

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Everson Mattos

SINTONIA AUTOMÁTICA BASEADA EM OTIMIZAÇÃO
POR ENXAME DE PARTÍCULAS APLICADA A
CONTROLADORES DE CORRENTE DE CONVERSORES
CONECTADOS À REDE

Santa Maria, RS, Brasil
2023

Everson Mattos

**SINTONIA AUTOMÁTICA BASEADA EM OTIMIZAÇÃO POR
ENXAME DE PARTÍCULAS APLICADA A CONTROLADORES DE
CORRENTE DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Vinícius Foletto Montagner

Santa Maria, RS, Brasil

2023

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

Mattos, Everson

SINTONIA AUTOMÁTICA BASEADA EM OTIMIZAÇÃO
POR ENXAME DE PARTÍCULAS APLICADA A
CONTROLADORES DE CORRENTE DE CONVERSORES
CONECTADOS À REDE / Everson Mattos - 2023

133 p.; 30 cm

Orientador: Vinícius Foletto Montagner

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria,
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2023

1.Engenharia Elétrica 2. ... I. Montagner, Vinicius Foletto.
Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados
fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos
Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt
Patta CRB 10/1728.

Declaro, EVERSON MATTOS, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Tese) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Everson Mattos

**SINTONIA AUTOMÁTICA BASEADA EM OTIMIZAÇÃO POR
ENXAME DE PARTÍCULAS APLICADA A CONTROLADORES DE
CORRENTE DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Aprovado em 28 de Agosto de 2023:

Vinicius Foletto Montagner, Prof. Dr. (UFSM) - Videoconferência
(Presidente/ Orientador)

Guilherme Vieira Hollweg, Prof. Dr. (University of Michigan) - Videoconferência

Luiz Antonio Maccari Junior, Prof. Dr. (UFSC) - Videoconferência

Gustavo Guilherme Koch, Prof. Dr. (UFSM) - Videoconferência

Rodrigo Varella Tambara, Prof. Dr. (UFSM)

**Santa Maria, RS, Brasil
2023**

DEDICATÓRIA

"Não vejo mais você faz tanto tempo
Que vontade que eu sinto
De olhar em seus olhos, ganhar seus abraços
É verdade, eu não minto
Agora, que faço eu da vida sem você?
Você não me ensinou a te esquecer
Você só me ensinou a te querer
E te querendo eu vou tentando te encontrar
Vou me perdendo
Buscando em outros braços seus abraços
Perdido no vazio de outros passos
Do abismo em que você se retirou
E me atirou e me deixou aqui sozinho"

JOSÉ W. M., LUIZ F. M. F. e CELSO B. de C,

em memória a

Paulo, Pedro e Cecília.

AGRADECIMENTOS

À Universidade Federal de Santa Maria e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica por me proporcionar um ensino de qualidade. Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC pela estrutura e recursos cedidos para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, por me proporcionar a oportunidade de aprimorar o aprendizado

Agradeço imensamente ao professor Vinícius Foletto Montagner pela ótima orientação durante o desenvolvimento deste trabalho, por sua amizade, confiança, dedicação e ensinamentos.

Agradeço também ao colegas do Grupo de Eletrônica de Potencia e Controle - GEPOC, em especial ao colega Lucas Cielo Borin.

Minha sincera gratidão, a todas a pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para este trabalho.

Aos meus pais, sem eles nada disso seria possível.

Meu agradecimento especial a Cristina, pela paciência, apoio, compreensão e companheirismo.

RESUMO

SINTONIA AUTOMÁTICA BASEADA EM OTIMIZAÇÃO POR ENXAME DE PARTÍCULAS APLICADA A CONTROLADORES DE CORRENTE DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE

AUTOR: EVERSON MATTOS

ORIENTADOR: VINÍCIUS FOLETTO MONTAGNER

Este trabalho apresenta procedimentos de sintonia automática de controladores de corrente por realimentação de estados aplicados a conversores conectados à rede. A metodologia empregada é composta pelos seguintes passos: *i*) modelagem do conversor e do controlador utilizando descrição no espaço de estados; *ii*) proposição de índices de desempenho baseados no erro de rastreamento e de restrições baseadas na posição dos autovalores do sistema em malha fechada, levando em conta incertezas paramétricas e limites do sinal de controle; *iii*) utilização de um algoritmo de otimização por enxame de partículas para encontrar os ganhos de controle por meio de busca em espaços amplos, visando à minimização da função custo e à não violação das restrições; *iv*) validação dos ganhos de controle projetados por meio de simulações com progressivos níveis de fidelidade, que vão desde simulações de modelos lineares dos conversores, até simulações dos conversores em tempo real com *hardware-in-the-loop*. Os procedimentos de projeto de controladores propostos são executados *off-line*, utilizando um algoritmo de otimização por enxame de partículas que encontra, em tempo computacional razoável, ganhos de realimentação de estados que produzem resultados de boa qualidade para as correntes de rede. Os resultados de simulação em tempo real mostram bom rastreamento de referências senoidais e boa rejeição de distúrbios harmônicos, gerando correntes de rede em conformidade com norma pertinente a conversores conectados com a rede. Os resultados experimentais em protótipo de padrão industrial comprovam a efetividade da proposta.

Palavras-chave: conversores conectados à rede, controladores por realimentação de estados, otimização por enxame de partículas, *hardware-in-the-loop*.

ABSTRACT

**AUTOMATED TUNING BASED ON PARTICLE
SWARM OPTIMIZATION APPLIED TO
CURRENT CONTROLLERS OF
GRID-CONNECTED CONVERTERS**

AUTHOR: EVERSON MATTOS
ADVISOR: VINÍCIUS FOLETTO MONTAGNER

This work presents procedures of automatic tuning of state feedback controllers applied to grid-connected converters. The methodology employed here is comprised by the following steps: i) modeling the converter and the controller using state space description; ii) proposition of performance indices based on the tracking error and on constraints based on the closed-loop eigenvalue positions, taking into account parametric uncertainties and limits of the control signal; iii) employment of the particle swarm optimization algorithm in order to find the control gains by means of a search in large spaces, aiming at the minimization of the cost function and not violation of the design constraints; iv) validation of the control gains designed by means of simulations with increasing levels of fidelity, from simulation of simple linear models of the converters to simulations of the converter in hardware-in-the-loop. The design procedures are executed off-line, using the particle swarm optimization algorithm, which finds, in reasonable computational time, state feedback control gains that lead to results of good quality. The real time simulations show good tracking of sinusoidal references and good rejection of harmonics, providing grid currents complying with a standard pertinent to grid-connected converters. The experimental results in a prototype of industrial pattern prove the effectiveness of the proposal.

Keywords: grid-connected converters, state feedback controllers, particle swarm optimization, hardware-in-the-loop.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Conversor conectado à rede com realimentação de estados.	25
Figura 1.2	– Malha para o controle de corrente de um controlador PI.....	26
Figura 1.3	– Malha de controle de corrente de um inversor com um controlador P+ressonante (PR).....	28
Figura 1.4	– Controle de corrente P+ressonante em $\alpha\beta$ para conversor conectado à rede.	28
Figura 1.5	– Detalhamento de múltiplos controladores P+ressonante em $\alpha\beta$ para conversores conectados à rede.	29
Figura 1.6	– Artigos publicados com PSO e GA, de 2000 até 2020.	32
Figura 2.1	– Evolução de uma partícula, com base nas equações do PSO.....	38
Figura 2.2	– Exemplo de aplicação do PSO para a minimização da função de teste Ackley: (a) representação gráfica da função para duas variáveis, (b) curvas de nível da função e partículas do enxame, indicando a evolução da minimização, e (c) evolução do <i>fitness</i> no decorrer das épocas.	39
Figura 2.3	– Bancada para validação de controladores utilizada nesta tese: DSP, placa de interface, simulador em tempo real e osciloscópio.	42
Figura 2.4	– Fluxograma do procedimento de projeto proposto de controladores otimizados por PSO.....	43
Figura 2.5	– Diagrama em blocos do esquema de controle com duas malhas.	44
Figura 3.1	– Inversor e filtro LCL trifásico conectado à rede.	48
Figura 3.2	– Sistema de controle para regulação da corrente da rede. Malha interna: controle de realimentação de estados com ganho \mathbf{K}_{sf} . Malha externa: controle ressonante, com ganho \mathbf{T}_d	52
Figura 3.3	– Região de alocação dos autovalores de malha fechada.	54
Figura 3.4	– Perfil de referência para a corrente de rede e para o projeto do controlador ressonante da malha externa.	57
Figura 3.5	– (a) Evolução do <i>fitness</i> para o projeto dos ganhos da malha interna. (b) Autovalores do sistema em malha fechada com o controlador dado em (3.45).	59
Figura 3.6	– Diagramas de Bode de u_r por i_g : (a) para a planta em malha aberta. (b) para a planta compensada com o controlador da malha interna.	60
Figura 3.7	– (a) Evolução do <i>fitness</i> para o projeto dos ganhos da malha externa. (b) autovalores de malha fechada.	61
Figura 3.8	– Resposta no tempo em malha fechada para o sistema operando com as indutâncias da rede L_{g2min} e L_{g2max} . (a) Transitório da corrente de referência de 0 para 10A, (b) transitório da corrente de referência de 10 para 20 A.....	62
Figura 4.1	– Conversor conectado à rede por meio de filtro LCL.	66
Figura 4.2	– Diagrama de blocos do sistema de controle, com malha interna para amortecimento ativo e malha externa para rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios harmônicos.	68
Figura 4.3	– Resultados obtidos para a malha interna: (a) posição dos autovalores considerando uma varredura fina em L_g ; (b) Diagramas de Bode de malha aberta e malha fechada, para L_{gmin} e L_{gmax} , mostrando o amortecimento do pico de ressonância.	71
Figura 4.4	– Padrões utilizados para o cálculo do índice ISE: (a) tensão de rede distorcida; (b) perfil de referência de corrente da rede.	74

Figura 4.5	– Resultados obtidos para a malha externa: (a) posição dos autovalores para uma varredura fina em L_g , (b) Diagrama de Bode indicando boa rejeição de harmônicas, para L_{gmin} e L_{gmax}	74
Figura 4.6	– Detalhamento do desempenho transitório para o controle por realimentação parcial de estados (variação da corrente injetada na rede de 10 para 15 A).	76
Figura 4.7	– Detalhamento do desempenho transitório para o controle por realimentação total de estados (variação da corrente injetada na rede de 10 para 15 A).	77
Figura 4.8	– Detalhamento do desempenho transitório para o controle parcial de estados (variação da corrente injetada na rede de 20 para 30 A).	78
Figura 4.9	– Detalhamento do desempenho transitório para o controle total de estados (variação da corrente injetada na rede de 20 para 30 A).	78
Figura 4.10	– Resposta em regime permanentes para o controlador com realimentação parcial de estados, para operação com L_{gmax}	79
Figura 4.11	– Resposta em regime permanente para o controlador com realimentação total de estados, para operação com L_{gmax}	79
Figura 4.12	– Resposta em regime permanentes para o controlador com realimentação parcial de estados, para operação com L_{gmin}	80
Figura 4.13	– Resposta em regime permanentes para o controlador com realimentação total de estados, para operação com L_{gmin}	80
Figura 4.14	– Protótipo de conversor de 5,4 kW conectado à rede.	81
Figura 4.15	– Respostas transitórias e em regime permanente, em coordenadas abc , para o controlador com realimentação parcial de estados.	82
Figura 4.16	– Respostas transitórias e em regime permanente, em coordenadas abc , para o controlador com realimentação total de estados.	82
Figura 4.17	– Detalhamento das correntes trifásicas injetadas na rede, para o controlador operando em regime permanente com realimentação parcial de estados.	83
Figura 4.18	– Detalhamento das correntes trifásicas injetadas na rede, para o controlador operando em regime permanente com realimentação total de estados.	83
Figura 4.19	– Respostas em $\alpha\beta$ do controlador por realimentação parcial de estados em malha fechada, com dados do <i>buffer</i> do DSP.	84
Figura 4.20	– Respostas em $\alpha\beta$ do controlador por realimentação total de estados, em malha fechada, com dados do <i>buffer</i> do DSP.	84
Figura 4.21	– (a) Amplitude das harmônicas individuais obtidas para o ensaio dado na Figura 4.17; (b) THDs em função das potências injetadas na rede. As barras da esquerda são referentes à realimentação total e as da direita referentes à realimentação parcial de estados.	85
Figura 4.22	– Resultado experimental retirados dos <i>buffers</i> do DSP, mostrando a resposta em coordenadas dq para os controladores de realimentação parcial e total de estados: (a) L_{gmax} e b) L_{gmin}	86
Figura 5.1	– Sistema de controle de duas <i>malhas</i> para regulação da corrente da rede.	90
Figura 5.2	– (a) Evolução do <i>fitness</i> durante a execução do PSO; (b) comportamento da função custo F , destacando o ponto de mínimo; (c) diagramas de Bode de malha aberta para vários valores de L_g entre L_{gmin} e L_{gmax} ; (d) diagramas de Bode de malha interna com k_{ad}^* para vários valores de L_g entre L_{gmin} e L_{gmax}	93
Figura 5.3	– Referência de corrente da rede utilizada para o cálculo do ISE.	95

Figura 5.4	– (a) Minimização da função <i>custo</i> com a execução do PSO, que resulta no vetor de ganho de controle da malha externa \mathbf{K}_r^* ; (b) Diagramas de Bode, confirmando a boa rejeição de harmônicos com os controladores PR.	96
Figura 5.5	– Autovalores de malha fechada obtidos com o controlador proposto CTL_4 para L_g entre L_{gmin} e L_{gmax}	97
Figura 5.6	– (a) Bancada de teste HIL: inversor e filtro LCL emulados em tempo real, e o esquema de controle implementado em um DSP de prateleira; (b) fluxograma do procedimento de projeto proposto.	99
Figura 5.7	– Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_1	100
Figura 5.8	– Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_2	100
Figura 5.9	– Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_3	101
Figura 5.10	– Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_4	101
Figura 5.11	– Correntes da rede de eixo direto obtidas em CHIL, para L_{gmax} , destacando o tempo de acomodação e o <i>overshoot</i> para cada controlador.	103
Figura 5.12	– Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_1	103
Figura 5.13	– Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_2	104
Figura 5.14	– Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_3	104
Figura 5.15	– Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_4	104
Figura 5.16	– Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.12, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_1	105
Figura 5.17	– Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.13, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_2	105
Figura 5.18	– Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.14, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_3	105
Figura 5.19	– Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.15, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_4	106
Figura 5.20	– Correntes da rede de eixo direto obtidas em CHIL para o controlador proposto CTL_4 , e diferentes valores de L_{g2} , destacando cada tempo de acomodação e <i>overshoot</i>	107
Figura 5.21	– Resultado experimental: correntes em $\alpha\beta$, obtidas a partir dos dados dos <i>buffers</i> do DSP.	108
Figura 5.22	– Resultado experimental: correntes trifásicas injetadas na rede, em coordenadas <i>abc</i> , em regime permanente.	109
Figura A.1	– Estrutura básica de uma população em um GA.	131
Figura A.2	– Método de seleção por torneio.	132
Figura A.3	– Método de cruzamento.	132
Figura A.4	– Fluxograma da execução do GA.	133

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	– Pseudo-código do algoritmo PSO.....	38
Tabela 2.2	– Características para teste de sistemas de controle.....	41
Tabela 3.1	– Parâmetros do GCC com filtro LCL.....	58
Tabela 3.2	– Comparação de soluções obtidas com GA e PSO.....	63
Tabela 4.1	– Parâmetros da planta, complementares aos da Tabela 3.1.	67
Tabela 4.2	– Ganhos dos controladores da malha interna.	70
Tabela 4.3	– Ganhos dos controladores da malha externa para realimentação parcial e total de estados (\mathbf{K}_r^*).	74
Tabela 4.4	– Métricas para comparação quantitativa dos controladores.	87
Tabela 5.1	– Parâmetros da planta, complementares aos da Tabelas 3.1 e 4.1.	98
Tabela 5.2	– Integral do erro ao quadrado das correntes nos eixos α e β , destacando o pior valor para cada controlador em negrito.	102
Tabela 5.3	– Comparações em termos de tempo de acomodação e <i>overshoot</i>	102
Tabela 5.4	– Comparações em termos de tempo de acomodação e <i>overshoot</i> com base nos resultados na Figura 5.20, para o controlador proposto, CTL_4 , destacando os piores valores em negrito.	107
Tabela 5.5	– THDs das correntes de rede para o controlador proposto CTL_4 , destacando o pior valor em negrito.	107

LISTA DE APÊNDICES

Apêndice A – ALGORITMO GENÉTICO	131
---------------------------------------	-----

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	23
1.1 MOTIVAÇÃO, JUSTIFICATIVA E OBJETIVOS	23
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	24
1.2.1 Controladores lineares de corrente injetada na rede	24
1.2.1.1 Controladores PI	26
1.2.1.2 Controladores PR	27
1.2.1.3 Controladores por realimentação de estados	29
1.2.2 Otimização por meta-heurísticas	31
1.2.2.1 Aplicações do PSO em Conversores de Potência	33
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	34
2 PRELIMINARES	37
2.1 FUNCIONAMENTO DO PSO	37
2.2 VALIDAÇÃO DE CONTROLADORES EM CHIL	40
2.2.1 Plataforma CHIL utilizada	41
2.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO BASEADO EM PSO E CHIL	43
2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	45
3 CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS PROJETADOS EM DUAS ETAPAS	47
3.1 MODELO DA PLANTA	47
3.2 PROJETO DO CONTROLADOR EM DUAS ETAPAS	52
3.2.1 Etapa 1: projeto do controlador da malha interna	53
3.2.2 Etapa 2: projeto do controlador da malha externa	56
3.3 ESTUDO DE CASO	58
3.4 COMPARAÇÃO COM OUTRA META-HEURÍSTICA	61
3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	63
4 COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO PARCIAL E TOTAL DE ESTADOS	65
4.1 MODELO DA PLANTA	65
4.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO E ESTUDO DE CASO	67
4.2.1 Projeto dos ganhos da malha interna	68
4.2.2 Projeto dos ganhos da malha externa	71
4.3 RESULTADOS EM CHIL	76
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	87
5 CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO DA CORRENTE NO CAPACITOR	89

5.1 PROCEDIMENTO PROPOSTO E EXEMPLO DE PROJETO	89
5.1.1 Projeto de controle da malha interna	90
5.1.2 Projeto de controle da malha externa	92
5.2 ANÁLISE DE ESTABILIDADE ROBUSTA	97
5.3 VALIDAÇÃO EM CHIL	98
5.3.1 Resultados comparativos	99
5.3.2 Análise para diferentes indutâncias da rede	106
5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	108
5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	109
6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	111
REFERÊNCIAS	119
APÊNDICES	129

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO, JUSTIFICATIVA E OBJETIVOS

O aumento na demanda por energia elétrica no mundo e o interesse em reduzir o impacto ambiental são alguns dos fatores que impulsionam a geração baseada em fontes renováveis (e.g., energia eólica e solar fotovoltaica) (WILLIS; W.G.SCOTT, 2000; BULL, 2001). Neste cenário, tem-se a formação de um sistema de geração distribuída de energia elétrica em que consumidores também podem fazer o papel de produtores, e problemas como a manutenção da qualidade da tensão e de estabilidade do sistema se tornam mais desafiadores, exigindo maior rigor no projeto e controle de conversores de potência conectados à rede

Um problema relevante para o projeto de controladores aplicados em conversores conectados à rede é a dificuldade de se levar em conta múltiplos critérios de desempenho e múltiplas restrições, para situações de incertezas paramétricas na planta. Isso pode tornar a otimização do desempenho do sistema em malha fechada uma tarefa difícil, altamente dependente da experiência do projetista. Neste cenário, projetistas menos experientes tendem a despende um tempo que pode ser proibitivamente alto em projetos envolvendo muitos estágios de tentativas e erro. Um bom compromisso entre desempenho e robustez do controlador projetado pode demandar muitas horas de trabalho de especialistas, o que pode representar prejuízo em ambiente industrial. Isso leva ao interesse por ferramentas de sintonia automática de ganhos de controle, em procedimento de projeto *off-line*, com tempo computacional razoável, que permita bom compromisso entre desempenho e robustez, e com reduzida dependência da experiência do projetista.

Há várias justificativas para a realização de um trabalho de pesquisa que forneça contribuição para sintonia automática de controladores ótimos aplicados em conversores conectados à rede. Uma delas é uma tendência crescente na literatura na última década de utilização de algoritmos de otimização em eletrônica de potência, mas o ainda relativamente baixo número de trabalhos que utilizam estes algoritmos para sintonia automática de controladores em cenários realistas (BORIN, 2020; ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021), o que indica que estudos mais aprofundados sobre sintonia automática de controladores podem ser interessantes do ponto de vista acadêmico. Outra justificativa é a importância prática de estratégias de sintonia automática e eficiente de controladores para a indústria, reduzindo o tempo exigido de um projetista especialista, e também reduzindo a necessidade de um projetista experiente para obter um controlador otimizado. Isso representa potencial redução de custos e melhora da qualidade no projeto de controladores.

O objetivo geral deste trabalho é fornecer procedimentos automáticos de sintonia dos ganhos de controle fixos para aplicação em controle digital de conversores conectados à rede, computando os ganhos de forma *off-line*, em tempo computacional na ordem de poucos minutos, e sendo os ganhos capazes de garantir bom desempenho e estabilidade sob incertezas paramétricas.

Os objetivos específicos deste trabalho são: *i*) modelar a planta e o controlador em tempo discreto, levando em conta o atraso de implementação digital de controle e incertezas paramétricas; *ii*) estabelecer funções custo e restrições de ordem prática para obter os ganhos de controle de corrente por meio da solução de problemas de otimização; *iii*) resolver problemas de otimização que permitam encontrar os ganhos de controle de corrente, que minimizam funções objetivos baseadas em critérios tradicionais de desempenho, por meio de buscas em espaços de grande dimensão, com algoritmo eficiente em termos computacionais; *iv*) validar os ganhos de controle obtidos, em simulações e implementações de controle digital em tempo real.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

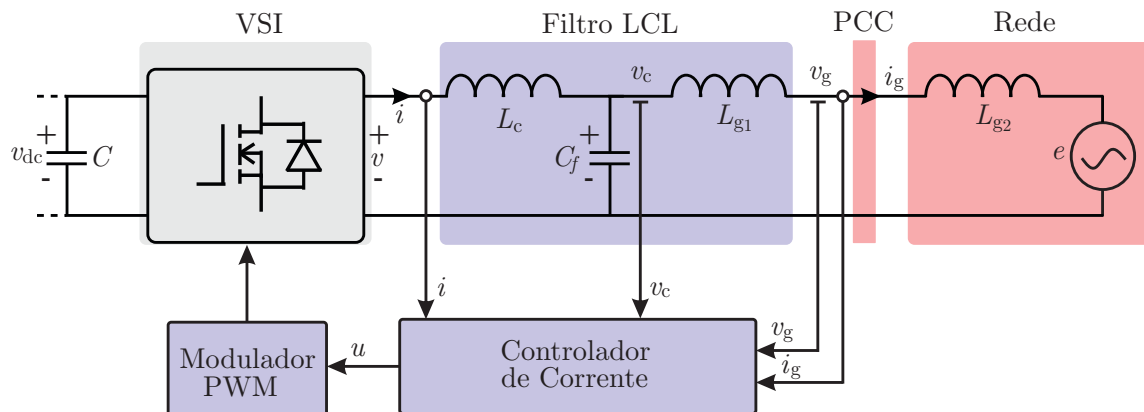
A seguir, será apresentada a revisão bibliográfica com uma visão geral de conversores conectados à rede (do inglês, *Grid-Connected Converters* – GCCs) e suas principais técnicas lineares de controle de corrente da rede.

1.2.1 Controladores lineares de corrente injetada na rede

A operação de GCCs demanda controladores capazes de garantir sincronismo com a tensão de rede, controle da tensão do barramento CC da entrada do inversor e regulação do fluxo de potência ativa e reativa entre a fonte primária e a rede, obedecendo a rigorosas especificações, como as previstas em normas pertinentes (IEEE, 2014; CENELEC, 2007).

Assumindo que as demais malhas de controle estão adequadamente projetadas, o foco desta tese é em contribuições no projeto da malha de controle de corrente, vista na Figura 1.1.

Figura 1.1 – Conversor conectado à rede com realimentação de estados.



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Uma das exigências presentes em todas as normas referentes a sistemas conectados à rede é a qualidade da energia distribuída. Demandas também são feitas em sistemas fotovoltaicos e eólicos conectados à rede para contribuir para a preservação da qualidade de energia (HEIER; WADDINGTON, 2006). Os requisitos de qualidade de energia foram desenvolvidos principalmente para preservar a qualidade da forma de onda da tensão da rede em amplitude, frequência e fase. As principais perturbações na forma de onda de tensão são devidas à operação transiente do sistema (por exemplo, na inicialização) ou a flutuações de energia (devido à natureza estocástica da fonte).

A corrente injetada na rede não deve ter uma distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion* – THD) maior que 5% (IEEE, 2014), que é válida para todas as tecnologias de recursos distribuídos com capacidade agregada de 10 MVA ou menos no ponto de acoplamento comum interligado com sistemas de energia elétrica (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Uma das funções do controlador de corrente é a manutenção da qualidade de energia. Portanto, diferentes métodos têm sido propostos para compensar os harmônicos da rede e da tensão PWM do inversor, a fim de obter uma melhor qualidade de energia.

O controle de corrente tornou-se muito popular porque o conversor controlado por corrente apresenta, em geral, maior segurança, maior estabilidade e resposta dinâmica mais rápida. Esta solução garante várias vantagens adicionais, mas técnicas ótimas que usam padrões de comutação pré-calculados não são satisfatórias, pois não são orientadas a garantir o baixo conteúdo harmônico da forma de onda da corrente em situações de incerteza nas harmônicas de tensão da rede (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002).

Neste cenário, leis de controle lineares têm sido largamente utilizadas, para garantir correntes de rede dentro de limites das normas pertinentes. Dentre as leis de controle de corrente lineares destacam-se os controladores proporcional-integral (PI), os controladores proporcional-ressonante (PR) e os controladores por realimentação de estados.

Os controladores de corrente que serão apresentados a seguir são projetados com base em um modelo médio do conversor (KREIN et al., 1990). O bloco PWM é responsável pela transformação das funções de comutação contínua nas funções de comutação discretas utilizáveis para acionar os interruptores do conversor.

1.2.1.1 Controladores PI

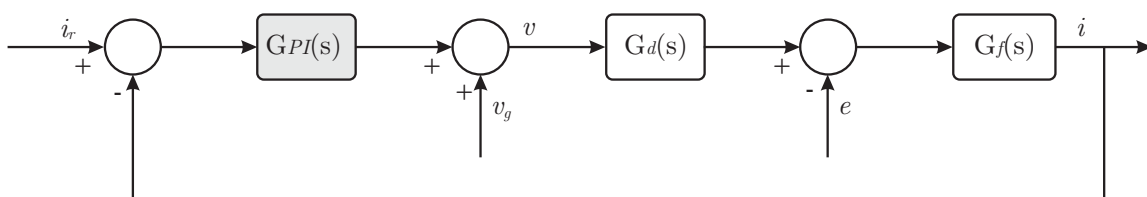
Considerando as transformações de abc para o dq e que L é a indutância total após o inversor, os controladores de corrente calculam os componentes d e q desejados do vetor de comutação ($d_d(t)$ e $d_q(t)$) e um modulador seleciona os estados de comutação do conversor. A equação dinâmica é dada por (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d(t) \\ d_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Este modelo médio é utilizado para projetar o controlador para processos lentos, com banda passante na ordem de algumas centenas de Hz, como controle de potência reativa, e para análise de estabilidade.

O controle PI clássico com *feed-forward* de tensão de rede (v_g) (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002), conforme ilustrado na Figura 1.2, é comumente usado para inversores controlados por corrente.

Figura 1.2 – Malha para o controle de corrente de um controlador PI.



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

em que v_g é a tensão da rede, i_r é a corrente de referência, $G_{PI}(s)$ é o controlador, $G_d(s)$ é o atraso devido à leitura/escrita do processador na atualização do PWM e $G_f(s)$ é a função de transferência do filtro (ou seja, a planta para a malha de controle). Entretanto, esta solução apresenta duas desvantagens bem conhecidas: a incapacidade do controlador PI de rastrear uma referência senoidal sem erro de estado estacionário e uma fraca capacidade de rejeição de distúrbios. Isso se deve ao desempenho ruim da ação integral quando a perturbação é um sinal periódico.

O controlador de corrente PI é definido como

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (1.2)$$

Nesta abordagem, $G_d(s)$ é o atraso de $1,5T_s$ devido ao atraso na implementação do sinal de controle (T_s) e devido ao PWM ($0,5T_s$), indicando com T_s o período de amostragem

$$G_d(s) = \frac{1}{1 + 1,5T_s s} \quad (1.3)$$

A função de transferência do filtro $G_f(s)$ é a planta da malha de controle, sendo dada por

$$G_f(s) = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{R + Ls} \quad (1.4)$$

Para obter uma boa resposta dinâmica e melhorar a rejeição de distúrbios da rede, a ação *feed-forward* de tensão da rede é usada, conforme ilustrado na Figura 1.2. Isso leva, por sua vez, a problemas de estabilidade relacionados ao atraso introduzido pelo filtro geralmente adotado para medir a tensão da rede.

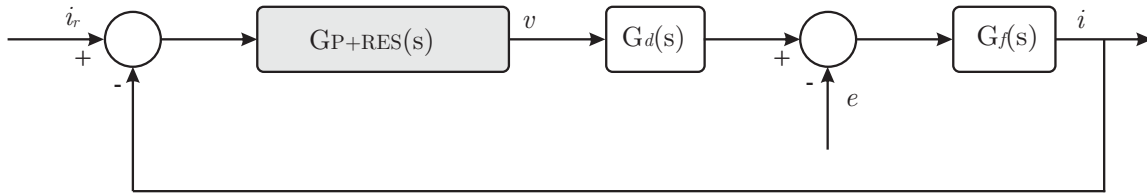
1.2.1.2 Controladores PR

O rastreamento de sinais periódicos e a rejeição de distúrbios periódicos são problemas familiares aos especialistas em controle de sistemas mecânicos (como pêndulos ou robôs) (HUNG, 2003). O controle do inversor tem sido tradicionalmente desenvolvido como uma extensão direta do controle de motores elétricos e de conversores CC. Em ambos os casos, o ponto de ajuste é um sinal constante, bem como a perturbação principal. Em particular, o uso de uma estrutura rotativa permitiu o controle da corrente ser tratado como o controle de correntes virtuais CC.

No entanto, é possível evitar o uso de referências síncronas usando um controlador desenvolvido com base no princípio do modelo interno. Este princípio afirma que é suficiente incluir o modelo da perturbação dentro do controlador para garantir a rejeição da perturbação.

A implementação mais direta do princípio do modelo interno é o integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Generalized Integrator* – GI) (TEODORESCU et al., 2006). O GI é um integrador duplo que atinge um ganho infinito em uma determinada frequência, também chamada de frequência de ressonância, e ganho praticamente nulo fora desta frequência. Assim, pode ser usado como um filtro *notch* para compensar os harmônicos de forma bastante seletiva. A malha de corrente do inversor com um controlador proporcional mais ressonante é representada na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Malha de controle de corrente de um inversor com um controlador P+ressonante (PR).



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

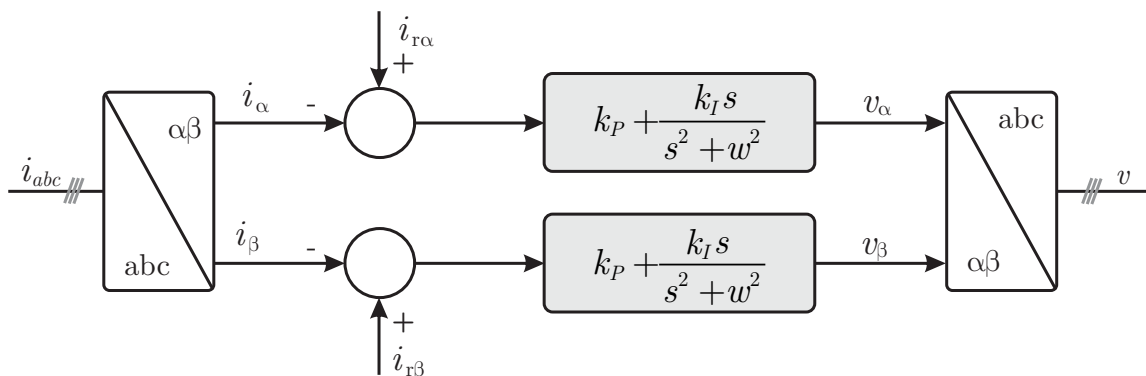
Os integradores generalizados são expressos respectivamente por

$$G_{AC}(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{2k_I s}{s^2 + w^2} \quad (1.5)$$

$$G_{AC}(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{2k_I(\xi s + \xi^2)}{s^2 + 2\xi s + (\xi^2 + w^2)} \approx \frac{2k_I \xi s}{s^2 + 2\xi s + w^2} \quad (1.6)$$

A equação (1.5), quando agrupada com um termo proporcional k_P , fornece o controlador PR ideal com um ganho infinito na frequência ξ e nenhum deslocamento de fase e ganho em outras frequências. O ganho k_P é ajustado da mesma forma que para um controlador PI e basicamente determina a dinâmica do sistema em termos de banda passante e margem de fase e de ganho. Para evitar problemas de estabilidade associados a um ganho infinito, (1.6) pode ser usado em vez de (1.5), para obter um controlador PR não ideal, com ganho agora finito, mas ainda relativamente alto, para impor um pequeno erro de estado estacionário. Outra característica de (1.6) é que, ao contrário de (1.5), sua largura de banda pode ser ampliada ajustando ξ apropriadamente, o que pode ser útil para reduzir a sensibilidade em relação a pequenas variações de frequência da rede.

