente compensados e o diagrama de blocos da malha de controle de corrente é apresentado na Figura 5.2. Esta Figura ilustra o bloco do processo/planta, conversor PWM e do controlador PI.

Figura 5.2: Malha de controle de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sabendo que as funções de transferências de  $G_c(s)$ ,  $G_{pwm}(s)$  e  $G_p(s)$  são:

$$\begin{aligned} G_c(s) &= K_p + \frac{K_i}{s} = K_c \left( \frac{s + \omega_z}{s} \right) \\ G_i(s) &= \frac{1}{0.5T_s s + 1} \\ G_p(s) &= \frac{1}{sL_1 + R_1}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Para o projeto da malha de corrente foram definidas as seguintes especificações: Overshoot  $M_p \leq 10\%$ , um tempo de subida  $t_r \leq 0.6 \text{ ms}$ , tempo de acomodação  $t_s \leq 1 \text{ ms}$  e  $\omega_z = \frac{K_i}{K_p}$ .

Sendo assim, a função de transferência de malha aberta do sistema é:

$$L_c(s) = G_c(s) \cdot G_{pwm}(s) \cdot G_p(s) = K_c \left( \frac{s + \omega_z}{s} \right) \cdot \frac{1}{(0.5T_s s + 1)} \cdot \frac{1}{(sL_1 + R_1)} = \frac{K_c s + K_c \omega_z}{s(sL_1 + R_1)(0.5T_s s + 1)}. \quad (5.2)$$

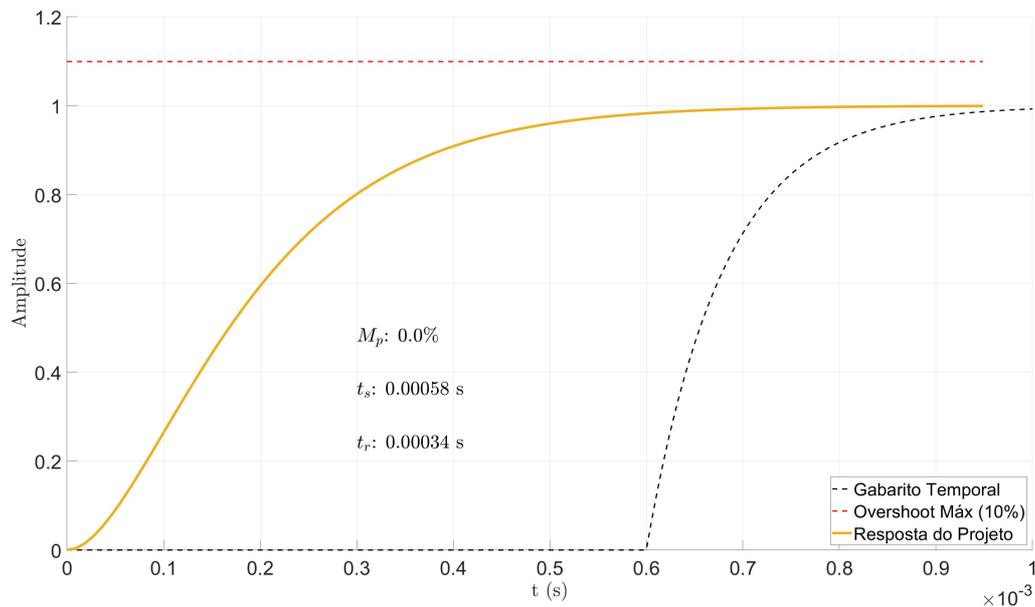
Seguindo o procedimento descrito abaixo, são obtidos os valores dos ganhos do controlador.

- Calcular o fator de amortecimento:  $\zeta = \sqrt{\frac{\ln^2(M_p)}{\ln^2(M_p) + \pi^2}} = \sqrt{\frac{\ln^2(0.1)}{\ln^2(0.1) + \pi^2}} = 0.59$
- Calcular a margem de fase:  $MF = \arctan\left(\frac{2\zeta}{\sqrt{4\zeta^4 + 2 - 2\zeta^2}}\right) = \arctan\left(\frac{2(0.59)}{\sqrt{4(0.59)^4 + 2 - 2(0.59)^2}}\right) = 76.3^\circ$

- calcular  $\omega_{MF}$  pela equação:  $\angle L_c(j\omega_{FM}) = -180 + MF = -180 + 58.59$ , Logo,  $\omega_{MF} \approx 4860 \text{ rad/s}$
- Determina  $\omega_z = \frac{\omega_{MF}}{100} \approx 50$
- Calcular  $K_c$  por  $|L_c(j\omega_{MF})| \geq 1$ , substituindo os valores no módulo, temos que  $K_c = 10$

temos que  $K_c = K_p$  e  $K_i = K_c \omega_z$ , portanto, obtemos os seguintes ganhos  $K_p = 10$  e  $K_i = 500$ . O próximo passo é verificar se o controle projetado satisfaz as especificações de projeto. Na Figura 5.3 está representada a curva de resposta ao degrau do controle de corrente projetado (curva contínua). bem como os limites do gabarito temporal, representados pelas curvas tracejadas. Percebe-se que a resposta ao degrau, ao se encontrar dentro das curvas limites do gabarito, atende as especificações do projeto.

Figura 5.3: Gabarito temporal do controle de corrente.

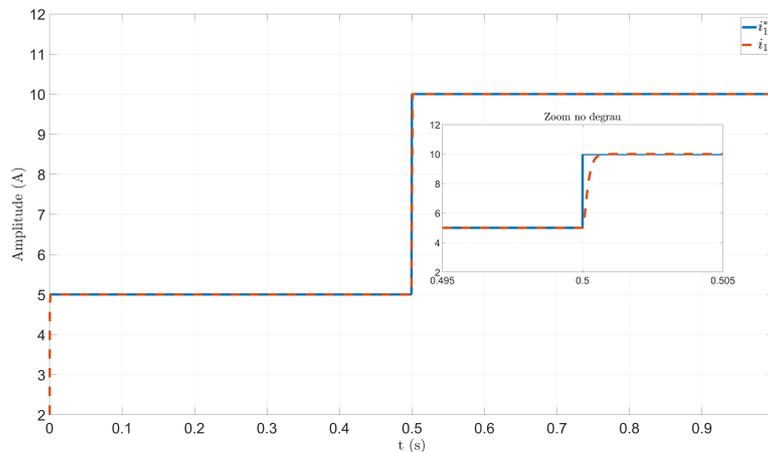


Fonte: Elaborada pelo autor.

A capacidade do controlador projetado rastrear a referência de controle está demonstrada pelas curvas do gráfico da Figura 5.4, correspondente a resposta a um degrau na referência de corrente, aplicado ao sistema descrito pelo diagrama da figura 5.2. Pode-se observar

que o controle rastreia a corrente no degrau de 5 A para 10 A, mostrando que o controle projetado atende as especificações do projeto.

Figura 5.4: Rastreio do controle de corrente.

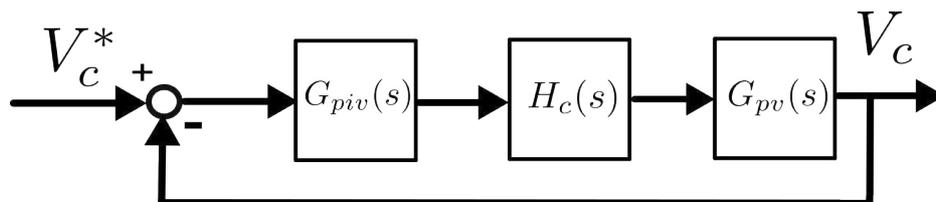


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 5.1.2 Controle de tensão

Agora será desenvolvido o projeto para a malha de tensão, o circuito de controle de tensão no CFR tem a funcionalidade central controlar a tensão em cima do capacitor do filtro LCL. Na Figura 5.5 é apresentado o diagrama de blocos do controle de tensão considerando a malha fechada do controle de corrente,  $H_c(s)$ . Neste diagrama os termos de cruzamento e compensação são considerados compensados.

Figura 5.5: Diagrama de blocos do controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As funções de transferência da malha de controle de tensão são:

$$G_{piv}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} = K_{cv} \left( \frac{s + \omega_{zv}}{s} \right); \quad H_c(s) = \frac{L_c(s)}{s + L_c(s)}; \quad G_{pv}(s) = \frac{1}{C_f s} \quad (5.3)$$

Para o projeto do controlador de tensão foram definidas as seguintes especificações: Overshoot  $M_p \leq 10\%$ , um tempo de subida  $t_r \leq 0.8 \text{ ms}$ , tempo de acomodação  $t_s \leq 2 \text{ ms}$  e  $\omega_{zv} = \frac{K_{iv}}{K_{pv}}$ . A função de transferência de malha aberta do sistema é:

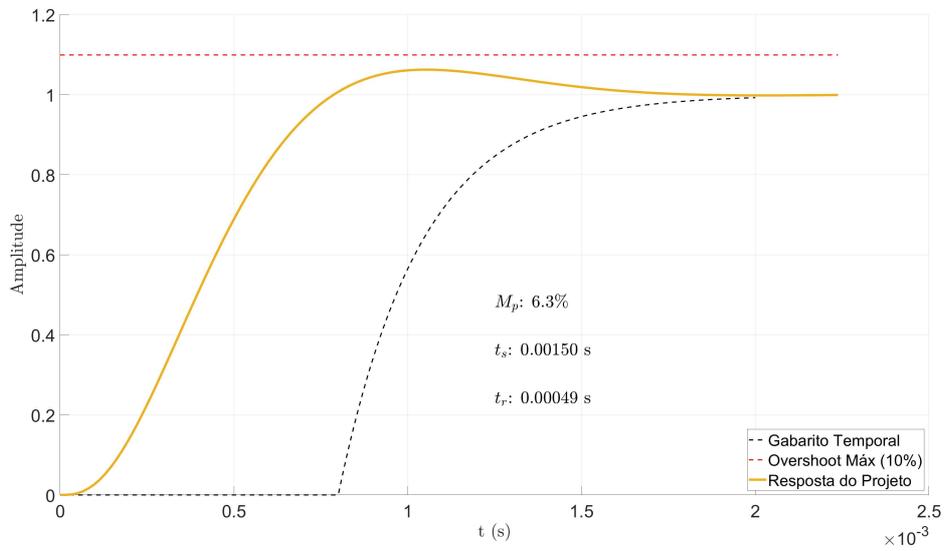
$$L_v(s) = G_{piv}(s) \cdot H_c(s) \cdot G_{pv}(s) = K_{cv} \left( \frac{s + \omega_{zv}}{s} \right) \cdot \frac{L_c(s)}{s + L_c(s)} \cdot \frac{1}{C_f s} = \frac{(K_{cv}s + K_{cv}\omega_{zv})L_c}{s(s + L_c)C_f s}. \quad (5.4)$$

Seguindo o procedimento descrito abaixo, são obtidos os valores dos ganhos do controlador.

- Calcular o fator de amortecimento:  $\zeta = \sqrt{\frac{\ln^2(M_p)}{\ln^2(M_p) + \pi^2}} = \sqrt{\frac{\ln^2(0.1)}{\ln^2(0.1) + \pi^2}} = 0.59$
- Calcular a margem de fase:  $MF = \arctan\left(\frac{2\zeta}{\sqrt{4\zeta^4 + 2 - 2\zeta^2}}\right) = \arctan\left(\frac{2(0.59)}{\sqrt{4(0.59)^4 + 2 - 2(0.59)^2}}\right) = 61,7$
- calcular  $\omega_{MF}$  pela equação:  $\angle L_v(j\omega_{MF}) = -180 + MF$ ,  $\omega_{MF} = 2510 \text{ rad/s}$
- Alocando  $\omega_{zv} = \frac{\omega_{MF}}{500} \approx 5$
- Determinar  $K_{cv}$  por  $|L_v(j\omega_{MF})| \geq 1$ , substituindo os valores na expressão,  $K_{cv} = 0.04$

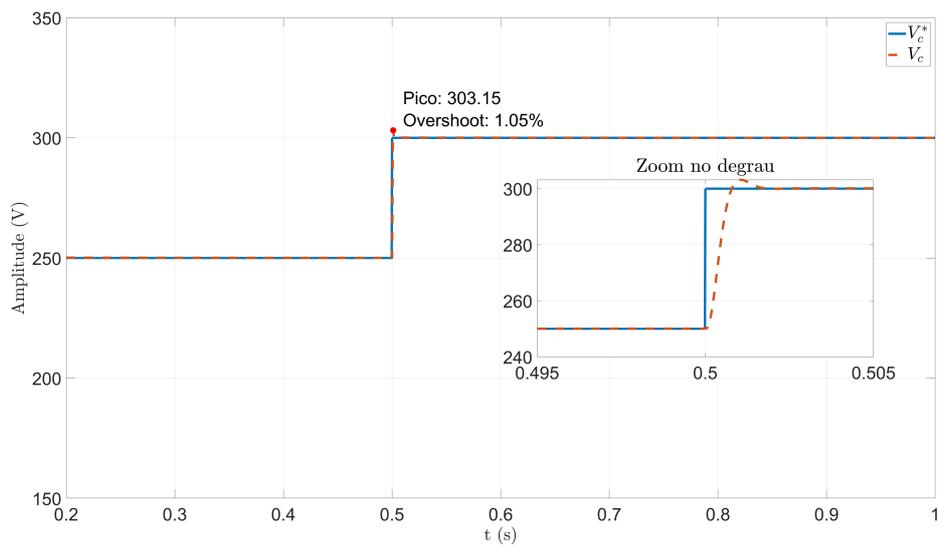
Assim, temos que  $K_{cv} = K_{pv}$  e  $K_{iv} = K_{pv} \cdot \omega_{zv}$ , dai os ganhos foram  $K_{pv} = 0.04$  e  $K_{iv} = 0.2$ . O próximo passo é verificar se o controle projetado satisfaz as especificações de projeto. Na Figura 5.6 está representada a curva de resposta ao degrau do controle de tensão projetado (curva contínua). bem como os limites do gabarito temporal, representados pelas curvas tracejadas. Percebe-se que a resposta ao degrau, ao se encontrar dentro das curvas limites do gabarito, atende as especificações do projeto. A capacidade do controlador rastrear a referência de controle está demonstrada pelas curvas do gráfico da Figura 5.5, correspondente a resposta a um degrau na referência de tensão, aplicado ao sistema descrito pelo diagrama da figura 5.7. o controlador projetado atende ao gabarito temporal.

Figura 5.6: Gabarito temporal do controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.7: Rastreo do controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com a malha de controle interna projetada, é possível verificar a estabilidade do CFR baseado na equação de espaço de estados do modelo completo do CFR. Analisando os autovalores obtidos pela matriz A do modelo, é possível verificar a estabilidade do CRF.

analisando os autovalores da tabela abaixo, é evidente que os sistema é estável , pois todos os autovalores tem parte real negativa. Os resultados de simulação serão apresentados na próximo seção.

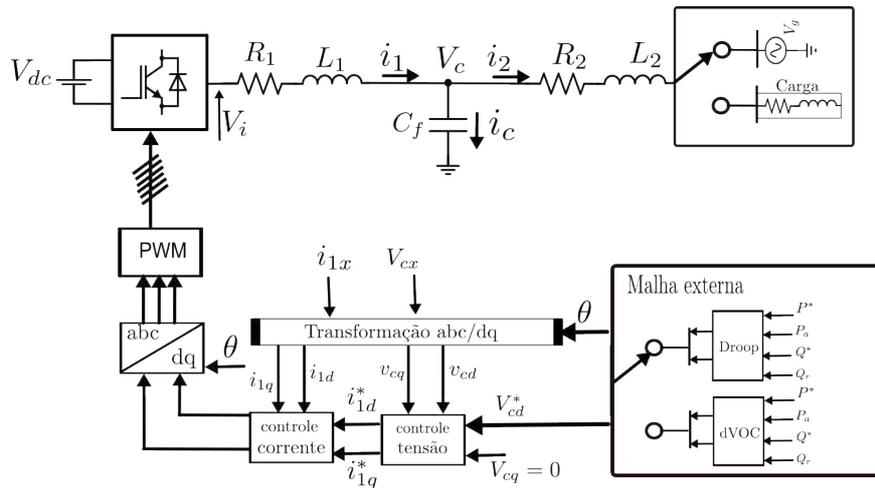
Tabela 5.2: Autovalores da equação de espaço de estados do sistema completo.

Parâmetro	Valor ( $\times 10^4$ )	Parâmetro	Valor ( $\times 10^4$ )
$\lambda_{1,2}$	$-0.4512 \pm 1.0183i$	$\lambda_{3,4}$	$-0.2369 \pm 1.0389i$
$\lambda_{5,6}$	$-0.0358 \pm 0.0000i$	$\lambda_{7,8}$	$-0.0098 \pm 0.0221i$
$\lambda_{9,10}$	$-0.0022 \pm 0.0019i$	$\lambda_{11,12}$	$-0.0014 \pm 0.0000i$
$\lambda_{13}$	$-0.0001 + 0.0000i$		

## 5.2 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação referentes ao projeto apresentando anteriormente, o método por funções de transferência. O sistema simulado pode ser observado na Figura 5.8.

Figura 5.8: Diagrama de blocos do CFR conectado à rede e à carga.



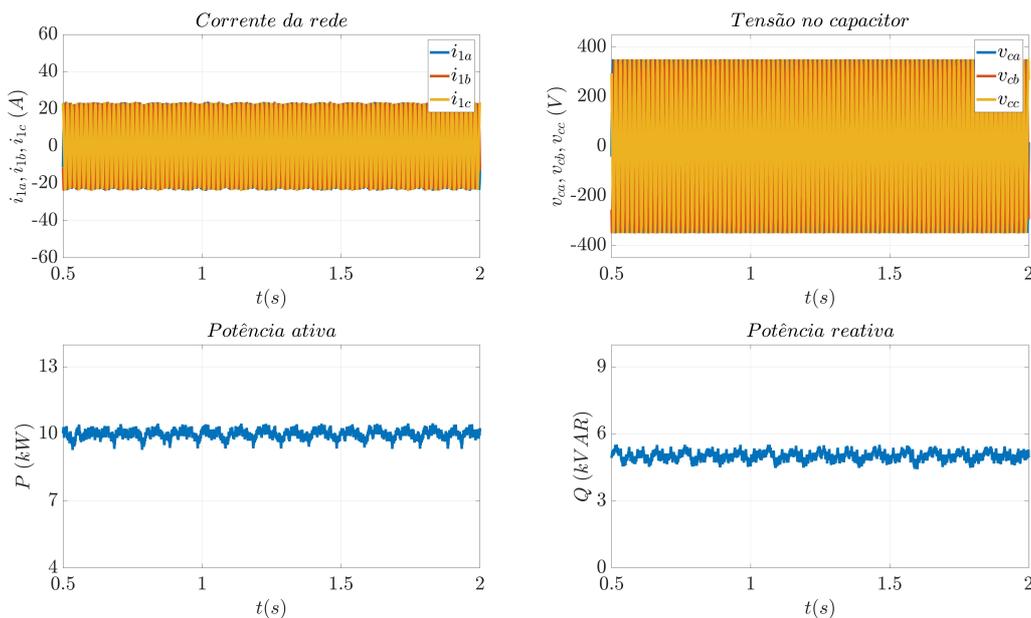
Fonte: Elaborada pelo autor.