Figura 1.4 – Controle de corrente P+ressonante em $\alpha\beta$ para conversor conectado à rede.

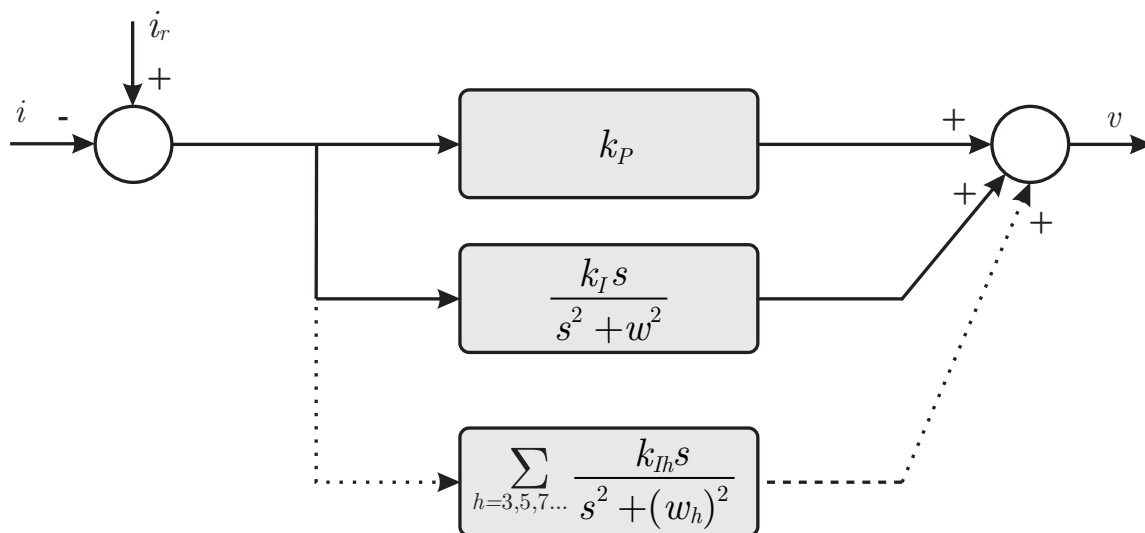


Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

A Figura 1.4 mostra os compensadores P+ressonantes em $\alpha\beta$, e a Figura 1.5 mostra o detalhamento dos compensadores P+ressonantes. Conforme ξ fica menor, a rejeição de harmônicos torna-se mais seletiva (picos ressonantes mais estreitos). No entanto, usar um ξ menor tornará a sensibilidade do ressonante maior às variações de frequência, o que

levará a uma resposta transitória mais lenta e poderá aumentar o erro de arredondamento na implementação digital.

Figura 1.5 – Detalhamento de múltiplos controladores P+ressonante em $\alpha\beta$ para conversores conectados à rede.



Fonte: Adaptado de (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

1.2.1.3 Controladores por realimentação de estados

Os controladores anteriormente apresentados operam por realimentação de saída. Neste sentido, as soluções tradicionalmente utilizadas são os controladores PI em eixos síncronos e os controladores do tipo PR em eixos estacionários (TEODORESCU et al., 2006; DANNEHL et al., 2010; DANNEHL; F.W.FUCHS; P.B.THØGERSEN, 2010). Estas estratégias demandam amortecimento da ressonância do filtro LCL e um projeto de múltiplos ganhos para garantir rastreamento de referência e rejeição de distúrbios em frequências iguais à frequência da fundamental da rede e suas harmônicas. Entretanto, uma dificuldade com estas estratégias é incluir, na etapa de projeto dos ganhos de controle, a possível incerteza na impedância de rede no ponto de acoplamento comum e também levar em consideração os limites de amplitude da ação de controle, impostos pelo sistema físico do conversor.

Controladores por realimentação de estados têm sido utilizados na literatura para prover correntes de rede de boa qualidade para GCCs. Estes controladores podem aumentar o amortecimento do sistema em malha fechada, utilizando a retroação dos estados do filtro, bem como garantir o rastreamento de referência e a rejeição de distúrbios, incluindo robustez contra incertezas paramétricas da rede (TEODORESCU et al., 2006; DORF; BISHOP, 2008; GABE; MONTAGNER; PINEIRO, 2009; MACCARI Jr et al., 2014; KOCH et al., 2018).

Dentre os controladores por realimentação de estados, merece especial atenção o regulador linear quadrático (do inglês, *Linear Quadratic Regulator* – LQR) devido a sua capacidade de prover robustez e desempenho ótimo, segundo uma função custo quadrática nos estados e no sinal de controle (DORATO; ABDALLAH; CERONE, 1995; DORATO; ABDALLAH; CERONE, 2000).

Controladores LQR foram aplicados com sucesso a GCCs (MACCARI Jr et al., 2015), incluindo, no projeto do controlador, robustez contra incertezas paramétricas na rede. Entretanto, a escolha dos pesos da função custo destes controladores (matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} da função custo) não é trivial, e em geral demanda do projetista uma grande quantidade de tempo, em um estágio de projeto por tentativa e erro, o que indica que o projeto resultante é altamente dependente da experiência do projetista.

A solução do problema do LQR é dada pela conhecida equação de Riccati, que permite encontrar os ganhos de realimentação de estados que minimizam uma função custo quadrático nos estados e nas entradas de controle (BRYSON, 1975; OPPENHEIM; SCHAFER, 1999; DORATO; ABDALLAH; CERONE, 2000). Entretanto, uma dificuldade para encontrar controladores implementáveis na prática é a escolha das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} por parte do projetista, pois essas matrizes determinam a dinâmica do controlador e seu desempenho. Essa escolha em geral é feita de forma empírica, levando a projetos altamente dependentes da experiência do projetista, ou que podem demandar grande quantidade de tempo na escolha de \mathbf{Q} e \mathbf{R} .

Outra forma de projetar ganhos de realimentação de estados bastante utilizada é baseada na alocação dos polos de malha fechada, empregando, por exemplo, a conhecida fórmula de Ackerman (CHEN; FRANCIS, 1995; OGATA, 2002). As abordagens de projeto de controladores pela equação de Riccati ou pela fórmula de Ackerman têm como vantagens a obtenção dos ganhos de controle por expressões matemáticas fechadas, sendo aplicadas com sucesso em conversores de potência em diversos trabalhos (RUAN; ZHAO, 2008; OLALLA et al., 2009; ZHAO; HAN; FAN, 2012; De OLIVEIRA et al., 2013; YAZICI, 2015; FARD; ALDEEN, 2016; DOLIYA; BHANDARI, 2017; AOUANI; OLALLA, 2020).

No que concerne à aplicação de controladores por realimentação de estados a conversores de potência, uma dificuldade é correlacionar a escolha dos parâmetros de projeto (e.g. matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , no LQR, ou autovalores de malha fechada, no projeto por alocação de polos) com a otimização de índices de interesse prático, como *overshoot*, tempo de acomodação, erro quadrático, etc. Adicionalmente, os projetos de controladores tradicionais por realimentação de estados não levam em conta diretamente que os parâmetros da planta podem ser incertos (i.e. não conhecidos precisamente), baseando-se apenas em um modelo nominal da planta para o projeto dos ganhos. Desta forma, a obtenção de ganhos de realimentação de estados que garantam um bom compromisso entre desempe-

nho e robustez se torna altamente dependente da experiência do projetista, em projetos predominantemente heurísticos.

É importante mencionar que, recentemente, algoritmos de cômputo de ganhos de realimentação de estados por meio de desigualdades matriciais lineares (do inglês, *Linear Matrix Inequalities* – LMIs) se provaram altamente eficientes, com aplicações práticas de sucesso em eletrônica de potência (KOCH et al., 2018; OSÓRIO et al., 2019a; OSÓRIO et al., 2019b; KOCH et al., 2020; BORIN et al., 2020). LMIs permitem tratar incertezas paramétricas, mas a inclusão de funções custo e restrições mais alinhadas com a prática de conversores de potência é um desafio para LMIs. As funções custo otimizadas por LMIs em geral levam em conta alguma norma de sistemas, como a norma \mathcal{H}_2 e a norma \mathcal{H}_∞ , permitindo a uma rejeição ótima de distúrbios, mas que encontra limitação para ser aplicada na prática devido, por exemplo, à saturação dos sinais de controle dos conversores. Uma solução para este problema é utilizar controladores sub-ótimos projetados por meio de LMIs (MACCARI Jr et al., 2014; KOCH et al., 2016; KOCH et al., 2017; GABBI et al., 2019).

Os pontos mencionados acima motivam a realização de sintonia de controladores por realimentação de estados por meio de novos procedimentos, capazes de incorporar critérios de desempenho e restrições de caráter prático, levar em conta incertezas paramétricas, e que sejam menos dependentes da experiência do projetista.

Se o problema de projeto de controladores for descrito como um problema de otimização, em que as variáveis de decisão são os ganhos de controle por realimentação de estados, por exemplo, com uma função custo e restrições também descritas em função dos ganhos de controle, e se este vetor de ganhos for procurado em um amplo espaço de busca, algoritmos especializados em busca e otimização, conhecidos como meta-heurísticas, podem ser utilizados para encontrar soluções otimizadas de projeto de forma computacionalmente eficiente.

1.2.2 Otimização por meta-heurísticas

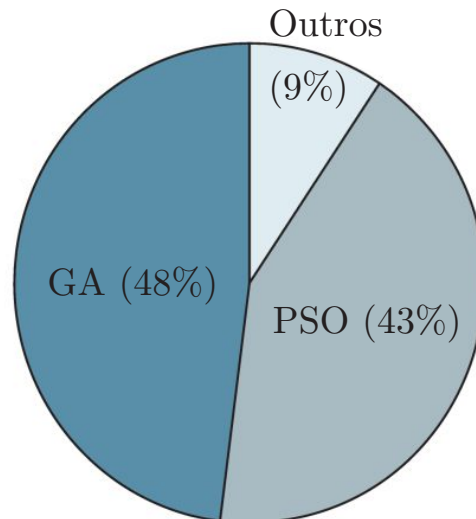
Uma meta-heurística pode ser definida como um método para resolver de forma genérica problemas de otimização. Meta-heurísticas são capazes de tratar problemas que, por exemplo, podem ter função custo ou restrições difíceis de serem expressas de forma analítica, sem a necessidade de conhecer a derivada da função custo, podendo evoluir com base em simulações numéricas ou em dados experimentais (HAUPT; HAUPT, 2004; ROEVA, 2012; ZHELDAK; REDKO, 2014).

Em outras palavras, as meta-heurísticas são métodos estocásticos, aplicados em várias classes de problemas de otimização. A busca de uma solução otimizada dentro do espaço de investigação usa modelos que empregam estatística na busca. Trata-se de uma

excelente alternativa em cenários em que o conhecimento do sistema de controle pode ser baseado em simulações de alta fidelidade. Meta-heurísticas também demonstram grande eficiência computacional quando o número de variáveis buscadas é alto e o espaço de busca é amplo, e as demais abordagens (enumerativa e determinística) não apresentam bom desempenho ou não são viáveis computacionalmente (VIJAYALAKSHMI PAI, 2018; OKWU; TARTIBU, 2021).

Uma classe de meta-heurísticas que vem se destacando são os algoritmos de otimização bio-inspirados, dentre os quais podemos citar: algoritmos genéticos (do inglês *genetic algorithm* – GA) (WHITLEY, 1994) e otimização por exame de partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* – PSO) (EBERHART; KENNEDY, 1995). A Figura 1.6 mostra a predominância destes algoritmos em publicações em eletrônica de potência (TANG; LIU; PAN, 2021a; ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021).

Figura 1.6 – Artigos publicados com PSO e GA, de 2000 até 2020.



Fonte: Adaptada (ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021).

Em particular, o algoritmo PSO será escolhido neste trabalho, pois apresenta uma estrutura simples de ser implementada, e as vantagens descritas a seguir, tendo sido utilizado com sucesso desde problemas de otimização matemática até problemas de controle aplicado em eletrônica de potência (EBERHART; SHI, 2001; LAZINICA, 2009; CLERC, 2010; UFNALSKI; KASZEWSKI; GRZESIAK, 2015; BORIN et al., 2019). Como vantagens do algoritmo PSO, pode-se citar (LAZINICA, 2009; CLERC, 2010; GUPTA; S.SRIVASTAVA, 2020): *i*) é um algoritmo que possui o seu funcionamento sem o cálculo de derivadas (diz-se que é livre de derivadas); *ii*) fácil implementação computacional, podendo ser aplicado tanto em pesquisa científica quanto em problemas de engenharia; *iii*) possui um número limitado de parâmetros e o impacto dos parâmetros nas soluções é pequeno em comparação com outras técnicas de otimização; *iv*) os cálculos do algoritmo PSO são rápidos e têm boa convergência para o valor próximo ao ótimo global; *v*)

o PSO é menos dependente de um conjunto de pontos iniciais do que outras técnicas de otimização (KALA et al., 2021).

O algoritmo PSO é baseado em uma técnica de otimização estocástica populacional baseada no comportamento coletivo de pássaros e peixes, por exemplo, para busca de alimento, sendo assim constitui um método de solução de otimização combinatória aproximado. Neste cenário, cada indivíduo atualiza sua posição em um espaço de busca baseado nas suas informações próprias (comportamento individual) e também baseado na informação do líder (comportamento social) (EBERHART; KENNEDY, 1995; LUKE, 2012; BONYADI; MICHALEWICZ, 2017a).

O PSO é fundamentado em sistemas sociais, mais especificamente, baseia-se no comportamento coletivo de indivíduos interagindo entre si e com o ambiente (EBERHART; KENNEDY, 1995). Este tipo de sistema é conhecido também como inteligência de enxame (do inglês, *swarm intelligence*). Diferentemente de outros métodos baseados em população, o PSO não cria novos indivíduos durante as iterações. Ao invés disso, uma única população inicial é mantida, cujos membros possuem propriedades que vão sendo modificadas (posição e velocidade) em resposta a novas descobertas sobre o espaço (TEHRANI; HADDAD; LOÁICIGA, 2020).

Para a utilização do PSO em procedimentos de projeto de controladores, primeiramente define-se uma função custo e as restrições do problema, como funções que transformam os ganhos de controle em índices que podem medir estabilidade ou desempenho do sistema em malha fechada. Se houver restrições no problema, como posições não toleráveis para os autovalores de malha fechada, por exemplo, estas são incluídas na função custo, como fatores multiplicativos que assumem o valor unitário ou valor arbitrariamente alto, fazendo o papel de penalizações na função custo. Um espaço de busca dos ganhos de controle pode ser dado por um hiper-retângulo no conjunto dos reais (maiores detalhes sobre o PSO serão fornecidos no Capítulo 2).

1.2.2.1 Aplicações do PSO em Conversores de Potência

O algoritmo PSO tem sido utilizado em aplicações para conversores de potência (POLI, 2008; ALDACO; CALLEJA; Alquicira, 2015; BONYADI; MICHALEWICZ, 2017b; TANG; LIU; PAN, 2021b; TANG; LIU; PAN, 2021a; SHAMI et al., 2022; ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021).

Foram encontradas publicações nas seguintes aplicações: na busca do ponto de máxima potência em energia solar (HAYDER et al., 2020; BABU et al., 2018); no projeto ótimo de controlador PID (MIAVAGHI et al., 2015); no controle PID para motor síncrono (BASKIN; CAGLAR, 2014) e na maximização da qualidade de energia (NADERI; SADIKOGLU; HOSSEINI, 2019), dentre outros tópicos.

Entretanto, conforme (ALDACO; CALLEJA; Alquicira, 2015; BORIN, 2020), o algoritmo PSO ainda não foi utilizado extensivamente no projeto de controladores para conversores, o que indica uma lacuna na literatura, para a qual novas funções custo e restrições mais eficientes podem permitir obter controladores com melhores desempenhos, sintonizados por meio do PSO.

Mais recentemente, aplicações de sucesso na prática de controladores sintonizados pelo algoritmo PSO são reportadas na literatura, como, por exemplo, em (UFNALSKI; KASZEWSKI; GRZESIAK, 2015; MIAVAGHI et al., 2015; NADERI; SADIKOGLU; HOSSEINI, 2019; HAYDER et al., 2020). Um ponto importante a destacar é que ainda existe espaço para investigar novas funções custo e restrições.

No presente trabalho, voltado para projeto de ganhos de controladores, o PSO será utilizado para busca dos ganhos ótimos de controladores de corrente por realimentação de estados aplicados a conversores conectados à rede.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho de tese tem a estrutura a seguir.

No Capítulo 2 são apresentados os conceitos preliminares importantes sobre o algoritmo de otimização PSO, é descrita a plataforma de simulação em tempo real utilizada para validar os controladores e é mostrado o procedimento de projeto de controladores em duas malhas proposto para aplicação em GCCs.

No Capítulo 3, um procedimento de projeto de controladores por realimentação de estados com duas malhas, é utilizado. A malha interna utiliza a realimentação dos estados do filtro LCL e o algoritmo PSO encontra ganhos de controle que garantem alocação dos polos da malha interna em uma faixa pertencente ao círculo de raio unitário. A malha externa utiliza a realimentação dos estados de um controlador ressonante, e os ganhos desta malha são obtidos pelo algoritmo PSO para minimizar um critério integral de erro quadrático (do inglês, *Integral of Square Error* – ISE) em relação a uma referência senoidal para a corrente de rede.

No Capítulo 4, na malha interna, o procedimento proposto fornece os ganhos de realimentação completa e de realimentação parcial de estados, baseados nos estados do filtro LCL, visando garantir polos de malha fechada que se aproximem ao máximo de um fator de amortecimento escolhido pelo projetista. Na malha externa, o procedimento proposto encontra os ganhos de múltiplos controladores ressonantes implementados por realimentação de estados, visando minimizar um critério ISE.

No Capítulo 5, o procedimento proposto produz a sintonia dos ganhos de realimentação estática da saída, para garantir polos da malha interna com coeficiente de amortecimento que se aproxime de um valor escolhido pelo projetista. Ainda, para a malha

externa, o procedimento proposto garante ganhos de múltiplos controladores ressonantes que minimizam um critério ISE para um ensaio típico de rastreamento de referência, respeitando limites de amplitude e de taxa de variação para o sinal de controle.

No Capítulo 6, são apresentadas as conclusões e perspectivas de trabalhos futuros.

É importante mencionar que os Capítulos 3 a 5 são baseados em artigos publicados em congresso e em revistas pelo doutorando ao longo do doutorado e optou-se por manter a estrutura e notação dos artigos no texto destes capítulos.

Por fim, cabe salientar que a notação utilizada na sequência do trabalho é convencional: vetores e matrizes são representados em negrito, as variáveis e os acrônimos são definidos na sua primeira ocorrência, no decorrer do texto.

2 PRELIMINARES

Neste capítulo serão apresentados com maior detalhamento o algoritmo PSO, o simulador em tempo real baseado em *controller hardware-in-the-loop* (CHIL) e o procedimento de projeto proposto nesta tese.

2.1 FUNCIONAMENTO DO PSO

Considere que o vetor de ganhos de controle por realimentação de estados pode ser escrito como a posição de uma partícula no espaço de busca, dada por

$$\mathbf{s}^j(m) = [s_1^j(m) \ s_2^j(m) \ \dots \ s_n^j(m)], \quad \begin{array}{l} j = 1, \dots, \eta \\ m = 1, \dots, \mu \end{array} \quad (2.1)$$

em que j é o índice que identifica a partícula, η é o número total de partículas, m é a iteração atual do algoritmo (chamada de época), μ é o número total de épocas (para maiores detalhes sobre o PSO, veja, por exemplo, EBERHART e KENNEDY (1995), SERAPIÃO (2009)).

Cada partícula j utiliza a sua posição (2.1) para o cômputo do valor da função custo. Assim, cada posição investigada no espaço de busca (i.e. cada vetor de ganhos de controle) possui um valor da função custo associado, chamado de *fitness*. Associado a cada partícula j , há também uma velocidade, dada por

$$\mathbf{v}^j(m) = [v_1^j(m) \ v_2^j(m) \ \dots \ v_n^j(m)], \quad \begin{array}{l} j = 1, \dots, \eta \\ m = 1, \dots, \mu \end{array} \quad (2.2)$$

que determina o deslocamento da partícula no espaço de busca.

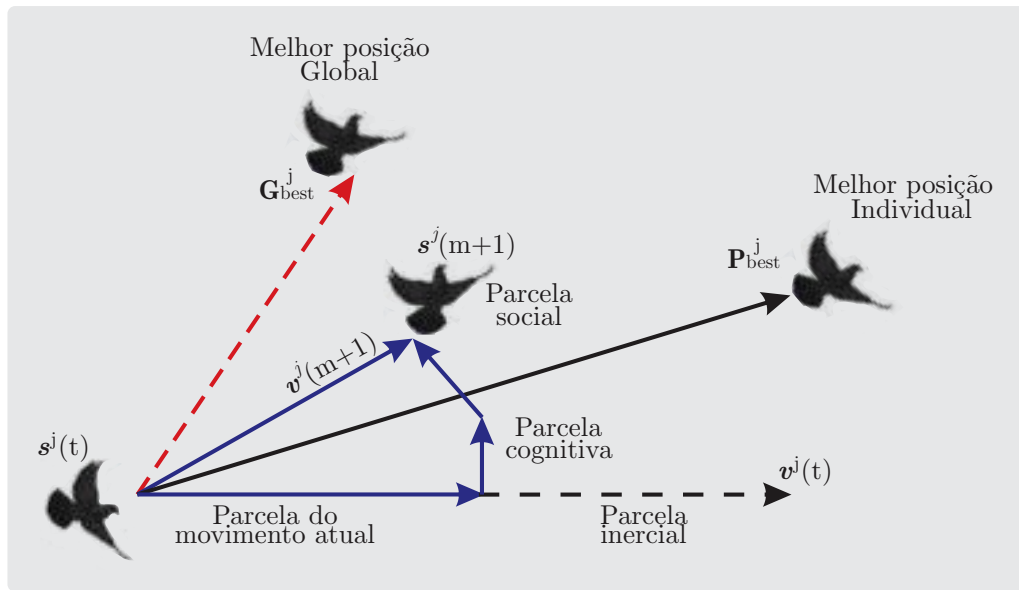
A cada época do algoritmo, (2.1) e (2.2) são modificados a partir de equações de atualização de velocidade e posição, dadas, respectivamente, por

$$\mathbf{v}^j(m+1) = \lambda \mathbf{v}^j(m) + \phi_1 r_1 (\mathbf{P}_{best}^j - \mathbf{s}^j(m)) + \phi_2 r_2 (\mathbf{G}_{best}^j - \mathbf{s}^j(m)) \quad (2.3)$$

$$\mathbf{s}^j(m+1) = \mathbf{s}^j(m) + \mathbf{v}^j(m+1) \quad (2.4)$$

A atualização da velocidade das partículas dentro do espaço de busca pode ser entendida como uma soma vetorial ponderada. Assim, a evolução do algoritmo PSO em termos vetoriais é comumente vista como na Figura 2.1. Em que, ϕ_1 e ϕ_2 são os coeficientes cognitivo e social, respectivamente, λ é o coeficiente de inércia que desacelera as partículas durante a execução, para melhor convergência, e r_1 e r_2 são números aleatórios gerados com distribuição uniforme no intervalo de $[0, 1]$. A posição com melhor valor de *fitness* associado que uma partícula j já obteve até a época m é chamada de \mathbf{P}_{best}^j , e a posição

Figura 2.1 – Evolução de uma partícula, com base nas equações do PSO.



Fonte: Adaptado de (WANG; TAN; LIU, 2018; ELSHEIKH; ELAZIZ, 2019).

com melhor valor de *fitness* associado obtida para todo o enxame até a época m é chamada G_{best} .

O algoritmo PSO usa os passos da Tabela 2.1 em sua execução.

Tabela 2.1 – Pseudo-código do algoritmo PSO.

Algoritmo PSO	
Entrada	função custo, espaço de busca, η , μ , ϕ_1 , ϕ_2
Saída	Melhor resultado da função custo no espaço de busca
1	Início
2	Distribuição das partículas no espaço de busca de forma aleatória
3	Enquanto o critério de parada não for atingido, faça
4	Cálculo da função custo para cada partícula
5	Atualização de P_{best}^j e G_{best}^j
6	Cálculo e atualização da velocidade $v^j(m+1)$ de cada partícula
7	Cálculo e atualização da posição $s^j(m+1)$ de cada partícula
8	Incremento do número de épocas m
9	Fim enquanto
10	Retorna G_{best}^μ
11	Fim

Fonte: Adaptado de (BORIN, 2020).

Para executar o PSO, será utilizada neste trabalho a rotina *particleswarm*, do MATLAB®. Neste caso, o projetista deve informar a função custo, os limites do espaço de busca, o número de partículas η e o número de épocas μ .

Uma configuração típica (*default*) da função *particleswarm* para μ é, por exemplo, $100n_{var}$, em que n_{var} é o número de variáveis que serão otimizadas. Para o número de partículas é dado por $\min([100 \ 10n_{var}])$. Também, é frequente a escolha de η entre 10 e 50

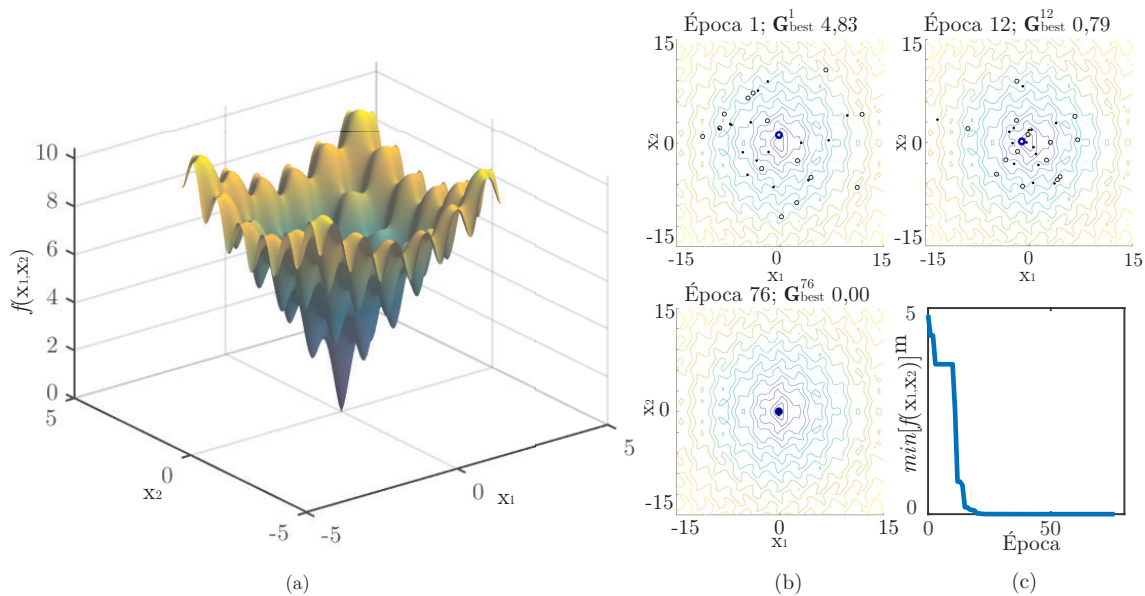
por retornarem bons resultados, em tempo computacional reduzido (SHI; EBERHART, 1998; EBERHART; SHI, 2001; FREITAS; LOPES; DIAS, 2020). A execução do PSO é encerrada quando o número máximo de épocas μ é atingido ou por estagnação no valor de \mathbf{G}_{best} .

Para um exemplo de aplicação do algoritmo PSO, considere a função Ackley, definida em (ACKLEY, 1987), que é uma função n dimensional, não convexa com um único mínimo global e vários mínimos locais, dada por

$$f(\mathbf{x}) = -20e^{\left(-0,2\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^n x_i^2}\right)} - e^{\left(\frac{1}{n}\sum_{i=1}^n \cos(2\pi x_i)\right)} + e + 20 \quad (2.5)$$

em que n é a dimensão e $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ é o vetor de variáveis de decisão (dimensão n). Limitando-se $n = 2$, na Figura 2.2 (a) pode-se visualizar a função Ackley, para as variáveis independentes x_1 e x_2 , sendo possível constatar que o ponto de mínimo da função ocorre para $f(0, 0) = 0$.

Figura 2.2 – Exemplo de aplicação do PSO para a minimização da função de teste Ackley: (a) representação gráfica da função para duas variáveis, (b) curvas de nível da função e partículas do enxame, indicando a evolução da minimização, e (c) evolução do *fitness* no decorrer das épocas.



Fonte: Autor.

A função *particleswarm* do MATLAB foi utilizada com o objetivo de encontrar o mínimo global da função de teste Ackley. Para isso o coeficiente cognitivo (ϕ_1) e o coeficiente social (ϕ_2) foram escolhidos como sendo 1,3 e 1,7 respectivamente (BERGH; ENGELBRECHT, 2006; SHE; JIAO; KE, 2012). Para a escolha do número de partículas foi usado o critério *default* da função *particleswarm*, que resultou $\eta = 20$ e o número total de épocas, também definido pelo MATLAB foi de $\mu = 200$. Além disso, os demais

parâmetros também seguem os valores *default* da função *particleswarm* do MATLAB. O espaço de busca está limitado $|x_i| = 15$, $i = 1, 2$.

Nessas condições a solução apresentada pelo algoritmo PSO para minimização da função Ackley é mostrada nas Figuras 2.2 (b) e (c). Os gráficos de contorno mostram a evolução do enxame de partículas nas épocas 1, 12 e 76, indicando a convergência do enxame para o ponto de mínimo global. O processo de minimização também pode ser acompanhado pela evolução da função *fitness*, conforme pode ser visualizado na Figura 2.2 (c). O resultado do *fitness* na primeira época é 4,83, reduzindo-se gradualmente até chegar a 10^{-8} , na última época, indicando a convergência do PSO para o ótimo global neste exemplo.

2.2 VALIDAÇÃO DE CONTROLADORES EM CHIL

Emuladores em tempo real de sistemas físicos são capazes de prover análises mais próximas do comportamento do sistema práticos reais. Este método inovador, comumente referido como simulação CHIL, envolve um emulador de *hardware* do equipamento técnico em teste e um *software* que é executado na mesma plataforma da aplicação prática, em tempo real (LEDIN, 1999; MONTI; D'ARCO; DESHMUKH, 2008; SI; CORDIER; KENNEL, 2016).

As simulações em tempo real baseadas em *hardware-in-the-loop* (HIL) são uma ferramenta reconhecida para validação de sistemas em diferentes aplicações, sendo utilizada há mais de duas décadas no ciclo de desenvolvimento da indústria automotiva, por exemplo. Considerando as aplicações de eletrônica de potência, atenção especial é dada ao *hardware-in-the-loop* de controle (CHIL), em que o estágio de potência do sistema é emulado usando circuitos ultra-rápidos, baseados em FPGAs, enquanto os controladores podem ser implementados na mesma plataforma que será utilizado na prática (e.g. um DSP ou microcontrolador) por meio de uma interface apropriada entre o controlador e o simulador.

Utilizando CHIL, tem-se uma excelente plataforma para validação de controladores para eletrônica de potência. Nesta plataforma, a lei de controle é implementada no *hardware* real enquanto a parte de potência do conversor é emulada, dessa forma, é possível ter um ambiente de teste flexível e seguro, com capacidade de simulação em tempo real, e que permite realizar validações rigorosas de sistemas de controle sem o risco de danificar o sistema real (RAMAN et al., 1999; MAJSTORIVIC et al., 2011; AL-HAMMOURI et al., 2012; IVANOVIC et al., 2012; SANCHEZ; de CASTRO; GARRIDO, 2012; IEEE, 2018; BORIN et al., 2019; MIZUTA et al., 2019; RODRIGUES et al., 2019).

Também é importante mencionar que o tempo de desenvolvimento do produto pode ser significativamente diminuído, pois as simulações em CHIL são realizadas em tempo

real (i.e. 1 segundo de simulação em CHIL corresponderia a 1 segundo de operação do sistema real), diferentemente de simuladores de circuitos eletrônicos (e.g. *softwares* SPICE, PSIM[®], etc.), em que, devido à necessidade de realizar a emulação do conversor em tempo discreto baseada em modelos computacionais, demandam tempo significativamente maior do projetista para testar o sistema em malha fechada.

Para qualificar os resultados de diferentes métodos de teste de sistemas de controle para eletrônica de potência, foram escolhidas nesta tese três características, que podem ser visualizadas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Características para teste de sistemas de controle.

CARACTERÍSTICAS	MATLAB	PROTÓTIPO	CHIL
Flexibilidade	Alta	Baixa	Alta
Segurança	Alta	Baixa	Alta
Avaliação dos resultados em tempo real	Baixa	Alta	Alta

Fonte: Autor.

Pelo termo flexibilidade, entende-se aqui a capacidade que o método de teste possui de incorporar modificações, tanto de *hardware* quanto de *software*. Por segurança, entende-se aqui a possibilidade de operar em região segura, sem causar danos materiais ou risco a integridade física do usuário, por extrapolar os limites seguros das variáveis físicas do conversor (como correntes ou tensões). Por fim, a capacidade que o método de teste possui de executar o sistema em tempo real aqui foi definida como avaliação dos resultados em tempo real. Ressalta-se que aqui o objetivo não é elencar exaustivamente os métodos de teste de sistemas de controle aplicados em eletrônica de potência, e sim encontrar formas simples e úteis de diferenciá-los.

Na Tabela 2.2, a coluna identificada com MATLAB indica que uma simulação do sistema de controle neste *software* exibe alta flexibilidade, alta segurança, mas baixa capacidade de avaliação dos resultados em tempo real. A coluna identificada por protótipo indica que a menor flexibilidade e a menor segurança quando operando com o *hardware* do conversor e do controlador, e a alta capacidade de avaliação em tempo real dos resultados. Finalmente, a coluna identificada com CHIL mostra que esta plataforma combina as boas características de alta flexibilidade, alta segurança e alta capacidade de avaliação dos resultados em tempo real.

2.2.1 Plataforma CHIL utilizada

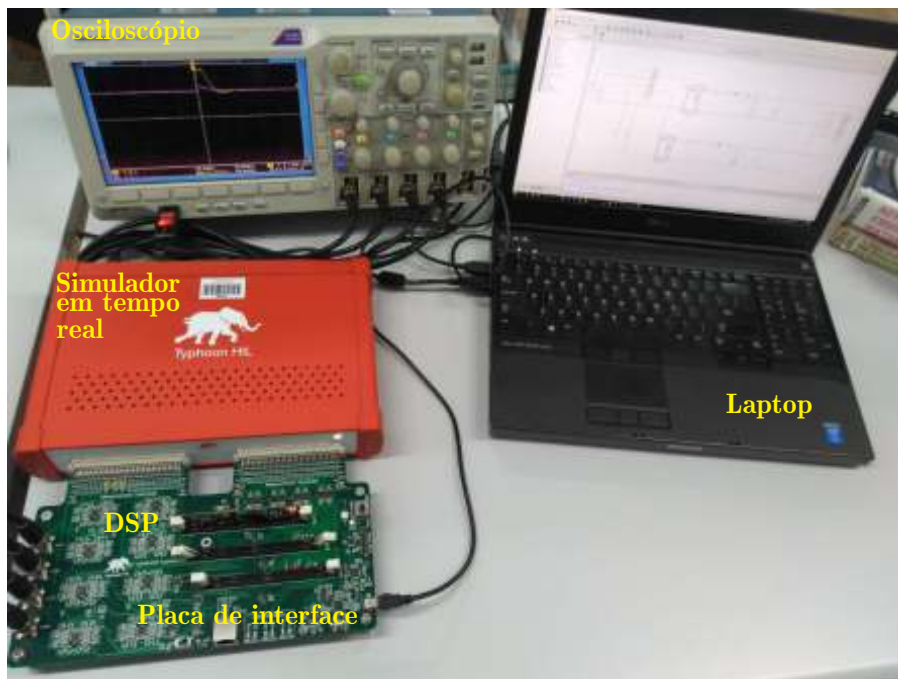
Simulações em HIL permitem alta fidelidade, reproduzindo com muito boa correspondência os resultados obtidos em protótipos físicos, conforme comprovado por vários trabalhos com aplicação em eletrônica de potência na literatura (IEEE, 2018; OSÓRIO et al., 2019b; KOCH et al., 2020; MAJSTORIVIC et al., 2011).

Implementando o controlador em processador digital de sinais real e emulando o conversor de potência com modelos de alta precisão e computados em alta velocidade, é possível ter alta flexibilidade na execução dos testes de sistemas de controle, especialmente considerando a facilidade para modificação de parâmetros do conversor. Além disso, tem-se alta segurança devido ao fato de as correntes e tensões poderem ultrapassar limites sem produzir dano aos componentes.

Estas características reduzem o consumo de tempo e de recursos materiais no ciclo de desenvolvimento de um sistema de controle, além de aumentar a eficiência, confiabilidade e segurança dos estágios de projeto e validação, justificando o uso do HIL na etapa final de procedimentos de projeto de controladores aplicados a conversores de potência.

Nesta tese, para obter os resultados e realizar a validação, o circuito de potência será emulado em tempo real utilizando a plataforma HIL 402 e placa de interface u-grid 2.0, ambos do fabricante Typhoon HIL. Os controladores serão implementados no processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335, do fabricante Texas Instruments. Os resultados serão capturados em um osciloscópio, sendo a conexão entre DSP, osciloscópio e CHIL realizada pela placa de interface. O sistema completo é mostrado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Bancada para validação de controladores utilizada nesta tese: DSP, placa de interface, simulador em tempo real e osciloscópio.

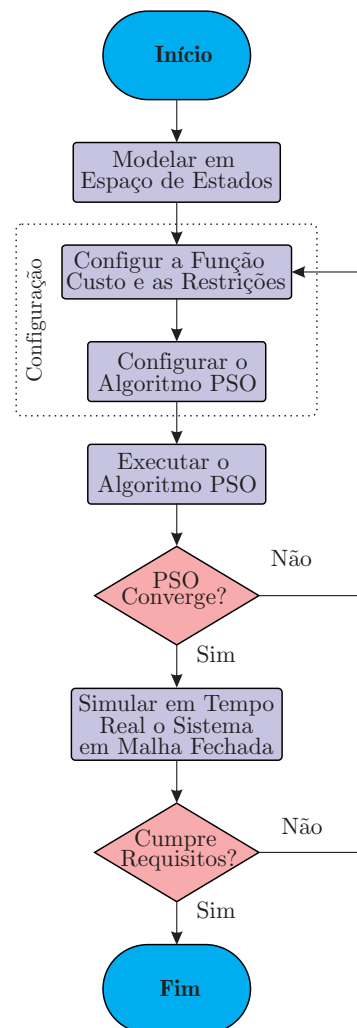


Fonte: Autor.

2.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO BASEADO EM PSO E CHIL

O procedimento de projeto proposto nesta tese é resumido pelo fluxograma apresentado na Figura 2.4 e detalhada a seguir.

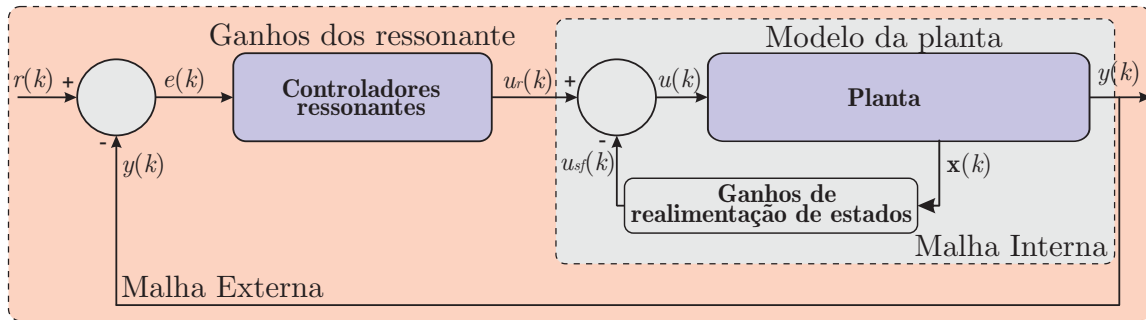
Figura 2.4 – Fluxograma do procedimento de projeto proposto de controladores otimizados por PSO.



Fonte: Autor.

- (1) **Modelar em espaço de estados** significa descrever o sistema de controle, por um modelo médio no espaço de estados com duas malhas de controle, conforme mostrado na Figura 2.5 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001);

Figura 2.5 – Diagrama em blocos do esquema de controle com duas malhas.



Fonte: Autor.

- (2) **Configurar a função custo e as restrições para cada uma das malhas**, o que inclui descrever os objetivos de controle a serem atingidos e os limites de operação que não serão violados para o sistema em malha fechada;
- (3) **Configurar o algoritmo PSO**, sendo os principais parâmetros para serem escolhidos dados por ϕ_1 , ϕ_2 , μ e η ;
- (4) **Executar o algoritmo PSO**, o que pode ser feito por meio de pacotes computacionais disponíveis como a função *particleswarm* do MATLAB;
- (5) **PSO converge?** ou seja, os resultados da função custo avaliada para épocas sucessivas possuem pequena variação (e.g. variação menor que 10^{-6}), ou não possuem variação repetindo o mesmo valor pelo número de vezes definido com *stall*;
- (6) **Simular em tempo real o sistema em malha fechada, utilizando CHIL**, isto é, simular o sistema de controle em malha fechada em tempo real, para o inversor, filtro e rede emulados e com o controle implementado no DSP real, em uma simulação do tipo CHIL;
- (7) **Cumprir os requisitos?** Com a simulação do item (6), é possível verificar se o controlador otimizado implementado em tempo real atende aos requisitos de resposta transitória e de regime permanente (e.g. THD da corrente de rede menor que 5%, harmônicas individuais dentro de limites de norma, etc).

Diferentemente dos controles projetados em (EBERHART; SHI, 2001; LAZINICA, 2009; CLERC, 2010; UFNALSKI; KASZEWSKI; GRZESIAK, 2015; BORIN et al., 2019), os quais foram sintonizados em uma única etapa de controle, a abordagem proposta permite um maior grau de liberdade no projeto dos controladores.

Para demonstrar a eficiência do procedimento de projeto proposto, os próximos capítulos trazem estudos de casos com projeto em duas etapas incluindo realimentação

total de estados, realimentação parcial de estados e realimentação de saída, na malha interna, e controladores ressonantes, na malha externa.

Na proposta desta tese, o projeto das malhas de controle é feito de forma sucessiva e automática, sem necessidade de interação com o projetista. Este deve apenas escolher os parâmetros do PSO ou utilizar valores *default* para obter os ganhos de ambas as malhas de controle, conforme será detalhado a seguir.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o algoritmo PSO a ser utilizado para otimização dos controladores, no decorrer da tese. Mostrou-se, por meio de um exemplo, que o PSO é capaz de encontrar pontos de mínimo global de uma função de teste com múltiplos mínimos locais.

Também foi descrita neste capítulo a implementação de controladores em CHIL, em que o código de controle é executado no DSP físico, e o conversor é emulado em tempo real utilizando modelos de alta fidelidade.

Finalmente, foi descrito, em linhas gerais, o procedimento de projeto de controladores, a ser utilizado nesta tese, com sua implementação passo a passo.

3 CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS PROJETADOS EM DUAS ETAPAS

Neste capítulo, será apresentado um procedimento em duas etapas para o projeto de controle de corrente de conversores conectados à rede com filtro LCL, utilizando a realimentação dos estados do filtro LCL e dos estados de controladores ressonantes.

O procedimento proposto é baseado em um modelo de espaço de estados do conversor, incluindo um atraso de um período de amostragem na discretização da planta, e também na representação em espaço de estados de controladores ressonantes.

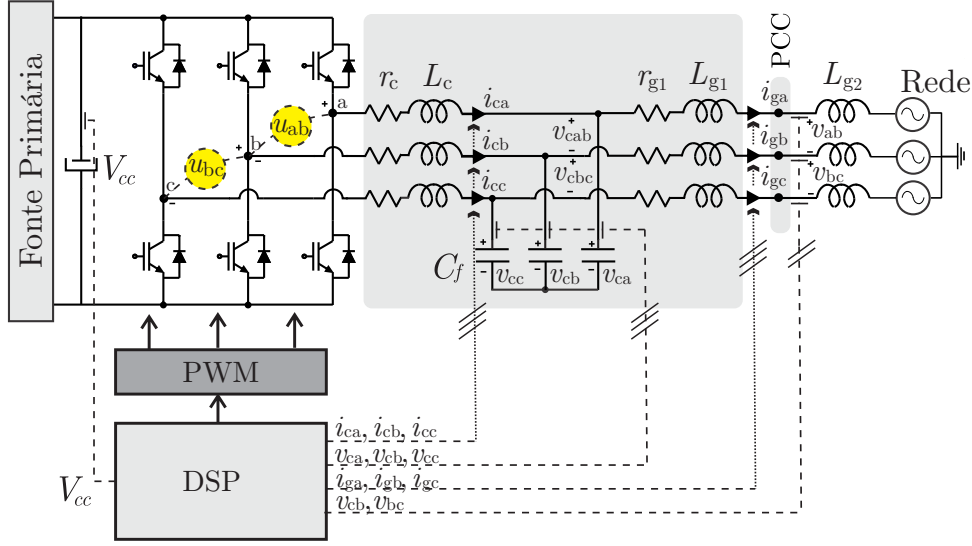
A estrutura do controle é composta por duas malhas. Uma malha interna, que efetua a realimentação dos estados do filtro para garantir um amortecimento adequado da ressonância do filtro LCL, incluindo o efeito do atraso de implementação, e uma malha externa, que inclui um controlador ressonante para garantir a minimização do erro de rastreamento de referências senoidais para a corrente da rede e também a rejeição de distúrbios de tensão da rede.¹

3.1 MODELO DA PLANTA

Considerando o GCC trifásico dado na Figura 3.1, em que a indutância do lado da rede, L_g , é composta pela soma da indutância do filtro LCL, L_{g1} , com a indutância da rede, L_{g2} , o que resulta $L_g = L_{g1} + L_{g2}$. Assuma também que a tensão V_{cc} encontra-se adequadamente estabilizada.

¹Este capítulo é baseado no artigo publicado no Seminário de Eletrônica de Potência e Controle 2022: (MATTOS et al., 2022)

Figura 3.1 – Inversor e filtro LCL trifásico conectado à rede.



Fonte: Autor.

Sejam u_{ab} e u_{bc} as tensões aplicadas pelo inversor no filtro LCL, v_{cab} e v_{cbc} as tensões nos capacitores, e v_{ab} e v_{bc} as tensões da rede.

Utilizando as leis de Kirchhoff no circuito da Figura 3.1, tem-se

$$-u_{ab} + L_c \frac{di_{ca}(t)}{dt} + r_{Lc} i_{ca}(t) + v_{cab}(t) - r_{Lc} i_{cb}(t) - L_c \frac{di_{cb}(t)}{dt} = 0 \quad (3.1)$$

$$-u_{bc} + L_c \frac{di_{cb}(t)}{dt} + r_{Lc} i_{cb}(t) + v_{cbc}(t) - r_{Lc} i_{cc}(t) - L_c \frac{di_{cc}(t)}{dt} = 0 \quad (3.2)$$

$$\frac{di_{ca}(t)}{dt} + \frac{di_{cb}(t)}{dt} + \frac{di_{cc}(t)}{dt} = 0 \quad (3.3)$$

redConsiderando as equações provenientes das malhas do lado da rede, tem-se

$$-v_{cab}(t) + L_c \frac{di_{ga}(t)}{dt} + r_{Lc} i_{ga}(t) + v_{ab} - r_{Lc} i_{gb}(t) - L_c \frac{di_{gb}(t)}{dt} = 0 \quad (3.4)$$

$$-v_{cbc}(t) + L_c \frac{di_{gb}(t)}{dt} + r_{Lc} i_{gb}(t) + v_{bc} - r_{Lc} i_{gc}(t) - L_c \frac{di_{gc}(t)}{dt} = 0 \quad (3.5)$$

$$\frac{di_{ga}(t)}{dt} + \frac{di_{gb}(t)}{dt} + \frac{di_{gc}(t)}{dt} = 0 \quad (3.6)$$

Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff nos capacitores, é possível escrever

$$C_f \frac{dv_{ca}(t)}{dt} = i_{ca} - i_{ga} \quad (3.7)$$

$$C_f \frac{dv_{cb}(t)}{dt} = i_{cb} - i_{gb} \quad (3.8)$$

$$C_f \frac{dv_{cc}(t)}{dt} = i_{cc} - i_{gc} \quad (3.9)$$

O sistema de equações na forma matricial é dado por

$$\dot{\mathbf{x}}_{abc} = \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}_{abc} + \mathbf{B}_{uabc}\mathbf{u}_{abc} + \mathbf{B}_{dabc}\mathbf{v}_{dabc} \quad (3.10)$$

com as matrizes \mathbf{A}_{abc} , \mathbf{B}_{uabc} e \mathbf{B}_{dabc} sendo dadas por

$$\mathbf{A}_{abc} = \begin{bmatrix} -\frac{rL_c}{L_c} & 0 & 0 & -\frac{2}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{rL_c}{L_c} & 0 & \frac{1}{3L_c} & -\frac{2}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{rL_c}{L_c} & \frac{1}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} & -\frac{2}{3L_c} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} & -\frac{rL_g}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} & 0 & -\frac{rL_g}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} & 0 & 0 & -\frac{rL_g}{L_g} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{B}_{uabc} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} \\ \frac{1}{3L_c} & -\frac{2}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} \\ \frac{1}{3L_c} & \frac{1}{3L_c} & -\frac{2}{3L_c} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{B}_{dabc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} \\ -\frac{1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} \\ -\frac{1}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

O vetor de estados, o vetor de entrada de controle e o vetor de distúrbios são dados, respectivamente, por

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{abc} &= \begin{bmatrix} i_{ca} & i_{cb} & i_{cc} & v_{ca} & v_{cb} & v_{cc} & i_{ga} & i_{gb} & i_{gc} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{u}_{abc} &= \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{v}_{dabc} &= \begin{bmatrix} v_{ga} & v_{gb} & v_{gc} \end{bmatrix}^T\end{aligned}\quad (3.14)$$

A matriz da transformada de Clarke com componente homopolar é dada por (DUESTERJPEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951)

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}\quad (3.15)$$

Quando o sistema for a três fios, não há caminho para a componente homopolar ($i_0 = 0$) e a matriz de transformação fica reduzida, eliminando-se a primeira linha.

Considerando o sistema trifásico equilibrado, tem-se que o mesmo pode ser transformado em dois sistemas bifásicos desacoplados utilizando a transformada de Clarke, resultando no modelo (veja, por exemplo, (KOCH, 2019))

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_\alpha \\ \dot{\mathbf{x}}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(L_g) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}(L_g) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\alpha \\ \mathbf{x}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_u & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_u \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_d(L_g) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_d(L_g) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d\alpha} \\ v_{d\beta} \end{bmatrix}\quad (3.16)$$

Assumindo que L_g pode variar entre L_{gmin} e L_{gmax} , representando, portanto, operação sob L_g incerta, tem-se o seguinte modelo em espaço de estados

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_\alpha &= \mathbf{A}(L_g)\mathbf{x}_\alpha + \mathbf{B}_u u_\alpha + \mathbf{B}_g(L_g)v_{d\alpha} \\ y_\alpha &= \mathbf{C}\mathbf{x}_\alpha\end{aligned}\quad (3.17)$$

em que

$$\begin{aligned}\mathbf{A}(L_g) &= \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -\frac{r_g}{L_g} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_g(L_g) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_\alpha &= \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ v_{c\alpha} \\ i_{g\alpha} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (3.18)$$

Para o eixo β , um modelo idêntico a (3.17)-(3.18) é obtido ².

²Deste ponto em diante, neste capítulo, os subíndices α e β serão suprimidos para simplificar a notação.

Visando à aplicação de uma lei de controle digital, o modelo da planta em (3.17) pode ser discretizado, incluindo um atraso de uma amostra proveniente da implementação digital da lei de controle, sendo descrito como (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013)

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d(L_g)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_{ud}(L_g)\phi(k) + \mathbf{B}_{gd}(L_g)v_g(k) \\ \phi(k+1) &= u(k) \end{aligned} \quad (3.19)$$

com matrizes dadas por

$$\mathbf{A}_d(L_g) = e^{\mathbf{A}(L_g)T_s}, \quad \mathbf{B}_{ud}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_u d\tau, \quad \mathbf{B}_{gd}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_g(L_g) d\tau \quad (3.20)$$

Note que as matrizes que descrevem o modelo linear no espaço de estados do sistema dependem de um parâmetro incerto, tornando o projeto de controladores mais desafiador, quando se objetiva otimizar o desempenho para toda a faixa de L_g .

De (3.19) e (3.20), pode-se escrever

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_d(L_g)\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{ud}u(k) + \mathbf{H}_{gd}(L_g)v_g(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}_d(k) \end{aligned} \quad (3.21)$$

em que

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k) &= \begin{bmatrix} i_c(k) \\ v_c(k) \\ i_g(k) \\ \phi(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_d(L_g) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(L_g) & \mathbf{B}_{ud}(L_d) \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{ud} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{H}_{gd}(L_g) &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{gd}(L_g) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Visando garantir o rastreamento de referências senoidais com frequência ω_n , um controlador ressonante pode ser utilizado. Também, nessa abordagem, assume-se que o erro de rastreamento, em relação a uma referência para a rede $i_g(k)$, está disponível.

O controlador ressonante pode ser representado no espaço de estados em tempo discreto como (KOCH et al., 2018; OSÓRIO et al., 2019b)

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\rho}(k+1) &= \mathbf{R}_d\boldsymbol{\rho}(k) + \mathbf{S}_de(k) \\ u_r(k) &= \mathbf{T}_d\boldsymbol{\rho}(k) \end{aligned} \quad (3.23)$$

em que $e(k)$ é o sinal de erro de rastreamento para a corrente de rede, ξ é o fator de amortecimento do controlador ressonante, $u_r(k)$ é o sinal de controle e $\boldsymbol{\rho}$ são os estados internos dos controladores ressonantes. As matrizes desta representação são dadas por

$$\mathbf{R}_d = e^{\mathbf{R}T_s}, \quad \mathbf{S}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{R}\tau} \mathbf{S}_u d\tau, \quad \mathbf{T}_d = \begin{bmatrix} K_{r1} & K_{r2} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

e

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix}, \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

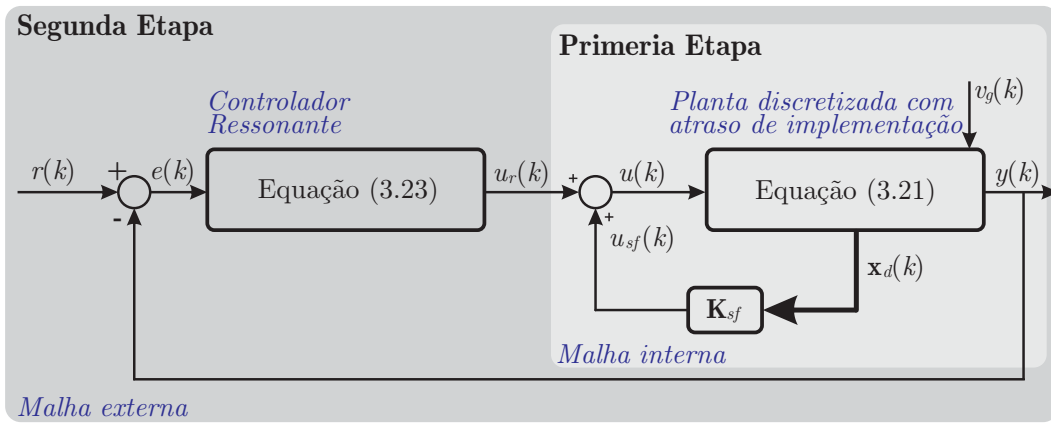
3.2 PROJETO DO CONTROLADOR EM DUAS ETAPAS

Para fins de projeto dos ganhos de controle, considere a estrutura em duas malhas da Figura 3.2, a ser utilizada neste capítulo. Tem-se uma malha interna, com base em realimentação de estados, e uma malha externa, com base em um controlador ressonante.

O bloco que representa a planta discretizada incluindo um atraso de uma amostra tem como entradas o distúrbio (tensão de rede $v_g(k)$) e o sinal de controle ($u(k)$). Assume-se também, que o vetor de estados \mathbf{x}_d e a saída y estão disponíveis para uso no sistema de controle.

O sinal de controle na estrutura da Figura 3.2 é composto por dois termos: uma ação de realimentação de estados, $u_{sf}(k)$, e uma ação ressonante, $u_r(k)$.

Figura 3.2 – Sistema de controle para regulação da corrente da rede. Malha interna: controle de realimentação de estados com ganho \mathbf{K}_{sf} . Malha externa: controle ressonante, com ganho \mathbf{T}_d .



Fonte: Autor.

Assim, a ação de controle $u(k)$, é dada por

$$u(k) = u_r(k) + u_{sf}(k) \quad (3.26)$$

e as ações de controle $u_r(k)$ e u_{sf} são dadas, respectivamente, por

$$u_r(k) = \mathbf{T}_d \boldsymbol{\rho}(k) \quad u_{sf}(k) = \mathbf{K}_{sf} \mathbf{x}_d(k) \quad (3.27)$$

em que u_{sf} será utilizada para controle da malha interna e u_r será utilizado para o controle da malha externa.

Assume-se que todas as variáveis de estado do filtro e que o controle atrasado estão disponíveis para realimentação, e $u_r(k)$ é executada por meio de uma combinação linear dos estados internos do controlador ressonante, realizando o controle da malha externa nesta estratégia.

O procedimento proposto para o projeto dos ganhos de controle \mathbf{K}_{sf} , para a malha interna de realimentação de estados, e \mathbf{T}_d , para a malha externa de controle ressonante, é detalhado a seguir.

3.2.1 Etapa 1: projeto do controlador da malha interna

Para projetar o controlador da malha interna, considere o sinal de controle na Figura 3.2, dado por

$$u(k) = u_r(k) + \mathbf{K}_{sf}\mathbf{x}_d(k) \quad (3.28)$$

com $u_r(k) = 0$, e com ganhos de controle de realimentação de estados dados por

$$\mathbf{K}_{sf} = [K_{ic} \ K_{vc} \ K_{ig} \ K_{\phi}] \quad (3.29)$$

De (3.21) e (3.28), pode-se escrever

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_{cl}(L_g)\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{gd}(L_g)v_g(k) \\ \mathbf{G}_{cl}(L_g) &= \mathbf{G}_d(L_g) + \mathbf{H}_{ud}\mathbf{K}_{sf} \end{aligned} \quad (3.30)$$

O projeto dos ganhos \mathbf{K}_{sf} pode ser feito por meio de técnicas de alocação de polos, por exemplo. Se for considerado um valor nominal para L_g , os autovalores de $\mathbf{G}_{cl}(L_g)$, denotados por $\lambda(\mathbf{G}_{cl}(L_g))$, podem ser alocados arbitrariamente pelo projetista, desde que o par $(\mathbf{G}_d(L_g), \mathbf{H}_{ud}(L_g))$ seja controlável.

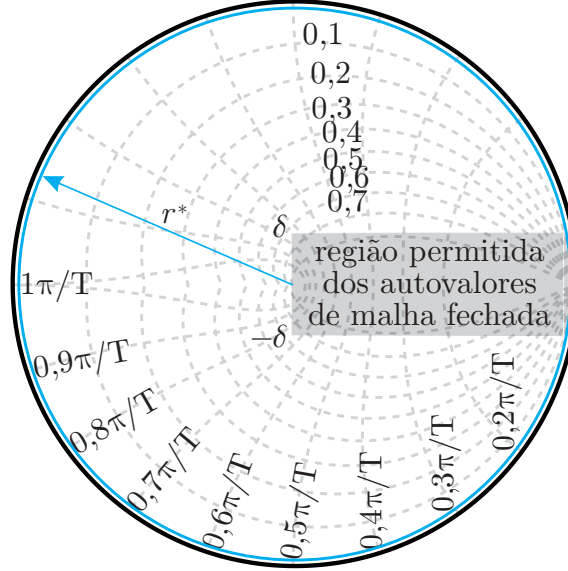
Entretanto, este trabalho de tese aborda o cenário em que a impedância de rede no PCC é incerta e não identificada em tempo real. Esta impedância é suposta aqui como puramente indutiva, pertencente a um intervalo de incerteza. Neste contexto, o objetivo a seguir será encontrar um ganho \mathbf{K}_{sf} que garanta que os autovalores de $\mathbf{G}_{cl}(L_g)$ pertençam a uma região dentro do círculo de raio unitário.

A região escolhida para a alocação dos autovalores de $\mathbf{G}_{cl}(L_g)$ será pertencente ao círculo de raio unitário, em uma faixa próxima ao semieixo real positivo, de largura δ , e com raio máximo dos autovalores limitado em r^* , conforme mostra a área em destaque na Figura 3.3.

Justifica-se esta região por produzir modos de resposta transitória pouco oscilatórios, mitigando o efeito da ressonância do filtro. Desta forma, o ganho \mathbf{K}_{sf} a ser

encontrado deverá ser capaz de prover amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL sob incerteza na indutância de rede.

Figura 3.3 – Região de alocação dos autovalores de malha fechada.



Fonte: Autor.

Neste contexto, para encontrar o ganho \mathbf{K}_{sf} por meio de um procedimento de otimização, foi escolhida a estratégia baseada no algoritmo PSO, devido às vantagens mencionadas na seção 1.2.2 deste trabalho.

Para o problema em questão, de projeto de ganhos de controladores, o ganho \mathbf{K}_{sf} será considerado como partícula do algoritmo PSO (HU; LIN, 2002; MENDES; KENNEDY; NEVES, 2004; UFNALSKI; KASZEWSKI; GRZESIAK, 2015). Primeiramente, é necessário estabelecer um espaço de busca, dado aqui por um subconjunto do \mathbf{R}^4 , denotado por \mathcal{K} . Neste conjunto, cada ponto é um candidato a controlador ótimo. O controlador ótimo será o ganho \mathbf{K}_{sf} que minimiza a função custo definida pelo projetista, denotada aqui por $F(\mathbf{K}_{sf})$. Esta função custo associa um número positivo F para cada ganho \mathbf{K}_{sf} no espaço de busca.

Um ponto atrativo da solução do problema de projeto dos ganhos de controle por meio do PSO é poder criar a função custo baseada em simulações computacionais, não sendo necessário otimizar o sistema por meio de soluções analíticas (EBERHART; KENNEDY, 1995; ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021).

Todavia, note que o intervalo $L_g \in [L_{gmin}, L_{gmax}]$ contém infinitos pontos. Para viabilizar computacionalmente a solução do PSO, a função custo F será testada aqui somente para os extremos L_{gmin} e L_{gmax} , e a evolução do algoritmo PSO tenderá a convergir para o ganho ótimo de controle dado por

$$\mathbf{K}_{sf}^* = \arg \min_{\mathbf{K}_{sf} \in \mathcal{K}} F(\mathbf{K}_{sf}) \quad (3.31)$$

sendo a função custo definida aqui como

$$F(\mathbf{K}_{sf}) = \max (F_1(\mathbf{K}_{sf}), F_2(\mathbf{K}_{sf})) \quad (3.32)$$

e as funções $F_1(\mathbf{K}_{sf})$ e $F_2(\mathbf{K}_{sf})$ dadas por

$$\begin{aligned} F_1(\mathbf{K}_{sf}) &= |(\Gamma(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}) - r^*)| \Pi_a(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}) \\ F_2(\mathbf{K}_{sf}) &= |(\Gamma(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}) - r^*)| \Pi_a(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Nas funções acima, r^* é o valor desejado para o máximo raio dos autovalores do sistema em malha fechada, escolhido pelo projetista, para garantir um bom compromisso entre estabilidade e desempenho transitório. Uma vez que o filtro LCL apresenta uma ressonância, o mesmo possui um par de polos complexos conjugados praticamente sobre a borda do círculo de raio unitário. Então, o raio r^* deve ser escolhido menor do que 1, mas não muito próximo a 0, para evitar ganhos de controle de maior magnitude.

A função $\Gamma(\mathbf{K}_{sf}, L_g)$, em (3.33), é calculada como

$$\Gamma(\mathbf{K}_{sf}, L_g) = \max |\lambda(\mathbf{G}_{cl}(\mathbf{K}_{sf}, L_g))| \quad (3.34)$$

em que, λ representa os autovalores de $\mathbf{G}_{cl}(\mathbf{K}_{sf}, L_g)$. Esta função fornece como resposta um escalar positivo, dado pelo máximo valor absoluto (ou máximo raio) dos autovalores do sistema em malha fechada.

Os termos $\Pi_a(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin})$ e $\Pi_a(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax})$ atuam como fatores de penalização na função custo, sendo calculados como

$$\begin{aligned} \Pi_a(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}) &= \begin{cases} 1, & \text{se } 0 < \text{Re}(\lambda(\mathbf{G}_{cl}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}))) < 1 \text{ e } |\text{Im}(\lambda(\mathbf{G}_{cl}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin})))| < \delta \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \\ \Pi_a(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}) &= \begin{cases} 1, & \text{se } 0 < \text{Re}(\lambda(\mathbf{G}_{cl}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}))) < 1 \text{ e } |\text{Im}(\lambda(\mathbf{G}_{cl}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax})))| < \delta \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.35)$$

em que δ um escalar positivo informado pelo projetista, representando o máximo valor admissível para a parte imaginária dos autovalores do sistema em malha fechada.

Note que as equações (3.34) e (3.35) são avaliadas apenas nas condições extremas de indutância da rede (L_{gmin} e L_{gmax}). Se o ganho \mathbf{K}_{sf} não produzir instabilidade, então as funções F_1 e F_2 são calculadas pela diferença entre o máximo raio dos autovalores de malha fechada e o valor desejado pelo projetista para este raio (r^*), multiplicado pelo fator de penalização Π . Por sua vez, este fator assume o valor 1 se todos os autovalores do sistema de malha fechada estiverem no semiplano direito (parte real positiva) e com parte imaginária respeitando a limitação δ escolhida pelo projetista, para ambas as condições extremas da rede. Caso contrário, é atribuído o valor 10^{20} para o fator Π , para penalizar a função de custo.

As definições acima garantem que a função custo F terá valores na ordem de 10^{20} para o caso de ganhos \mathbf{K}_{sf} no espaço de busca que gerem alocação dos autovalores fora região destacada na Figura 3.3 para L_{gmin} ou para L_{gmax} . Note também, que a função custo F convergirá para valores menores do que 1, caso os ganhos \mathbf{K}_{sf} garantam autovalores dentro do círculo de raio unitário, dentro da região hachurada indicada na Figura 3.3.