Os teste de simulação offline e pela técnica HIL consistem em analisar o desempenho do CRF conectado á rede e a carga sob a estratégia de droop e dVOC.

### 5.2.1 Análise do conversor sob a estratégia de droop

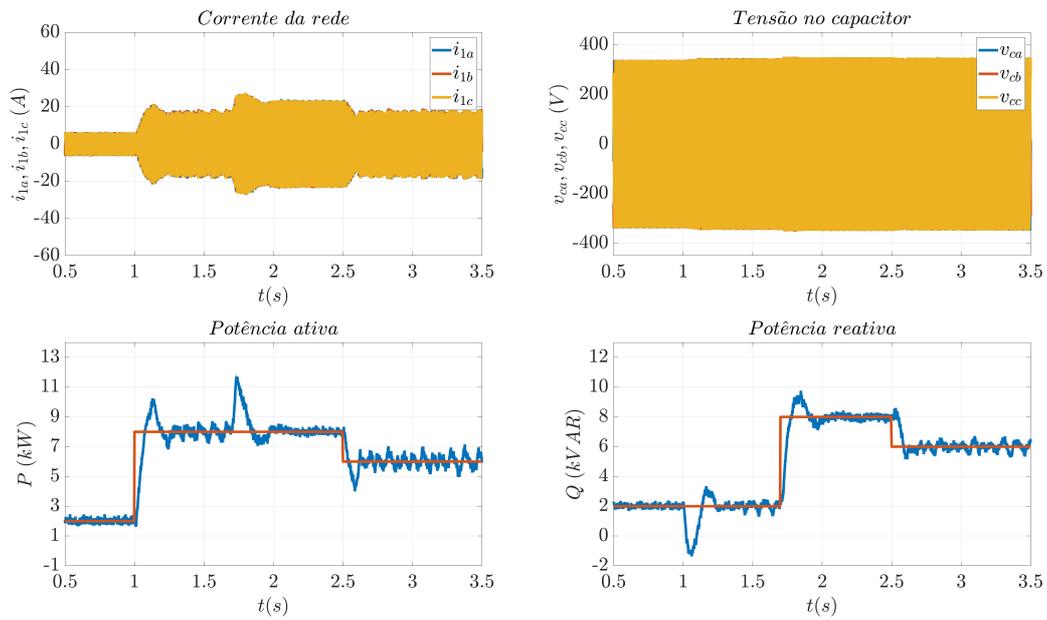
Na figura 5.9 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do CFR conectado a rede, sendo possível observar que em regime permanente o sistema é capaz de entregar as potências, ativa de valor  $P^* = 10000 W$  e reativa  $Q^* = 5000 VAr$ . Na Figura 5.10 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do conversor a ação de degraus de potência ativa e reativa. O teste consistiu no ajuste da referência de potência ativa em 8kW e 6kW, respectivamente nos instantes de tempo 1s e 2,5s e no ajuste da referência de potência reativa em 8kVAr e 6kVAr, respectivamente nos instantes de tempo 1,7s e 2,5s. NA Figura 5.11 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o resultado do sistema conectado a uma carga que exige uma uma potência ativa de  $P = 5000 W$  e uma reativa de  $Q = 2000 VAr$  e é observado que o sistema entrega a potência exigida pela carga.

Figura 5.9: Resultado método por funções de transferência barramento infinito.



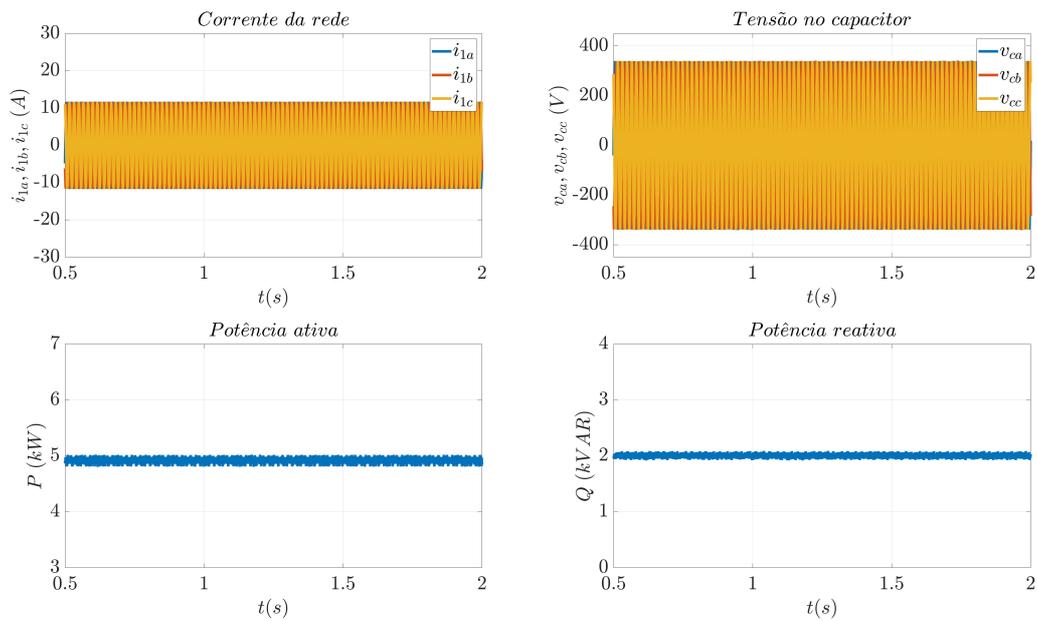
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.10: Resultado método por funções de transferência barramento infinito.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.11: Resultado método por funções de transferência conectado a uma carga.

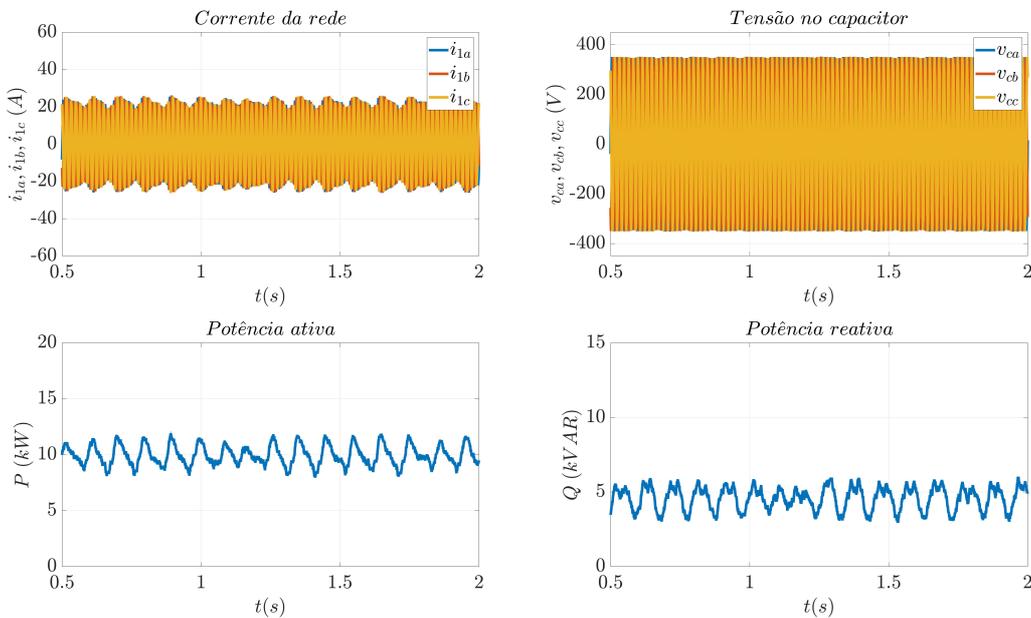


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 5.2.2 Análise do conversor sob a estratégia do dVOC

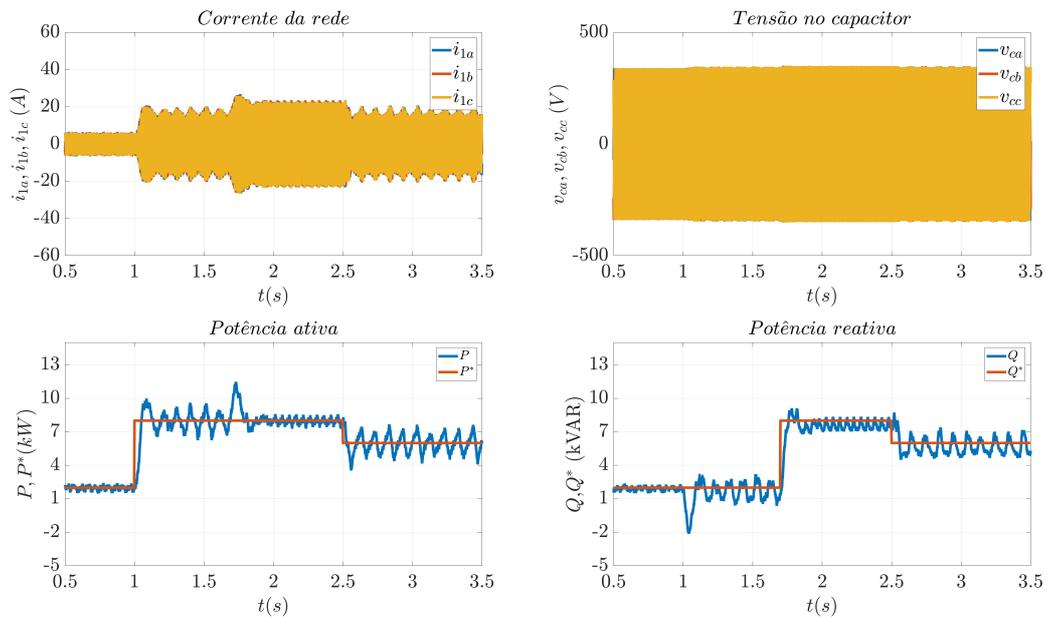
Nesta seção será apresentados os resultados para o método por funções de transferência com a estratégia de malha externa sendo o dVOC. Na figura 5.12 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do CFR conectado a rede, sendo possível observar que em regime permanente o sistema é capaz de entregar as potências, ativa de valor  $P^* = 10000 W$  e reativa  $Q^* = 5000 VAr$ , porém as curvas apresentam oscilações indesejadas. Na Figura 5.13 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do conversor a ação de degraus de potência ativa e reativa. O teste consistiu no ajuste da referência de potência ativa em 8kW e 6kW, respectivamente nos instantes de tempo 1s e 2,5s e no ajuste da referência de potência reativa em 8kVAr e 6kVAr, respectivamente nos instantes de tempo 1,7s e 2,5s e é observado que existe oscilações indesejadas nas curvas de potência. Na Figura 5.11 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o resultado do sistema conectado a uma carga que exige uma potência ativa de  $P = 5000 W$  e uma reativa de  $Q = 2000 VAr$  e é observado que o sistema entrega a potência exigida pela carga.

Figura 5.12: Resultado método por funções de transferência barramento infinito.



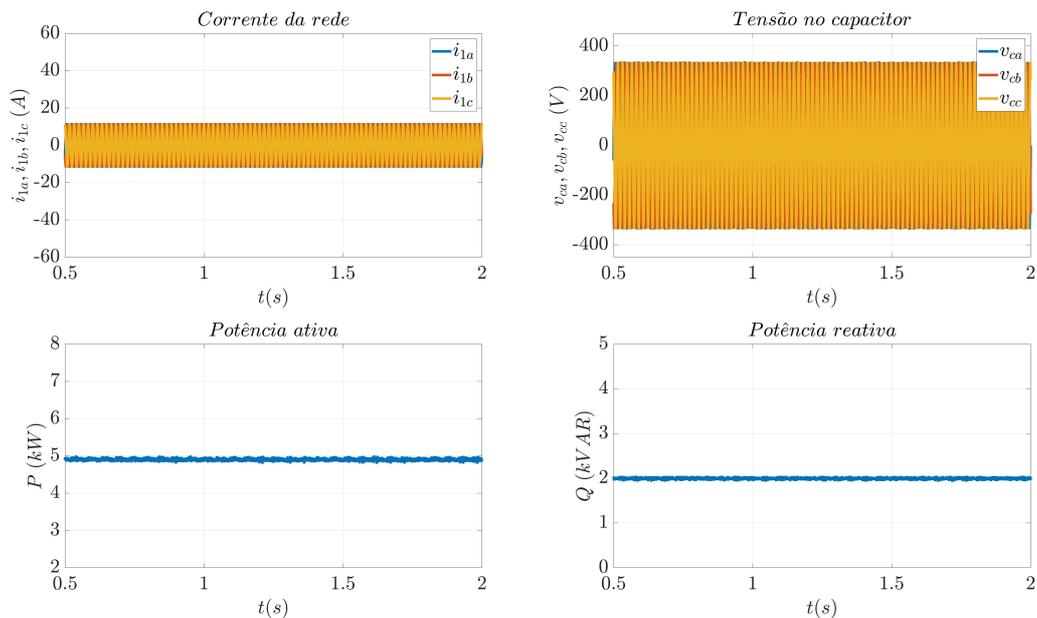
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.13: Resultado método por funções de transferência barramento infinito.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.14: Resultado método por funções de transferência conectado a uma carga.

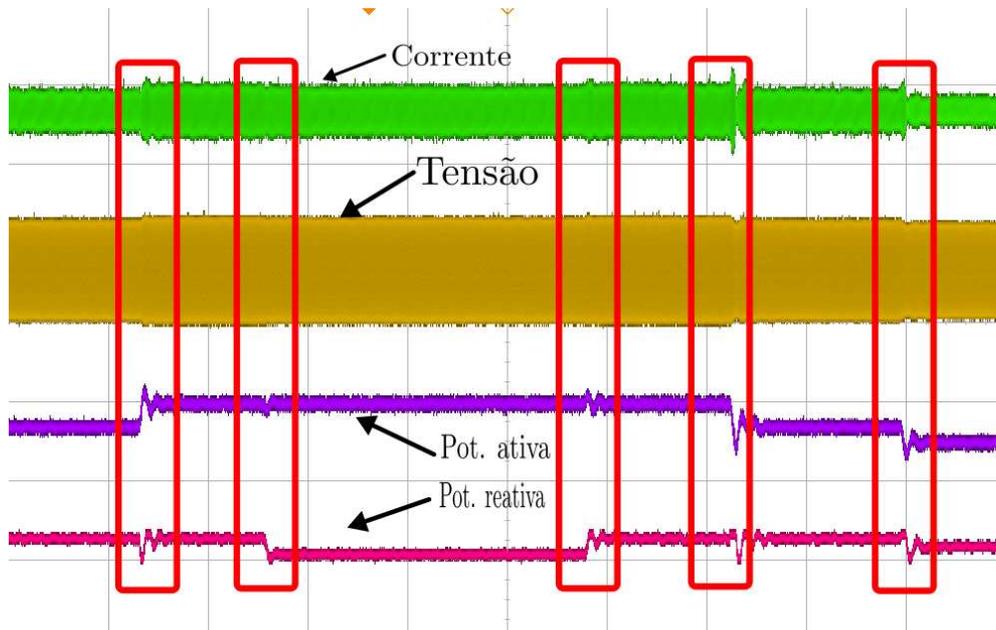


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 5.3 Resultados do HIL

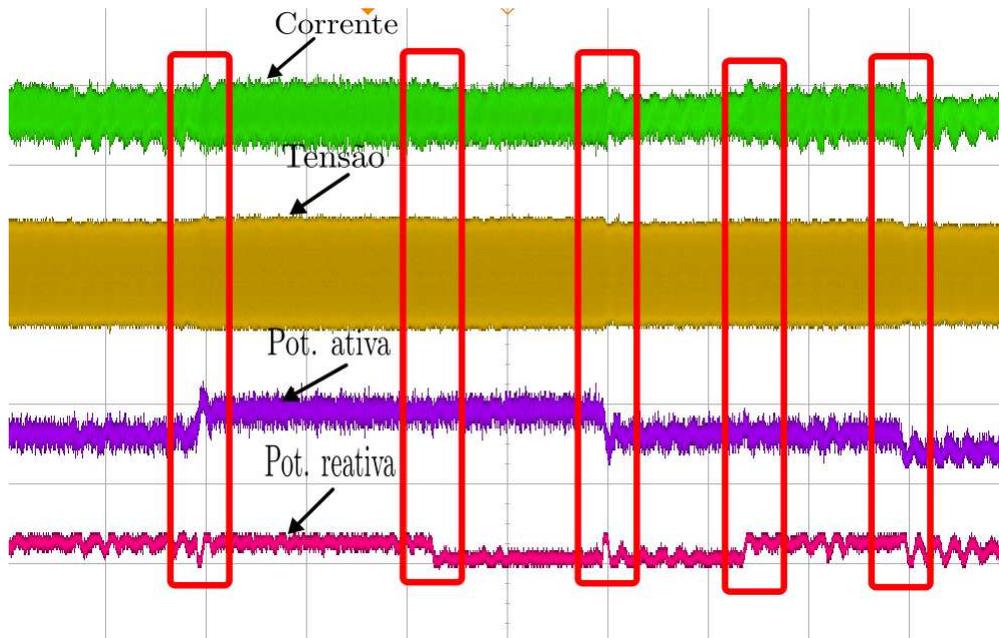
Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pela simulação em tempo real utilizando a técnica do HIL para o método por funções de transferência, os ganhos discretos dos controladores de corrente e tensão são : $K_{pcd} = 10$ ,  $K_{icd} = 0.025$ ,  $K_{pvd} = 0.04$  e  $K_{ivd} = 0.00001$ , respectivamente . Nesta simulação o conversor formador de rede foi submetido as mesmas condições de operação que foram descritas na seção anterior. O conversor foi submetido a diferentes degraus de potência com o CFR conectado á rede para as duas diferentes estratégias de controle de malha externa o droop e dVOC. Na Figura 5.15 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o compartilhamento de potência ativa e reativa com o conversor submetido a estratégia de droop na sua malha mais externa e é possível observar que o sistema troca energia com a rede de forma estável . Quando a estratégia de malha externa muda para o dVOC, ver Figura 5.16, é possível verificar que as mesmas oscilações indesejadas vistas na simulação 'offline' se repetem nos resultados com a técnica HIL. Conclui-se, portanto, que o projeto do método por funções de transferência não é eficaz para ambas estratégias de controle: droop e dVOC.

Figura 5.15: Resultado para o controle de droop.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.16: Resultado para o controle dVOC.