3.2.2 Etapa 2: projeto do controlador da malha externa

Agora, suponha que o controlador da malha interna já foi projetado, ou seja, o vetor de ganho \mathbf{K}_{sf} foi encontrado, sendo capaz de amortecer a ressonância da planta discretizada com atraso.

Levando em consideração o controlador ressonante de malha externa (3.31), pode-se escrever, baseado em (3.28) e (3.30), o modelo aumentado

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}(k+1) \end{bmatrix} &= \mathbf{M}(\mathbf{T}_d, L_g) \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{gd}(L_g) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} v_g(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_d \end{bmatrix} r(k) \\ y(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_d(k) & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.36)$$

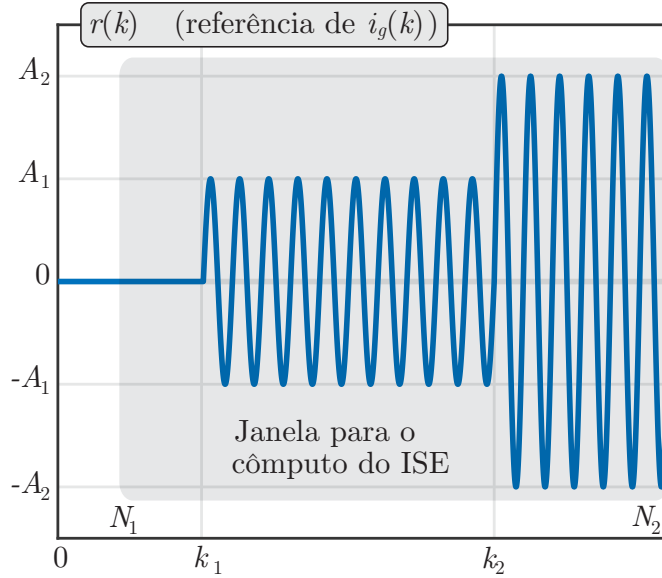
em que

$$\mathbf{M}(\mathbf{T}_d, L_g) = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{cl}(L_g) & \mathbf{H}_{ud}\mathbf{T}_d \\ -\mathbf{S}_d\mathbf{C}_d & \mathbf{R}_d \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

É importante notar que o modelo (3.36) depende do vetor de ganhos \mathbf{T}_d , do controlador ressonante, a ser encontrado para atingir algum objetivo de controle. Devido à importância do rastreamento de referências senoidais, aqui o vetor de controle \mathbf{T}_d será obtido a partir da minimização da integral do erro quadrático (do inglês, *Integral of Squared Error* – ISE) para o perfil de referência dado na Figura 3.4, pois esse critério de desempenho é implementado com facilidade e, em geral, resulta bons ganhos de controle.

Observe que a referência na Figura 3.4 começa com valor zero, muda a amplitude para um valor intermediário e, em seguida, muda para uma amplitude de valor mais alto, o que pode ser relacionado com degraus de injeção de potência ativa do conversor na rede.

Figura 3.4 – Perfil de referência para a corrente de rede e para o projeto do controlador ressonante da malha externa.



Fonte: Autor.

Esta referência pode ser escrita como

$$i_{gr}(k) = \begin{cases} 0, & 0 < k < k_1 \\ A_1 \sin(2\pi k f_{grid}), & k_1 < k < k_2 \\ A_2 \sin(2\pi k f_{grid}), & k \geq k_2 \end{cases} \quad (3.38)$$

onde k_1 , k_2 , f_{grid} , A_1 e A_2 são escolhidos pelo projetista.

O vetor de ganhos do controlador ressonante, da malha externa, pode ser calculado com base na minimização do critério ISE, avaliado para os extremos da indutância da rede. Neste caso, o vetor de ganho \mathbf{T}_d pode ser obtido por um procedimento de busca em um conjunto previamente dado, \mathcal{T} , no problema de otimização

$$\mathbf{T}_d^* = \arg \min_{\mathbf{T}_d \in \mathcal{T}} J(\mathbf{T}_d) \quad (3.39)$$

em que

$$J(\mathbf{T}_d) = \max(J_1(\mathbf{T}_d), J_2(\mathbf{T}_d)) \quad (3.40)$$

sendo as funções $J_1(\mathbf{T}_d)$ e $J_2(\mathbf{T}_d)$ definidas como

$$\begin{aligned} J_1(\mathbf{T}_d) &= \text{ISE}(\mathbf{T}_d, L_{gmin}) \Pi_\lambda(\mathbf{T}_d, L_{gmin}) \\ J_2(\mathbf{T}_d) &= \text{ISE}(\mathbf{T}_d, L_{gmax}) \Pi_\lambda(\mathbf{T}_d, L_{gmax}) \end{aligned} \quad (3.41)$$

O índice ISE é calculado por meio de uma simulação do sistema em malha fechada, definido como

$$\text{ISE} = \sum_{k=N_1}^{N_2} (i_{gr}(k) - i_g(k))^2 \quad (3.42)$$

sendo N_1 e N_2 escolhidos pelo projetista para definir a janela para o cômputo deste índice de desempenho. Os termos $\Pi_\lambda(\mathbf{T}_d, L_{gmin})$ e $\Pi_\lambda(\mathbf{T}_d, L_{gmax})$ são fatores de penalização relacionados à estabilidade do sistema aumentado em malha fechada, calculados como

$$\Pi_\lambda(\mathbf{T}_d, L_{gmin}) = \begin{cases} 1, & \text{se } \max |\lambda(\mathbf{M}(\mathbf{T}_d, L_{gmin}))| < 1 \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.43)$$

e

$$\Pi_\lambda(\mathbf{T}_d, L_{gmax}) = \begin{cases} 1, & \text{se } \max |\lambda(\mathbf{M}(\mathbf{T}_d, L_{gmax}))| < 1 \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.44)$$

Note que, se os ganhos do controlador ressonante levarem o sistema em malha fechada à instabilidade, para os valores extremos da indutância de rede, então o valor do ISE é penalizado, ou seja, multiplicado por 10^{20} . Caso contrário, o ISE é computado com base na simulação descrita anteriormente.

Na próxima seção, um estudo de caso é abordado, para ilustrar a obtenção dos ganhos \mathbf{K}_{sf} e \mathbf{T}_d , para um GCC com parâmetros de filtro LCL e de rede já utilizados na literatura.

3.3 ESTUDO DE CASO

Para um estudo de caso, considere os parâmetros do GCC com filtro LCL utilizado em (KOCH et al., 2018; OSÓRIO et al., 2019a; OSÓRIO et al., 2019b), reproduzidos na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros do GCC com filtro LCL.

Descrição	Símbolo	Valor
Indutância do lado do conversor do filtro LCL	L_c	1 mH
Capacitor do filtro LCL	C_f	62 uF
Indutância do lado da rede do filtro LCL	L_{g1}	0,3 mH
Indutância mínima da rede	L_{g2min}	0 mH
Indutância máxima da rede	L_{g2max}	1 mH
Tensão de fase da rede	v_g	110 V_{RMS} , 60 Hz
Frequência de amostragem	f_a	20040 Hz
Frequência de chaveamento	f_{sw}	10020 Hz

Fonte: Adaptado de KOCH et al. (2018), OSÓRIO et al. (2019a), OSÓRIO et al. (2019b).

Para o projeto dos ganhos da malha interna, escolhendo um espaço de busca variando de -20 a 20 para todos os elementos de \mathbf{K}_{sf} , escolhendo $r^* = 0,9$ e $\delta = 0,2$, e

usando a função *particleswarm* do MATLAB®, foram obtidos os ganhos de controle por realimentação de estados dados por

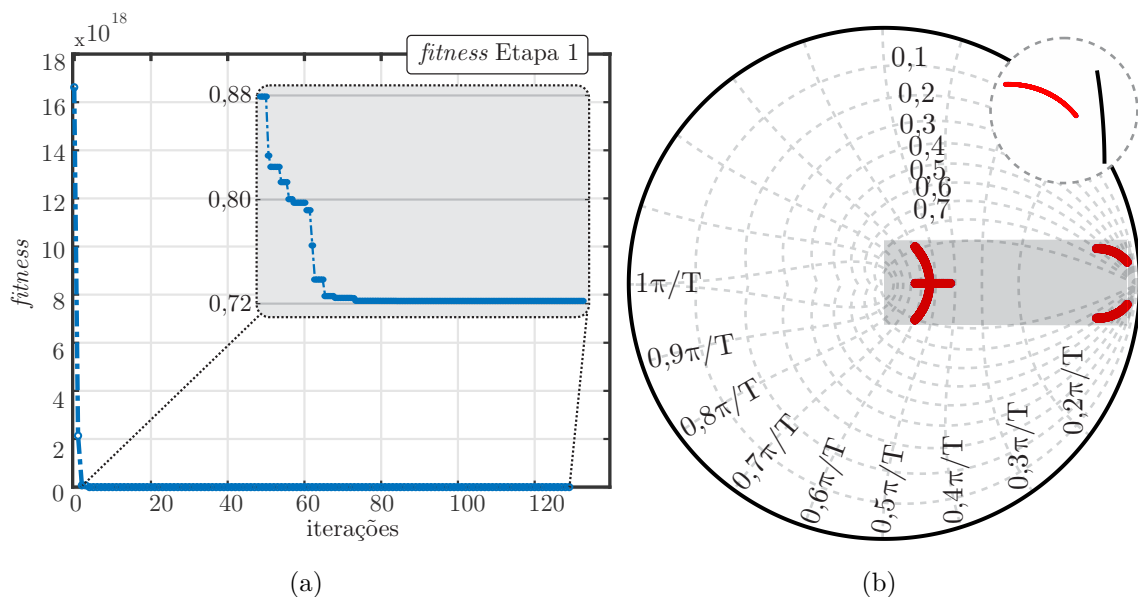
$$\mathbf{K}_{sf} = [-16,15 \quad 1,02 \quad 11,48 \quad -0,78] \quad (3.45)$$

Nesta execução, a função *particleswarm* foi configurada com coeficiente cognitivo e social iguais a 0,5, número de partículas igual a 50, número de épocas igual a 5000, e com um critério de parada por estagnação (*stall*) dado por número máximo de repetições do mesmo valor do *fitness* igual a 30.

A Figura 3.5 (a) mostra a evolução do *fitness* nesta execução do PSO. Nas 3 primeiras iterações a função custo foi penalizada. A partir da quarta iteração, a função custo é minimizada gradualmente até a iteração 129, na qual o algoritmo do PSO é encerrado por estagnação.

Na Figura 3.5 (b) pode-se observar a distribuição dos polos no círculo de raio unitário. Nota-se nesta figura que o valor máximo dos módulos dos autovalores é sempre menor que a unidade, indicando a estabilidade da resposta para ambas as condições extremas da rede, e também que todos os autovalores estão alocados na região de interesse, ao redor do semieixo real positivo.

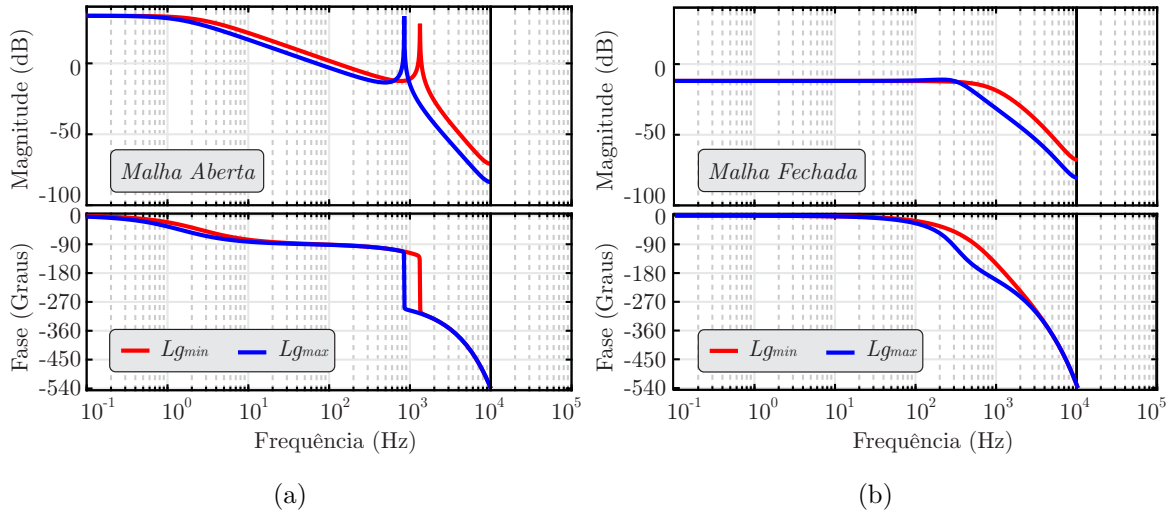
Figura 3.5 – (a) Evolução do *fitness* para o projeto dos ganhos da malha interna. (b) Autovalores do sistema em malha fechada com o controlador dado em (3.45).



Fonte: Autor.

A resposta em frequência da planta em malha aberta discretizada, incluindo o atraso, e a resposta em frequência da planta em malha fechada, para ambas as indutâncias extremas de rede, são dadas na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Diagramas de Bode de u_r por i_g : (a) para a planta em malha aberta. (b) para a planta compensada com o controlador da malha interna.



Fonte: Autor.

Pode-se notar o pico de ressonância do filtro LCL na Figura 3.6 (a). Na Figura 3.6 (b), têm-se as respostas do sistema de malha fechada com a ação de controle de realimentação de estados (ou seja, apenas o efeito da malha de controle interno). Torna-se clara a atenuação da ressonância do filtro, em ambas as condições de indutância da rede, graças aos ganhos de realimentação de estado obtidos pelo algoritmo PSO orientados pelas funções custo descritas na Etapa 1.

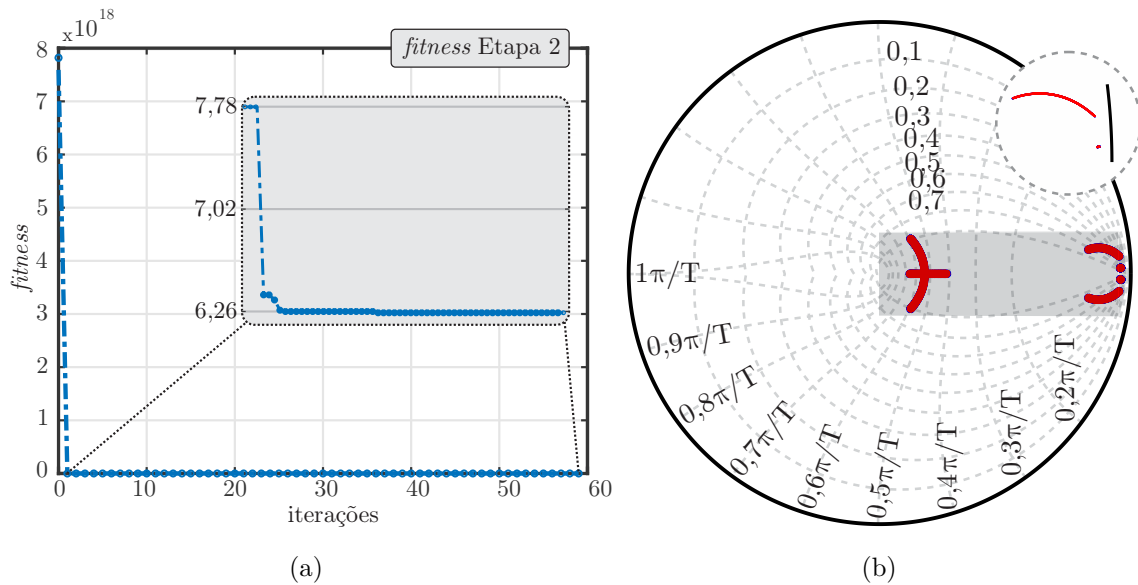
Agora, levando em consideração os ganhos da malha interna \mathbf{K}_{sf} em (3.45), e aplicando a Etapa 2 do procedimento proposto, para um espaço de busca de K_{r1} e K_{r2} entre -20 e 20 , em que $\mathbf{T}_d = [K_{r1} \ K_{r2}]$, tem-se que o PSO encontra os ganhos

$$\mathbf{T}_d = [18, 39 \quad -18, 21] \tag{3.46}$$

Este vetor de ganhos de controle minimiza o critério ISE definido na seção anterior e foi encontrado com o PSO configurado com coeficientes cognitivo e social de 0,5, número de partículas 50, número de épocas de 5000, finalização do algoritmo por estagnação com 30 repetições do mesmo valor da função *fitness*.

A evolução do *fitness* desta execução do PSO é dada na Figura 3.7 (a), e os autovalores do sistema em malha fechada com os ganhos da malha externa são mostrados na Figura 3.7 (b), para uma varredura na indutância de rede, comprovando a estabilidade.

Figura 3.7 – (a) Evolução do *fitness* para o projeto dos ganhos da malha externa. (b) autovalores de malha fechada.



Fonte: Autor.

Finalmente, as respostas em malha fechada com os ganhos \mathbf{K}_{sf} e \mathbf{T}_d sintonizados pelo algoritmo PSO nas duas etapas descritas neste capítulo são mostradas na Figura 3.8. É possível perceber o bom rastreamento da referência, com respostas transitórias rápidas para as variações da referência e boas respostas em regime permanente.

3.4 COMPARAÇÃO COM OUTRA META-HEURÍSTICA

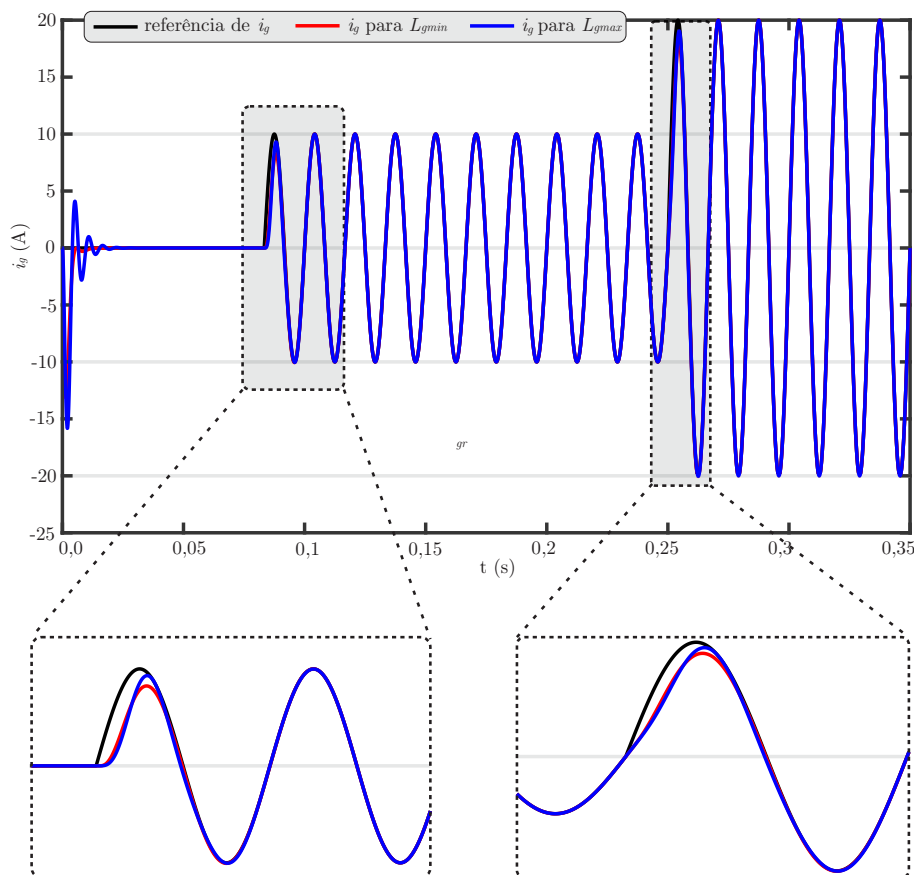
Para um comparativo de desempenho com o PSO, foi escolhido aqui um algoritmo genético (do inglês *Genetic Algorithm* - GA), uma meta-heurística bem consolidada e utilizada em diversas aplicações. GA e PSO são as meta-heurísticas mais utilizadas em eletrônica de potência (ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021).

O GA foi proposto por John Holland, baseado no princípio da seleção natural (GOLDBERG, 1989).¹ Este algoritmo cria uma população aleatória de cromossomos e por meio de processos genéticos, semelhantes aos que ocorrem na natureza e evolui a população para minimizar uma determinada função de custo (DUPONT et al., 2013).

Comparados aos métodos baseados em trajetória (e.g. *fmincon*, do MATLAB), meta-heurísticas como o GA e o PSO são superiores em velocidade de convergência, capacidade de busca global e especialmente úteis para tarefas de otimização não linear, com elevado número de variáveis de decisão (ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021). Entretanto, não há garantia que a solução encontrada seja um ótimo global, característica

¹Um detalhamento do GA encontra-se no Apêndice A desta tese.

Figura 3.8 – Resposta no tempo em malha fechada para o sistema operando com as indutâncias da rede L_{g2min} e L_{g2max} . (a) Transitório da corrente de referência de 0 para 10A, (b) transitório da corrente de referência de 10 para 20 A.



Fonte: Autor.

comum a todos os métodos de meta-heurísticos, mas a solução é geralmente aceitável para a maioria das aplicações práticas (ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021).

Objetivando uma comparação justa entre o GA e o PSO para os problemas de projeto de controladores neste capítulo, os algoritmos foram programados utilizando as mesmas funções custo, as mesmas restrições, o mesmo critério de parada e o mesmo número de indivíduos na população. Para os controladores da primeira etapa (malha interna), os principais parâmetros são: número de partículas para o PSO e o número de cromossomos para o GA iguais a 40; número de épocas do PSO e número de gerações do GA de 400 e número de *stall* 30, significando parada após 30 épocas (PSO) ou gerações (GA) sem redução significativa da função custo. E, para os controladores da segunda etapa (malha externa), os parâmetros são: número de indivíduos da população 20; número de interações 200 e mesmo número de *stall*, também de 30.

A Tabela 3.2 mostra os resultados e indicadores utilizados para a comparação do desempenho dos algoritmos GA e PSO, implementados com as funções *ga* e *particleswarm* do MATLAB. Foram sintonizados 10 controladores, cobrindo a primeira etapa (malha interna: MI) e a segunda etapa (malha externa: ME) do projeto, para ambos os algoritmos.

Tabela 3.2 – Comparação de soluções obtidas com GA e PSO.

Algoritmo	$F(\mathbf{K}_{sf})$	$J(\mathbf{T}_d)$	CV (%)		Tempo (s)	
			MI	ME	MI	ME
GA	0,78	6,81	4,59	7,11	15	101
PSO	0,75	6,58	1,03	6,60	7	26

Fonte: Autor.

Na Tabela 3.2, $F(\mathbf{K}_{sf})$ e $J(\mathbf{T}_d)$ são os valores médios das funções custo para a primeira e para a segunda etapas respectivamente. CV é o coeficiente de variação dado pela razão entre o desvio padrão sobre a média do *fitness* nas 10 execuções do algoritmo, tanto para primeira etapa (MI), quanto para segunda etapa (ME) de projeto dos controladores. O tempo de execução (Tempo) é o tempo médio, das 10 execuções, demandado pelo GA e pelo PSO para encontrar os ganhos \mathbf{K}_{sf} e \mathbf{T}_d .

O algoritmo PSO mostrou-se superior em relação ao GA em todos os requisitos, conforme pode ser verificado na Tabela 3.2. Os valores médios das funções custo $F(\mathbf{K}_{sf})$ e $J(\mathbf{T}_d)$ são menores, o coeficiente de variação é menor para o PSO, em ambas as etapas de projeto, e o tempo médio para encontrar uma solução com o PSO é menor do que o tempo demandado pelo GA, demonstrando a superioridade em termos computacionais do PSO para esta aplicação.

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou um procedimento de duas etapas para o projeto de controle de corrente aplicado a conversores conectados à rede com filtros LCL. A primeira etapa do procedimento proposto encontra os ganhos de controle de realimentação de estados usando uma função baseada na alocação dos polos de malha fechada da malha interna, para garantir o amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL. Em seguida, os ganhos de um controlador ressonante na malha externa são encontrados, com base na minimização do erro de rastreamento de corrente da rede, para um dado padrão de referência senoidal.

No estudo de caso apresentado, foram escolhidos parâmetros típicos da literatura para o GCC, ilustrando que o procedimento proposto permite obter ganhos de controle para as duas malhas de controle, garantindo respostas de malha fechada com correntes de rede adequadas, em um cenário de simulação simplificado.

Por fim, ressalta-se que neste capítulo a abordagem utilizada para as conclusões foi baseada em modelos linearizados e simplificados, apresentando-se apenas resultados de simulação no MATLAB®. Nestes modelos simplificados, não foram considerados os

efeitos do modulador PWM, do algoritmo de sincronismo e dos harmônicos da rede. Estas características serão abordadas nos próximos capítulos da tese.

4 COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO PARCIAL E TOTAL DE ESTADOS

Este capítulo apresenta como principal contribuição uma comparação detalhada entre dois controladores robustos otimizados para regular as correntes injetadas na rede em uma estrutura com duas malhas de controle baseadas em realimentação de estados. A malha interna utiliza uma realimentação parcial ou total dos estados do filtro LCL, objetivando o amortecimento ativo dos polos marginalmente estáveis do filtro. Já a malha externa é baseada na realimentação dos estados de múltiplos controladores ressonantes, objetivando garantir rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios harmônicos.

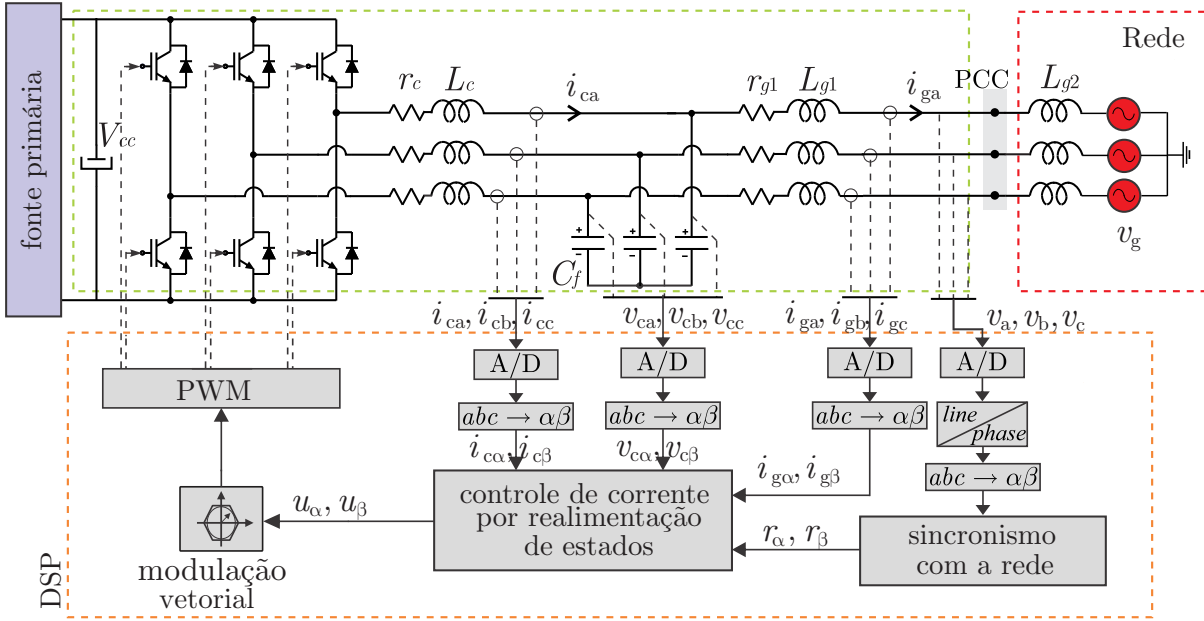
Os critérios de comparação utilizados neste capítulo são o fator de amortecimento dos autovalores da malha interna e um índice ISE de um ensaio típico de rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios harmônicos. A validação dos controladores é realizada com testes em CHIL e também é realizada a implementação dos controladores em protótipo, comparando os tempos de acomodação e os máximos sobressinais de um ensaio de variação do tipo degrau de potência ativa fornecida pelo GCC à rede. Para verificar a conformidade com a norma IEEE 1547, são mostradas as correntes experimentais trifásicas injetadas na rede, com medida de THDs e de espectro harmônico.³

4.1 MODELO DA PLANTA

Considere o conversor trifásico conectado à rede apresentado na Figura 4.1, em que a rede é considerada como predominantemente indutiva. Assume-se que o sincronismo com a tensão no PCC e a regulação da tensão no barramento CC são garantidos por estratégias adequadas (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). O objetivo aqui é controlar as correntes injetadas na rede, a partir das medidas das variáveis de estado do filtro LCL e da síntese das tensões de saída do inversor.

³Este capítulo é baseado no artigo publicado na Revista Eletrônica de Potência: (MATTOS et al., 2023)

Figura 4.1 – Conversor conectado à rede por meio de filtro LCL.



Fonte: Autor.

Para fins de modelagem da planta, assumindo que os parâmetros do filtro da rede são os mesmos para as três fases, e que não há caminho para a corrente de sequência zero, uma representação em espaço de estados no referencial estacionário pode ser escrita como dois sistemas monofásicos desacoplados (coordenadas α e β). O modelo para o eixo α pode ser escrito como (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011)

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha}(t) &= \mathbf{A}(L_g)\mathbf{x}_{\alpha}(t) + \mathbf{B}_u u_{\alpha}(t) + \mathbf{B}_w(L_g)v_{g\alpha}(t), \\ y_{\alpha}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{x}_{\alpha}(t), \end{aligned} \quad (4.1)$$

em que $\mathbf{x}_{\alpha} = [i_{L_{c\alpha}} \ v_{C_{f\alpha}} \ i_{L_{g\alpha}}]^T$, $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1]$, e

$$\mathbf{A}(L_g) = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & -\frac{r_g}{L_g} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_w(L_g) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_g} \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Neste modelo, $i_{L_{c\alpha}}$ é a corrente no indutor do lado do conversor, $v_{C_{f\alpha}}$ é a tensão sobre o capacitor do filtro, $i_{L_{g\alpha}}$ é a corrente injetada na rede, u_{α} é o sinal de controle e $v_{g\alpha}$ é a tensão da rede, que representa um distúrbio exógeno periódico. Como um modelo idêntico a (4.1) pode ser usado para eixo β , os subscritos α e β serão suprimidos deste ponto em diante neste capítulo.

As matrizes em (4.1) são escritas em função de L_g , sendo

$$L_g = L_{g1} + L_{g2}, \quad L_g \in [L_{gmin}, L_{gmax}], \quad (4.3)$$

considerado um parâmetro incerto. Esta indutância é pertencente ao intervalo entre L_{g2min} e L_{g2max} .

Para um estudo de caso, considere os parâmetros fornecidos na Tabela 4.1, utilizados na literatura, por exemplo, em (GABE; MONTAGNER; PINEIRO, 2009; MATTOS et al., 2021). O projeto de controladores capazes de garantir estabilidade e desempenho para uma faixa de incertezas na impedância da rede será abordado a seguir, utilizando realimentação de estados.

Tabela 4.1 – Parâmetros da planta, complementares aos da Tabela 3.1.

Descrição e Símbolo	Valor e Unidade
Resistência associada à indutância L_c, r_c	10 mΩ
Resistência associada à indutância L_{g1}, r_{g1}	10 mΩ

Fonte: Adaptado de GABE, MONTAGNER e PINEIRO (2009).

4.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO PROPOSTO E ESTUDO DE CASO

Para aplicar uma técnica de controle digital, considere agora a discretização da planta com um período de amostragem suficientemente pequeno, T_s , e a inclusão de um estado adicional, ϕ , para representar o atraso de transporte proveniente da implementação digital, levando a (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1997; MACCARI Jr. et al., 2017; KOCH et al., 2018)

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_d(L_g)\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{ud}u(k) + \mathbf{H}_{wd}(L_g)v_g(k), \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}_d(k), \end{aligned} \quad (4.4)$$

em que $\mathbf{x}_d(k) = [i_{L_c}(k) \ v_{C_f}(k) \ i_{L_g}(k) \ \phi(k)]^T$, e as matrizes $\mathbf{G}_d(L_g)$, \mathbf{H}_{ud} , $\mathbf{H}_{wd}(L_g)$ e \mathbf{C}_d são dadas por

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_d(L_g) &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(L_g) & \mathbf{B}_{ud} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{ud} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{H}_{wd}(L_g) &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{wd}(L_g) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = [0 \ 0 \ 1 \ 0], \end{aligned} \quad (4.5)$$

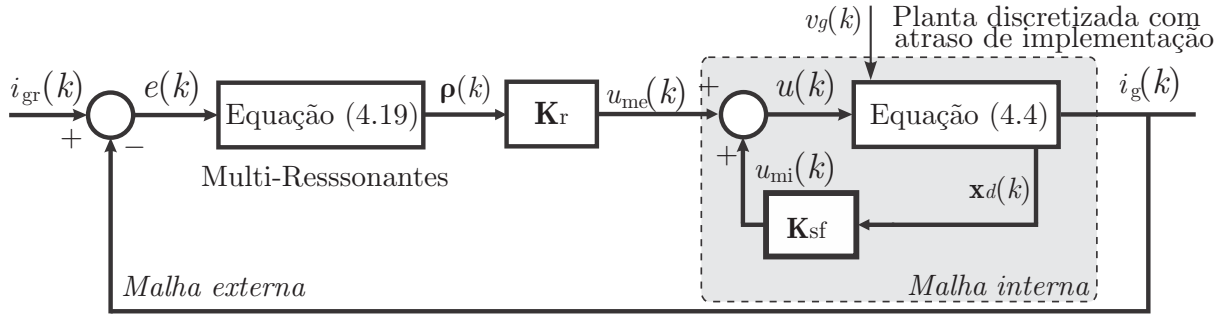
com

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d(L_g) &= e^{\mathbf{A}(L_g)T_s}, \quad \mathbf{B}_{ud}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_u d\tau, \\ \mathbf{B}_{wd}(L_g) &= \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_w(L_g) d\tau. \end{aligned} \quad (4.6)$$

A estrutura de controle é mostrada na Figura 4.2. A malha interna é constituída por uma realimentação dos estados \mathbf{x}_d do filtro LCL, com vetor de ganhos \mathbf{K}_{sf} , com objetivo de amortecimento ativo da ressonância do filtro. A malha externa é constituída pela realimentação dos estados $\boldsymbol{\rho}(k)$ de controladores ressonantes, com vetor de ganhos

\mathbf{K}_r , cujos objetivos são o rastreamento de referências senoidais de corrente e a rejeição de distúrbios harmônicos.

Figura 4.2 – Diagrama de blocos do sistema de controle, com malha interna para amortecimento ativo e malha externa para rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios harmônicos.



Fonte: Autor.

4.2.1 Projeto dos ganhos da malha interna

A finalidade do controlador utilizado na malha interna é amortecer o pico de ressonância do filtro LCL, considerando L_g como um parâmetro incerto pertencente ao intervalo entre L_{gmin} a L_{gmax} . Para isso, duas estratégias de amortecimento ativo serão utilizadas neste capítulo, para fins de comparação de desempenho, sendo dadas por uma realimentação parcial de estados e por uma realimentação completa de estados.

Na realimentação completa de estados, o ganho \mathbf{K}_{fsf} utiliza todos os estados do filtro LCL. Deste modo, a alocação dos polos em malha fechada pode ser realizada em qualquer posição dentro do círculo de raio unitário. Por outro lado, na realimentação parcial de estados, o ganho referente à realimentação do estado associado à tensão no capacitor, v_{C_f} , é zerado. Neste cenário, o ganho \mathbf{K}_{psf} é capaz de controlar a relação entre as correntes i_{L_c} e i_{L_g} .

Considerando o diagrama de blocos da Figura 4.2, a seguinte lei de controle é utilizada:

$$u(k) = u_{mi}(k) + u_{me}(k) \quad (4.7)$$

Para fins de projeto do controlador da malha interna, considere que $u_{me}(k) = 0$, e

$$u_{mi}(k) = \mathbf{K}_{sf} \mathbf{x}_d(k) \quad (4.8)$$

com

$$\mathbf{K}_{sf} = \mathbf{K}_{psf} = [k_{i_{L_c}} \ 0 \ k_{i_{L_g}} \ k_{\phi}] \quad (4.9)$$

no caso de realimentação parcial de estados, ou igual a

$$\mathbf{K}_{sf} = \mathbf{K}_{fsf} = [k_{iLc} \ k_{vCf} \ k_{iLg} \ k_{\phi}], \quad (4.10)$$

no caso de realimentação total de estados.

em que $\mathbf{C}_{ad} = [1 \ 0 \ -1 \ 1]$ no caso de realimentação parcial de estados, ou igual a

$$\mathbf{K}_{sf} = \mathbf{K}_{fsf} = [k_{iLc} \ k_{vCf} \ k_{iLg} \ k_{\phi}], \quad (4.11)$$

em que $\mathbf{C}_{ad} = [1 \ 0 \ -1 \ 1]$ no caso de realimentação total de estados.

com

$$\mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) = \mathbf{G}_d(L_g) + \mathbf{H}_{ud}\mathbf{K}_{sf} \quad (4.12)$$

Para obter uma solução otimizada para o vetor de ganhos de controle \mathbf{K}_{sf} considerando o parâmetro incerto L_g , será utilizado o algoritmo PSO, descrito no Capítulo 2. Para este algoritmo, \mathbf{K}_{sf} é representado pela posição de uma partícula em um espaço de busca. Deste modo, o controlador otimizado, \mathbf{K}_{sf}^* , a ser obtido é a posição que minimiza uma função custo, a partir do seguinte problema de otimização

$$\mathbf{K}_{sf}^* = \arg \min_{\mathbf{K}_{sf} \in \mathcal{K}} FC_{mi}(\mathbf{K}_{sf}) \quad (4.13)$$

em que \mathcal{K} é o espaço de busca, definido como um hiper-retângulo, por exemplo, e a função custo da malha interna, FC_{mi} , é definida como

$$FC_{mi}(\mathbf{K}_{sf}) = \max(FC_{mi1}(\mathbf{K}_{sf}), FC_{mi2}(\mathbf{K}_{sf})) \quad (4.14)$$

sendo

$$\begin{aligned} FC_{mi1}(\mathbf{K}_{sf}) &= \max |\zeta(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}) - \zeta^*| \ \Pi_{mi}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmin}) \\ FC_{mi2}(\mathbf{K}_{sf}) &= \max |\zeta(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}) - \zeta^*| \ \Pi_{mi}(\mathbf{K}_{sf}, L_{gmax}) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Em (4.15), o termo ζ^* é o valor de referência para o fator de amortecimento dos autovalores da malha interna, escolhido pelo projetista entre 0 e 1. O termo ζ é o menor fator de amortecimento calculado para os autovalores da matriz de estados em (4.12), para um dado controlador \mathbf{K}_{sf} .

O termo Π_{mi} é um fator de penalização na função custo, relacionado com a estabilidade do sistema, calculado por

$$\Pi_{mi}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) = \begin{cases} 1, & \text{se } \begin{cases} \max |\lambda(\mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g))| < 1 \\ \text{e } \Re(\lambda(\mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g))) > 0,4 \end{cases} \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.16)$$

sendo 1 se todos os autovalores do sistema em malha fechada estiverem dentro do círculo unitário e se a parte real dos autovalores for maior que 0,4, para limitar a alocação de autovalores próximo à origem, evitando ganhos com valores elevados que podem ser inviá-

veis em aplicações práticas. Se estas condições não são satisfeitas, o fator de penalização assume o valor 10^{20} .

A função FC_{mi1} calcula os termos (4.15) e (4.16) considerando L_{gmin} , e FC_{mi2} calcula os mesmos termos considerando L_{gmax} , e o maior valor entre FC_{mi1} e FC_{mi2} é considerado como a função custo (4.14).

A escolha da avaliação da função custo somente para os valores extremos de L_g se fundamenta na redução da carga computacional no projeto do controlador. Estes pontos se referem à operação com rede forte e com rede mais fraca, duas condições típicas de operação. Evita-se assim um maior tempo computacional, que seria exigido para uma varredura fina em L_g no projeto dos ganhos de controle.

Para o projeto do controlador de realimentação parcial e do controlador por realimentação total de estados, foram usados os parâmetros da planta dados na Tabela 4.1.

O PSO foi executado por meio da função *particleswarm*, do MATLAB, com configuração *default* e limites para o espaço de busca definidos como $[-50, 50]$. O valor de referência ζ^* foi escolhido como 0,7.

Para ambos os controladores, uma execução típica de PSO demanda aproximadamente 8 s, em um *notebook* Core i7, com 2,8 GHz e 16 GB de RAM, retornando os ganhos de controle apresentados na Tabela 4.2. Os valores das funções custo da malha interna (FC_{mi}), na Tabela 4.2 indicam que a realimentação total de estados garante, no pior caso, um fator de amortecimento mais próximo de ζ^* do que a realimentação parcial de estados.

Tabela 4.2 – Ganhos dos controladores da malha interna.

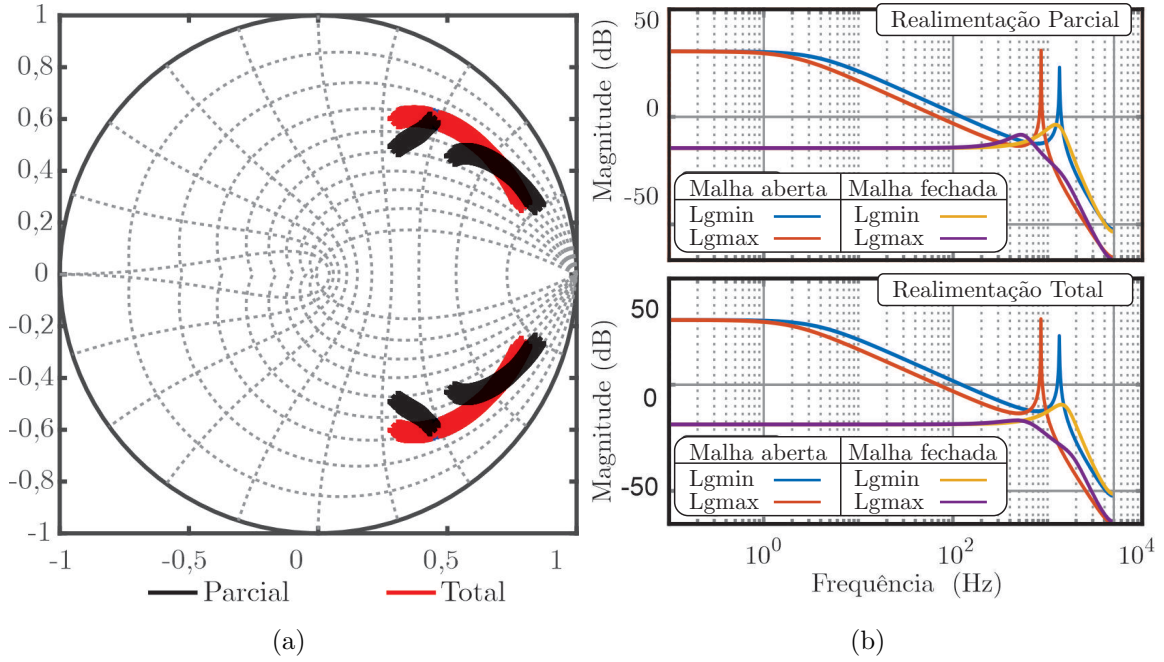
Controle	Ganhos da malha interna (\mathbf{K}_{sf}^*)				FC_{mi}	Tempo (s)
<i>Parcial</i> (\mathbf{K}_{psf})	-8,84	0,00	0,27	-0,55	0,403	20s
<i>Total</i> (\mathbf{K}_{fsf})	-4,77	0,54	-0,52	-0,10	0,384	25s

Fonte: Autor.

Na Figura 4.3 (a), pode-se observar que a posição dos autovalores de malha fechada para ambos os controladores, indicando a estabilidade para toda a faixa de incerteza da indutância da rede.

A Figura 4.3 (b) apresenta os diagramas de Bode em malha aberta e de malha fechada para os controladores da malha interna, confirmando que os picos de ressonância do filtro LCL são adequadamente amortecidos, para ambos os valores extremos de L_g .

Figura 4.3 – Resultados obtidos para a malha interna: (a) posição dos autovalores considerando uma varredura fina em L_g ; (b) Diagramas de Bode de malha aberta e malha fechada, para L_{gmin} e L_{gmax} , mostrando o amortecimento do pico de ressonância.



Fonte: Autor.

Observe que uma vantagem do projeto com PSO em relação ao projeto convencional por alocação de polos utilizando a fórmula de Ackermann, por exemplo, é que o ganho de controle \mathbf{K}_{sf}^* é obtido considerando a operação com rede forte e rede mais fraca, simultaneamente, aproximando os autovalores de malha fechada ao máximo ao valor de referência do fator de amortecimento ζ^* , escolhido pelo projetista.

4.2.2 Projeto dos ganhos da malha externa

Como o ganho de controle \mathbf{K}_{sf} já foi obtido de forma otimizada, agora a parcela da ação de controle

$$u_{me}(k) = \mathbf{K}_r \boldsymbol{\rho}(k) \tag{4.17}$$

em (4.7) é considerada, para o projeto da malha externa. Nesta malha, múltiplos controladores ressonantes são utilizados.

Uma representação do controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental, no espaço de estados, é dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{\rho}_1 \\ \dot{\rho}_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & -2\xi_r\omega \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}^{(1)}} \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}^{\mathbf{S}^{(1)}} e \tag{4.18}$$

em que ω é a frequência e ξ_r é o fator de amortecimento dos ressonantes, em geral, escolhido com valores pequenos (e.g. $\xi_r = 0,0001$).

A representação no espaço em estado de tempo discreto deste controlador ressonante pode ser escrita como (TEODORESCU et al., 2006; KOCH et al., 2018)

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k+1) &= \mathbf{R}_d^{(1)} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) + \mathbf{S}_d^{(1)} e(k) \\ \mathbf{R}_d^{(1)} &= e^{\mathbf{R}^{(1)} T_s}, \quad \mathbf{S}_d^{(1)} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{R}^{(1)} \tau} \mathbf{S}^{(1)} d\tau \end{aligned} \quad (4.19)$$

em que o superescrito (1) indica que o ressonante está sintonizado na fundamental.

Esta formulação permite a extensão imediata para múltiplos controladores ressonantes para a aplicação no controle de corrente de GCCs. Assumindo harmônicos ímpares distorcendo a tensão da rede, ressonantes sintonizados nas frequências fundamental, quinta, sétima e décima primeira harmônicas, são dados por

$$\begin{aligned} \overbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}^{(k+1)} \\ \boldsymbol{\rho}^{(5)}(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}^{(7)}(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}^{(11)}(k+1) \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{\rho}^{(k+1)}} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_d^{(1)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(5)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(7)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(11)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}_d} \overbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(5)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(7)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(11)}(k) \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{\rho}^{(k)}} + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{S}_d^{(1)} \\ \mathbf{S}_d^{(5)} \\ \mathbf{S}_d^{(7)} \\ \mathbf{S}_d^{(11)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{S}_d} e(k) \end{aligned} \quad (4.20)$$

Uma representação em espaço de estados do modelo aumentado do sistema (4.4) e em (4.20), é dada por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}(k+1) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{mf}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) & \mathbf{0} \\ -\mathbf{S}_d \mathbf{C}_d & \mathbf{R}_d \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{K}_{sf}, L_g)} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ud} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}^{\mathbf{H}_{ur}} u_r(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{S}_d \end{bmatrix} r(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{wd}(L_g) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} v_g(k) \\ i_{gr}(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_d & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.21)$$

De forma semelhante ao projeto de controle da malha interna, os ganhos de controle ressonantes em \mathbf{K}_r^* são obtidos usando um algoritmo PSO. Para isso, considere que os ganhos são representados pela seguinte posição de uma partícula

$$\mathbf{K}_r = [k_{r1} \quad k_{r2} \quad k_{r3} \quad k_{r4} \quad k_{r5} \quad k_{r6} \quad k_{r7} \quad k_{r8}] \quad (4.22)$$

em que k_{r1} e k_{r2} são os ganhos relativos aos estados do ressonante da fundamental, k_{r3} e k_{r4} são os ganhos relativos ao ressonante da quinta harmônica, k_{r5} e k_{r6} são os ganhos

relativos ao ressonante da sétima harmônica, e k_{r7} e k_{r8} são os ganhos do ressonante da décima primeira harmônica.

Os elementos de (4.22) podem ser encontrados em um espaço de busca \mathcal{T} (e.g. um hiper-retângulo definido pelo projetista), sendo um ganho ótimo descrito como

$$\mathbf{K}_r^* = \arg \min_{\mathbf{K}_r \in \mathcal{T}} FC_{me}(\mathbf{K}_r) \quad (4.23)$$

A função custo da malha externa, $FC_{me}(\mathbf{K}_r)$, definida para o projeto de controle é dada por

$$FC_{me}(\mathbf{K}_r) = \max(FC_{me1}(\mathbf{K}_r), FC_{me2}(\mathbf{K}_r)) \quad (4.24)$$

sendo

$$\begin{aligned} FC_{me1}(\mathbf{K}_r) &= \text{ISE}(\mathbf{K}_r, L_{gmin}) \Pi_{me}(\mathbf{K}_r, L_{gmin}) \\ FC_{me2}(\mathbf{K}_r) &= \text{ISE}(\mathbf{K}_r, L_{gmax}) \Pi_{me}(\mathbf{K}_r, L_{gmax}) \end{aligned} \quad (4.25)$$

Visando otimizar o rastreamento de referência do sistema de controle e a rejeição de distúrbios, o primeiro termo em (4.25) refere-se a um índice ISE, dado por

$$\text{ISE}(\mathbf{K}_r, L_g) = \sum_{k=0}^N (i_{ref}(k) - i_{L_g}(k))^2 \quad (4.26)$$

Essa métrica foi escolhida por ser adequada para ensaios de rastreamento de referência que variam em amplitude (SHINKEY, 2002; DOMANSKI, 2020), e por resultar em ganhos com bom desempenho para o problema proposto. Para isso, o sistema é simulado considerando tensões de rede distorcidas, conforme mostrado na Figura 4.4 (a), e o ISE é calculado usando o perfil de referência apresentado na Figura 4.4 (b).

O termo $\Pi_{me}(\mathbf{K}_r, L_g)$ em (4.25) é um fator de penalização relacionado com a estabilidade do sistema aumentado em malha fechada, calculado como

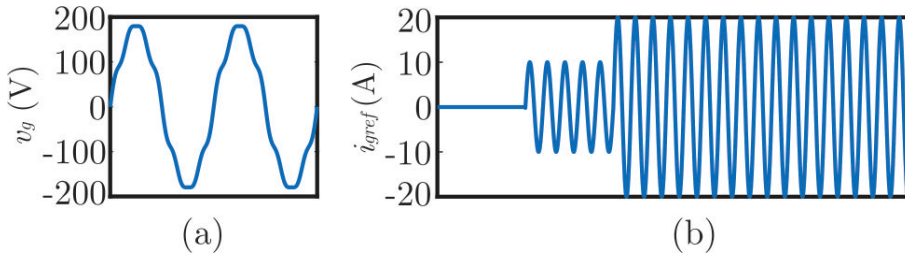
$$\Pi_{me}(\mathbf{K}_r, L_g) = \begin{cases} 1, & \text{se } \max |\lambda(\mathbf{\Lambda}(\mathbf{K}_{sf}, L_g) + \mathbf{H}_{ur} \mathbf{K}_r)| < 1 \\ 10^{20}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.27)$$

Para o projeto da malha externa, os limites do espaço de busca utilizados foram $[-50, 50]$, e as configurações *default* são usadas para executar a função *particleswarm*, do MATLAB.

Desta forma, aplicando o procedimento proposto, uma execução do PSO demanda cerca de 22 s, encontrando os ganhos de controle apresentados na Tabela 4.3.⁴ Nesta tabela, ambos os ganhos são de realimentação total dos estados dos ressonantes, mas são identificados como *Parcial* e *Total* apenas para fazer uma relação com os ganhos da malha interna que foram utilizados na primeira etapa do projeto. Observa-se uma significativa melhora na FC_{me} com a realimentação total de estados.

⁴Execução em um notebook Dell precision M4800, com 16 MB de RAM, processador Intel(R) Core(TM) i7-4810MQ, clock de 2,80 GHz.

Figura 4.4 – Padrões utilizados para o cálculo do índice ISE: (a) tensão de rede distorcida; (b) perfil de referência de corrente da rede.



Fonte: Autor.

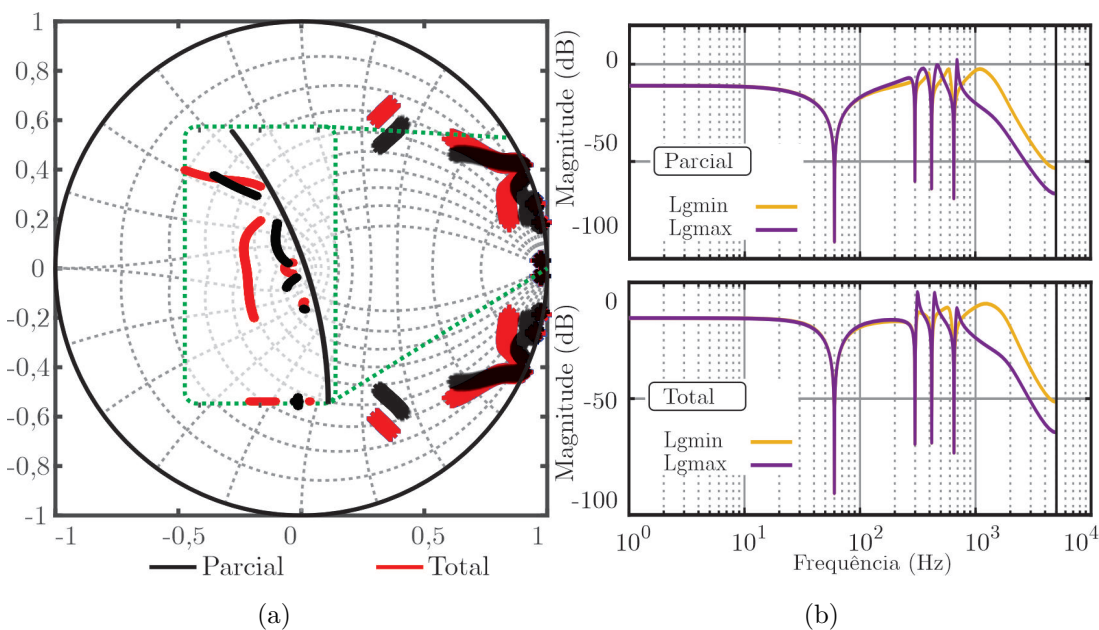
Tabela 4.3 – Ganhos dos controladores da malha externa para realimentação parcial e total de estados (\mathbf{K}_r^*).

Controle	Ganhos da malha externa (\mathbf{K}_r^*)								FC_{me}	Tempo (s)
Parcial	29,82	-30,00	5,34	-5,65	3,68	-5,49	-8,89	-1,72	4,721	180
Total	17,27	-17,34	1,70	-1,99	-0,17	-1,17	-9,96	5,08	2,831	180

Fonte: Autor.

A Figura 4.5 (a) apresenta os autovalores do sistema em malha fechada com ambos os controladores para toda a faixa de incerteza da impedância da rede, em que é possível verificar que o sistema permanece estável, com autovalores dentro do círculo de raio unitário.

Figura 4.5 – Resultados obtidos para a malha externa: (a) posição dos autovalores para uma varredura fina em L_g , (b) Diagrama de Bode indicando boa rejeição de harmônicas, para L_{gmin} e L_{gmax} .



Fonte: Autor.

A Figura 4.5 (b) apresenta os diagramas de Bode em malha fechada do sistema aumentado (4.21) com ambos os controladores, considerando como entrada v_g e saída i_{L_g} , mostrando boa rejeição de harmônicos nas frequências dos ressonantes, para ambos os valores extremos de L_g .

Em relação ao tempo computacional demandado por estratégias para a obtenção dos ganhos de controle por realimentação de estados, pode-se citar que:

- para uma técnica de discretização exaustiva, considerando que o controlador é composto por 12 ganhos de realimentação de estados que devem ser encontrados em um espaço de busca, assumindo que o ganhos variam entre -50 a 50, se o passo de discretização exaustiva for unitário, para a máquina utilizada⁵ o tempo demandado é da ordem de 10^{18} segundos, indicando a inviabilidade desta técnica;
- LMIs da literatura como (AIT-RAMI; El GHAOUI, 1996; DAAFOUZ; BERNUS-SOU, 2001a; DAAFOUZ; BERNUS-SOU, 2001b; BARBOSA; De SOUZA, 2005; BORGES et al., 2008) são capazes de fornecer ganhos por realimentação total de estados em tempo computacional muito baixo (menor que 1 s), mas não são capazes de encontrar ganhos por realimentação parcial de estados para os parâmetros da Tabela 4.1;
- o algoritmo PSO encontra ganhos de realimentação parcial (BORIN et al., 2021) e total (BORIN et al., 2022) de estados em uma única etapa de projeto. Todavia, o tempo computacional é maior do que o demandado pelo projeto em duas etapas proposto neste artigo. Destaca-se que com as mesmas configurações de (BORIN et al., 2021) (e.g. coeficientes cognitivo e social iguais a 0,5, número de partículas 50, número de épocas 100) e utilizando a mesma configuração de computador⁵, os tempos demandados para projeto dos ganhos foram de 56 s para (BORIN et al., 2021) e 30 s para a proposta nesta Tese, representando uma significativa redução no custo computacional do projeto.

As vantagens de um algoritmo com carga computacional menor é a redução no tempo despendido na obtenção dos ganhos de controle, permitindo ao projetista validar o controlador mais rapidamente, o que pode representar economia de recursos humanos e/ou recursos materiais (i.e. menor número de horas por pessoa ou menor número de horas por máquina na tarefa de projeto do controlador).

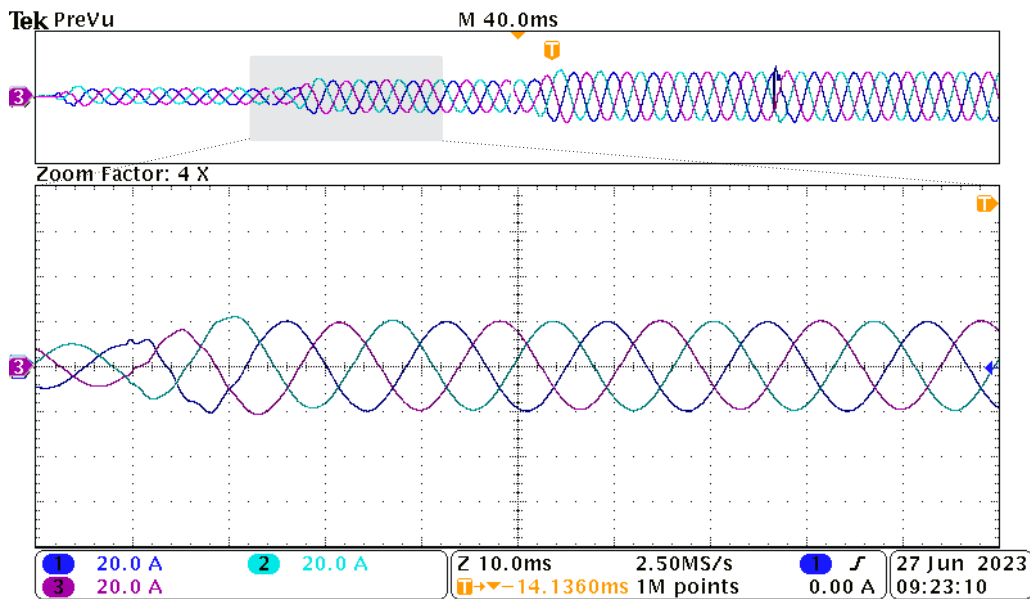
⁵Execução em um notebook Dell precision M4800, com 16 MB de RAM, processador Intel(R) Core(TM) i7-4810MQ, clock de 2,80 GHz.

4.3 RESULTADOS EM CHIL

Nesta seção, apresentam-se alguns resultados obtidos com simulação em tempo real, com CHIL, para validar os controladores de realimentação total e parcial de estados com ganhos dados conforme as Tabelas 4.2 e 4.3.

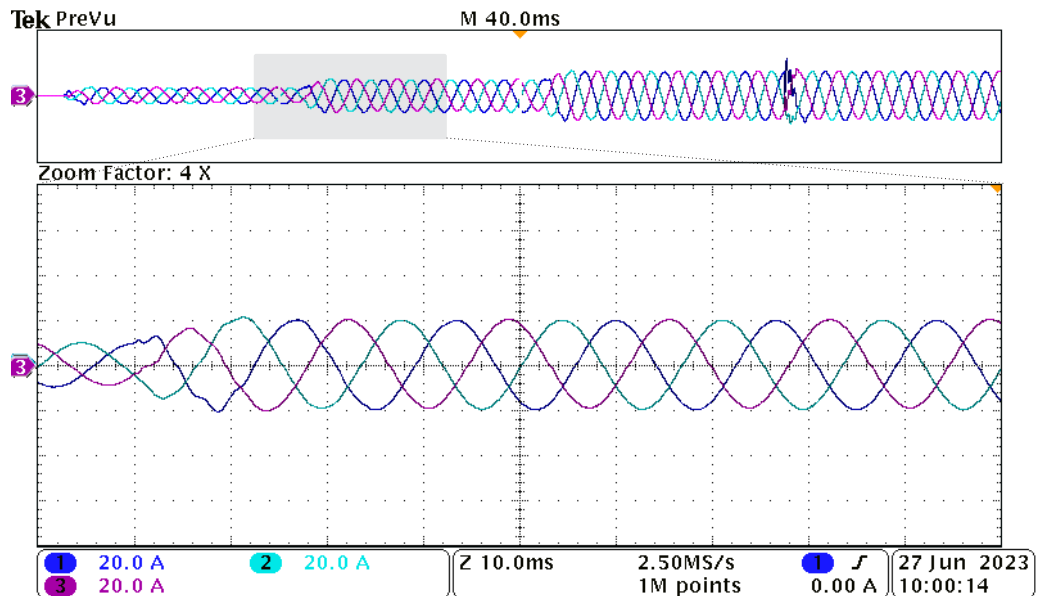
Nas Figuras 4.6 e 4.7, pode-se observar o detalhamento da resposta dos controladores, parcial e total, respectivamente, diante da variação de potência ativa, ou seja, variando a corrente injetada na rede, de 10 A a 20 A, e ainda, considerando os extremos da indutância da rede, e harmônicas de 5^a, 7^a e 11^a ordens na tensão da rede. É possível observar que os controladores permanecem estáveis para as variações impostas na referência. Também é possível observar que o desempenho transitório é similar para os controladores de realimentação de estado, parcial e total, que atuam no amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL.

Figura 4.6 – Detalhamento do desempenho transitório para o controle por realimentação parcial de estados (variação da corrente injetada na rede de 10 para 15 A).



Fonte: Autor.

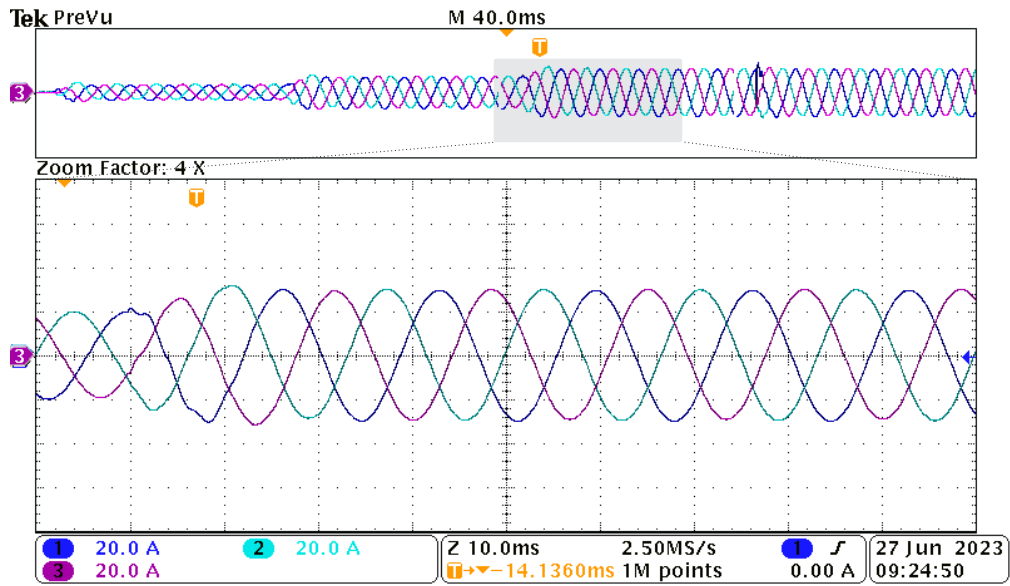
Figura 4.7 – Detalhamento do desempenho transitório para o controle por realimentação total de estados (variação da corrente injetada na rede de 10 para 15 A).



Fonte: Autor.

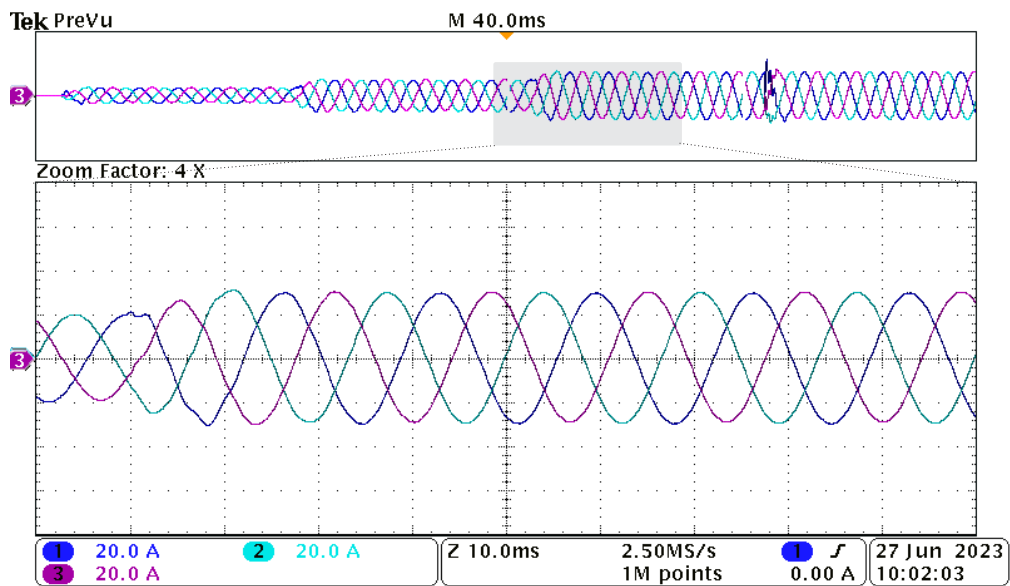
Nas Figuras 4.8 e 4.9, observa-se o detalhamento da resposta dos controladores, parcial e total, respectivamente, diante da variação da corrente injetada na rede, variando o pico da corrente de referência de 20 A para 30 A. É possível observar que os controladores garantem a estabilidade para as variações impostas na referência. Também é possível observar que o desempenho transitório é similar para os controladores de realimentação de estado, parcial e total, que atuam no amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL.