Fonte: Elaborado pelo autor

## 5.4 Otimização dos controladores corrente e tensão

Nesta seção será apresentado o procedimento que visa otimizar os parâmetros dos controladores de corrente e tensão do CFR. O método consiste em otimizar os ganhos dos controladores utilizando o algoritmo genético. Para essa otimização são utilizados os ganhos obtidos pelo método por funções de transferência, a partir dos quais são determinados os ganhos ótimos que respeitem o gabarito temporal especificado.

### 5.4.1 Desenvolvimento da otimização dos ganhos

O sistema analisado para a otimização deriva do diagrama ilustrado na Figura 5.17. Essa figura descreve todas as partes do conversor formador de rede, mas o foco da otimização está na malha interna formada pelo controle em cascata de tensão e corrente. Sabendo que o controlador utilizado é o PI, logo temos 4 ganhos a serem otimizados. A função de transferência a ser otimizada é vista do ponto  $V_{cd}^*$  para  $V_{cd}$ , ilustrada na Figura 5.17. Conforme indicado na descrição do método por funções de transferência os termos de compensação e



$$\begin{aligned}
 K &= \operatorname{argmin} J(K), J \in \{\bar{t}_s + \bar{t}_r + \bar{y}_{os}\} \\
 K &= [K_{pc}, K_{ic}, K_{pv}, K_{iv}]
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

sujeito a:

$$\begin{aligned}
 t_s &= \inf_{\delta} \{\delta : |y(t) - 1| < \epsilon \text{ para todo } t \in [\delta, \infty)\} \\
 \epsilon &\leq 2\% \\
 t_s &\leq t_{s\max} \\
 \bar{t}_s &= \frac{t_s}{t_s^*}
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

$$\begin{aligned}
 y_{os} &= \sup_{t \geq 0} \{e(t)\}, e(t) = t(t) - y_{final}(t) \\
 y_{os} &\leq y_{os\max} \\
 \bar{y}_{os} &= \frac{y_{os}}{y_{os}^*}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

$$\begin{aligned}
 t_r &= \sup_t \{t : y(t) \leq t, \text{ onde } t = [10\% \text{ e } 90\%]\} \\
 t_r &\leq t_{r\text{final}} \\
 t_{rj} &= \frac{t_r}{t_r^*}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

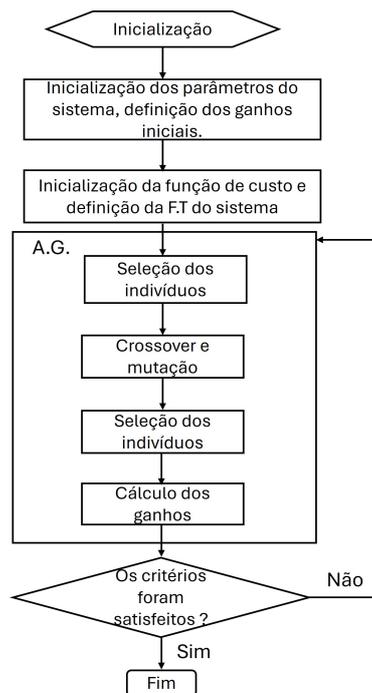
$$\begin{aligned}
 lb &= [0.01, 0.1, 1, 200] \\
 ub &= [0.09, 0.9, 20, 700]
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

Para determinar os ganhos ótimos, foi criado um algoritmo baseada nas equações acima, equações retiradas de [Seron, Braslavsky e Goodwin<sup>\[42\]</sup>](#), o *solver* utilizado para a otimização foi o algoritmo genético. Esse algoritmo consiste em obter o ganhos ótimos a partir da resposta temporal do sistema de controle que está ilustrado na Figura 5.17, respeitando o gabarito temporal especificado. As especificações de projeto são: um tempo de acomodação  $t_s \leq 1 \text{ ms}$  para controle de corrente e tensão, um overshoot  $y_{os} \leq 10\%$  para ambos controladores e um tempo de subida  $t_r \leq 0.8 \text{ ms}$  para controle de tensão e  $t_r \leq 0.6 \text{ ms}$  para corrente. O algoritmo genético é uma ferramenta poderosa para otimização de sistemas, especialmente quando outros métodos falham em fornecer soluções eficientes devido à com-

plexidade do problema. Sua capacidade de realizar busca global e sua flexibilidade em lidar com diferentes tipos de problemas fazem dele uma escolha valiosa para muitos cenários de otimização.

Na Figura 5.18 é apresentado o fluxograma do procedimento de otimização utilizando o Algoritmo Genético (AG) para encontrar os melhores valores para os ganhos dos controladores de tensão e corrente.

Figura 5.18: Fluxograma de otimização com AG.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Após a implementação do algoritmo foi possível obter os seguintes ganhos dos controladores:

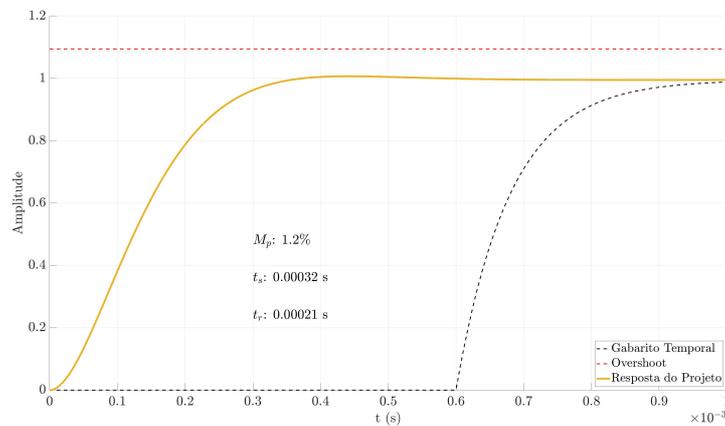
Tabela 5.3: Ganhos - Método Otimizado

Ganhos	$K_{pc}$	$K_{ic}$	$K_{pv}$	$K_{iv}$
Valor	15	230	0.06	0.4

Nas Figuras 5.19 e 5.20 estão representadas as curvas de resposta ao degrau do controle de corrente e tensão, respectivamente, curvas contínuas. bem como os limites dos gabaritos temporais, representados pelas curvas tracejadas. Percebe-se que a resposta ao degrau,

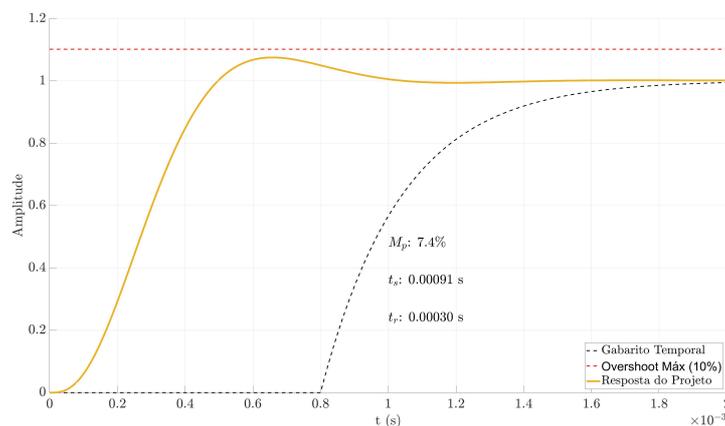
para ambas as variáveis, se encontra dentro das curvas limites dos respectivos gabaritos, atendendo as especificações dos projetos. É possível observar que tanto o controle de corrente quanto o de tensão apresentam um overshoot superior ao visto pelo método por função de transferência.

Figura 5.19: Resposta ao degrau do controle de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

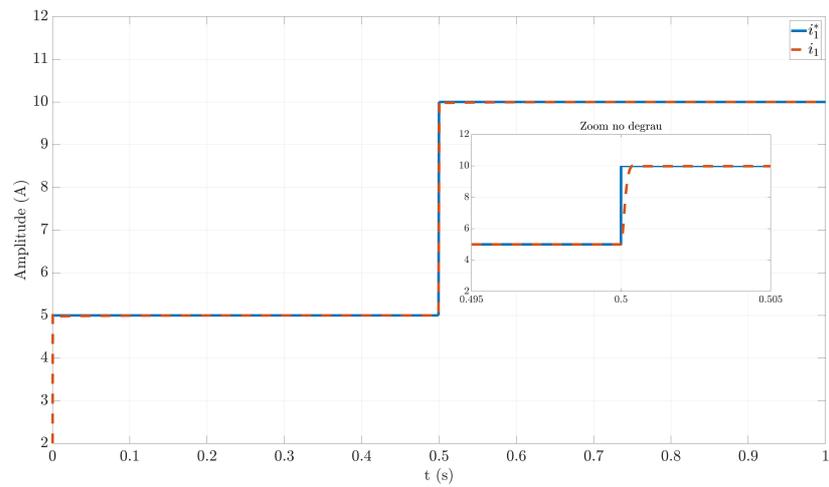
Figura 5.20: Resposta ao degrau do controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

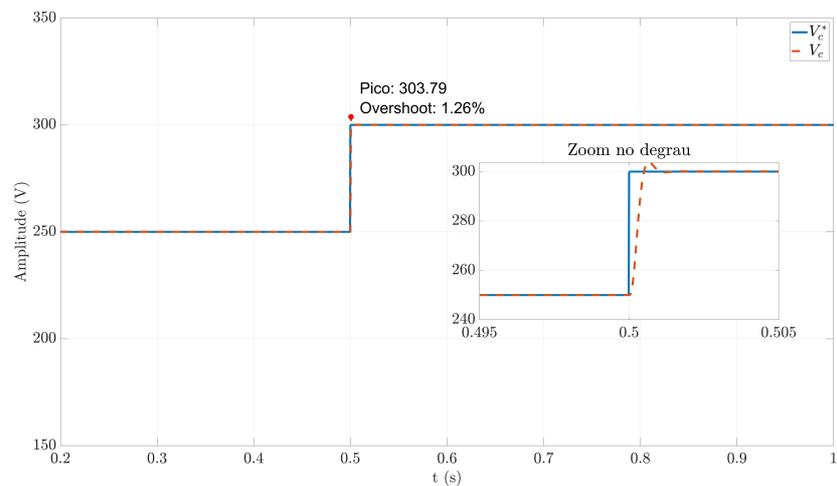
Nas Figuras 5.21 e 5.22 a capacidade dos controladores projetados rastrear as respectivas referências de controle estão demonstradas. As curvas representam a resposta a um degrau na referência de corrente e tensão, respectivamente. É possível observar que para ambos os teste o sistema respeita o gabarito temporal estabelecido no projeto.

Figura 5.21: Rastreo do controle de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.22: Rastreo do controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tabela abaixo apresenta os autovalores obtido a partir dos ganhos otimizados. É possível observar que todos eles possuem parte real negativa, indicado que o sistema é estável.

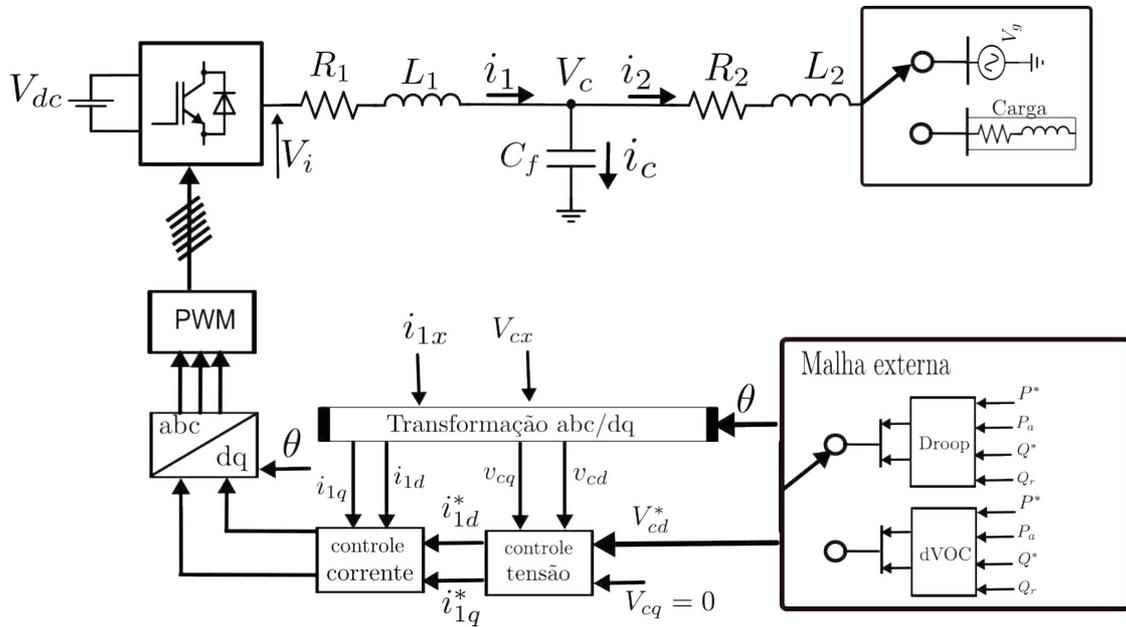
Tabela 5.4: Autovalores da equação de espaço de estados do modelo completo do CFR aplicando o método de otimização.

Parâmetro	Valor ( $\times 10^4$ )	Parâmetro	Valor ( $\times 10^4$ )
$\lambda_{1,2}$	$-0.3885 \pm 1.1107i$	$\lambda_{3,4}$	$-0.3735 \pm 1.0445i$
$\lambda_{5,6}$	$-0.0115 \pm 0.0000i$	$\lambda_{7,8}$	$-0.0353 \pm 0.0005i$
$\lambda_{9,10}$	$-0.0031 \pm 0.0006i$	$\lambda_{11,12}$	$-0.0006 \pm 0.0000i$
$\lambda_{13}$	$-0.0005 + 0.0005i$		

## 5.5 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação referentes ao projeto dos controladores de corrente e tensão usando os ganhos otimizados. O sistema simulado pode ser observado na Figura 5.23.

Figura 5.23: Diagrama de blocos do CFR conectado à rede e à carga.



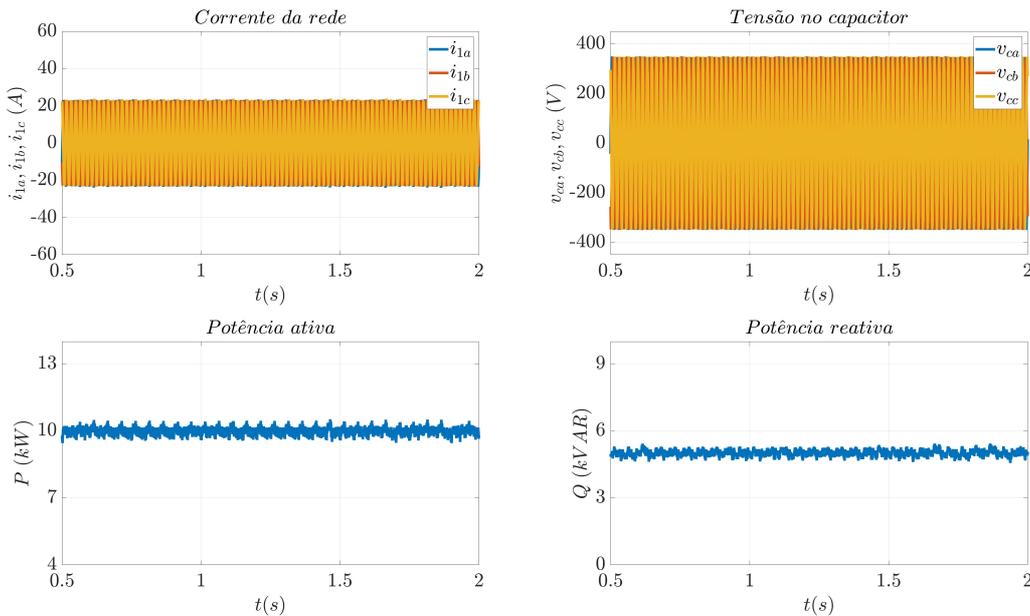
Fonte: Elaborada pelo autor.

Os teste para avaliação dos parâmetros otimizados das malhas de controle de corrente e tensão serão realizados da mesma forma que foram executados para o método por funções de transferência, seguindo as mesmas condições de operação.

### 5.5.1 Análise do conversor sob a estratégia de droop

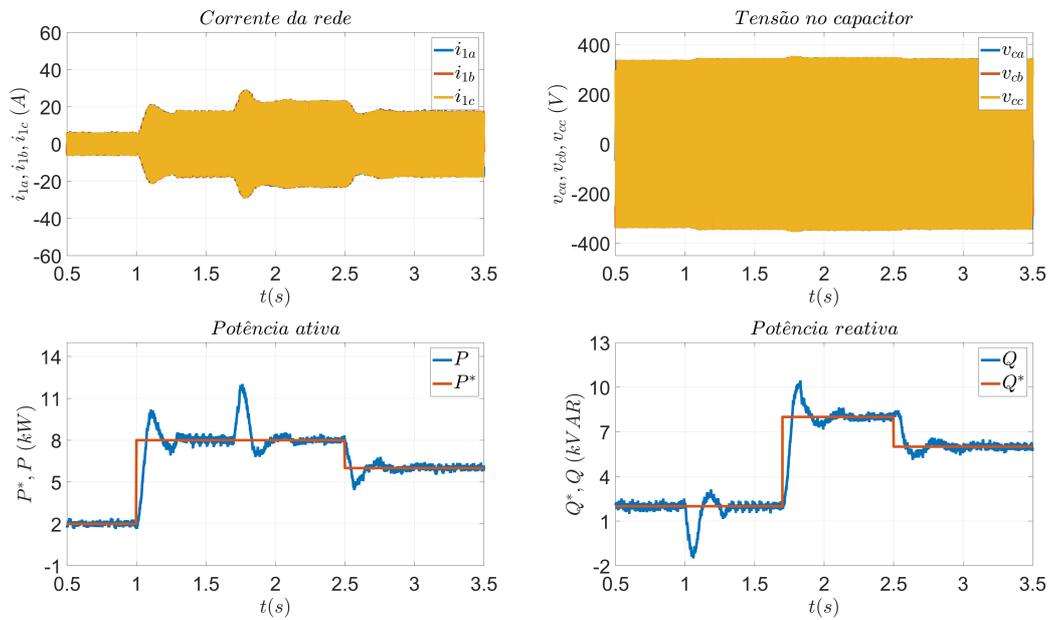
Na Figura 5.24 apresenta o comportamento do CFR conectado à rede, pode-se observar que o sistema tem um comportamento estável em regime permanente e entrega a potência ativa  $P = 10000\text{ W}$  e reativa  $Q = 5000\text{ VAr}$ . Na Figura 5.25 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do conversor a ação de degraus de potência ativa e reativa. O teste consistiu em degraus de potência ativa nos tempos  $t = [0, 1, 2.5]$  segundos, com potencia ativa de  $P = [2000, 8000, 6000]\text{ W}$  e para potência reativa nos tempos  $t = [0, 1.7, 2.5]$  segundos, com  $Q = [2000, 8000, 6000]\text{ VAr}$ . Na Figura 5.26 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o resultado do sistema conectado a uma carga que exige uma potência ativa de  $P = 5000\text{ W}$  e uma reativa de  $Q = 2000\text{ VAr}$ . É observado que o sistema entrega a potência exigida pela carga. Pode-se perceber pelo gráfico da Figura 5.25 que existe uma melhoria na dinâmica do CRF do método otimizado para o método 1, as oscilações são bem mais atenuadas e o CFR apresenta uma maior estabilidade.

Figura 5.24: Resultado otimizado barramento infinito.



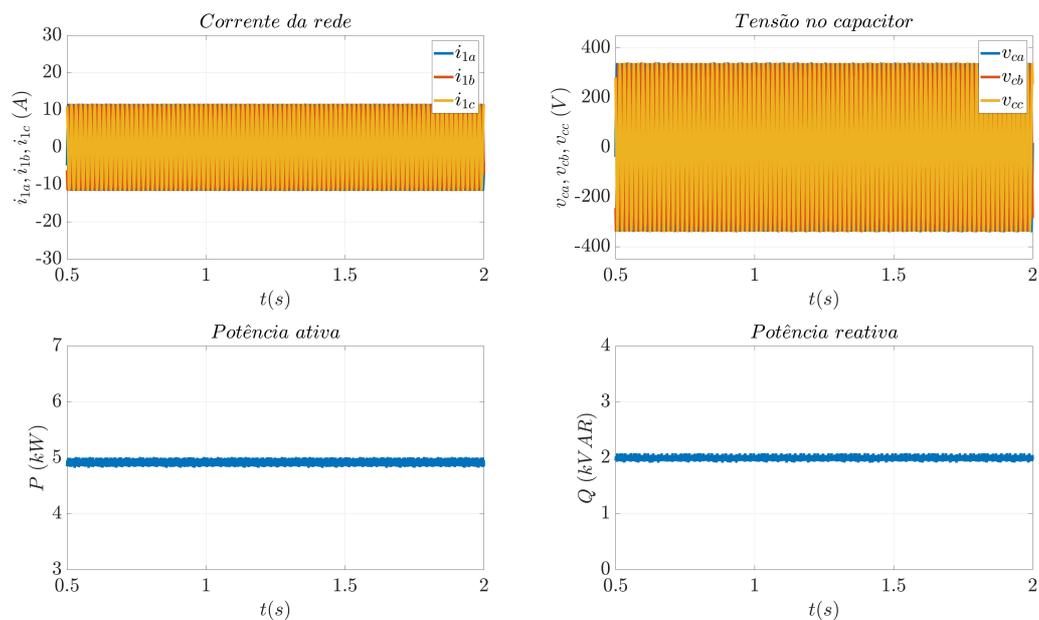
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.25: Resultado otimizado barramento infinito.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.26: Resultado otimizado conectado a uma carga.

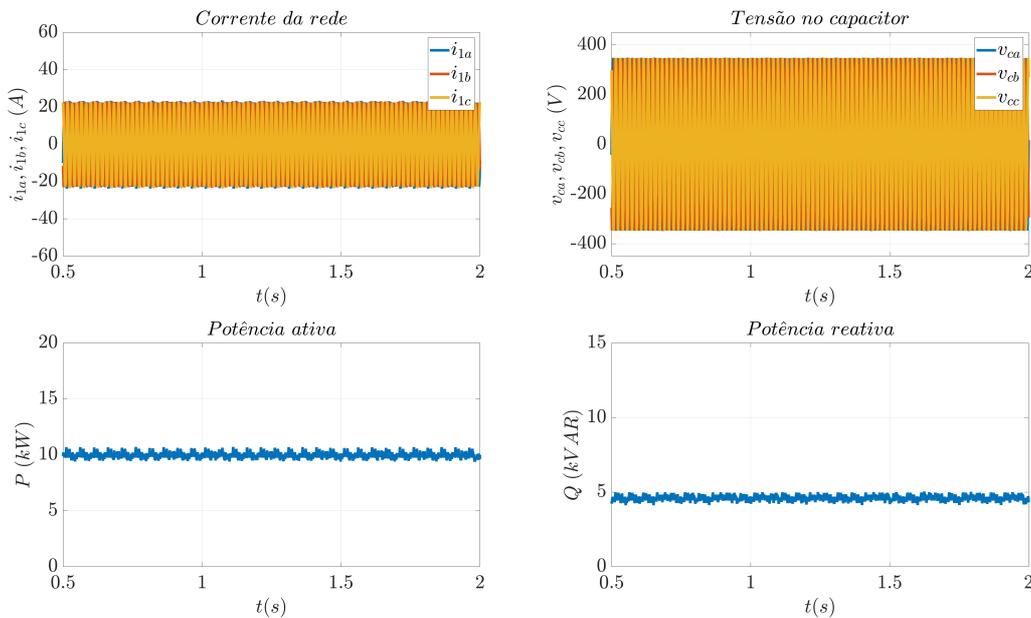


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 5.5.2 Análise do conversor sob a estratégia do dVOC

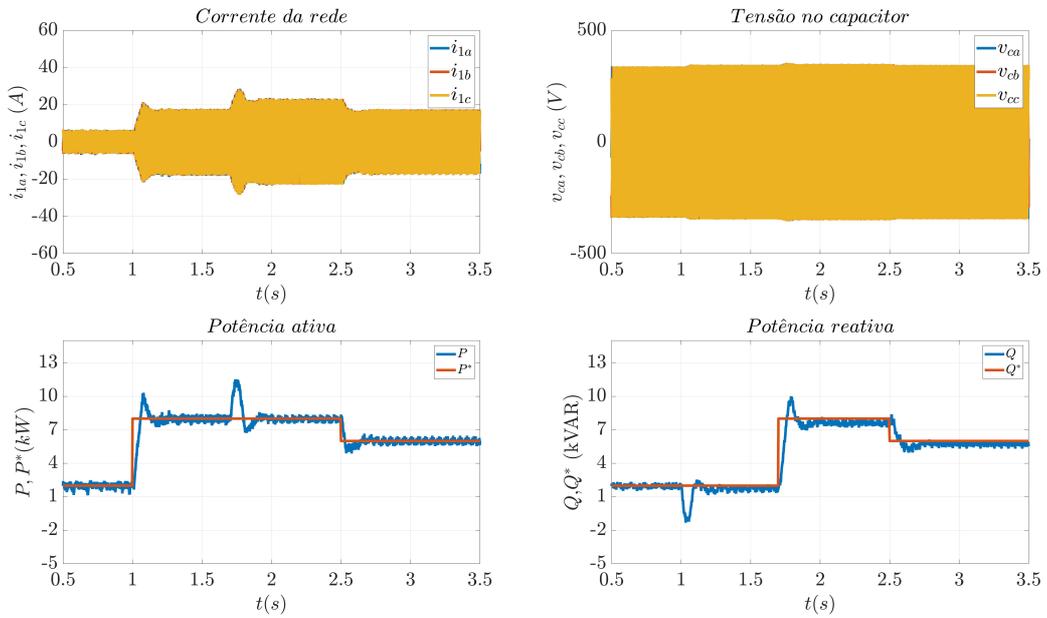
Na figura 5.27 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do CFR conectado á rede submetido a uma potência ativa de  $P = 10000 W$  e reativa de  $Q = 5000 VAr$ . Em comparação ao método 1, quando submetido a estratégia do dVOC esse método otimizado apresenta uma maior estabilidade em regime permanente. Na Figura 5.28 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do conversor a ação de degraus de potência ativa e reativa. O teste consistiu em um degrau potência ativa nos tempos  $t = [0, 1, 2.5]$  segundos, com potencia de  $P = [2000, 8000, 6000] W$  e para potência reativa nos tempos  $t = [0, 1.7, 2.5]$  segundos, com  $Q = [2000, 8000, 6000] VAr$  e percebe-se que as oscilações vistas no método anterior foram atenuadas, ou seja, o método melhorou o desempenho do CFR para o despacho de potência. Na Figura 5.29 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o resultado do sistema conectado a uma carga que exige uma potência ativa de  $P = 5000 W$  e uma reativa de  $Q = 2000 VAr$  e é observado que o sistema entrega a potência exigida pela carga.

Figura 5.27: Resultado otimizado barramento infinito.



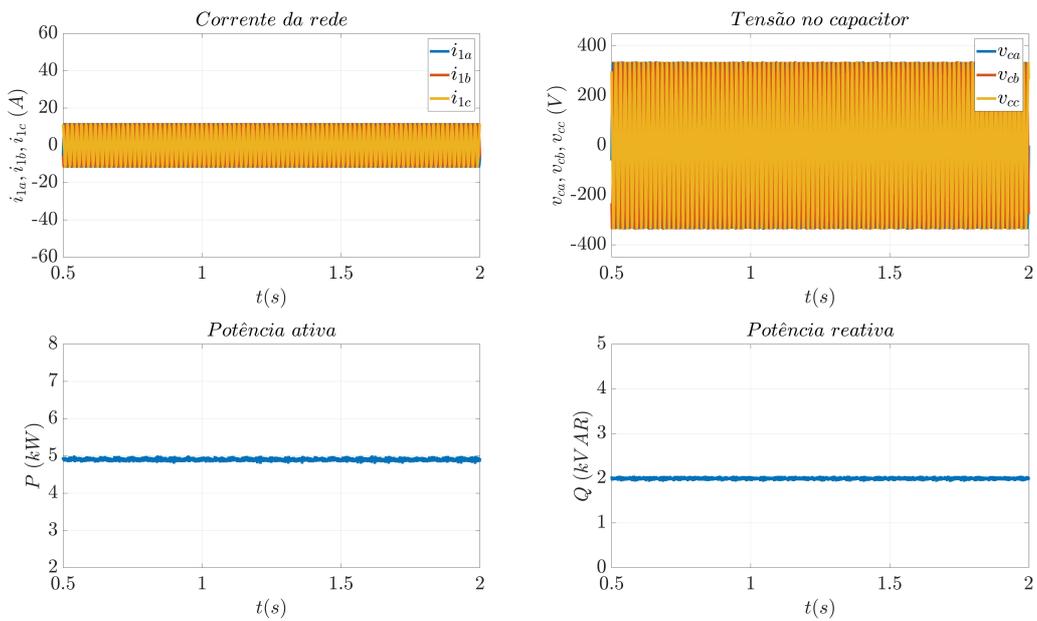
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.28: Resultado otimizado barramento infinito.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.29: Resultado otimizado conectado a uma carga.

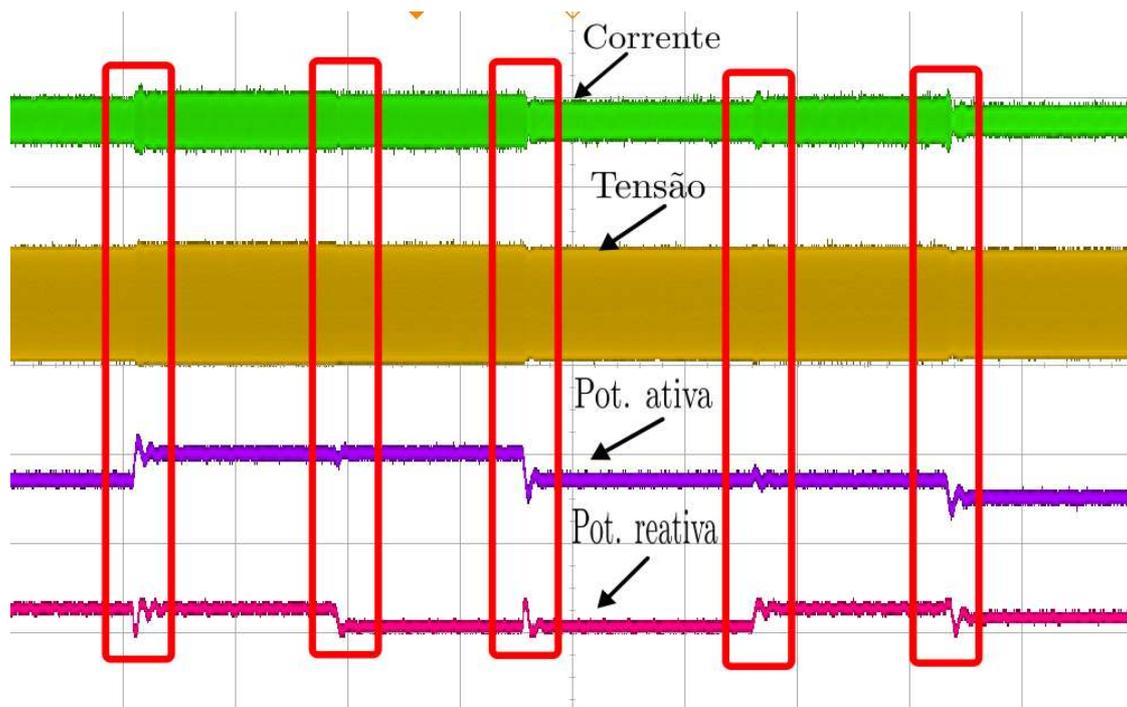


Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5.6 Resultados HIL

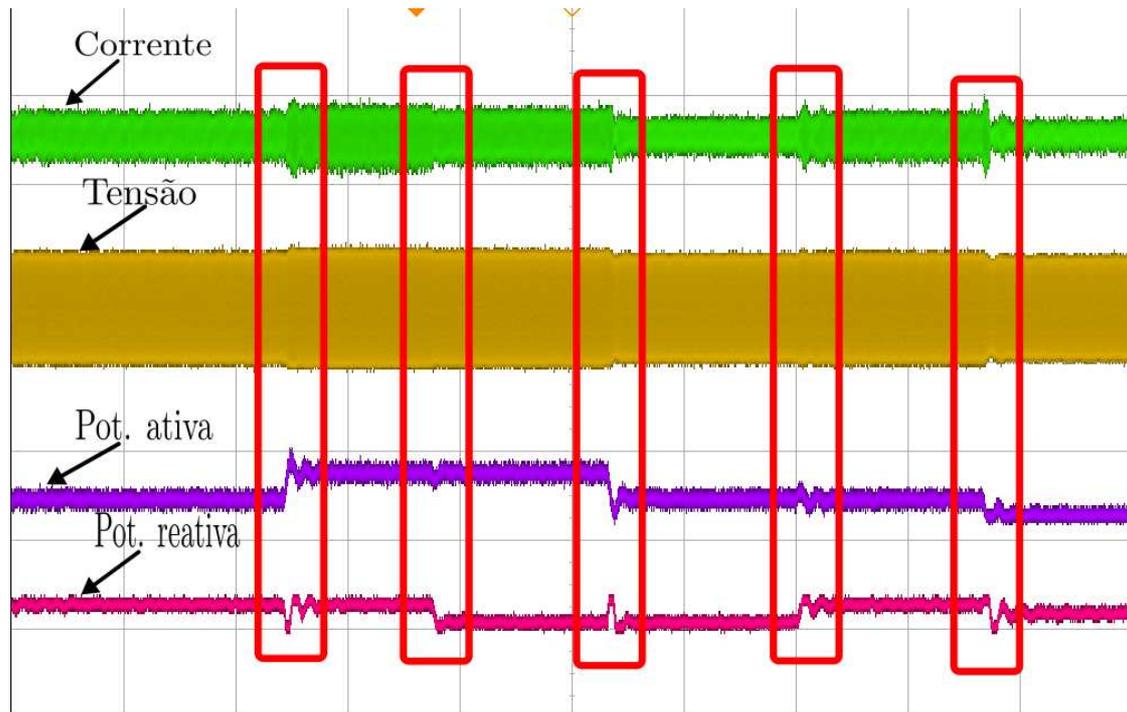
Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pela simulação em tempo real utilizando a técnica do HIL, os ganhos discretos dos controladores de corrente e tensão são : $K_{pcd} = 15$ ,  $K_{icd} = 0.0115$ ,  $K_{pvd} = 0.06$  e  $K_{ivd} = 0.00002$ , respectivamente. Nesta simulação o conversor formador de rede foi submetido as mesmas condições de operação descritas para o método 1. O conversor foi submetido a diferentes degraus de potência conectado á rede para as duas diferentes estratégias de controle de malha externa o droop e dVOC. Na Figura 5.30 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o compartilhamento de potência ativa e reativa com o conversor submetido a estratégia de droop e é possível observar que o sistema troca energia com a rede de forma estável. Na Figura 5.31 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do CRF sob a estratégia de dVOC, é possível verificar que o sistema apresenta oscilações bem mais atenuadas do que as vistas pelo método 1.

Figura 5.30: Resultado para o controle droop.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 5.31: Resultado para o controle dVOC.



Fonte: Elaborado pelo autor

## 5.7 Considerações finais

Neste capítulo, foi apresentado o desenvolvimento do método 1 e a otimização para o projeto dos controladores de corrente e tensão do conversor formador de rede. O método 1 mostrou-se estável nos testes analíticos, mas quando realizados para os testes em simulação, mais precisamente quando houve a troca da estratégia de controle da malha mais externa do droop para o dVOC, o conversor apresentou oscilações indesejadas na troca de potência ativa e reativa com a rede. Diante disso, foi implementada estratégia para otimização dos ganhos dos controladores de corrente e tensão das malhas internas. O método que otimiza os ganhos foi verificado analiticamente e o sistema de malha fechada obtido mostrou-se ser estável. Para os testes de simulação 'offline' e em tempo real apresentou melhorias em relação o método 1. As oscilações indesejadas foram atenuadas, principalmente quando os teste focaram no CRF sob a estratégia do dVOC. No próximo capítulo será apresentado o método multivariável.

# Capítulo 6

## Método multivariável

Neste capítulo será apresentado o método multivariável. Os conversores formadores de rede são sistemas multivariáveis cuja complexidade é intensificada pela interação entre as variáveis de controle, especialmente em estruturas com filtros LCL. Neste capítulo, o projeto dos controladores da malha interna, corrente e tensão, é realizado considerando o sistema TITO (Two-Input Two-Output), levando em conta explicitamente os termos de cruzamento e compensação. Diferentemente de abordagens que simplificam o sistema, como os métodos apresentados anteriormente, que assumiam os termos de cruzamento e compensação como compensados, a metodologia apresentada busca capturar e tratar essas interações diretamente. O desenvolvimento desse método é baseado nas seguintes referências [Rajapandiyan e Chidambaram<sup>\[27\]</sup>](#), [Skogestad<sup>\[43\]</sup>](#), [Skogestad<sup>\[44\]</sup>](#) e [Chen et al.<sup>\[30\]</sup>](#), [Govind, Mahapatra e Mahapatro<sup>\[45\]</sup>](#).