Figura 4.8 – Detalhamento do desempenho transitório para o controle parcial de estados (variação da corrente injetada na rede de 20 para 30 A.)



Fonte: Autor.

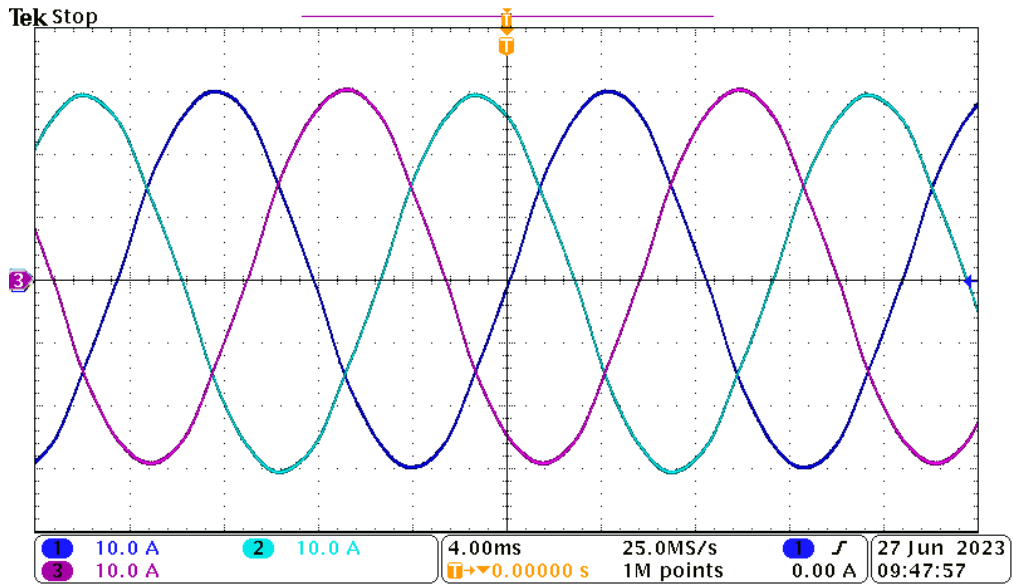
Figura 4.9 – Detalhamento do desempenho transitório para o controle total de estados (variação da corrente injetada na rede de 20 para 30 A.)



Fonte: Autor.

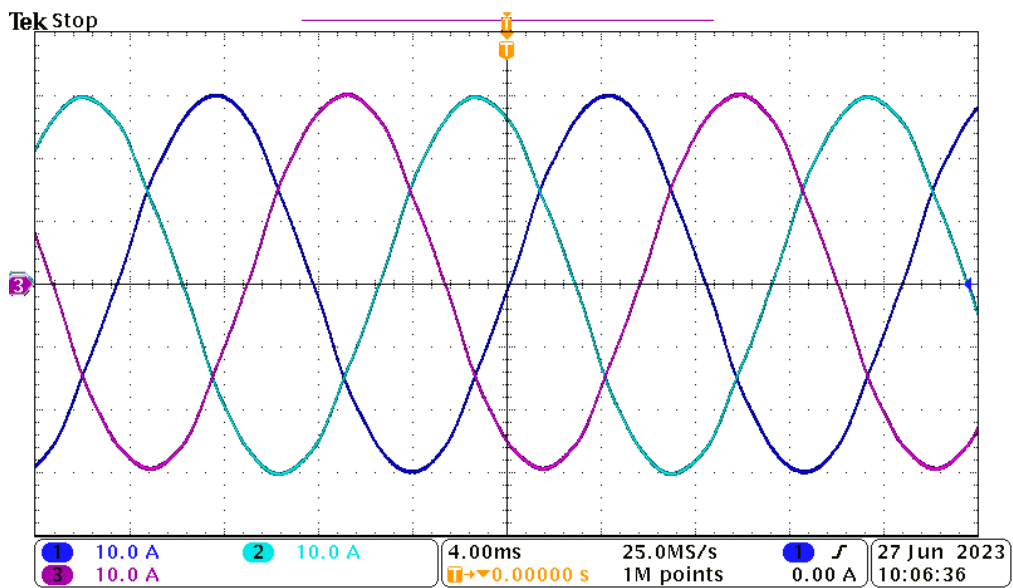
Nas Figuras 4.10 e 4.11, observa-se o detalhamento da resposta dos controladores, parcial e total, respectivamente, em regime permanente, para indutância da rede L_{gmax} , confirmando, novamente, que o desempenho é similar para os controladores de realimentação parcial e total de estados.

Figura 4.10 – Resposta em regime permanentes para o controlador com realimentação parcial de estados, para operação com $L_{g_{max}}$.



Fonte: Autor.

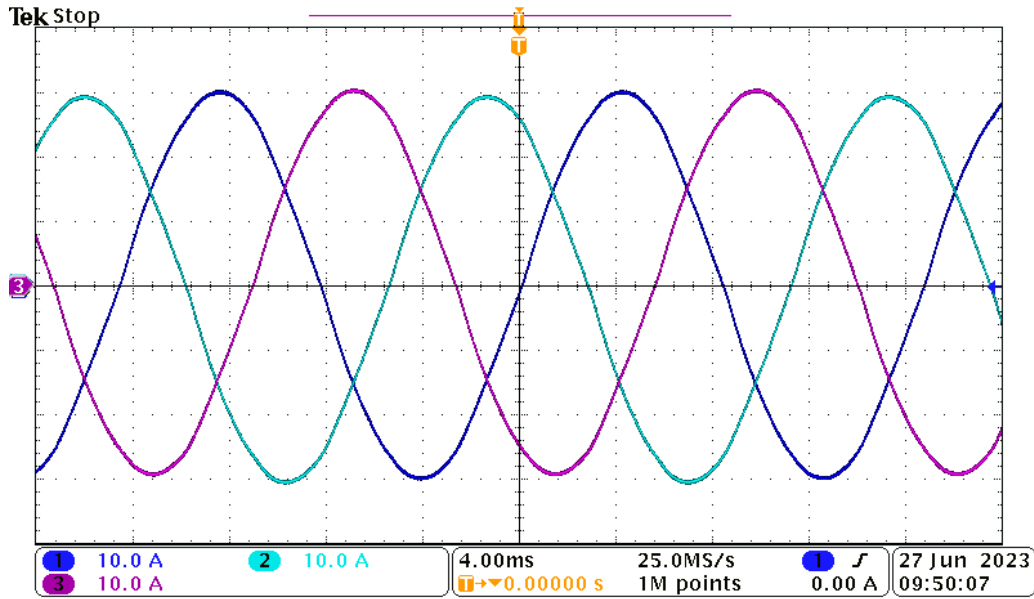
Figura 4.11 – Resposta em regime permanente para o controlador com realimentação total de estados, para operação com $L_{g_{max}}$.



Fonte: Autor.

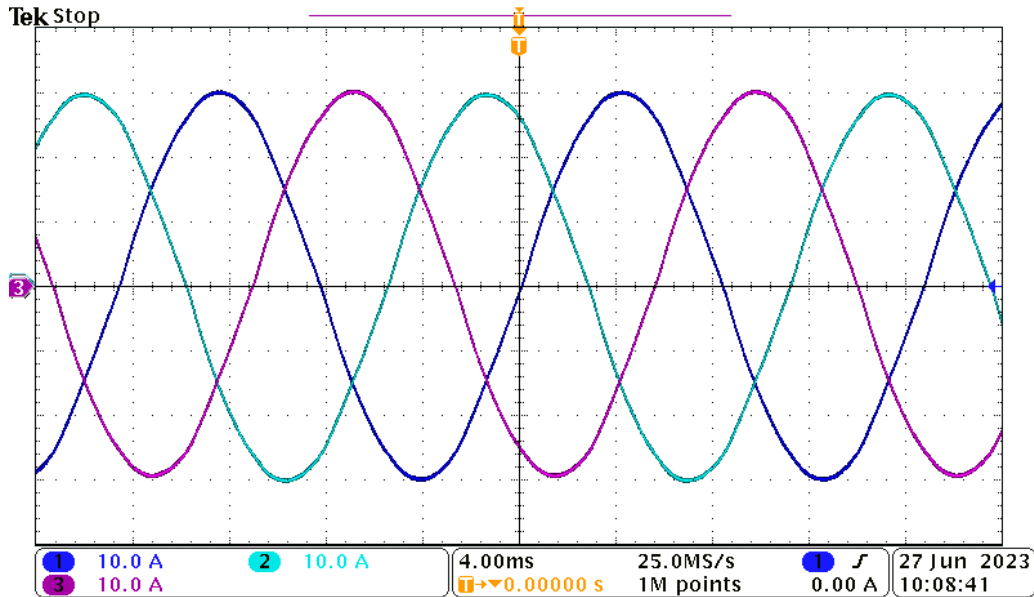
Nas Figuras 4.12 e 4.13, observa-se o detalhamento da resposta dos controladores, parcial e total, respectivamente, em regime permanente para indutância da rede $L_{g_{min}}$. Novamente o desempenho são similares para os controladores de realimentação parcial e total de estados.

Figura 4.12 – Resposta em regime permanentes para o controlador com realimentação parcial de estados, para operação com L_{gmin} .



Fonte: Autor.

Figura 4.13 – Resposta em regime permanentes para o controlador com realimentação total de estados, para operação com L_{gmin} .



Fonte: Autor.

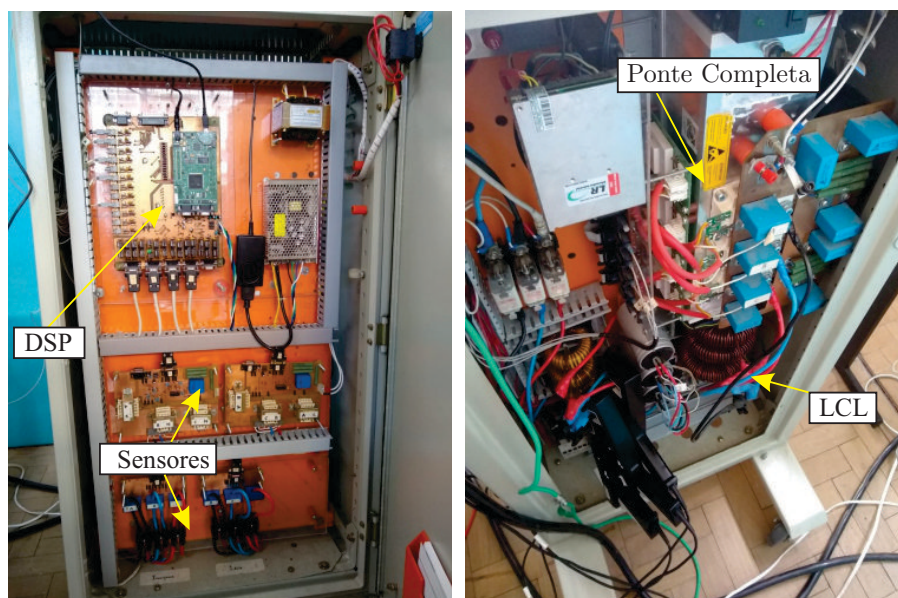
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Seção 4.2, modelos lineares em tempo discreto foram usados para orientar o PSO a encontrar os ganhos de controle. Na Seção 4.3, foram mostrados resultados em CHIL. Agora, para testar a viabilidade prática dos controladores, serão mostrados os resultados obtidos em um protótipo de 5,4 kW de potência máxima, apresentado na Figura 4.14.

O protótipo é constituído de um inversor trifásico com IGBTs da marca Semikron, filtro LCL com indutores da Semikron e capacitores Epcos, com sensores de tensão e corrente LEM e com DSP da Texas Instruments igual ao utilizado na validação em CHIL.

O sincronismo com as tensões no PCC é fornecido por um filtro de Kalman (CARDOSO et al., 2008), e as tensões e correntes são convertidas em coordenadas $\alpha\beta$ por meio da transformada de Clarke. Para cada eixo $\alpha\beta$, é gerada uma referência de corrente, baseada na potência a ser injetada na rede (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Além disso, o atraso de implementação do sinal de controle digital também é considerado (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1997) e uma modulação em espaço vetorial é usada para obter os sinais de acionamento dos interruptores do inversor (HOLMES; LIPO, 2003).

Figura 4.14 – Protótipo de conversor de 5,4 kW conectado à rede.

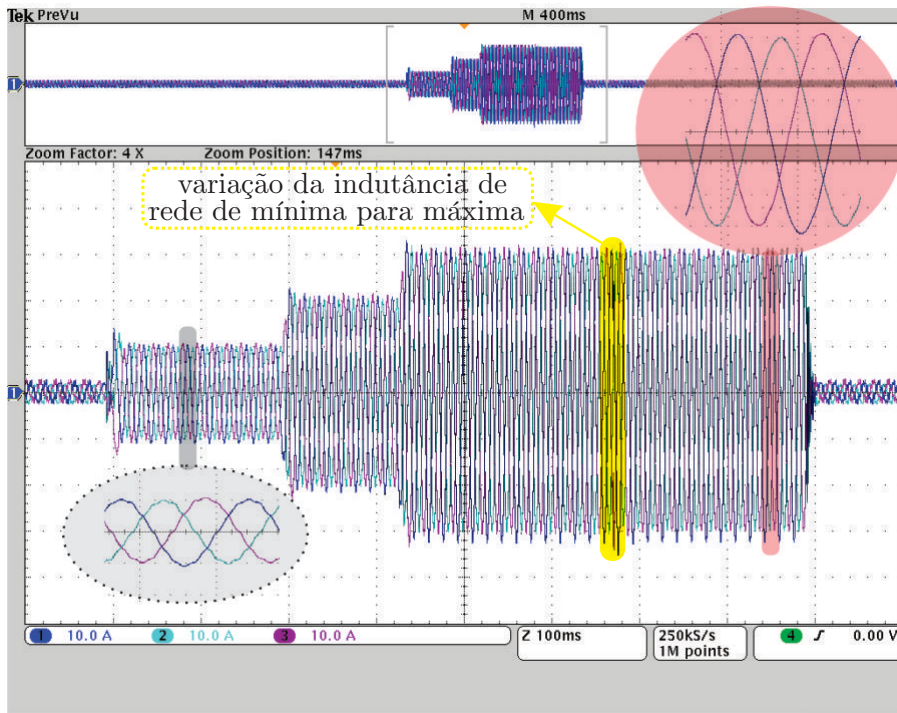


Fonte: Autor.

Primeiramente, um teste para verificar a estabilidade do sistema frente a variações na referência imposta para as correntes de rede foi realizado. Para isso, a resposta das correntes trifásicas injetadas na rede foram obtidas para os controladores de realimentação parcial e de realimentação total de estados, projetados na Seção 4.2, conforme pode ser observado nas Figuras 4.15 e 4.16, respectivamente. Nestas figuras, pode-se verificar

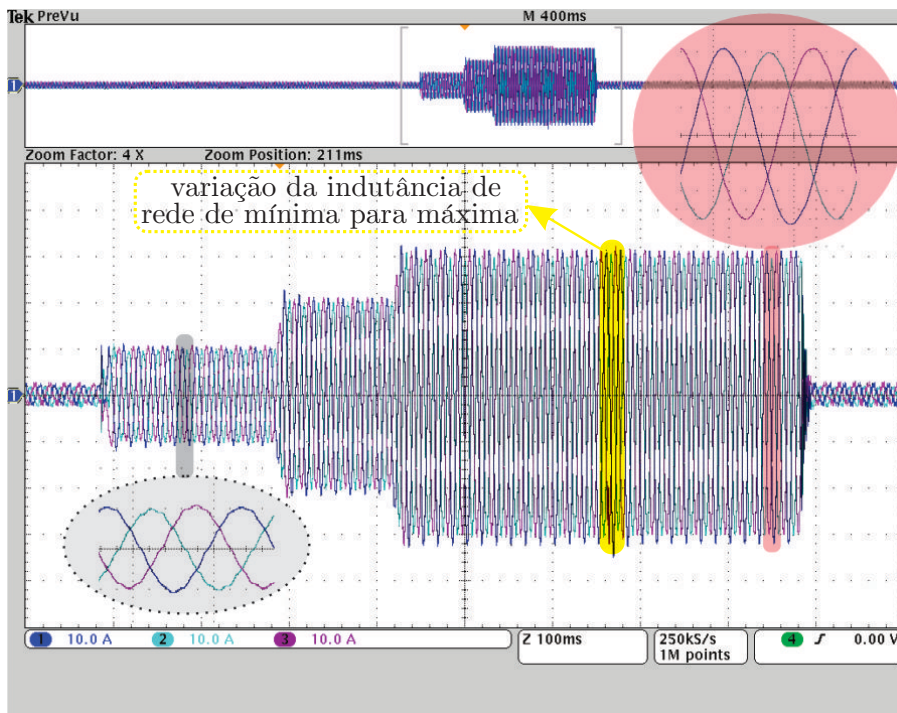
que ambos os controladores garantem estabilidade para todas as variações de referência impostas e também para uma variação abrupta de L_{gmin} para L_{gmax} .

Figura 4.15 – Respostas transitórias e em regime permanente, em coordenadas abc , para o controlador com realimentação parcial de estados.



Fonte: Autor.

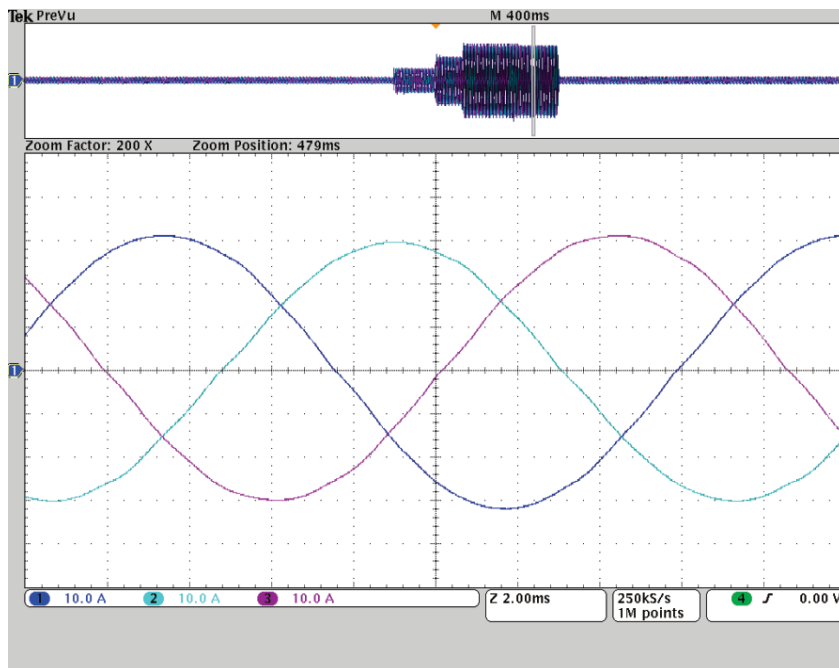
Figura 4.16 – Respostas transitórias e em regime permanente, em coordenadas abc , para o controlador com realimentação total de estados.



Fonte: Autor.

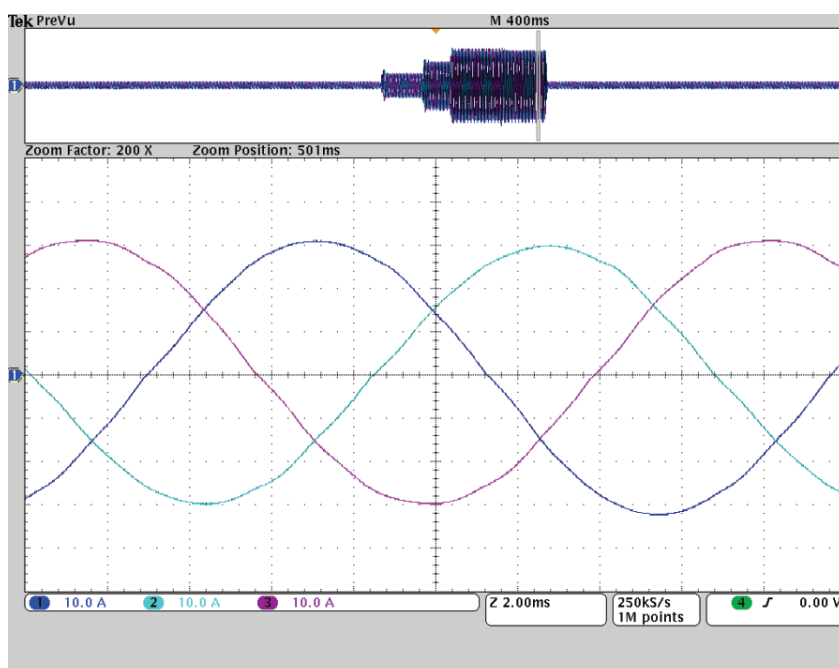
As Figuras 4.17 e 4.18 apresentam o detalhamento das correntes trifásicas injetadas na rede em regime permanente, para ambos os controladores. Verifica-se que os controladores asseguram a estabilidade e uma boa qualidade das correntes injetadas na rede.

Figura 4.17 – Detalhamento das correntes trifásicas injetadas na rede, para o controlador operando em regime permanente com realimentação parcial de estados.



Fonte: Autor.

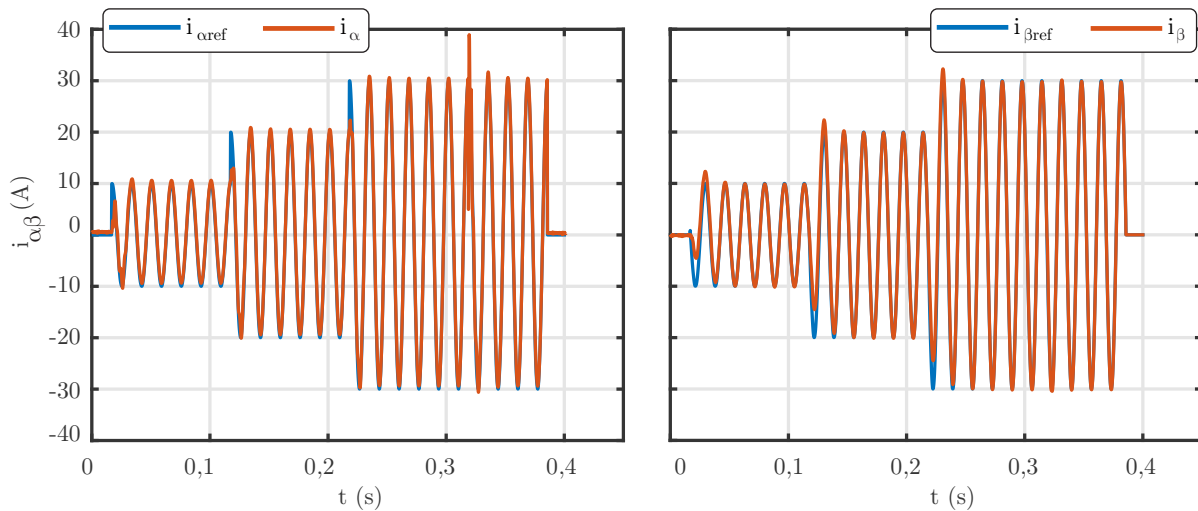
Figura 4.18 – Detalhamento das correntes trifásicas injetadas na rede, para o controlador operando em regime permanente com realimentação total de estados.



Fonte: Autor.

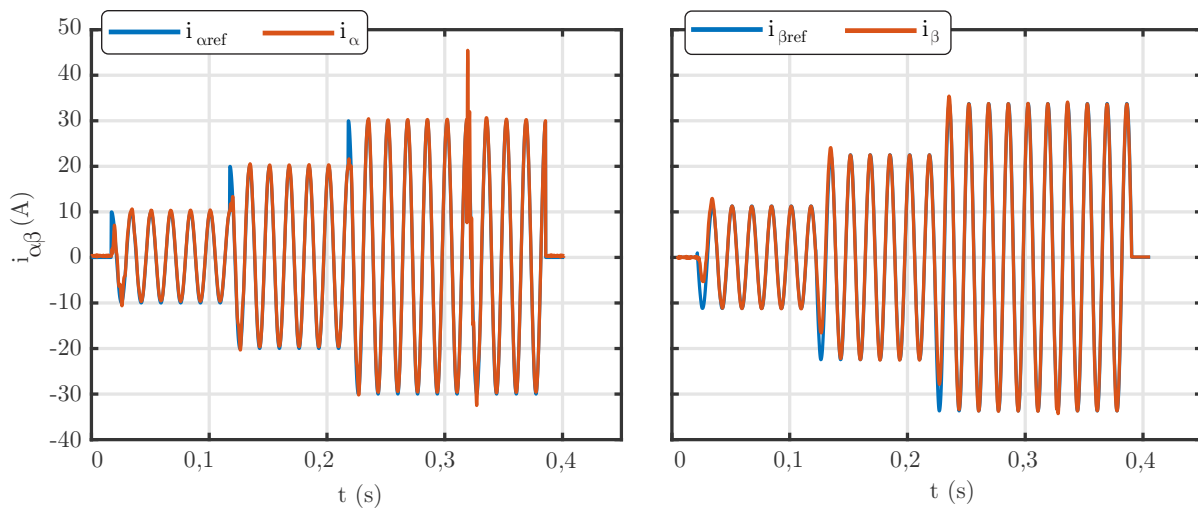
Pode-se verificar nas Figuras 4.19 e 4.20 a resposta em $\alpha\beta$, com dados da leitura do *buffer* do DSP, para os transitórios de potência ativa e variação da indutância da rede, descritos anteriormente, para os controladores de realimentação parcial e total de estados, respectivamente. Nota-se que os controladores possuem desempenho similar e seguem as referências de corrente para os eixos $\alpha\beta$.

Figura 4.19 – Respostas em $\alpha\beta$ do controlador por realimentação parcial de estados em malha fechada, com dados do *buffer* do DSP.



Fonte: Autor.

Figura 4.20 – Respostas em $\alpha\beta$ do controlador por realimentação total de estados, em malha fechada, com dados do *buffer* do DSP.

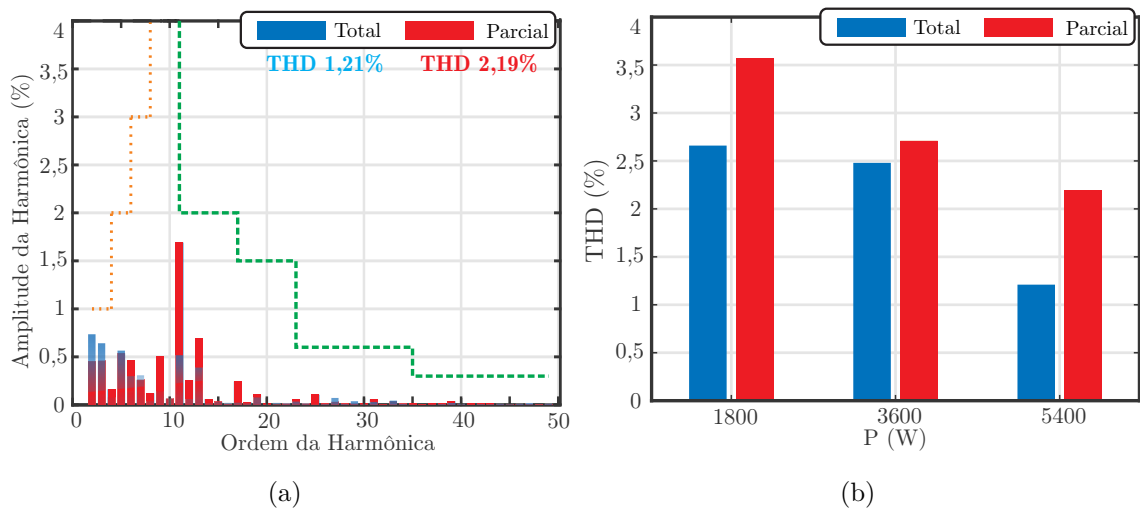


Fonte: Autor.

Além disso, pode-se comprovar pelas análises de espectros harmônicos e THDs mostradas na Figura 4.21 (a), que os controladores de realimentação parcial e total de estados estão em conformidade com os limites prescritos na norma IEEE 1547 (IEEE, 2014).

Pela Figura 4.21 (b), é possível notar que a menor THD ocorre para realimentação total de estados, com operação na potência nominal, conforme esperado. Também é possível notar que as THDs para a realimentação parcial são sempre maiores que os valores correspondentes para a realimentação total, conforme esperado, mas ambas as estratégias de controle fornecem THDs menores que 5%, estando em conformidade com a norma IEEE 1547.

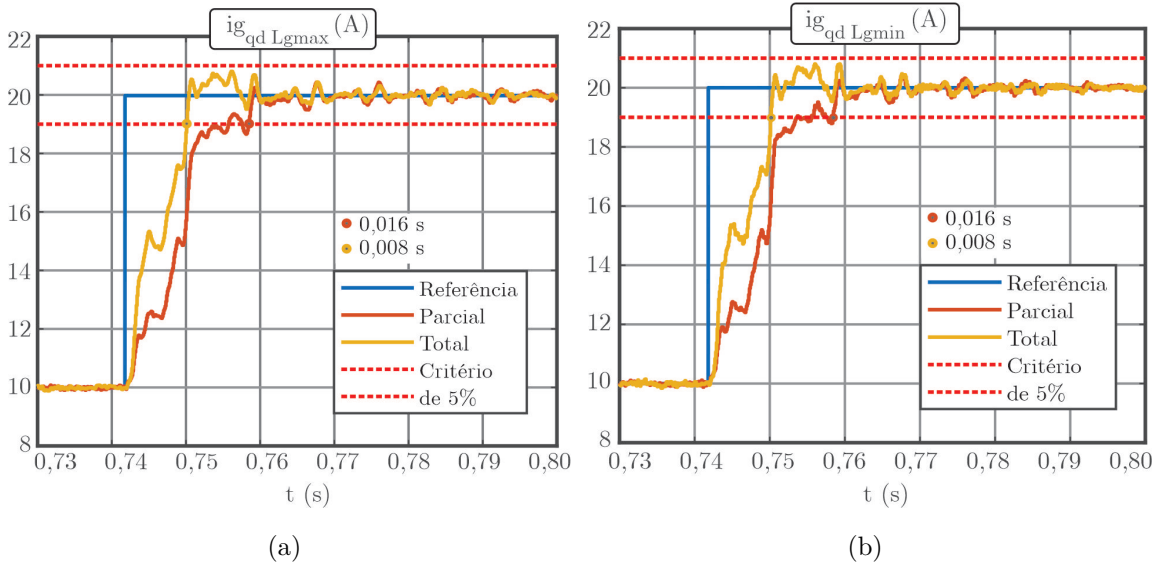
Figura 4.21 – (a) Amplitude das harmônicas individuais obtidas para o ensaio dado na Figura 4.17; (b) THDs em função das potências injetadas na rede. As barras da esquerda são referentes à realimentação total e as da direita referentes à realimentação parcial de estados.



Fonte: Autor.

Em seguida, utilizando o ensaio de variação de potência ativa mostrado na Figura 4.15, foi realizada uma comparação com base nas respostas transitórias em referencial síncrono. Para isso, as correntes em $\alpha\beta$ foram transformadas em correntes nos eixos dq (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). O tempo de acomodação e o sobressinal foram medidos para o eixo direto. As respostas são apresentadas nas Figuras 4.22 (a) e 4.22 (b), para L_{gmax} e L_{gmin} , respectivamente.

Figura 4.22 – Resultado experimental retirados dos *buffers* do DSP, mostrando a resposta em coordenadas dq para os controladores de realimentação parcial e total de estados: (a) L_{gmax} e b) L_{gmin} .



Fonte: Autor.

É possível notar que os controladores garantem desempenhos similares para ambos os extremos da indutância de rede. O critério de erro de 5% no tempo de acomodação indica que o controle por realimentação total de estados é mais rápido que o controle por realimentação parcial, e também indica que ambos os controladores não apresentam sobressinal significativo.

Para uma comparação final, incluindo outras técnicas de realimentação de estados da literatura, foram computadas as seguintes métricas com os dados experimentais mostrados nesta seção: a norma euclidiana dos erros ($\|e_{\alpha\beta}\|$), a distorção harmônica de pior caso das correntes trifásicas (THD_{wc}) e o tempo de acomodação de pior caso nos ensaios de mudanças de amplitude das referências de corrente (T_{st}). Estas métricas foram computadas para os seguintes controladores por realimentação parcial e total de estados obtidos de acordo com os trabalhos: (BORIN et al., 2021; BORIN et al., 2022), em que os ganhos são encontrados por meio de um PSO, em uma única etapa de projeto; (DA-AFOUZ; BERNUSSOU, 2001b), em que os ganhos são computados por meio de LMIs; e com os ganhos propostos identificados pelos termos *Parcial (proposto)* e *Total (proposto)*.

Os resultados desta última comparação são mostrados na Tabela 4.4.

É possível observar que os controladores por realimentação total de estados possuem melhores indicadores T_{st} , THD e $\|e_{\alpha\beta}\|$ em relação aos controladores com realimentação parcial de estados, como esperado. Também, nota-se que as LMIs de (DA-AFOUZ; BERNUSSOU, 2001b) não foram capazes de produzir ganhos de realimentação parcial de estados para esta faixa de incertezas. Por outro lado, o algoritmo PSO consegue obter ganhos por realimentação parcial de estados, tanto para o projeto em uma etapa como

Tabela 4.4 – Métricas para comparação quantitativa dos controladores.