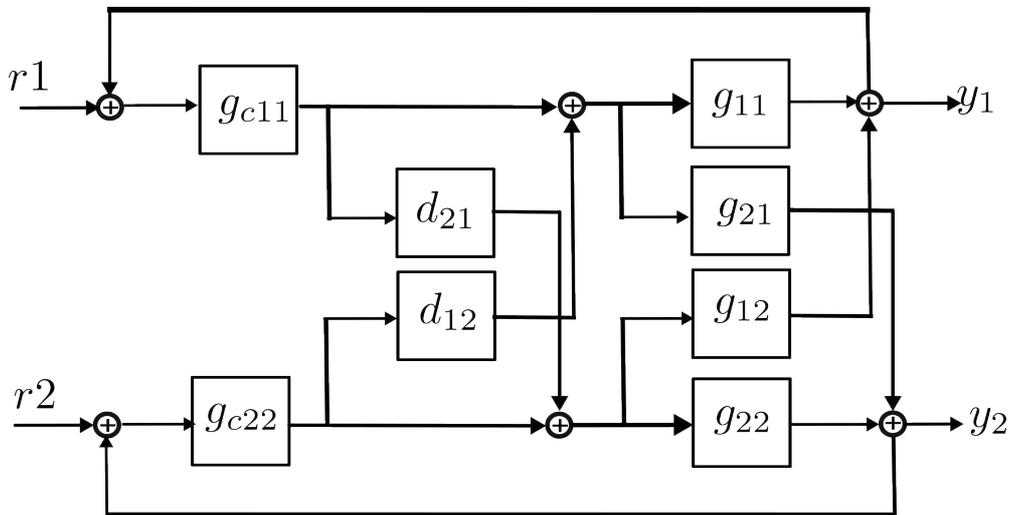
### 6.1 Introdução

Os conversores formadores de rede são amplamente utilizados em aplicações que exigem estabilidade e qualidade na geração de energia elétrica, como em microrredes e sistemas de energia renovável. Quando conectados à rede por meio de um filtro LCL, apresentam características dinâmicas complexas devido à interação entre os elementos indutivos e capacitivos. O controle desses conversores de potência é geralmente realizado no referencial  $dq$ , no qual as equações que governam as dinâmicas de corrente e tensão são derivadas di-

retamente das propriedades do filtro LCL. Esse referencial facilita a análise do sistema em regime estacionário e permite a aplicação de técnicas avançadas de controle multivariável.

Para o projeto do controle, o CFR é modelado como uma planta TITO (Two-Input Two-Output), representada por  $G(s)$ , uma matriz de transferência  $2 \times 2$  que descreve as relações entre as variáveis de entrada e saída do sistema. Devido à presença de acoplamentos entre os canais, utiliza-se um sistema de desacoplamento simplificado  $D(s)$ , cujo objetivo é minimizar as interações cruzadas, transformando o sistema multivariável em dois canais praticamente independentes. Com isso, torna-se viável projetar controladores  $C(s)$  no domínio SISO (Single-Input Single-Output), simplificando significativamente o problema de controle sem sacrificar a precisão ou a estabilidade. Na Figura 6.1, pode ser observado o diagrama de blocos do sistema TITO.

Figura 6.1: Sistema TITO descentralizado .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Onde  $G(s)$ ,  $G_c(s)$  e  $D(s)$  são as matriz de funções de transferência do processo, do controle e de desacoplamento para o sistema TITO, respectivamente. O sistema TITO com os controladores  $G_{c11}(s)$  e  $G_{c22}(s)$  pode ser descrito como:

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix},$$

onde as entradas  $u_1(s)$  e  $u_2(s)$  são dadas por:

$$u_1(s) = G_{c11}(s)r_1(s),$$

$$u_2(s) = G_{c22}(s)r_2(s).$$

Substituindo  $u_1(s)$  e  $u_2(s)$  na matriz original:

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{c11}(s)r_1(s) \\ G_{c22}(s)r_2(s) \end{bmatrix}.$$

Identificando cada saída:

$$y_1(s) = G_{11}(s)G_{c11}(s)r_1(s) + G_{12}(s)G_{c22}(s)r_2(s),$$

$$y_2(s) = G_{21}(s)G_{c11}(s)r_1(s) + G_{22}(s)G_{c22}(s)r_2(s).$$

Dos resultados anteriores, faz-se as seguintes observações::

- **Necessidade de desacoplamento:** Um desacoplador  $D(s)$  pode ser utilizado para minimizar as interações cruzadas antes do projeto dos controladores  $G_{c11}(s)$  e  $G_{c22}(s)$ .
- **Modelo reduzido:** Para simplificar o projeto de  $G_{c11}(s)$  e  $G_{c22}(s)$ , é comum utilizar aproximações FODPT (First-Order Plus Dead Time), focando nas características dominantes do sistema.

## Matriz de desacoplamento

A escolha de uma matriz de desacoplamento simplificada baseia-se na necessidade de reduzir a complexidade computacional e facilitar o projeto de controladores individuais para sistemas multivariáveis TITO. Em sistemas com fortes interações cruzadas, as entradas afetam múltiplas saídas, o que dificulta a aplicação de controladores SISO. O desacoplamento busca minimizar ou eliminar essas interações cruzadas, permitindo que cada controlador atue predominantemente em sua saída associada. Uma matriz de desacoplamento simplificada é especialmente vantajosa em aplicações práticas, pois reduz o esforço de modelagem e evita

o uso de algoritmos complexos, mantendo a robustez do controle em relação a variações paramétricas e incertezas no modelo. A matriz de desacoplamento simplificado, é dado, por:

$$\mathcal{D}(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\mathcal{G}_{12}(s)/\mathcal{G}_{11}(s) \\ -\mathcal{G}_{21}(s)/\mathcal{G}_{22}(s) & 1 \end{bmatrix}_{2 \times 2}$$

### 6.1.1 Projeto do Controle de corrente

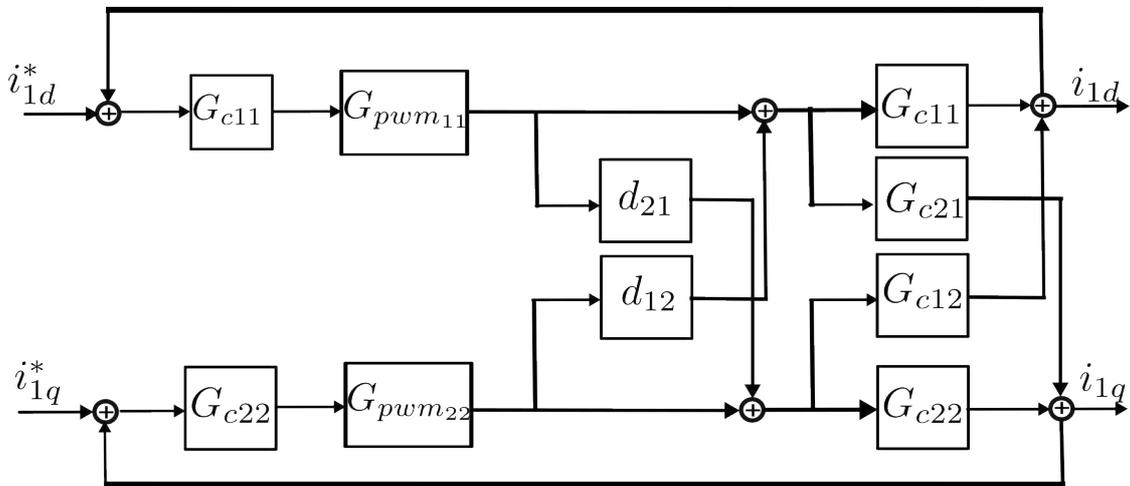
O projeto do controle de corrente é baseado nas informações descritas anteriormente. Seguindo essas informações, primeiro são descritas as equações do conversor no referencial  $dq$ . As equações para o controle de corrente estão relacionadas ao indutor de entrada  $L_1$

$$L_1 \frac{di_{L1d}}{dt} = v_{i,d} - v_{Cd} - R_1 i_{L1d} + \omega_n L_1 i_{L1q} \quad (6.1)$$

$$L_1 \frac{di_{L1q}}{dt} = v_{i,q} - v_{Cq} - R_1 i_{L1q} - \omega_n L_1 i_{L1d} \quad (6.2)$$

Diferente dos outros métodos apresentados até agora, onde os termos de cruzamento e de compensação foram considerados compensados, nesta abordagem do sistema TITO esses elementos são incorporados ao modelo da planta/processo. O sistema de controle é ilustrado pelo diagrama observado na Figura 6.2.

Figura 6.2: diagrama de bloco para o controle de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O desenvolvimento para o controle de corrente é:

Passo 1: Transformar para o domínio da frequência (Laplace). Aplicando a Transformada de Laplace, com as condições iniciais nulas:

- Eixo  $d$  :

$$L_1 s I_{1,d}(s) = V_d(s) - V_{cf,d}(s) - R_1 I_{1,d}(s) + \omega L_1 I_{1,q}(s)$$

- Eixo  $q$  :

$$L_1 s I_{1,q}(s) = V_q(s) - V_{cf,q}(s) - R_1 I_{1,q}(s) - \omega L_1 I_{1,d}(s)$$

Passo 2: Organizar as equações para evidenciar as relações entre as entradas  $V_d(s)$  e  $V_q(s)$  com as saídas  $I_{1,d}(s)$  e  $I_{1,q}(s)$  :

- Eixo  $d$  :

$$(L_1 s + R_1) I_{1,d}(s) - \omega L_1 I_{1,q}(s) = V_d(s) - V_{cf,d}(s)$$

- Eixo  $q$  :

$$(L_1 s + R_1) I_{1,q}(s) + \omega L_1 I_{1,d}(s) = V_q(s) - V_{cf,q}(s)$$

Passo 3: Resolver o sistema para  $I_{1,d}(s)$  e  $I_{1,q}(s)$ . Reescrevendo na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} L_1 s + R_1 & -\omega L_1 \\ \omega L_1 & L_1 s + R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1,d}(s) \\ I_{1,q}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d(s) - V_{cf,d}(s) \\ V_q(s) - V_{cf,q}(s) \end{bmatrix}$$

Invertendo a matriz de coeficientes para encontrar a matriz de funções de transferência  $G(s)$  :

$$\begin{bmatrix} I_{1,d}(s) \\ I_{1,q}(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} L_1 s + R_1 & \omega L_1 \\ -\omega L_1 & L_1 s + R_1 \end{bmatrix}}_{G(s)} \begin{bmatrix} V_d(s) - V_{cf,d}(s) \\ V_q(s) - V_{cf,q}(s) \end{bmatrix}$$

onde o determinante é dado por:

$$\Delta(s) = (L_1s + R_1)^2 + (\omega L_1)^2$$

Passo 4: A matriz de funções de transferência  $G(s)$  é:

$$G(s) = \frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} L_1s + R_1 & \omega L_1 \\ -\omega L_1 & L_1s + R_1 \end{bmatrix}$$

Essa matriz relaciona as tensões de entrada  $V_d(s)$  e  $V_q(s)$  às correntes de saída  $I_{1,d}(s)$  e  $I_{1,q}(s)$ . A função de transferência da planta  $G(s)$  é dada por:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.002s+0.3}{4 \times 10^{-6}s^2+0.0012s+0.6585} & \frac{-0.754}{4 \times 10^{-6}s^2+0.0012s+0.6585} \\ \frac{0.754}{4 \times 10^{-6}s^2+0.0012s+0.6585} & \frac{0.002s+0.3}{4 \times 10^{-6}s^2+0.0012s+0.6585} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Função de transferência do desacoplamento  $D(s)$  dada por:

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-3.016e-06s^2+0.0009048s+0.4965}{8e-09s^3+3.6e-06s^2+0.001677s+0.1975} \\ \frac{-3.016e-06s^2-0.0009048s-0.4965}{8e-09s^3+3.6e-06s^2+0.001677s+0.1975} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

A função de transferência do  $G_{pwm}(s)$ , sabendo que  $T_s = \frac{1}{f_{pwm}}$  e  $f_{pwm} = 10 \text{ kHz}$ :

$$G_{pwm}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{0.5 \times 10^{-5}s+1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{0.5 \times 10^{-5}s+1} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

A próxima etapa é projetar o controlador para esse sistema. A matriz diagonal é:

$$\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s) * \mathbf{D}(s) = \text{diag}\{h_{11}(s), h_{22}(s)\} \quad (18)$$

Os elementos desacoplados  $h_{ii}$  (onde  $i = 1, 2$ ) precisam ser controlados. Para viabilizar o projeto do controlador, é utilizada a aproximação da planta por um modelo reduzido do tipo FODPT, que captura as principais características dinâmicas do sistema, como o ganho estático, a constante de tempo dominante e o atraso equivalente. Assim, o uso do modelo FODPT permite que o controle SISO seja projetado com foco no desempenho

desejado em termos de resposta transitória e rejeição a distúrbios. As funções do processo são representadas como modelos de Primeira Ordem com Atraso de Tempo, que consiste em um modelo com uma dinâmica de primeira ordem com um atraso puro (atraso de tempo) na resposta. É amplamente usado na modelagem e controle de sistemas dinâmicos. A resposta em frequência do sistema está associada às especificações de margem de ganho e fase. O modelo FOPDT do processo pode ser expresso como:

$$G_{ii}(s) = \frac{K_{ii}e^{-\Theta_{ii}s}}{T_{ii}s + 1}, \quad i = 1, 2 \quad (6.6)$$

As incógnitas são determinadas por ajuste na resposta em frequência em  $\omega = 0$  e  $\omega = \omega_{cii}$ , onde  $\omega_{cii}$  é a frequência de cruzamento de fase:

$$G_{ii}(0) = h_{ii}(0) \quad (6.7)$$

$$|G_{ii}(j\omega_{cii})| = |h_{ii}(j\omega_{cii})| \quad (6.8)$$

$$\angle G_{ii}(j\omega_{cii}) = \angle h_{ii}(j\omega_{cii}) \quad (6.9)$$

Os parâmetros do modelo FOPDT são determinados como:

$$K_{ii} = h_{ii}(0) \quad (6.10)$$

$$T_{ii} = \sqrt{\frac{K_{ii}^2 - |h_{ii}(j\omega_{cii})|^2}{|h_{ii}(j\omega_{cii})|^2 \omega_{cii}^2}} \quad (6.11)$$

$$\Theta_{ii} = \frac{\pi + \tan^{-1}(-\omega_{cii}T_{ii})}{\omega_{cii}T_{ii}} \quad (6.12)$$

As equações de fase e amplitude podem ser expressas como:

$$\arg[G_{ii}(j\omega_{pii})K_{ii}(j\omega_{pii})] = -\pi \quad (6.13)$$

$$A_{mii} = \frac{|G_{ii}(j\omega_{pii})K_{ii}(j\omega_{pii})|}{|G_{ii}(j\omega_{gi})K_{ii}(j\omega_{gi})|} = 1 \quad (6.14)$$

$$\phi_{mii} = \arg[G_{ii}(j\omega_{gi})K_{ii}(j\omega_{gi})] + \pi \quad (6.15)$$

Onde  $A_{mii}$ ,  $\phi_{mii}$  denotam a margem de ganho e a margem de fase, respectivamente, enquanto  $\omega_{gi}$ ,  $\omega_{pii}$  denotam as frequências de cruzamento de ganho e fase, respectivamente.

Como estratégia de controle, é escolhido um controlador proporcional-integral (PI). O controlador PI é projetado para atender aos requisitos de desempenho do sistema, como tempo de resposta, rejeição de perturbações e estabilidade frente a variações paramétricas. Combinado ao modelo FODPT, essa abordagem garante um projeto de controle eficiente, que atende aos objetivos de desempenho estabelecidos para o conversor formador de rede. O controlador PI pode ser expresso como:

$$C_{ii}(s) = K_{pii} \left( 1 + \frac{1}{T_{qii}s} \right) \quad (6.16)$$

onde o ganho proporcional e a constante de tempo integral são denotados por  $K_{pii}$  e  $T_{qii}$ , respectivamente.

$$\begin{aligned} K_{pii} &= \frac{\omega_{pii} T_{ii}}{A_{mii} K_{ii}} \\ \mathcal{T}_{qii} &= \left( 2\omega_{pii} - \frac{4\omega_{pii}^2 \Theta_{ii}}{\pi} + \frac{1}{T_{ii}} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (6.17)$$

onde

$$\omega_{pii} = \frac{\mathcal{A}_{mii} \phi_{mii} + \frac{1}{2}\pi (\mathcal{A}_{mii} - 1)}{(\mathcal{A}_{mii}^2 - 1) \Theta_{ii}}$$

Após descrever o projeto, pode-se construir o modelo FOPDT obtido pelas equações (6.6)-(6.75) :

$$G_{c11}(s) = \frac{2.878}{0.00585s + 1} e^{-0.7137s} \quad (6.18)$$

$$G_{c11}(s) = \frac{2.878}{0.00585s + 1} e^{-0.7137s} \quad (6.19)$$

O controlador PI é obtido pelas equações (6.17), onde é especificado que a margem de ganho é  $5^\circ$  e margem de fase  $25^\circ$ , e é esperado um overshoot  $\leq 10\%$ , tempo de subida  $\leq 5ms$ . Os ganhos obtidos estão indicados na matriz abaixo:

$$G_c(s) = \begin{bmatrix} 12 + \frac{865}{s} & 0 \\ 0 & 12 + \frac{865}{s} \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

A relação entre a entrada e a saída em malha fechada é dada por:

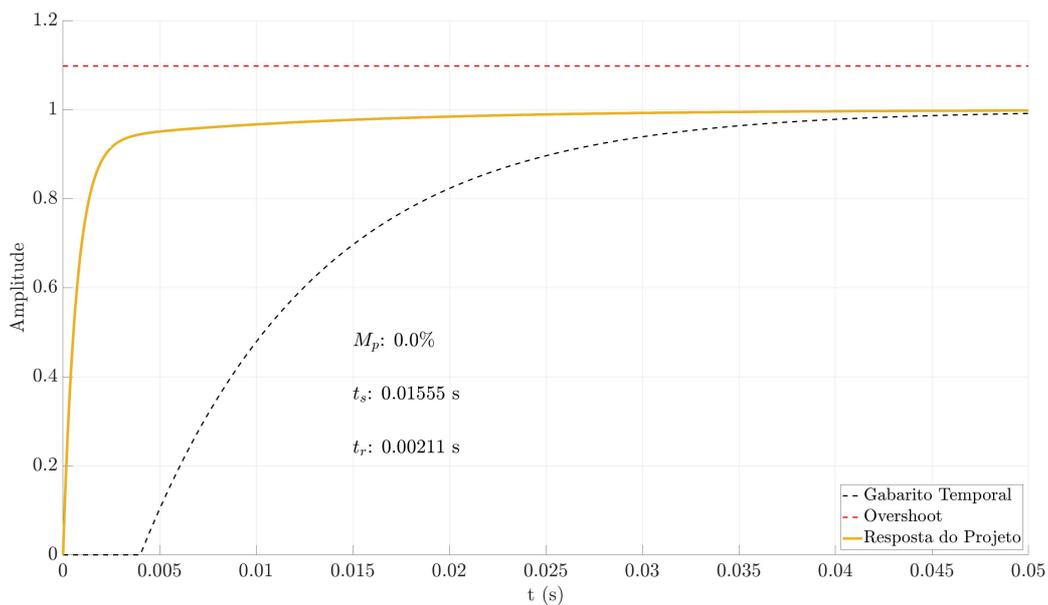
$$y(s) = T_c(s)r(s), \quad (6.21)$$

onde a matriz de funções de transferência em malha fechada  $T_c(s)$  é:

$$T_c(s) = (I + G(s)D(s)C(s))^{-1}G(s)D(s)C(s). \quad (6.22)$$

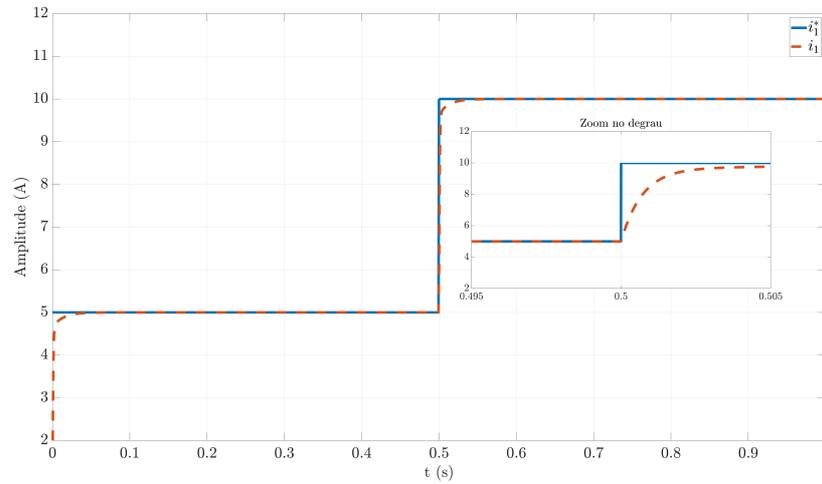
A resposta ao degrau do controle de corrente pode ser observada na curva do gráfico da Figura 6.3, onde a curva contínua, representa a resposta ao degrau do controle de corrente projetado e os limites do gabarito temporal, são representados pelas curvas tracejadas. Percebe-se que a resposta ao degrau, ao se encontrar dentro das curvas limites do gabarito, atende as especificações do projeto. A capacidade do controlador projetado rastrear a referência de controle está demonstrada pelas curvas do gráfico da Figura 6.4, correspondente a resposta a um degrau na referência de corrente.

Figura 6.3: Resposta ao degrau do controle de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.4: Rastreo do controle de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 6.1.2 Controle de tensão

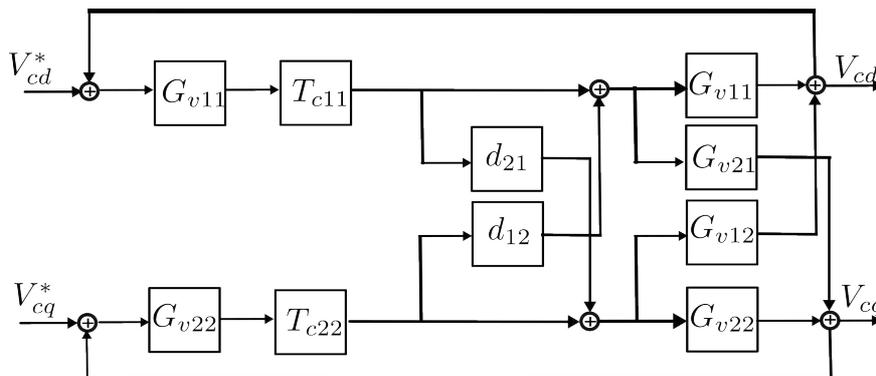
Na Figura 6.5 pode-se observar o diagrama de blocos referente ao projeto do controle de tensão. A corrente do capacitor é dada por:

$$C_f \frac{dv_{cfd}}{dt} = i_{L1d} - i_{od} - \omega C_f v_{cfq}$$

$$C_f \frac{dv_{cfq}}{dt} = i_{L1q} - i_{oq} + \omega C_f v_{cfd}$$

O desenvolvimento para a planta do sistema é dado por:

Figura 6.5: diagrama de bloco para o controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Passo 1: Transformar para o domínio da frequência (Laplace) Aplicando a Transformada de Laplace, com as condições iniciais nulas:

- Eixo  $d$  :

$$C_f s V_{cf,d}(s) = I_{1d}(s) - I_{2d}(s) + \omega C_f V_{cf,q}(s)$$

- Eixo  $q$  :

$$C_f s V_{cf,q}(s) = I_{1q}(s) - I_{2q}(s) + \omega C_f V_{cf,d}(s)$$

Passo 2: Organizar as equações Reorganizando as expressões para evidenciar as relações entre as entradas  $I_{1,d}(s) - I_{2,d}(s)$  e  $I_{1,q}(s) - I_{2,q}(s)$  com as saídas  $V_{cfd}$  e  $V_{cfq}$  :

- Eixo  $d$  :

$$s C_f V_{cfd} - \omega C_f V_{cfq}(s) = I_{1,d}(s) - I_{2,d}(s)$$

- Eixo  $q$  :

$$s C_f V_{cfq} - \omega C_f V_{cfd}(s) = I_{1,q}(s) - I_{2,q}(s)$$

Passo 3: Resolver o sistema para  $I_{1,d}(s)$  e  $I_{1,q}(s)$ . Reescrevendo na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} sC_f & -\omega C_f \\ \omega C_f & sC_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cfd}(s) \\ V_{cfq}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1,d}(s) - I_{2,d} \\ I_{1,q}(s) - I_{2,q} \end{bmatrix}$$

Invertendo a matriz de coeficientes para encontrar a matriz de funções de transferência  $G(s)$  :

$$\begin{bmatrix} V_{cfd}(s) \\ V_{cfq}(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} sC_f & -\omega C_f \\ \omega C_f & sC_f \end{bmatrix}}_{G(s)} \begin{bmatrix} I_{1,d}(s) - I_{2,d} \\ I_{1,q}(s) - I_{2,q} \end{bmatrix}$$

onde o determinante é dado por:

$$\Delta(s) = (sC_f)^2 + (\omega C_f)^2$$

Passo 4: Expressão final para  $G(s)$  A matriz de funções de transferência  $G(s)$  é:

$$G(s) = \frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} sC_f & -\omega C_f \\ \omega C_f & sC_f \end{bmatrix}$$

Essa matriz relaciona as correntes de entrada  $I_{1,d}(s) - I_{2,d}(s)$  às tensões de saída  $V_{cfd}$  e  $V_{cfq}$ . Sendo especificado um valor de overshoot menor que 10%, tempo de subida menor que 3 ms, com a margem de ganho e de fase 5° e 30°, respectivamente. A função de transferência da planta  $G(s)$  será dada por:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1.5e-05s}{2.25e-10s^2+3.198e-05} & \frac{-0.005655}{2.25e-10s^2+3.198e-05} \\ \frac{0.005655}{2.25e-10s^2+3.198e-05} & \frac{1.5e-05s}{2.25e-10s^2+3.198e-05} \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

a função de transferência do desacoplamento  $D(s)$  dada por:

$$D(s) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1.272e-12s^2+1.808e-07}{3.375e-15s^3+4.797e-10s} \\ \frac{-1.272e-12s^2+1.808e-07}{3.375e-15s^3+4.797e-10s} & 0 \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

Modelo FOPDT obtido pelas equações (6.5) - (6.17):

$$G_{c11}(s) = \frac{176.8}{0.008539s + 1} e^{-0.0089s} \quad (6.25)$$

$$G_{c11}(s) = \frac{176.8}{0.008539s + 1} e^{-0.0089s} \quad (6.26)$$

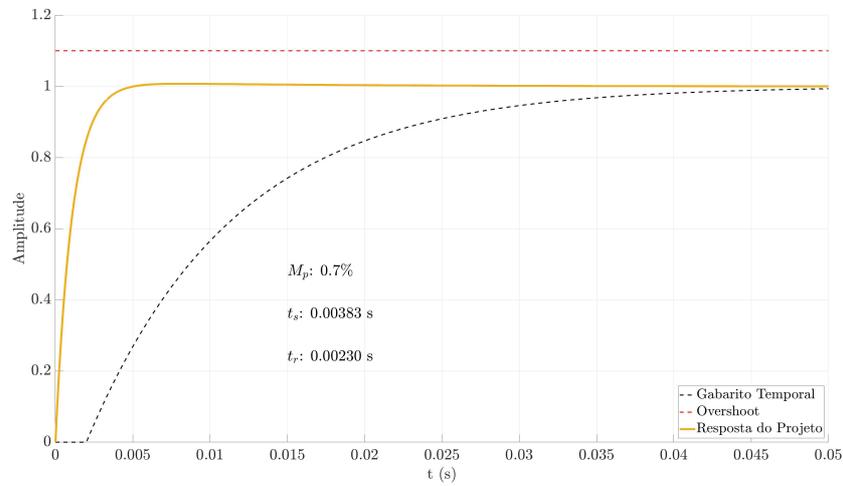
E o controlador PI é obtido pelas equações (6.17). Expresso por:

$$G_c(s) = \begin{bmatrix} 0.09 + \frac{12}{s} & 0 \\ 0 & 0.09 + \frac{12}{s} \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

A resposta ao degrau do controle de tensão pode ser observada na curva do gráfico da figura 6.6, onde a curva contínua, representa a resposta ao degrau do controle de tensão projetado. e os limites do gabarito temporal, são representados pelas curvas tracejadas. Percebe-se que a resposta ao degrau, ao se encontrar dentro das curvas limites do gabarito,

atende as especificações do projeto.

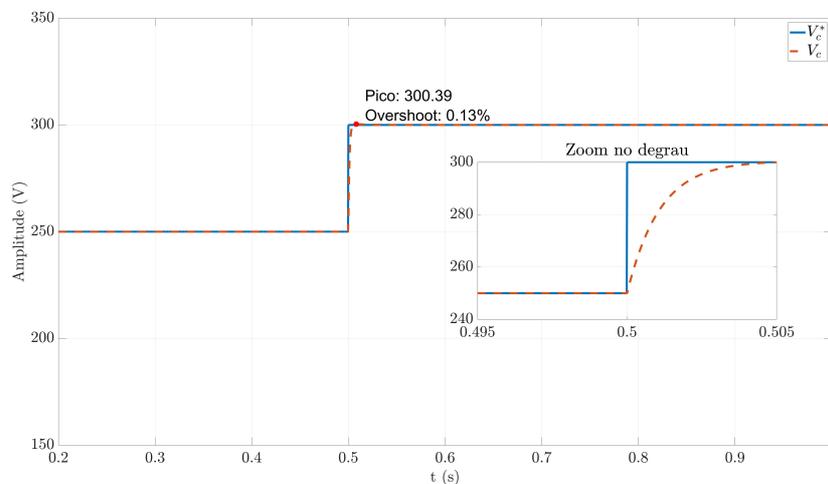
Figura 6.6: Resposta ao degrau do controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A capacidade do controlador projetado rastrear a referência de tensão está demonstrada pelas curvas do gráfico da Figura 6.7, correspondente a resposta a um degrau na referência de tensão. Observando a resposta do gráfico é possível verificar que o controle projetado foi capaz de rastrear a referência e refletir a dinâmica dentro do gabarito temporal estipulado.

Figura 6.7: Rastreo do controle de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tabela 6.1 apresenta os autovalores para o método multivariado e é possível observar que todos tem parte real negativa e assim o sistema é estável.

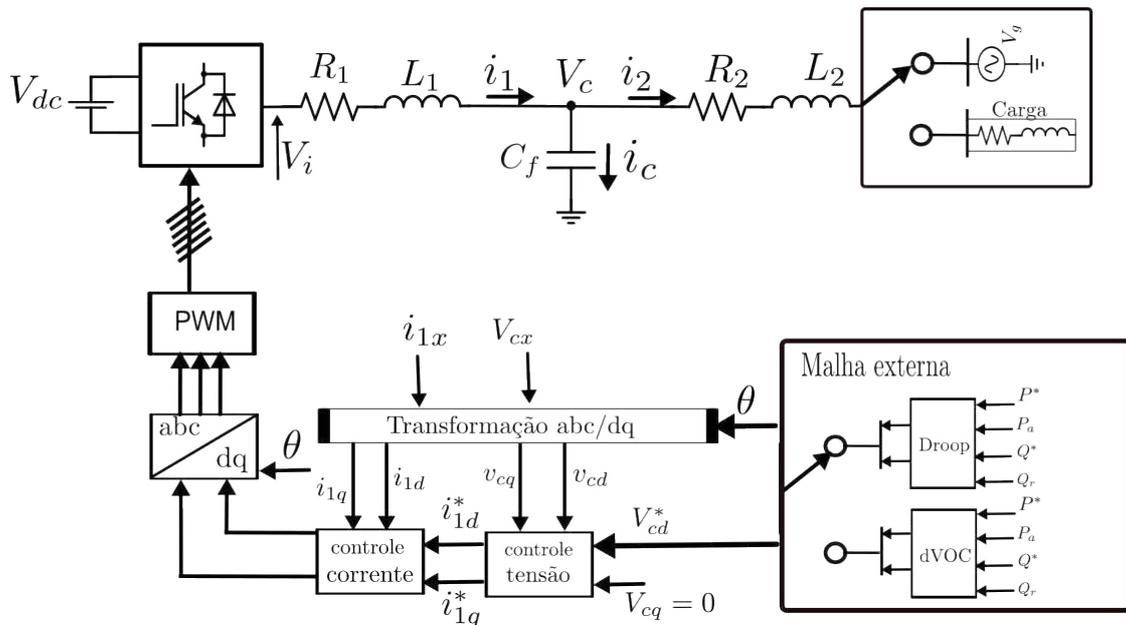
Tabela 6.1: Autovalores da equação de espaço de estados do sistema completo método multivariável.

Parâmetro	Valor ( $\times 10^4$ )	Parâmetro	Valor ( $\times 10^4$ )
$\lambda_{1,2}$	$-0.3478 \pm 1.3995i$	$\lambda_{3,4}$	$-0.3360 \pm 1.3377i$
$\lambda_{5,6}$	$-0.0116 \pm 0.0295i$	$\lambda_{7,8}$	$-0.0347 \pm 0.0000i$
$\lambda_{9,10}$	$-0.0050 \pm 0.0081i$	$\lambda_{11,12}$	$-0.0085 \pm 0.0047i$
$\lambda_{13}$	$-0.0056 + 0.0000i$		

## 6.2 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação referentes ao projeto apresentando anteriormente, o método multivariável. O diagrama de blocos do sistema simulado pode ser observado na Figura 6.8.

Figura 6.8: Diagrama de blocos do CFR conectado à rede e à carga.

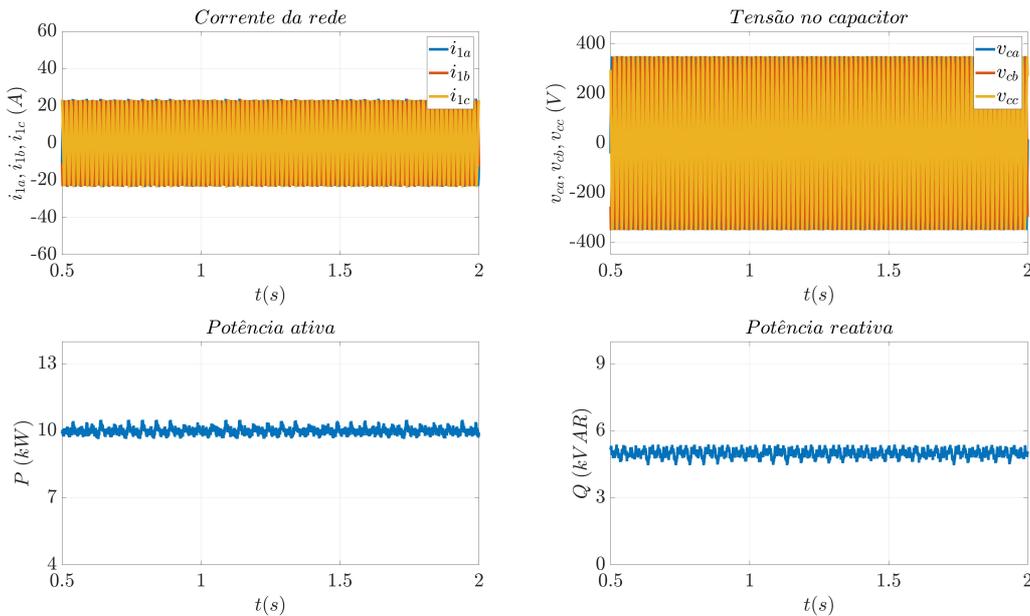


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 6.2.1 Análise do conversor sob a estratégia de droop

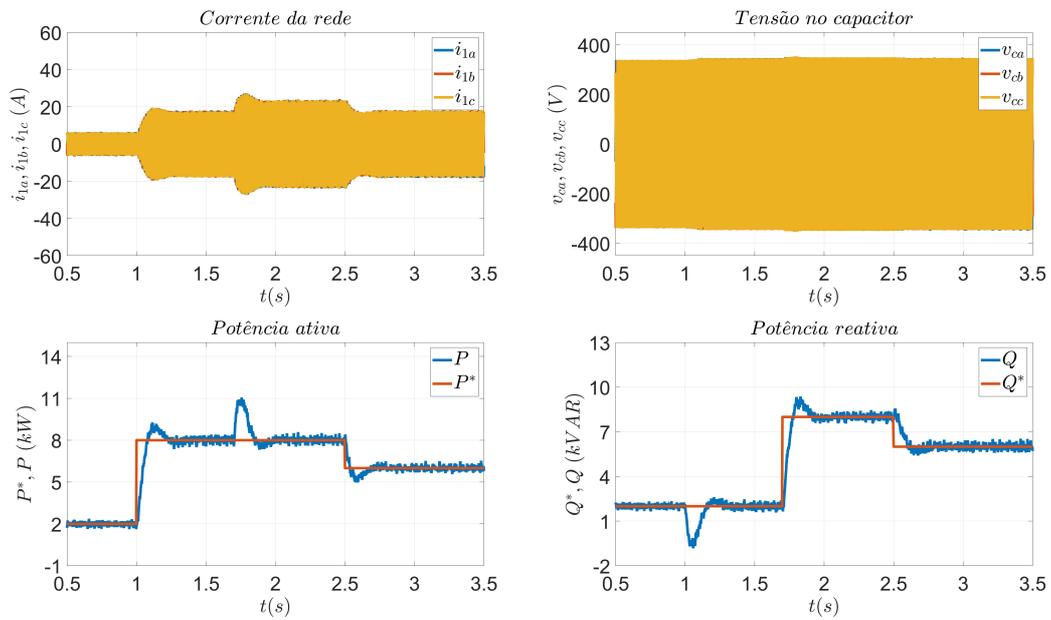
Na Figura 6.9 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do CFR sob a análise de regime permanente, pode-se observar que o CRF em regime permanente esta estável e entrega a potência ativa  $P = 10000 W$  e reativa  $Q = 5000 VAr$ . Na Figura 6.10 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o o comportamento do CRF quando submetido a degraus de potência ativa nos tempos  $t = [0, 1, 2.5]$  segundos com potencia de  $P = [2000, 8000, 6000] W$  e para potência reativa nos tempos  $t = [0, 1.7, 2.5]$  segundos com  $Q = [2000, 8000, 6000] VAr$ . Na Figura 6.11 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o resultado do sistema conectado a uma carga que exige uma potência ativa de  $P = 5000 W$  e uma reativa de  $Q = 2000 VAr$  e é observado que o sistema entrega a potência exigida pela carga. Diante dos gráficos apresentados nestas Figuras é possível observar um melhor desempenho do sistema em termos da sua estabilidade, evidenciado pela mitigação significativa dos eventos de oscilação.