Controle	$\ e_{\alpha\beta}\ $ (A)	THD _{wc} (%)	T _{st} (ms)
<i>Parcial</i> (BORIN et al., 2021)	6,86	2,82	11
<i>Total</i> (BORIN et al., 2022)	6,19	1,53	8
<i>LMI_{Parcial}</i> (BORIN et al., 2021; DAAFOUZ; BERNUSSOU, 2001b)	-	-	-
<i>LMI_{Total}</i> (BORIN et al., 2022; DAAFOUZ; BERNUSSOU, 2001b)	5,81	1,59	6
<i>Parcial (proposto)</i>	6,79	2,19	16
<i>Total (proposto)</i>	5,70	1,21	8

Fonte: Autor.

para o projeto em duas etapas, mas com vantagem para o projeto em duas etapas proposto nesta tese, que demanda um tempo computacional significativamente menor (vide Seção 4.2).

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram comparados dois controladores de corrente por realimentação de estados robustos para GCCs com impedância da rede incerta no PCC. Os controladores foram otimizados por um algoritmo PSO a partir de modelos lineares no espaço de estados e considerando rede com harmônicas e referência típicas para a corrente de rede. Um único controlador de ganhos fixos é usado para garantir o rastreamento de referência senoidal, a rejeição de distúrbios harmônicos da rede, a estabilidade e o bom desempenho transitório.

O primeiro controlador utiliza uma realimentação de todos os estados do filtro LCL para amortecer o pico de ressonância, enquanto o segundo controlador utiliza uma realimentação parcial dos estados, o que permite implementação com número reduzido de sensores. Ambas as estratégias também utilizam múltiplos controladores ressonantes para garantir o rastreamento de referências e rejeição de harmônicas.

Para os parâmetros da literatura utilizados para o GCC, pode-se concluir que o controlador por realimentação total de estados se mostrou superior em termos de valor de função custo, de melhor amortecimento dos polos, melhor rejeição de harmônicas (veja Tabela 4.2 e Figura 4.3), e também apresentou menor tempo de acomodação, menor THD, e índices de erro menores (vide Tabela 4.4).

Embora o controlador por realimentação parcial de estados tenha desempenho inferior, os resultados experimentais indicam que este controlador é uma alternativa com desempenho satisfatório para faixas estreitas de incerteza paramétrica, apresentando menor complexidade para a aplicação em GCCs, o que reduz o tempo de projeto e a quantidade de sensores necessários para a aplicação experimental.

5 CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO DA CORRENTE NO CAPACITOR

Neste capítulo, é apresentada uma solução para a sintonia de controladores com realimentação das correntes dos capacitores do filtro LCL, e de múltiplos controladores ressonantes, amplamente utilizados para conversores conectados à rede com filtros LCL, com o objetivo de garantir o rastreamento de referência senoidal e a rejeição de distúrbios harmônicos. O projeto de tais controladores torna-se mais difícil quando é necessário garantir estabilidade e desempenho adequado para conversores operando em condições de rede incertas, desde rede forte até rede fraca, e também quando o número de controladores ressonantes aumenta. Neste cenário mais desafiador, os procedimentos de projeto disponíveis podem levar a um compromisso desfavorável entre os desempenhos transitório e estacionário. Para superar este problema, é proposto aqui um procedimento de projeto de controladores automatizado *off-line* para obter múltiplos controladores proporcionais-ressonantes robustos e otimizados.

O procedimento proposto consiste em duas etapas, utilizando um algoritmo de otimização por enxame de partículas para obter: i) os ganhos de uma malha interna, garantindo o amortecimento ativo ótimo para a ressonância do filtro LCL, baseando-se apenas na realimentação da corrente no capacitor do filtro; ii) os ganhos de múltiplos controladores proporcionais-ressonantes, minimizando um índice de erro de rastreamento, levando em conta impedância de rede incerta e limites de sinal de controle. A estabilidade robusta do sistema em malha fechada com os ganhos de controle sintonizados pelo PSO é atestada por meio de uma função de Lyapunov dependente de parâmetros, construída com base em desigualdades matriciais lineares.

Vários resultados de CHIL são apresentados para um estudo de caso, revelando que a proposta oferece melhor desempenho em termos de rastreamento de referência e rejeição de distúrbios, quando comparada a estratégias de controle similares da literatura. Resultados experimentais de um protótipo conectado à rede elétrica atestam a viabilidade prática do procedimento proposto.⁶

5.1 PROCEDIMENTO PROPOSTO E EXEMPLO DE PROJETO

Para fins de modelagem da planta, assumindo que os parâmetros da planta são os mesmos para as três fases e que não há caminho para a corrente de sequência zero, uma representação no espaço de estados no referencial estacionário pode ser escrita como dois sistemas desacoplados monofásicos (coordenadas α e β), conforme descrito na Seção 4.1.

⁶Este capítulo é baseado no artigo publicado na *IEEE Transactions on Industry Applications*: (MATOS et al., 2023)

Para aplicar técnicas de controle digital, considere a discretização da planta com um período de amostragem suficientemente pequeno T_s , e a inclusão de um estado adicional, ϕ , para representar um atraso amostral na implementação do sinal de controle, levando a (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1997)

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_d(L_g)\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{ud}u(k) + \mathbf{H}_{wd}(L_g)v_g(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d\mathbf{x}_d(k) \end{aligned} \quad (5.1)$$

em que $\mathbf{x}_d(k) = [i_{L_c}(k) \ v_{C_f}(k) \ i_{L_g}(k) \ \phi(k)]^T$, e as matrizes $\mathbf{G}_d(L_g)$, \mathbf{H}_{ud} , $\mathbf{H}_{wd}(L_g)$ e \mathbf{C}_d são dadas por

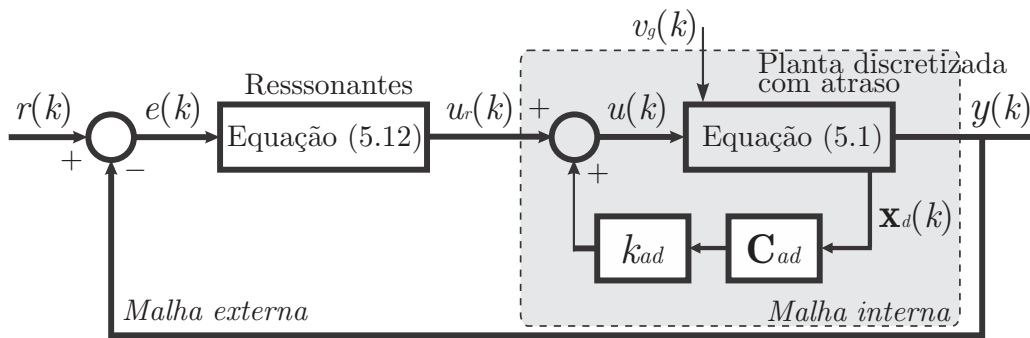
$$\begin{aligned} \mathbf{G}_d(L_g) &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(L_g) & \mathbf{B}_{ud}(L_g) \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{ud} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{H}_{wd}(L_g) &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{wd}(L_g) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = [0 \ 0 \ 1 \ 0] \end{aligned} \quad (5.2)$$

com

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d(L_g) &= e^{\mathbf{A}(L_g)T_s}, \quad \mathbf{B}_{ud}(L_g) = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_u d\tau, \\ \mathbf{B}_{wd}(L_g) &= \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}(L_g)\tau} \mathbf{B}_w(L_g) d\tau \end{aligned} \quad (5.3)$$

O sistema de controle de corrente proposto é ilustrado na Figura 5.1. A malha interna usa a realimentação de corrente do capacitor para amortecer o pico de ressonância do filtro LCL. A malha externa usa vários controladores ressonantes para rastrear referências senoidais e rejeitar distúrbios harmônicos da rede.

Figura 5.1 – Sistema de controle de duas malhas para regulação da corrente da rede.



Fonte: Autor.

5.1.1 Projeto de controle da malha interna

A finalidade do controlador de malha interna é amortecer o pico de ressonância do filtro LCL, considerando L_g como um parâmetro incerto situado no intervalo de L_{gmin} a

L_{gmax} . A estratégia de amortecimento ativo usada aqui é a realimentação da corrente do capacitor, que também pode ser vista como uma realimentação parcial de estados, pois a corrente do capacitor, i_{C_f} , pode ser escrita como a diferença entre as correntes i_{L_c} e i_{L_g} (BAO et al., 2014). Neste cenário, um único ganho, k_{ad} , permite controlar a relação entre as correntes i_{L_c} e i_{L_g} , emulando uma resistência virtual em série com o capacitor do filtro. Esta estratégia é semelhante à de BAO et al. (2014), que foi baseada em uma abordagem de domínio de frequência. Aqui, uma abordagem de espaço de estados em tempo discreto é proposta, incluindo o atraso amostral como um estado adicional no modelo.

Dessa forma, considere a lei de controle

$$u(k) = u_r(k) + k_{ad}\mathbf{C}_{ad}\mathbf{x}_d(k) \quad (5.4)$$

com $\mathbf{C}_{ad} = [1 \ 0 \ -1 \ 0]$.

Para fins de projeto do controlador da malha interna, considere que $u_r(k) = 0$. Então, de (5.1) e (5.4) pode-se escrever

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{G}_{cl}(k_{ad}, L_g)\mathbf{x}_d(k) + \mathbf{H}_{ud}(L_g)v_g(k) \\ \mathbf{G}_{cl}(k_{ad}, L_g) &= \mathbf{G}_d(L_g) + \mathbf{H}_{ud}k_{ad}\mathbf{C}_{ad} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Aqui, para obter um valor ótimo para o ganho de controle k_{ad} considerando o parâmetro incerto L_g , utiliza-se um algoritmo PSO (EBERHART; KENNEDY, 1995; ZHAO; BLAABJERG; WANG, 2021). Desta forma, o ganho k_{ad} é considerado como uma posição da partícula. O controlador ótimo é a posição que minimiza uma função de custo definida, $F(k_{ad})$, que atribui um número positivo F para cada ganho k_{ad} em um determinado espaço de busca.

O PSO leva a um ganho ótimo k_{ad}^* usando o seguinte problema de otimização

$$k_{ad}^* = \arg \min_{k_{ad} \in \mathcal{K}} F(k_{ad}) \quad (5.6)$$

em que \mathcal{K} é o espaço de busca e a função de custo é

$$\begin{aligned} F(k_{ad}) &= \max(F_1(k_{ad}), F_2(k_{ad})) \\ F_1(k_{ad}) &= \max |\zeta(k_{ad}, L_{gmin}) - \zeta^*| \Pi(k_{ad}, L_{gmin}) \\ F_2(k_{ad}) &= \max |\zeta(k_{ad}, L_{gmax}) - \zeta^*| \Pi(k_{ad}, L_{gmax}) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Em (5.7), o termo ζ^* é o valor de referência para o coeficiente de amortecimento, escolhido pelo projetista. O termo ζ é a menor fator de amortecimento calculado para os autovalores da malha interna para um dado ganho de controle k_{ad} (ou seja, uma posição de partícula).

O termo Π desempenha o papel de um fator de penalidade na função de custo F , relacionada à estabilidade do sistema, calculado como

$$\Pi(k_{ad}, L_g) = \begin{cases} 1, & \text{if } \max |\lambda(\mathbf{G}_{cl}(k_{ad}, L_g))| < 1 \\ 10^6, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.8)$$

Note que a função $\Pi(k_{ad}, L_g)$ assume valor 1 se todos os autovalores de malha fechada estiverem dentro do círculo unitário, ou 10^6 caso contrário. A função F_1 calcula os termos (5.7) e (5.8) considerando L_{gmin} , e F_2 calcula os mesmos termos considerando L_{gmax} . O maior valor entre F_1 e F_2 é considerado como a função de custo (5.7).

Para o estudo de caso, o PSO foi executado com os limites de espaço de busca definidos como -10^7 e 10^7 e foram utilizadas as configurações padrão do PSO, executado com a função *particleswarm*, do MATLAB. O valor de referência ζ^* foi escolhido como 0,7.

Uma execução típica de PSO, em um notebook com Intel Core i7, 2,8 GHz, 16 GB de RAM, exige aproximadamente 8 s, retornando o ganho de controle

$$k_{ad}^* = -6.94 \quad (5.9)$$

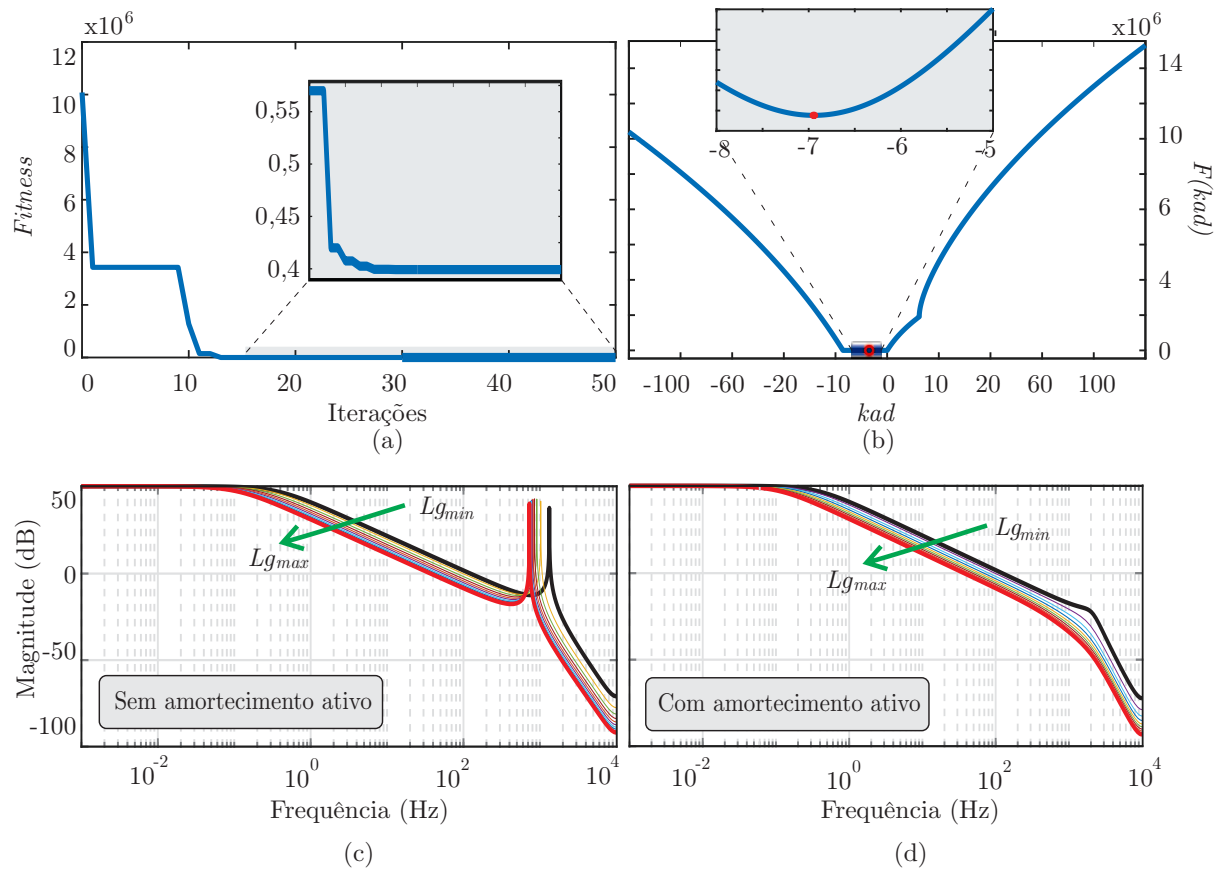
A Figura 5.2 (a) mostra o *fitness* durante esta execução de um PSO, confirmando a convergência do algoritmo para o ponto mínimo da função F no espaço de busca (ou seja, k_{ad}^* é o ganho ótimo), o que pode ser visto na Figura 5.2 (b).

A Figura 5.2 (c) mostra os diagramas de Bode de malha aberta e a Figura 5.2 (d) mostra os diagramas de Bode de malha fechada da primeira etapa com controle k_{ad}^* , confirmando que os picos de ressonância do filtro estão devidamente amortecidos, para vários valores de L_g entre L_{gmin} e L_{gmax} . Observe que uma vantagem da proposta é que o ganho de controle k_{ad}^* é obtido considerando a operação desde a condição de rede forte até uma condição de rede mais fraca, aproximando ao máximo os autovalores de malha fechada à referência do fator de amortecimento de referência ζ^* .

5.1.2 Projeto de controle da malha externa

Como o ganho de controle k_{ad} já foi obtido, agora a ação de controle u_r em (5.4) é levada em consideração, para o projeto da malha externa (segunda etapa). Nesta etapa, múltiplos controladores PR são usados. Para isso, assume-se que o erro de rastreamento, referente a uma referência para a corrente de rede está disponível.

Figura 5.2 – (a) Evolução do *fitness* durante a execução do PSO; (b) comportamento da função custo F , destacando o ponto de mínimo; (c) diagramas de Bode de malha aberta para vários valores de L_g entre L_{gmin} e L_{gmax} ; (d) diagramas de Bode de malha interna com k_{ad}^* para vários valores de L_g entre L_{gmin} e L_{gmax} .



Fonte: Autor.

Primeiramente, considere a função de transferência de um controlador PR (TEODORESCU et al., 2006)

$$G_r^{(i)}(s) = k_{r1}^{(i)} \frac{(k_{r2}^{(i)} s + k_{r3}^{(i)})}{s^2 + 2\xi_r(i\omega) s + (i\omega)^2} \quad (5.10)$$

em que i é a ordem harmônica, ω é a frequência fundamental e ξ_r é o fator de amortecimento do controlador ressonante, em geral, escolhido como um número pequeno para permitir a implementação prática do PR em processadores digitais.

Por exemplo, este controlador sintonizado na frequência $i\omega$ pode ser representado no espaço de estados como

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\rho}_1 \\ \dot{\rho}_2 \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(i\omega)^2 & -2\xi_r(i\omega) \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}^{(i)}} \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}^{\mathbf{S}^{(i)}} e \\ u_r &= \overbrace{\begin{bmatrix} k_{r3}^{(1)} & k_{r2}^{(1)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{T}^{(i)}} \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} k_{r1}^{(1)} \end{bmatrix}}^{P^{(i)}} e \end{aligned} \quad (5.11)$$

A representação em espaço de estado de tempo discreto deste controlador ressonante para a frequência fundamental pode ser escrita como (KOCH et al., 2018)

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k+1) &= \mathbf{R}_d^{(1)} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) + \mathbf{S}_d^{(1)} e(k) \\ u_r(k) &= \mathbf{T}_d^{(1)} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) + P_d^{(1)} e(k) \end{aligned} \quad (5.12)$$

em que

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_d^{(1)} &= e^{\mathbf{R}^{(1)}T_s}, \quad \mathbf{S}_d^{(1)} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{R}^{(1)}\tau} \mathbf{S}^{(1)} d\tau \\ \mathbf{T}_d^{(1)} &= \begin{bmatrix} k_{r3}^{(1)} & k_{r2}^{(1)} \end{bmatrix}, \quad P_d^{(1)} = k_{r1}^{(1)} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Nesta formulação, múltiplos controladores ressonantes, sintonizados na frequência fundamental, e na quinta e na sétima harmônicas, são dados por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}^{(5)}(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}^{(7)}(k+1) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_d^{(1)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(5)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}_d^{(7)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{R}_d} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(5)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(7)}(k) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{S}_d^{(1)} \\ \mathbf{S}_d^{(5)} \\ \mathbf{S}_d^{(7)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{S}_d} e(k) \\ u_r(k) &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{T}_d^{(1)} & \mathbf{T}_d^{(5)} & \mathbf{T}_d^{(7)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{T}_d} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}^{(1)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(5)}(k) \\ \boldsymbol{\rho}^{(7)}(k) \end{bmatrix} + P_d e(k) \end{aligned} \quad (5.14)$$

com $P_d = k_{r1}^{(1)} + k_{r1}^{(5)} + k_{r1}^{(7)}$.

Um modelo aumentado do sistema (5.1) com lei de controle (5.4) é dado por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k+1) \\ \boldsymbol{\rho}(k+1) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{G}_{cl}(k_{ad}, L_g) - \mathbf{H}_{ud} P_d \mathbf{C}_d & \mathbf{H}_{ud} \mathbf{T}_d \\ -\mathbf{S}_d \mathbf{C}_d & \mathbf{R}_d \end{bmatrix}}^{\boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{K}_r, L_g)} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ud} P_d \\ \mathbf{S}_d \end{bmatrix} r(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{wd}(L_g) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} v_g(k) \\ y(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_d & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \boldsymbol{\rho}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.15)$$

Observe que o modelo (5.15) é dependente de \mathbf{T}_d e P_d , que incluem os ganhos dos múltiplos controladores PR. Aqui, de forma semelhante ao projeto de controle de malha interna, os ganhos dos controladores PR em \mathbf{T}_d e P_d são obtidos usando um algoritmo PSO. Para isso, considere que os ganhos de controle PR são representados pela seguinte posição da partícula

$$\mathbf{K}_r = [k_{r1}^{(1)} \quad k_{r2}^{(1)} \quad k_{r3}^{(1)} \quad k_{r1}^{(5)} \quad k_{r2}^{(5)} \quad k_{r3}^{(5)} \quad k_{r1}^{(7)} \quad k_{r2}^{(7)} \quad k_{r3}^{(7)}] \quad (5.16)$$

em que os elementos de (5.16) podem ser encontrados em um espaço de busca \mathcal{T} , sendo um ganho ótimo definido como

$$\mathbf{K}_r^* = \arg \min_{\mathbf{K}_r \in \mathcal{T}} V(\mathbf{K}_r) \quad (5.17)$$

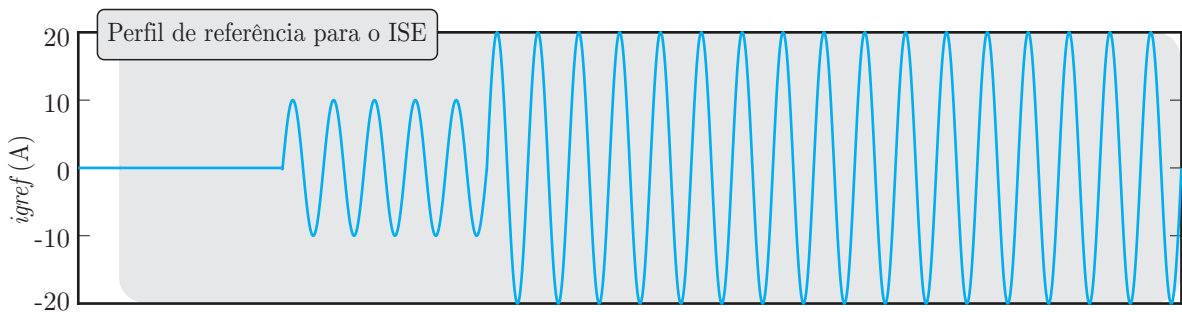
A função de custo $V(\mathbf{K}_r)$ definida para o projeto de controle de malha externa é dada por

$$\begin{aligned} V(\mathbf{K}_r) &= \max(V_1(\mathbf{K}_r), V_2(\mathbf{K}_r)) \\ V_1(\mathbf{K}_r) &= \text{ISE}(\mathbf{K}_r, L_{gmin}) \cdot \delta_r(\mathbf{K}_r, L_{gmin}) \cdot \delta_u(\mathbf{K}_r, L_{gmin}) \\ V_2(\mathbf{K}_r) &= \text{ISE}(\mathbf{K}_r, L_{gmax}) \cdot \delta_r(\mathbf{K}_r, L_{gmax}) \cdot \delta_u(\mathbf{K}_r, L_{gmax}) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Visando melhorar o desempenho do sistema de controle e a rejeição de distúrbios, o primeiro termo em (5.18) refere-se à minimização do erro quadrado integral (ISE) da corrente da rede. Para isso, o sistema é simulado considerando tensões de rede distorcidas, com o quinto e sétimo harmônicos dentro dos limites da EN50160 Std. (EN50160, 2010), e o ISE é calculado usando o perfil de referência dado na Figura 5.3, tal que

$$\text{ISE}(\mathbf{K}_r, L_g) = \sum_{k=0}^N (i_{ref}(k) - i_{L_g}(k))^2 \quad (5.19)$$

Figura 5.3 – Referência de corrente da rede utilizada para o cálculo do ISE.



Fonte: Autor.

O segundo termo δ_r é um fator de penalização relacionado à estabilidade do sistema aumentado em malha fechada, calculado como

$$\delta_r(\mathbf{K}_r, L_g) = \begin{cases} 1, & \text{se } \max |\lambda(\mathbf{\Lambda}(\mathbf{K}_r, L_g))| < 1 \\ 10^6, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.20)$$

O terceiro termo δ_u na função de custo (5.18) também é um fator de penalidade, relacionado ao valor máximo permitido para a ação de controle e sua derivada, calculado como

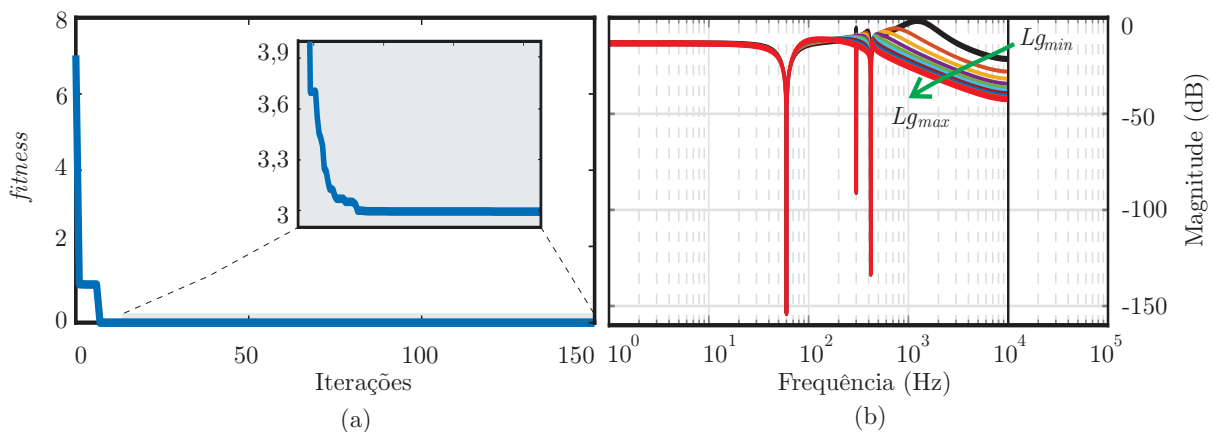
$$\delta_u(\mathbf{K}_r, L_g) = \begin{cases} 1, & \text{if } |u| < u_{max} \text{ and } |\Delta u| < \Delta u_{max} \\ 10^6, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.21)$$

Com o ganho de controle da malha interna dado em (5.9), para o projeto da malha externa escolhe-se aqui controladores PR sintonizados na frequência fundamental de $\omega = 2\pi 60$ rad/s, e também incluindo o quinto e o sétimo harmônicos, com $\xi_r = 0,0001$.

Para valores típicos de limites do sinal de controle, tem-se $u_{max} = V_{cc}$ e $\Delta u_{max} = 2V_{cc}$. Os limites para cada ganho ressonante foram definidos como -10^7 e 10^7 , e as configurações padrão são usadas para executar a função *particleswarm*, do MATLAB.

Então, aplicando o procedimento proposto, o PSO leva a um vetor de ganho de controle otimizado \mathbf{K}_r^* , em cerca de 4 minutos, com o *fitness* mostrado na Figura 5.4 (a), confirmando a convergência do PSO para um ponto de mínimo da função custo. A Figura 5.4 (b) apresenta o diagrama de Bode em malha fechada do sistema aumentado (5.15), com entrada v_g e saída i_{L_g} , mostrando boa rejeição de harmônicas nas frequências das harmônicas selecionadas, para L_{gmin} e L_{gmax} .

Figura 5.4 – (a) Minimização da função *custo* com a execução do PSO, que resulta no vetor de ganho de controle da malha externa \mathbf{K}_r^* ; (b) Diagramas de Bode, confirmando a boa rejeição de harmônicos com os controladores PR.



Fonte: Autor.

Como outra característica importante do procedimento proposto, a estabilidade robusta do sistema aumentado em malha fechada (5.15) com os ganhos de controle proje-

tados é teoricamente certificada através da existência de uma função de Lyapunov, obtida sistematicamente usando as LMIs fornecidos em (RAMOS; PERES, 2001), detalhadas a seguir e executadas usando o *LMI Control Toolbox*, do MATLAB®.

5.2 ANÁLISE DE ESTABILIDADE ROBUSTA

Uma análise baseada nos autovalores de malha fechada é detalhada na Figura 5.5, mostrando a posição dos autovalores de malha fechada quando L_g varia de L_{gmin} a L_{gmax} . Pode-se notar que o pior caso de estabilidade é em L_{gmax} , para o qual os autovalores se aproximam mais da borda do círculo unitário, mas permanecendo na região estável.

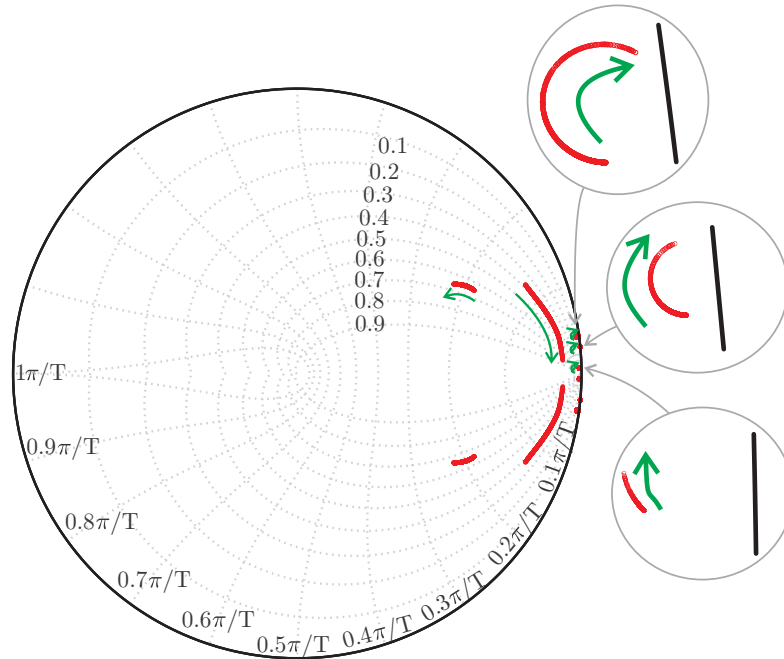


Figura 5.5 – Autovalores de malha fechada obtidos com o controlador proposto CTL_4 para L_g entre L_{gmin} e L_{gmax} .

Para ter um certificado de estabilidade baseado em funções de Lyapunov do sistema (5.15), suponha que $r(k)$ e $v_g(k)$ sejam entradas limitadas e considere o problema de determinar se $y(k)$ é limitado para qualquer $L_g \in [L_{gmin}, L_{gmax}]$, para ganhos k_{ad}^* e \mathbf{K}_r^* dado pelo algoritmo PSO. A matriz dinâmica em (5.15) pode ser representada através da estrutura politópica (BOYD et al., 1994)

$$(1 - \theta)\mathbf{\Lambda}_1 + \theta\mathbf{\Lambda}_2 \tag{5.22}$$

onde $\mathbf{\Lambda}_1 = \mathbf{\Lambda}(\mathbf{K}_r^*, L_{gmin})$, $\mathbf{\Lambda}_2 = \mathbf{\Lambda}(\mathbf{K}_r^*, L_{gmax})$ e $\theta \in \mathbb{R}$ tal que $0 \leq \theta \leq 1$.

Observe que neste modelo politópico, quando $\theta = 0$ o sistema está operando em $L_g = L_{gmin}$ e quando $\theta = 1$ o sistema está operando em $L_g = L_{gmax}$.

Das condições de estabilidade robusta para sistemas politópicos de tempo discreto, in (RAMOS; PERES, 2001), se existem matrizes definidas positivas simétricas \mathbf{P}_1 e \mathbf{P}_2 tais que

$$\begin{aligned} \Lambda_1' \mathbf{P}_1 \Lambda_1 - \mathbf{P}_1 &< -\mathbf{I} \quad , \quad \Lambda_2' \mathbf{P}_2 \Lambda_2 - \mathbf{P}_2 < -\mathbf{I} \quad , \\ \Lambda_1' \mathbf{P}_1 \Lambda_2 + \Lambda_2' \mathbf{P}_1 \Lambda_1 + \Lambda_1' \mathbf{P}_2 \Lambda_1 - 2\mathbf{P}_1 - \mathbf{P}_2 &< \mathbf{I} \quad , \\ \Lambda_2' \mathbf{P}_2 \Lambda_1 + \Lambda_1' \mathbf{P}_2 \Lambda_2 + \Lambda_2' \mathbf{P}_1 \Lambda_2 - 2\mathbf{P}_2 - \mathbf{P}_1 &< \mathbf{I} \end{aligned} \quad (5.23)$$

então $\theta \mathbf{P}_1 + (1 - \theta) \mathbf{P}_2$ é uma matriz de Lyapunov dependente de parâmetro garantindo que o modelo de tempo discreto com matriz dinâmica (5.22) é assintoticamente estável, pois a LMI de análise resultou factível para $L_g \in [L_{gmin}, L_{gmax}]$.