Figura 6.9: Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito.



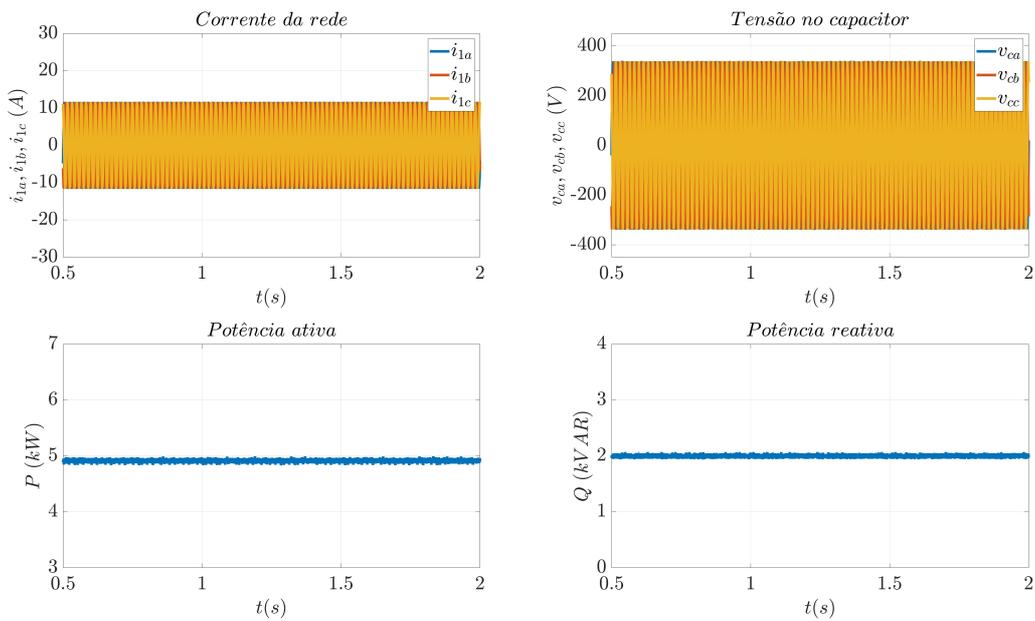
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.10: Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.11: Resultado método multivariável conectado a uma carga.

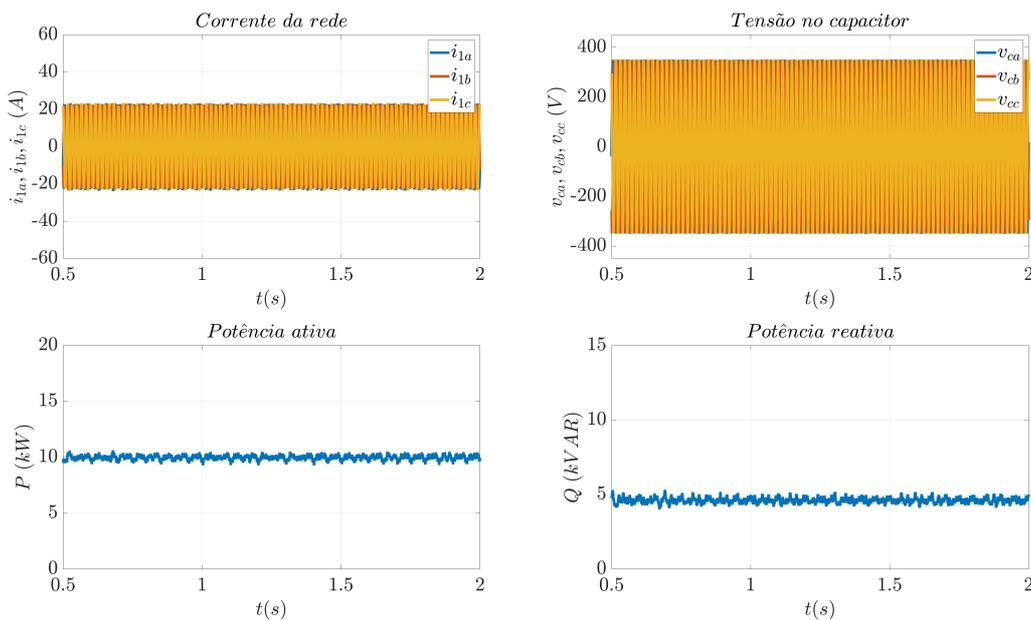


Fonte: Elaborado pelo autor.

## 6.2.2 Análise do conversor sob a estratégia do dVOC

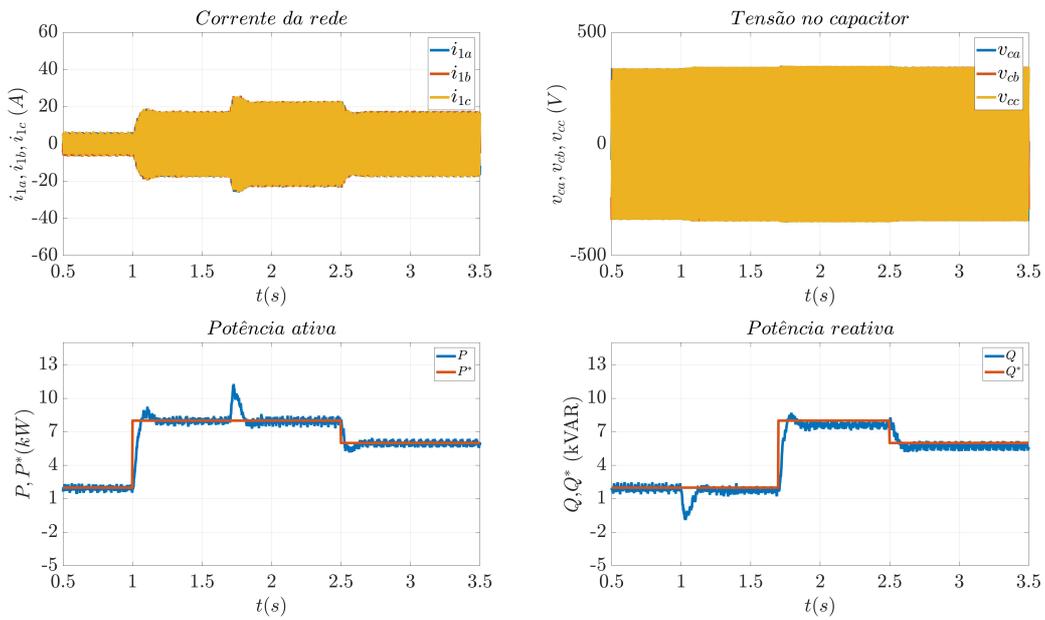
Na Figura 6.12 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o comportamento do CFR sob a análise de regime permanente, pode-se observar que o CRF em regime permanente esta estável e entrega a potência ativa  $P = 10000 \text{ W}$  e reativa  $Q = 5000 \text{ VAr}$ . Na Figura 6.13 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o o comportamento do CRF quando submetido a degraus de potência ativa nos tempos  $t = [0, 1, 2.5]$  segundos com potencia de  $P = [2000, 8000, 6000] \text{ W}$  e para potência reativa nos tempos  $t = [0, 1.7, 2.5]$  segundos com  $Q = [2000, 8000, 6000] \text{ VAr}$ . Na Figura 6.14 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o resultado do sistema conectado a uma carga que exige uma potência ativa de  $P = 5000 \text{ W}$  e uma reativa de  $Q = 2000 \text{ VAr}$  e é observado que o sistema entrega a potência exigida pela carga.

Figura 6.12: Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito.



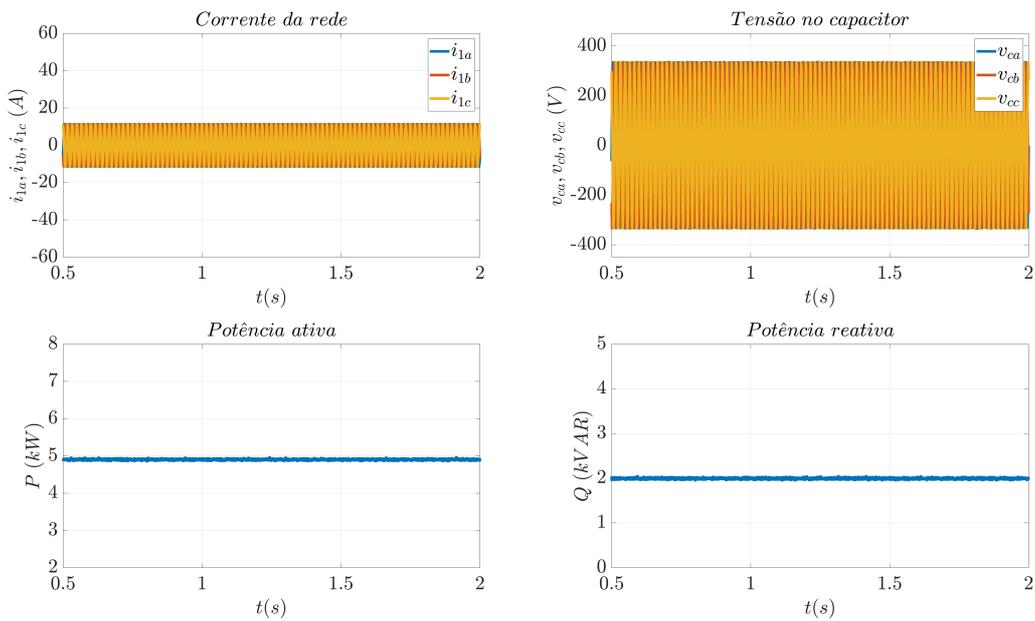
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.13: Resultado método multivariável, conexão à barramento infinito.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.14: Resultado método multivariável conectado a uma carga.

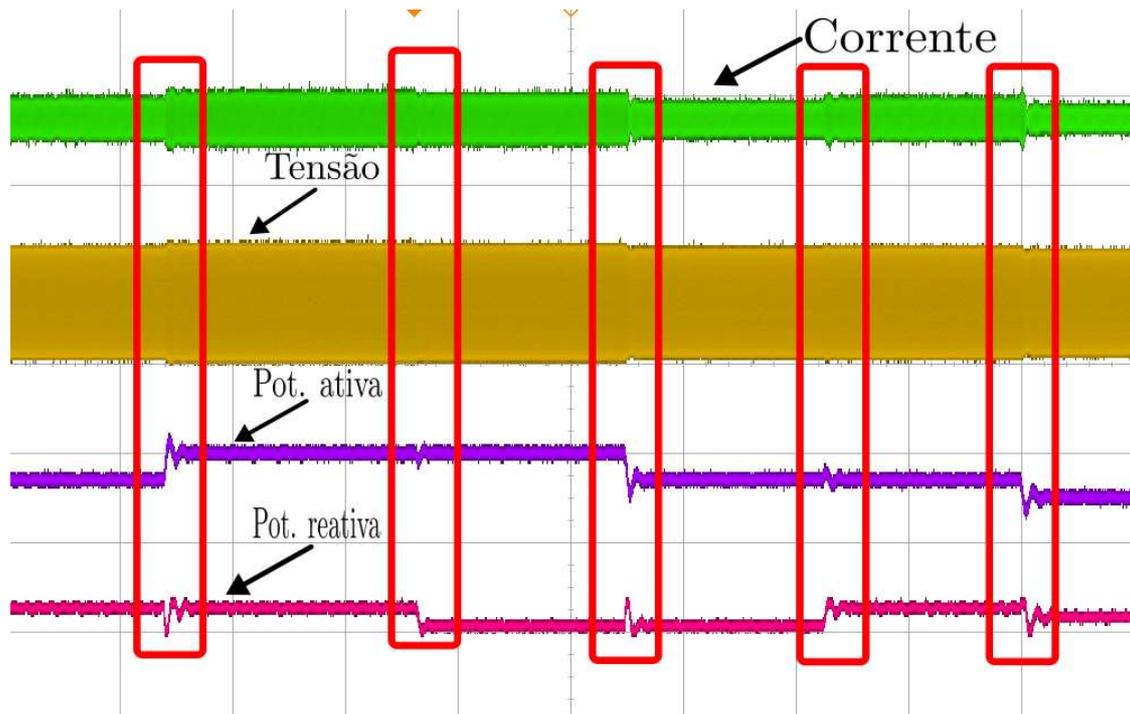


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 6.3 Resultados HIL

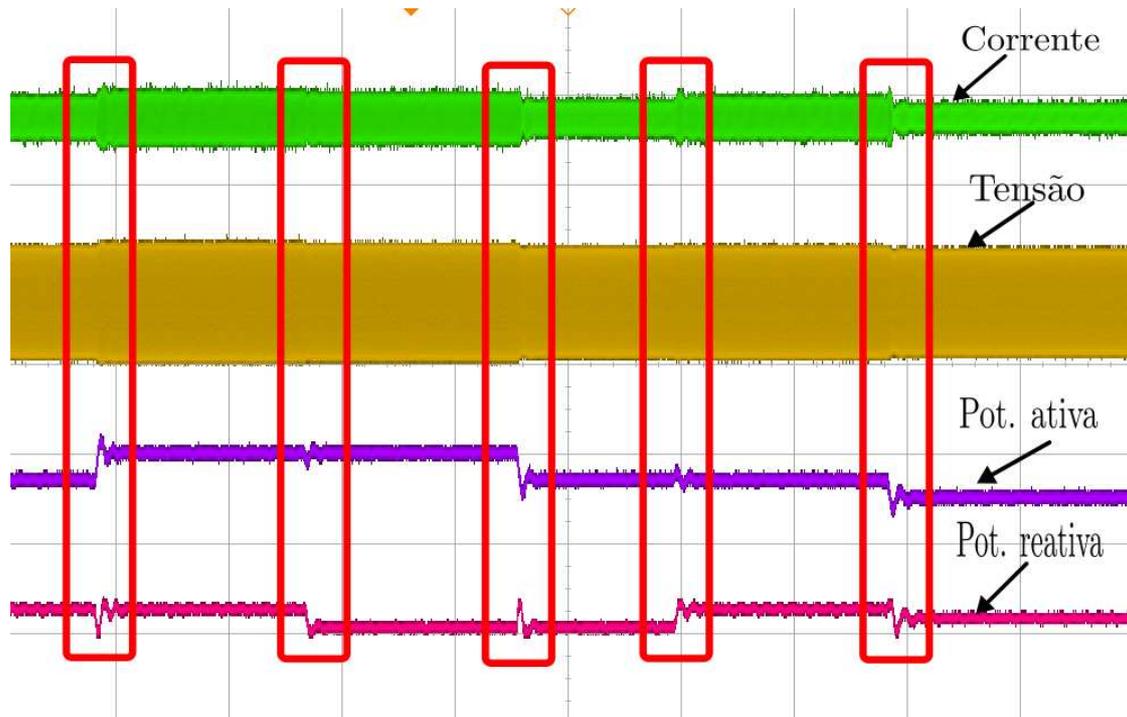
Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pela simulação em tempo real utilizando a técnica do HIL, os ganhos discretos dos controladores de corrente e tensão são:  $K_{pcd} = 12$ ,  $K_{icd} = 0.04325$ ,  $K_{pvd} = 0.09$  e  $K_{ivd} = 0.0006$ . Nesta simulação o conversor formador de rede foi submetido as mesmas condições de operação que foram descritas nas seções anteriores. O conversor foi submetido a diferentes degraus de potência, estando conectado à rede para as duas diferentes estratégias de controle de malha externa o droop e dVOC. Na Figura 6.15 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o compartilhamento de potência ativa e reativa com o conversor submetido a estratégia de droop na sua malha mais externa e é possível observar que o sistema troca energia com a rede de forma estável. Na Figura 6.16 é apresentado um conjunto de curvas de corrente, tensão e potências que ilustram o teste para o CRF sob a estratégia de dVOC, é possível verificar que o sistema é estável durante todo o período de simulação.

Figura 6.15: Resultado para o droop.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 6.16: Resultado para o dVOC.

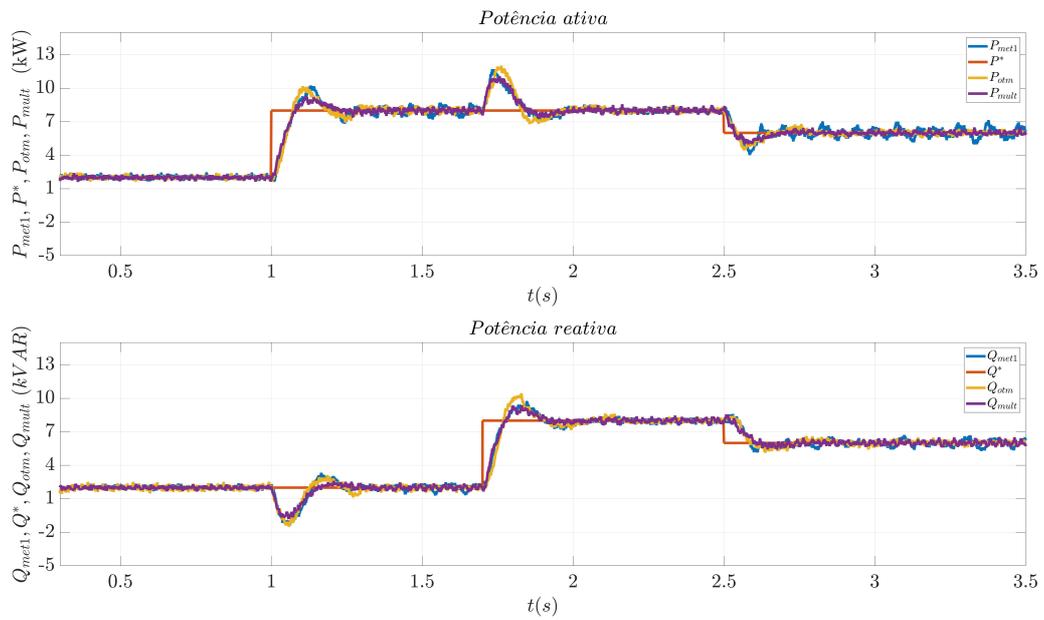


Fonte: Elaborado pelo autor

## 6.4 Comparação dos métodos desenvolvidos

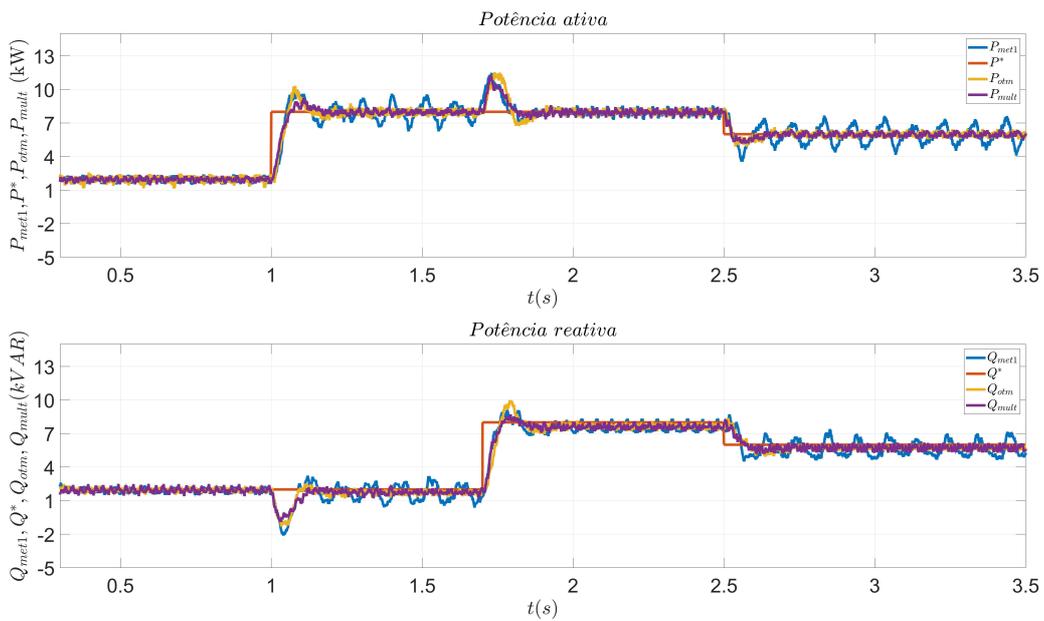
Nas Figuras 6.17 e 6.18 são apresentados gráficos contendo as curvas sobrepostas de potência ativa e reativa, relativas aos três projetos de controle discutidos nas seções anteriores, para cada estratégia de controle externo, droop e dVOC e as tabelas 6.2, 6.3, 6.4 e 6.4 mostram as métricas de overshoot e tempo de subida referentes as respostas das Figuras citadas anteriormente. Observa-se que o método multivariável apresenta o melhor desempenho no despacho de potências, destacando-se por apresentar o menor overshoot, uma resposta sem oscilações e uma estabilidade em regime permanente. Além disso, esse método proporciona uma resposta mais rápida em comparação com os demais.

Figura 6.17: Comparação rastreo de potência ativa e reativa droop.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.18: Comparação rastreo de potência ativa e reativa dVOC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Métricas para a resposta ao degrau droop**

Tabela 6.2: Métricas para Potência Ativa

Sinal	Degrau(s)	Overshoot (%)	Tempo de Subida (s)
$P_{met1}$	1	36.468	0.0495
$P_{otm}$	1	37.388	0.0539
$P_{mult}$	1	34.282	0.0538
$P_{met1}$	2.5	33.395	0.0382
$P_{otm}$	2.5	26.429	0.0362
$P_{mult}$	2.5	17.357	0.0300

Tabela 6.3: Métricas para Potência Reativa

Sinal	Degrau(s)	Overshoot (%)	Tempo de Subida (s)
$Q_{met1}$	1.7	22.009	0.0567
$Q_{otm}$	1.7	30.717	0.0596
$Q_{mult}$	1.7	17.131	0.0541
$Q_{met1}$	2.5	14.297	0.0486
$Q_{otm}$	2.5	14.916	0.0335
$Q_{mult}$	2.5	9.998	0.0312

**Métricas para a resposta ao degrau dVOC**

Tabela 6.4: Métricas para Potência Ativa (dVOC)

Sinal	Degrau (s)	Overshoot (%)	Tempo de Subida (s)
$P_{met1}$	1.0	33.60	0.035
$P_{otm}$	1.0	34.21	0.037
$P_{mult}$	1.0	31.18	0.035
$P_{met1}$	2.5	31.16	0.016
$P_{otm}$	2.5	18.74	0.023
$P_{mult}$	2.5	14.27	0.015

Tabela 6.5: Métricas para Potência Reativa (dVOC)

Sinal	Degrau (s)	Overshoot (%)	Tempo de Subida (s)
$Q_{met1}$	1.7	14.00	0.038
$Q_{otm}$	1.7	25.08	0.037
$Q_{mult}$	1.7	8.89	0.036
$Q_{met1}$	2.5	25.12	0.067
$Q_{otm}$	2.5	17.65	0.078
$Q_{mult}$	2.5	13.85	0.063

## 6.5 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado o método multivariável que foi desenvolvido baseado em um sistema TITO no qual engloba os termos de cruzamento e compensação no processo/-planta de cada malha de controle. Ficou evidente que esse método apresentou os melhores resultados para todos os testes ao qual foi submetido. No próximo capítulo é apresentado, a conclusão e listado um conjunto de possibilidades de trabalhos futuros.

# Capítulo 7

## Conclusão

### 7.1 Conclusão

Este trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de uma metodologia para o projeto dos controladores de malha interna de corrente e tensão do conversor formador de rede, nesse sentido, foram apresentados três métodos: o método por funções de transferência, o método para otimização dos ganhos e o método multivariável. Além disso, foi apresentada a equação de espaço de estados do sistema completo, integrando todas as malhas de controle, com o objetivo de realizar uma análise da estabilidade do sistema. Os métodos desenvolvidos foram validados por meio de simulações 'offline', analisando o rastreamento de referência e o comportamento do CFR sob duas estratégias de malha externa, droop e dVOC. Por fim, o sistema foi testado em tempo real utilizando a técnica *Hardware in the Loop*.

Os resultados obtidos demonstraram que os três métodos empregados para o projeto dos controladores das malhas internas de corrente e tensão do CFR, possibilitaram obter controles capazes de realizar o rastreamento de referência e manter a estabilidade do sistema em situações específicas. No entanto, algumas limitações e diferenças de desempenho entre os métodos merecem destaque. O método por funções de transferência, apesar de apresentar uma abordagem simplificada e de fácil implementação, mostrou-se limitado quando operado com a estratégia de malha externa usando o dVOC. Este comportamento evidenciou a necessidade de aprimorar a metodologia de projeto dos controladores das malhas internas de corrente e tensão, de modo a garantir uma maior estabilidade para o CFR.

O Método para otimização dos ganhos, por sua vez, destacou-se por atender com precisão as especificações temporais impostas, como tempo de acomodação, tempo de subida e overshoot. A utilização de algoritmos genéticos no processo de otimização foi essencial para ajustar os parâmetros do sistema, garantindo um desempenho consistente dentro das faixas estabelecidas. Contudo, a principal limitação desse método é sua dependência direta das funções objetivo e das restrições definidas, o que pode ser um desafio em sistemas com maior número de variáveis ou condições operacionais mais complexas.

O Método Multivariável, por outro lado, foi o mais robusto e versátil entre os métodos avaliados. Por considerar as interações cruzadas entre variáveis e os termos de acoplamento em sistemas TITO (*Two-Input Two-Output*), este método demonstrou desempenho superior tanto na estratégia de controle externo dVOC quanto no controle por droop. Este resultado evidencia a importância de incorporar modelos mais complexos e detalhados no desenvolvimento de controladores para conversores formadores de rede.

Outro ponto relevante deste trabalho foi a consideração de aspectos frequentemente negligenciados na literatura, como a influência da função PWM no projeto do controle de corrente e a interação entre as malhas de corrente e tensão. A inclusão desses elementos no desenvolvimento dos métodos reforça a aplicabilidade prática das soluções propostas, especialmente em sistemas onde a precisão e a estabilidade são requisitos críticos.

Em termos de desempenho geral, os três métodos atenderam aos requisitos de rastreamento de referência nas simulações, sendo que o método multivariável apresentou os melhores resultados. O método para otimização dos ganhos, por sua vez, é uma opção eficiente para sistemas com especificações temporais rigorosas, enquanto o Método por funções de transferência pode ser considerado uma alternativa simplificada para aplicações menos exigentes.

## 7.2 Trabalhos futuros

Para avanços futuros, recomenda-se explorar o comportamento do sistema sob condições de maior complexidade e desafios adicionais. Os principais tópicos a serem investigados incluem:

- **Extensões do Modelo:**

- Analisar o comportamento do sistema em condições de variação de carga e interferências na rede, como falhas e oscilações de frequência.
- Explorar as diferentes formas de energia primário para o barramento CC como: geração por eólicas, fotovoltaicas e baterias.
- Desenvolver o projeto das malhas internas de corrente e tensão baseado no modelo médio.

- **Técnicas Avançadas de Controle:**

- Explorar abordagens de controle robusto, como LQR,  $H_\infty$  e controle preditivo.

- **Análises Experimentais e Integração com Sistemas Reais:**

- Implementar os métodos em sistemas reais para validação experimental e análise em redes elétricas com múltiplas barras, cargas e geradores síncronos, explorando recursos de ferramentas/estruturas de simulação em tempo real.

- **Melhorias nos Métodos Existentes:**

- Incluir as funções de potência como restrições nos processos de otimização.
- Considerar perturbações externas, como variações na tensão e frequência da rede, ao projetar pelo método multivariável.

## 7.3 Considerações Finais

Este trabalho apresenta contribuições para o controle de conversores formadores de rede, abordando desafios da literatura e propondo soluções eficazes. O desenvolvimento dos métodos de projeto, especialmente o método multivariável, demonstra um avanço no entendimento e aplicação de técnicas de controle para sistemas TITO em redes elétricas. A estabilidade verificada nas simulações e a eficácia dos métodos propostos indicam que as soluções podem ser cotejadas para aplicações práticas, especialmente no contexto de sistemas de fontes renováveis. Espera-se que este estudo sirva como base para pesquisas futuras,

contribuindo para o avanço do conhecimento na área e para a implementação de sistemas de controle mais eficientes e confiáveis em ambientes reais.

# Referências bibliográficas

- 1 KERDPHOL, Thongchart et al. Small-signal analysis of multiple virtual synchronous machines to enhance frequency stability of grid-connected high renewables. *IET Generation, Transmission & Distribution*, Wiley Online Library, v. 15, n. 8, p. 1273–1289, 2021.
- 2 TIELENS, Pieter; HERTEM, Dirk Van. The relevance of inertia in power systems. *Renewable and sustainable energy reviews*, Elsevier, v. 55, p. 999–1009, 2016.
- 3 BLAABJERG, Frede; CHEN, Zhe; KJAER, Soeren Baekhoej. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, 2004.
- 4 ROCABERT, Joan et al. Control of power converters in ac microgrids. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012.
- 5 BOUZID, Allal M et al. A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 44, p. 751–766, 2015.
- 6 WANG, Xuehua et al. Passivity enhancement for lcl-filtered inverter with grid current control and capacitor current active damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 37, n. 4, p. 3801–3812, 2021.
- 7 ASHABANI, Mahdi; MOHAMED, Yasser Abdel-Rady I. Integrating vscs to weak grids by nonlinear power damping controller with self-synchronization capability. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 29, n. 2, p. 805–814, 2013.
- 8 LASSETER, Robert H; CHEN, Zhe; PATTABIRAMAN, Dinesh. Grid-forming inverters: A critical asset for the power grid. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 925–935, 2019.
- 9 FANG, Jingyang; DENG, Han; GOETZ, Stefan M. Grid impedance estimation through grid-forming power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 36, n. 2, p. 2094–2104, 2020.
- 10 GUO, Xiaoqiang et al. Dynamic phasors-based modeling and stability analysis of droop-controlled inverters for microgrid applications. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 5, n. 6, p. 2980–2987, 2014.

- 11 EBERLEIN, Simon; RUDION, Krzysztof. Small-signal stability modelling, sensitivity analysis and optimization of droop controlled inverters in lv microgrids. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 125, p. 106404, 2021.
- 12 LIU, Jia; MIURA, Yushi; ISE, Toshifumi. Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 5, p. 3600–3611, 2015.
- 13 D'ARCO, Salvatore; SUUL, Jon Are; FOSSO, Olav Bjarte. Automatic tuning of cascaded controllers for power converters using eigenvalue parametric sensitivities. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 51, n. 2, p. 1743–1753, 2014.
- 14 EBERLEIN, Simon; RUDION, Krzysztof. Impact of inner control loops on small-signal stability and model-order reduction of grid-forming converters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, 2022.
- 15 QORIA, T et al. Analysis of the coupling between the outer and inner control loops of a grid-forming voltage source converter. In: IEEE. *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. [S.l.], 2020. p. P–1.
- 16 POGAKU, Nagaraju; PRODANOVIC, Milan; GREEN, Timothy C. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 613–625, 2007.
- 17 MOHAMED, Yasser Abdel-Rady Ibrahim; EL-SAADANY, Ehab F. Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 23, n. 6, p. 2806–2816, 2008.
- 18 ZHANG, Lidong; HARNEFORS, Lennart; NEE, Hans-Peter. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power systems*, IEEE, v. 25, n. 2, p. 809–820, 2009.
- 19 QORIA, Taoufik et al. Tuning of cascaded controllers for robust grid-forming voltage source converter. In: IEEE. *2018 Power Systems Computation Conference (PSCC)*. [S.l.], 2018. p. 1–7.
- 20 DENG, Han et al. Dynamic performance limitation and enhancement of grid-forming converters. In: IEEE. *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2021. p. 2979–2984.
- 21 DENG, Han et al. A generic voltage control for grid-forming converters with improved power loop dynamics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 70, n. 4, p. 3933–3943, 2022.
- 22 ABRANTES-FERREIRA. A unified control framework for grid-forming inverters. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. [S.l.: s.n.], 2022. v. 3, n. 1.

- 23 LU, Minghui et al. A grid-compatible virtual oscillator controller: Analysis and design. In: IEEE. *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2019. p. 2643–2649.
- 24 ABRANTES-FERREIRA, Armando JG; LIMA, Antonio MN. Comparative performance analysis of grid-forming strategies applied to disconnectable microgrids. In: IEEE. *2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.], 2021. p. 01–08.
- 25 RAISZ, David; THAI, Trung Tran; MONTI, Antonello. Power control of virtual oscillator controlled inverters in grid-connected mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 6, p. 5916–5926, 2018.
- 26 NUMSOMRAN, Arjin et al. Design of decoupled controller for tito system using characteristic ratio assignment. In: IEEE. *2007 International Conference on Control, Automation and Systems*. [S.l.], 2007. p. 957–962.
- 27 RAJAPANDIYAN, C; CHIDAMBARAM, M. Controller design for mimo processes based on simple decoupled equivalent transfer functions and simplified decoupler. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, ACS Publications, v. 51, n. 38, p. 12398–12410, 2012.
- 28 HARIZ, Maher Ben; BOUANI, Faouzi. Design of controllers for decoupled tito systems using different decoupling techniques. In: IEEE. *2015 20th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*. [S.l.], 2015. p. 1116–1121.
- 29 GOVIND, KR Achu; MAHAPATRA, Subhasish; MAHAPATRO, Soumya Ranjan. A comparative analysis of various decoupling techniques using frequency domain specifications. In: IEEE. *2023 3rd International Conference on Artificial Intelligence and Signal Processing (AISP)*. [S.l.], 2023. p. 1–6.
- 30 CHEN, Meng et al. Generalized multivariable grid-forming control design for power converters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 13, n. 4, p. 2873–2885, 2022.
- 31 RATHNAYAKE, Dayan Bandara; BAHRANI, Behrooz. Multivariable control design for grid-forming inverters with decoupled active and reactive power loops. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 38, n. 2, p. 1635–1649, 2022.
- 32 CHEN, Meng; ZHOU, Dao; BLAABJERG, Frede. Multivariable grid-forming converters with direct states control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 59, n. 4, p. 4334–4341, 2023.
- 33 ZHAO, Liang; WANG, Xiongfei; JIN, Zheming. Exploring damping effect of inner control loops for grid-forming vses. *arXiv preprint arXiv:2310.09660*, 2023.
- 34 IEEE, 2030.8-2018. Ieee standard for the testing of microgrid controllers. *IEEE Std 2030.8-2018*, p. 1–42, 2018.
- 35 FARUQUE, MD Omar et al. Real-time simulation technologies for power systems design, testing, and analysis. *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, IEEE, v. 2, n. 2, p. 63–73, 2015.

- 36 OSÓRIO, Caio RD et al. Advancements on real-time simulation for high switching frequency power electronics applications. In: IEEE. *2021 21st international symposium on power electronics (IEE)*. [S.l.], 2021. p. 1–6.
- 37 SIMÕES, Marcelo Godoy; BUSARELLO, Tiago Davi Curi et al. *Power Electronic Converters and Systems: Applications*. [S.l.]: IET, 2024. v. 2.
- 38 SUN, Yao et al. New perspectives on droop control in ac microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 7, p. 5741–5745, 2017.
- 39 YU, Kai et al. Analysis and optimization of droop controller for microgrid system based on small-signal dynamic model. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 7, n. 2, p. 695–705, 2016.
- 40 SUNTIO, Teuvo; MESSO, Tuomas; PUUKKO, Joonas. *Power electronic converters: dynamics and control in conventional and renewable energy applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.
- 41 OLIVEIRA, Alysson et al. Modeling and design of the inner control law of a three-phase grid-forming inverter operating under the droop strategy. In: CBA. *2024 Automatic Brazilian Conference (CBA)*. [S.l.], 2024. p. 01–08.
- 42 SERON, Maria M; BRASLAVSKY, Julio H; GOODWIN, Graham C. *Fundamental limitations in filtering and control*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.
- 43 SKOGESTAD, Sigurd. Simple analytic rules for model reduction and pid controller tuning. *Journal of process control*, Elsevier, v. 13, n. 4, p. 291–309, 2003.
- 44 SKOGESTAD, Sigurd. Tuning for smooth pid control with acceptable disturbance rejection. *Industrial & engineering chemistry research*, ACS Publications, v. 45, n. 23, p. 7817–7822, 2006.
- 45 GOVIND, K. R. Achu; MAHAPATRA, Subhasish; MAHAPATRO, Soumya Ranjan. A comparative analysis of various decoupling techniques using frequency domain specifications. In: *2023 3rd International conference on Artificial Intelligence and Signal Processing (AISP)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6.