As LMIs em (5.23) são executadas com alta eficiência computacional, utilizando, por exemplo, o *LMI Control Toolbox* do MATLAB (BOYD et al., 1994)

5.3 VALIDAÇÃO EM CHIL

Na seção anterior, modelos lineares de tempo discreto foram usados para guiar o PSO para encontrar ganhos de controle com baixa carga computacional. Agora, para ter uma validação mais rigorosa, a operação em tempo real do GCC é emulada em CHIL, enquanto o algoritmo de controle é implementado no DSP, conforme descrito no Capítulo 2.

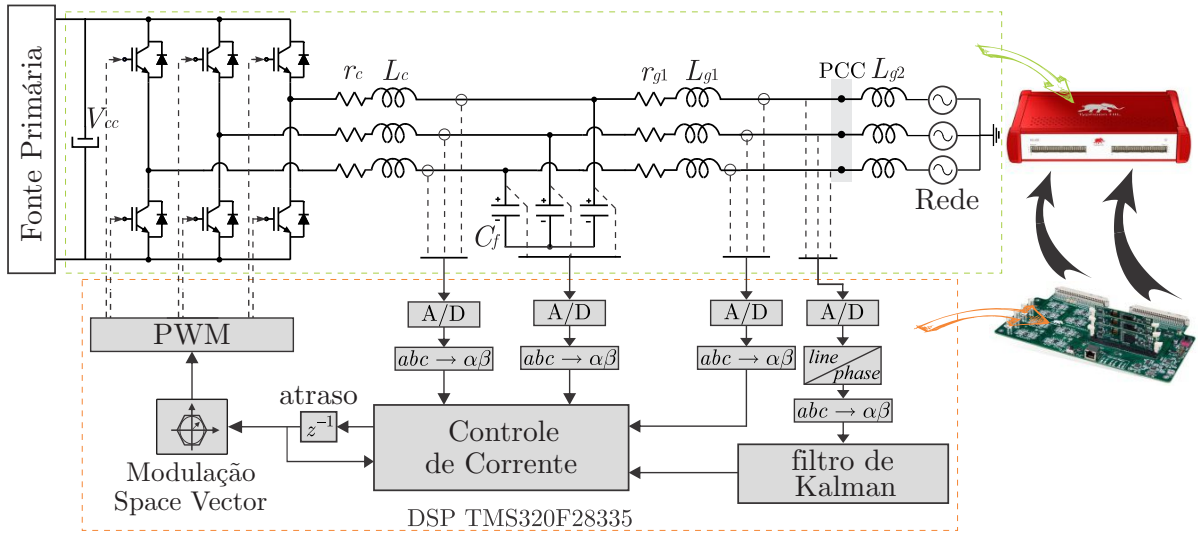
Na Figura 5.6 (a), tem-se o esquema completo implementado para validar o procedimento de projeto proposto. O inversor trifásico, o filtro LCL e a rede elétrica foram emulados em tempo real usando o Typhoon HIL402. O algoritmo de controle foi executado usando um DSP TMS320F28335, da Texas Instruments. A sincronização com as tensões no PCC foi fornecida por um filtro de Kalman (CARDOSO et al., 2008). As tensões e correntes foram convertidas em coordenadas $\alpha\beta$ usando a transformação de Clarke. Para cada eixo $\alpha\beta$, foi gerada uma referência de corrente, baseada na potência a ser injetada na rede (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011) . O atraso do sinal de controle digital foi levado em consideração (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1997). Uma modulação de espaço vetorial foi usada para obter os sinais de acionamento do inversor (HOLMES; LIPO, 2003). Além disso, neste capítulo, os parâmetros do conversor seguem os dados nas Tabelas 3.1 e 4.1, modificados pelos parâmetros da Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros da planta, complementares aos da Tabelas 3.1 e 4.1.

Descrição e Símbolo	Valor e Unidade
Indutância máxima da rede L_{g2max}	3 mH

Fonte: Adaptado de GABE, MONTAGNER e PINEIRO (2009).

Figura 5.6 – (a) Bancada de teste HIL: inversor e filtro LCL emulados em tempo real, e o esquema de controle implementado em um DSP de prateleira; (b) fluxograma do procedimento de projeto proposto.



Fonte: Autor.

5.3.1 Resultados comparativos

Para obter análises comparativas de rastreamento de referência e rejeição de distúrbios, quatro controladores de corrente de rede são mostrados nesta seção. Esses controladores foram identificados como CTL_1 a CTL_4 e testados em condições iguais, usando a bancada de testes CHIL descrita no Capítulo 2.

O controlador CTL_1 foi obtido usando o procedimento de projeto proposto em (MATTOS et al., 2021). A malha interna usa um controle de realimentação de estado completo para fornecer o amortecimento ativo. No entanto, o projeto é baseado em uma localização de polos considerando apenas um modelo de planta nominal. A malha externa usa um único controle ressonante na frequência fundamental, sintonizado com base em uma busca exaustiva dos ganhos de controle.

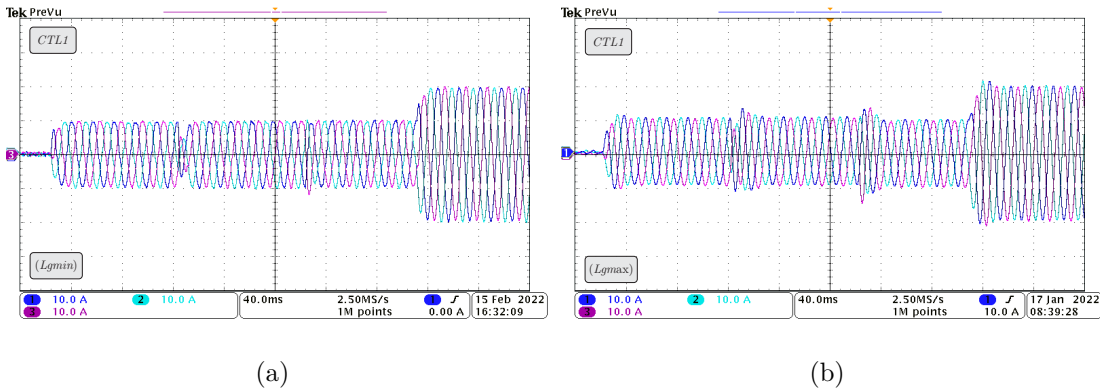
O controlador CTL_2 é uma realimentação de estados completa com controladores ressonantes sintonizados na fundamental, quinta e sétima harmônicas. Os ganhos foram obtidos usando os LMIs para síntese de controle com base na estabilidade poliquadrática (MACCARI Jr. et al., 2014). Este projeto leva em consideração a planta com parâmetros incertos e é capaz de fornecer os ganhos de controle de forma eficiente (em tempo polinomial).

O controlador CTL_3 usa a mesma estratégia de controle da Figura 5.1, com a malha interna projetada com base em (RUAN et al., 2018), e os controladores ressonantes da malha externa obtidos heurísticamente, considerando o modelo de planta nominal com $L_g = L_{gmin}$, procurando manter estabilidade e bom rastreamento de referência para toda a faixa de incerteza.

Finalmente, CTL_4 é o controlador proposto nesta tese, com malha interna baseada na realimentação apenas da corrente no capacitor, e com malha externa incluindo múltiplos ressonantes, conforme Seção 5.1.

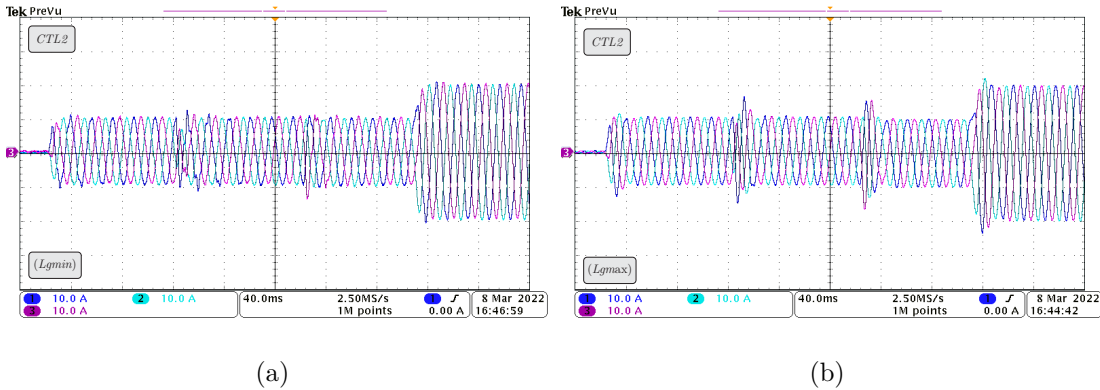
Os primeiros resultados obtidos no CHIL são mostrados nas Figuras 5.7 a 5.10, nas quais são realizadas quatro variações na referência da potência injetada na rede, para analisar o desempenho para diferentes respostas transitórias. Nestes resultados, o transiente inicial representa a partida do sistema, injetando potência reativa capacitiva na rede. Em seguida, são impostas mudanças de referência de potência reativa capacitiva para indutiva e de potência reativa para ativa. Ao final, é realizada uma variação de amplitude até a potência nominal. A partir dos resultados obtidos, pode-se confirmar que todos os controladores são capazes de rastrear as referências de corrente, proporcionando estabilidade na presença de variações de referência. Além disso, considerando a incerteza paramétrica em L_g , pode-se notar que as simulações com L_{gmax} apresentam respostas transitórias mais lentas, em comparação com as referentes a L_{gmin} .

Figura 5.7 – Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_1 .



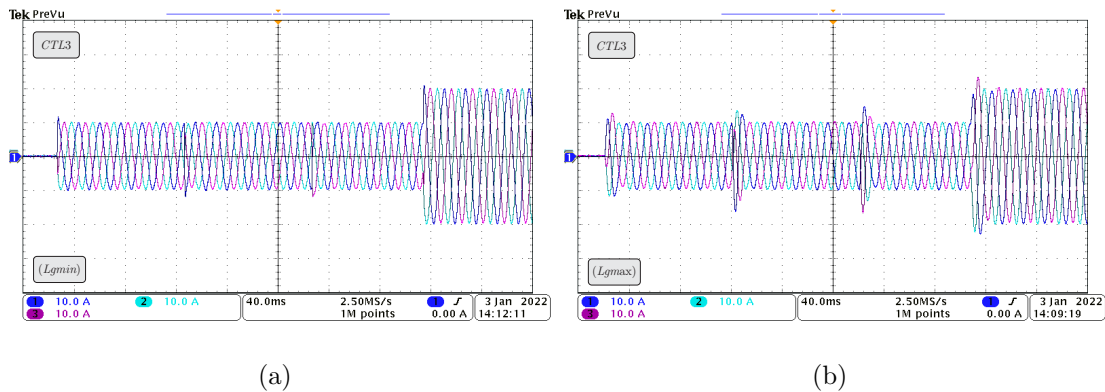
Fonte: Autor.

Figura 5.8 – Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_2 .



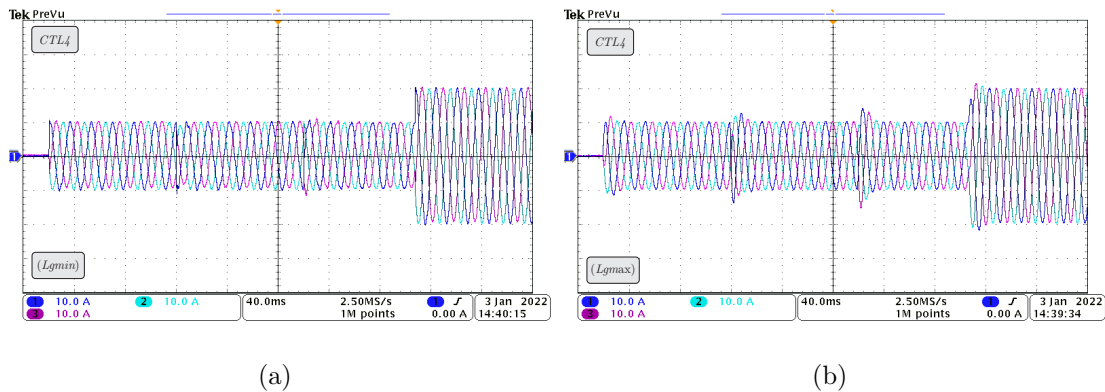
Fonte: Autor.

Figura 5.9 – Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_3 .



Fonte: Autor.

Figura 5.10 – Correntes de rede trifásicas obtidas em CHIL, para um teste com CTL_4 .



Fonte: Autor.

Para obter uma comparação quantitativa, foi calculado o índice ISE para as correntes de rede equivalentes nos eixos α e β . Para o padrão mostrado nas Figuras 5.7 a 5.10, os índices ISE são mostrados na Tabela 5.2. Para L_{gmin} , o controlador proposto forneceu o segundo melhor índice, enquanto o menor erro foi obtido com CTL_3 , visto que seu projeto considera a planta nominal com L_{gmin} . Por outro lado, considerando a incerteza da indutância da rede, pode-se observar que o controlador proposto, CTL_4 , fornece os menores índices ISE para L_{gmax} , bem como a menor discrepância entre os resultados para as duas condições da rede. Se a pior condição for considerada (coluna marcada em negrito na tabela), CTL_4 leva a uma redução de 69% em comparação com CTL_1 , 66% em comparação com CTL_2 e 28% em comparação com CTL_3 . Essa redução é alcançada uma vez que o procedimento proposto otimiza os ganhos de controle levando em consideração o desempenho robusto, ou seja, minimizando o índice ISE considerando ambos os valores extremos de L_g .

Tabela 5.2 – Integral do erro ao quadrado das correntes nos eixos α e β , destacando o pior valor para cada controlador em negrito.

Controlador	L_{gmin}		L_{gmax}	
	ISE$_{\alpha}$	ISE$_{\beta}$	ISE$_{\alpha}$	ISE$_{\beta}$
CTL_1	3,621	2,593	7,136	3,661
CTL_2	4,714	3,304	6,524	3,502
CTL_3	1,162	0,551	3,059	1,167
CTL_4	1,709	0,971	2,201	0,905

Fonte: Autor.

Outra comparação foi realizada com base nas respostas transitórias para o referencial síncrono. Para isso, as correntes em $\alpha\beta$ foram transformadas em correntes dos eixos dq . Em seguida, foram medidos o tempo de acomodação e o *overshoot* para o eixo direto (i_d). As respostas transientes são apresentadas na Figura 5.11, para L_{gmax} . As comparações quantitativas do tempo de acomodação (*st*) e *overshoot* (*ov*) são apresentadas na Tabela 5.3.

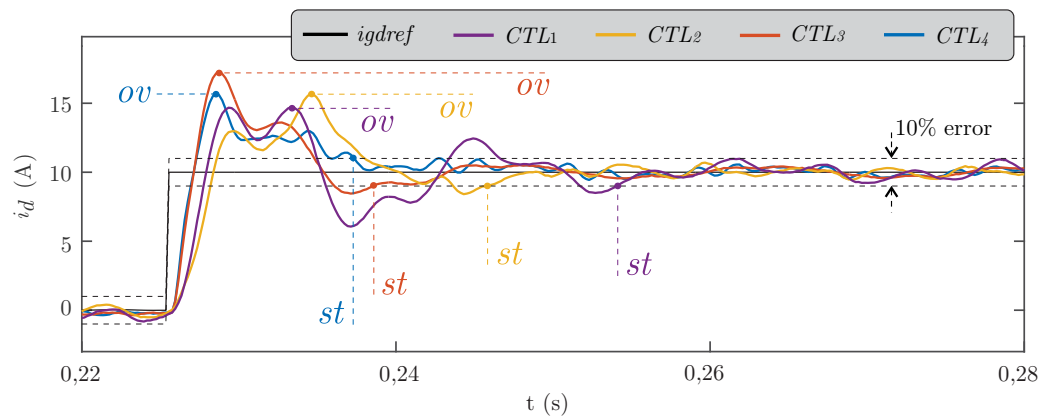
A partir da Tabela 5.3, pode-se observar que o controlador proposto CTL_4 possui um tempo de acomodação menor, o que pode estar relacionado à minimização do ISE no projeto do malha externa. Por outro lado, CTL_1 apresenta o pior tempo de acomodação e CTL_3 o maior *overshoot*. Finalmente, é importante observar que o *overshoot* medido para CTL_4 pode ser reduzido, por exemplo, incluindo esta medida na função de custo para o projeto de controle de malha externa.

Tabela 5.3 – Comparações em termos de tempo de acomodação e *overshoot*.

Controlador	L_{gmin}		L_{gmax}	
	<i>st</i>	<i>ov</i>	<i>st</i>	<i>ov</i>
CTL_1	9,9 ms	16%	28,7 ms	47%
CTL_2	17,7 ms	19,7%	20,1 ms	56,9%
CTL_3	3,4 ms	32%	13,2 ms	72%
CTL_4	2,7 ms	29%	11,9 ms	57%

Fonte: Autor.

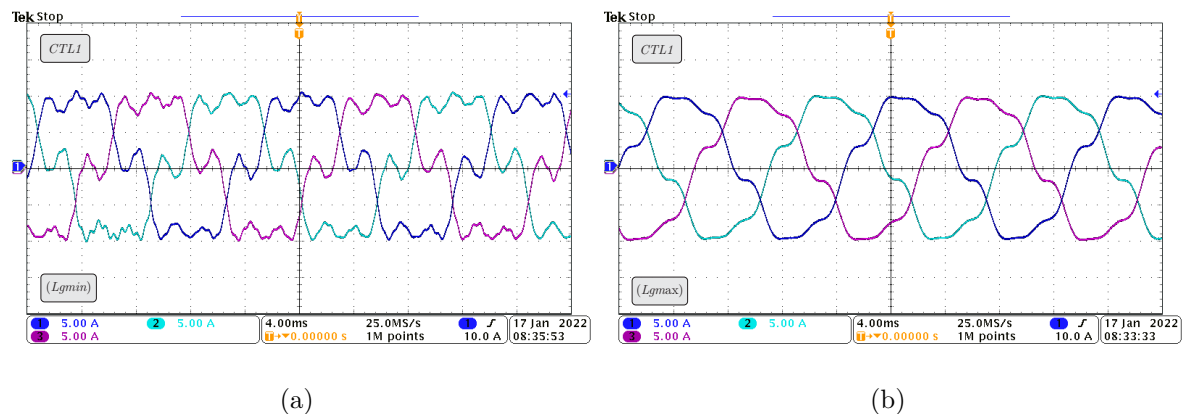
Figura 5.11 – Correntes da rede de eixo direto obtidas em CHIL, para L_{gmax} , destacando o tempo de acomodação e o *overshoot* para cada controlador.



Fonte: Autor.

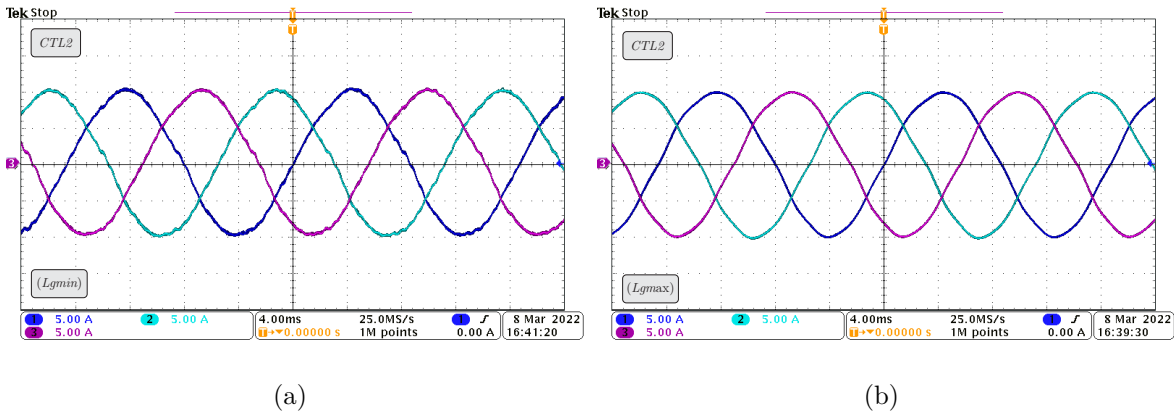
Agora, um teste de conformidade com os limites de distorção harmônica prescritos na norma IEEE 1547. foi realizado (IEEE, 2014). Para tanto, harmônicos de tensão de rede dentro dos limites da norma EN50160 Std. foram incluídos nos testes baseados em CHIL (EN50160, 2010). Em seguida, o sistema em tempo real foi executado e as correntes da rede em regime permanente foram capturadas, sendo apresentadas nas Figuras 5.12 a 5.15.

Figura 5.12 – Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_1 .



Fonte: Autor.

Figura 5.13 – Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_2 .



Fonte: Autor.

Figura 5.14 – Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_3 .

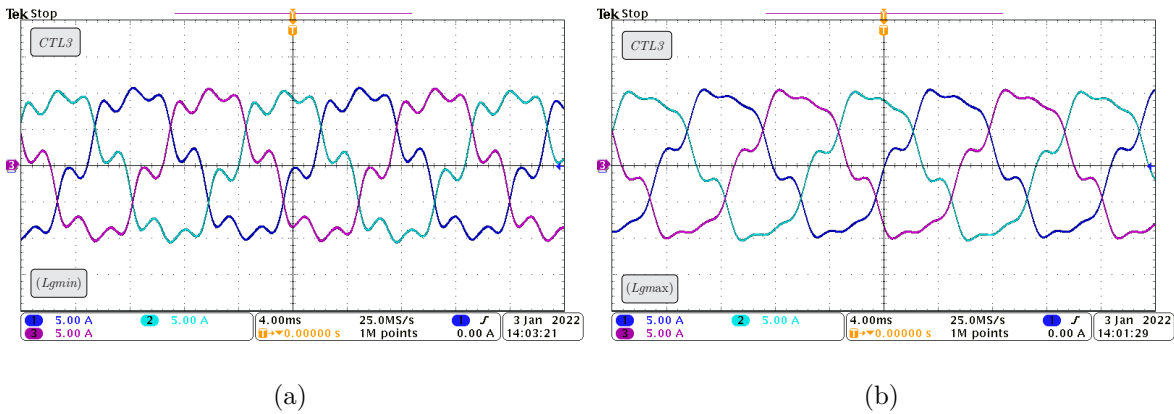
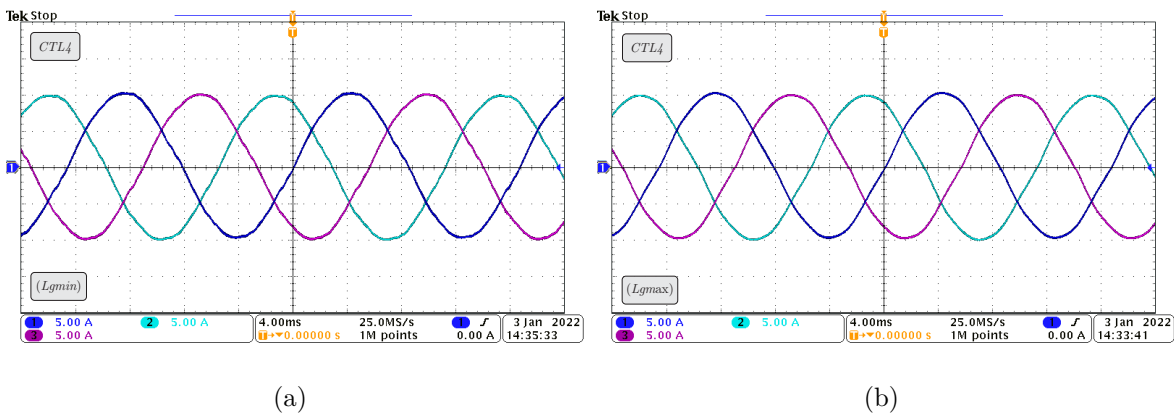


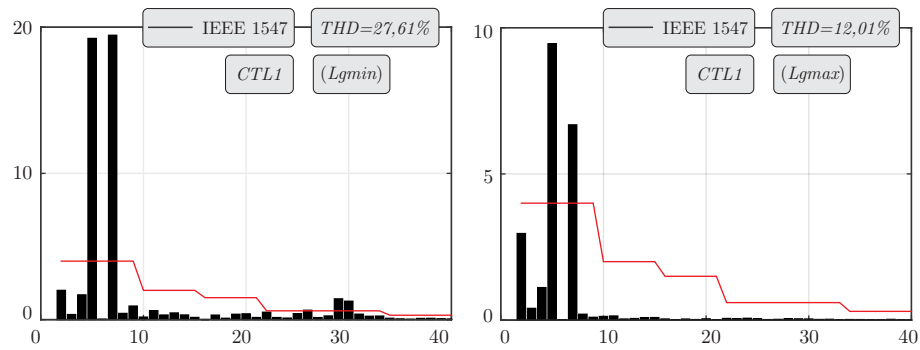
Figura 5.15 – Correntes de rede trifásicas em regime permanente obtidas em CHIL com tensões de rede distorcidas conforme (EN50160, 2010) para CTL_4 .



Fonte: Autor.

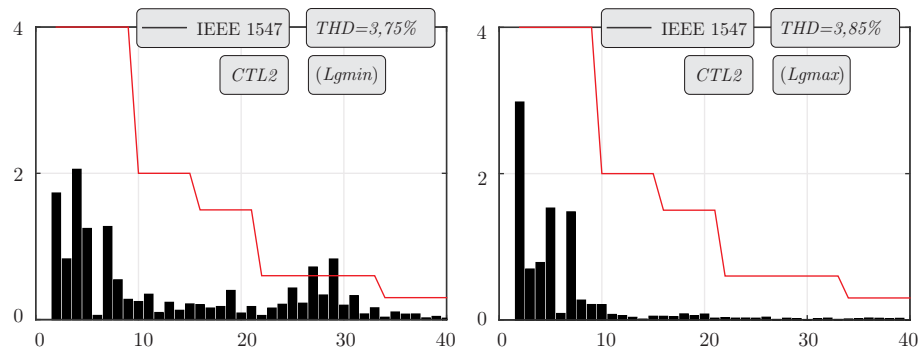
Os espectros harmônicos referentes às formas de onda nas Figuras de 5.12 a 5.15 são mostrados nas Figuras 5.16 a 5.19.

Figura 5.16 – Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.12, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_1 .



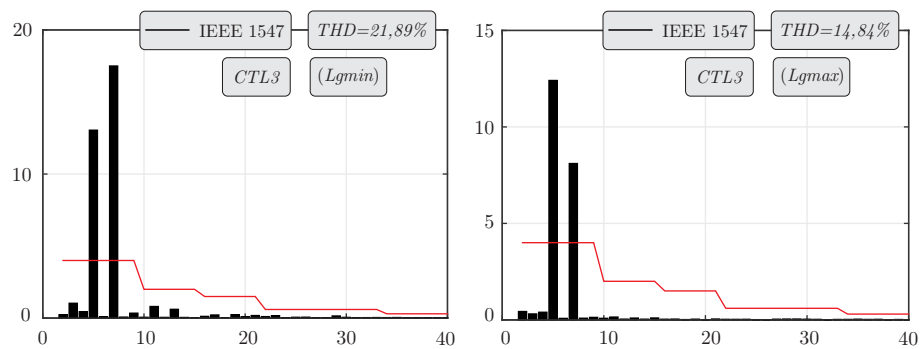
Fonte: Autor.

Figura 5.17 – Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.13, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_2



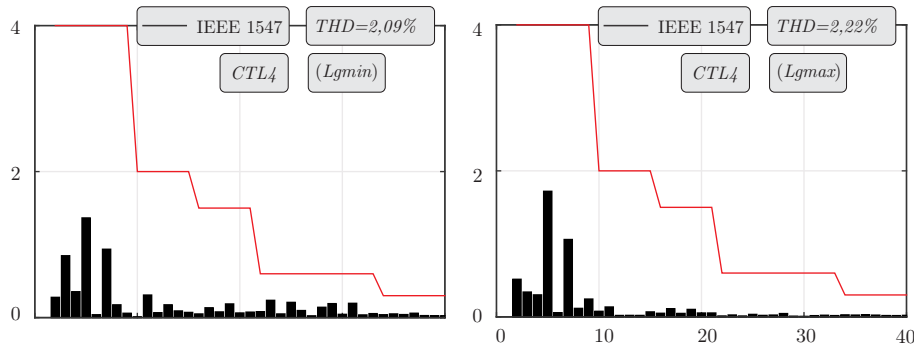
Fonte: Autor.

Figura 5.18 – Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.14, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_3 .



Fonte: Autor.

Figura 5.19 – Harmônicos individuais obtidos para as correntes de rede na Figura 5.15, com L_{gmin} e L_{gmax} para o controlador CTL_4 .



Fonte: Autor.

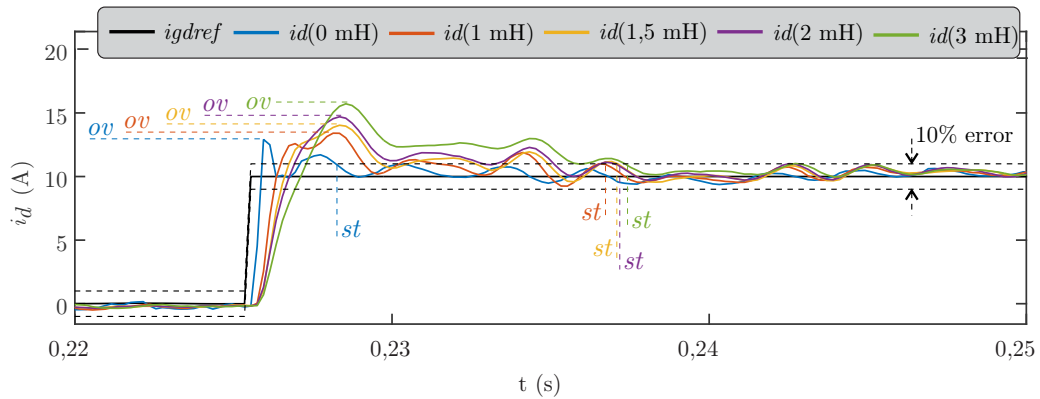
Analisando as Figuras de 5.12 a 5.15 e 5.16 a 5.19, pode-se notar que os controladores CTL_1 e CTL_3 não foram capazes de rejeitar o conteúdo harmônico da rede, apresentando correntes de rede distorcidas. O espectro harmônico para os controladores CTL_1 e CTL_3 confirma uma alta THD obtida com esses controladores e sua não conformidade com a norma IEEE 1547. em termos de harmônicos individuais, para ambos os valores extremos de L_g . Por outro lado, os controladores CTL_2 e CTL_4 levaram a THDs inferiores a 5%, respeitando o limite prescrito na norma IEEE 1547. Entretanto, apenas CTL_4 apresenta harmônicos individuais dentro dos limites prescritos em (IEEE, 2014), indicando a superioridade do controle proposto. Este melhor desempenho em regime permanente está ligado à otimização utilizada para obter os controladores ressonantes da malha externa em CTL_4 , que foram sintonizados em simulações considerando tensões de rede distorcidas, para L_{gmin} e L_{gmax} .

5.3.2 Análise para diferentes indutâncias da rede

Nesta subseção, tem-se uma análise baseada em CHIL do controlador proposto CTL_4 quando a indutância de rede L_{g2} assume os valores de 0 mH, 1 mH, 1,5 mH, 2 mH e 3 mH. Vale lembrar que L_{g2} é a fonte da incerteza do parâmetro L_g .

A Figura 5.20 apresenta as respostas transitórias para o eixo d , e as comparações quantitativas do tempo de acomodação (st) e $overshoot$ (ov) são apresentadas na Tabela 5.4, que mostra que os valores de pior caso ocorrem em $L_{g2} = 3$ mH, ou seja, para a condição de rede mais fraca.

Figura 5.20 – Correntes da rede de eixo direto obtidas em CHIL para o controlador proposto CTL_4 , e diferentes valores de L_{g2} , destacando cada tempo de acomodação e *overshoot*.



Fonte: Autor.

Tabela 5.4 – Comparações em termos de tempo de acomodação e *overshoot* com base nos resultados na Figura 5.20, para o controlador proposto, CTL_4 , destacando os piores valores em negrito.

L_{g2}	0 mH	1 mH	1,5 mH	2 mH	3 mH
<i>st</i>	2,7 ms	10,8 ms	11,4 ms	11,5 ms	11,9 ms
<i>ov</i>	29%	34%	40%	46%	57%

Fonte: Autor.

Para verificar a conformidade com a norma IEEE 1547, os mesmos testes apresentados nas Figuras 5.12 a 5.15 e 5.16 a 5.19 foram realizados com o controlador proposto para os diferentes valores de L_{g2} . As THDs foram medidas para as correntes da rede trifásica e apresentados na Tabela 5.5. Por esta tabela, fica claro que o controlador proposto garante desempenhos adequados em regime permanente, com baixas THDs, para toda a faixa de incertezas em L_g analisada.

Tabela 5.5 – THDs das correntes de rede para o controlador proposto CTL_4 , destacando o pior valor em negrito.

L_{g2}	0 mH	1 mH	1,5 mH	2 mH	3 mH
THD	2,09%	2,15%	2,21%	2,07%	2,22%

Fonte: Autor.

Em resumo, os resultados em tempo real apresentados em Seção 5.3 indicam a superioridade da proposta em termos de desempenho transitório (menores tempos de acomodação), rastreamento de referência (menores valores do índice ISE) e rejeição de harmônicas (menor THD e menores harmônicas individuais). Além disso, a estabilidade robusta é teoricamente certificada por meio de LMIs, abrangendo operações de condições de rede forte até condições de rede mais fraca.

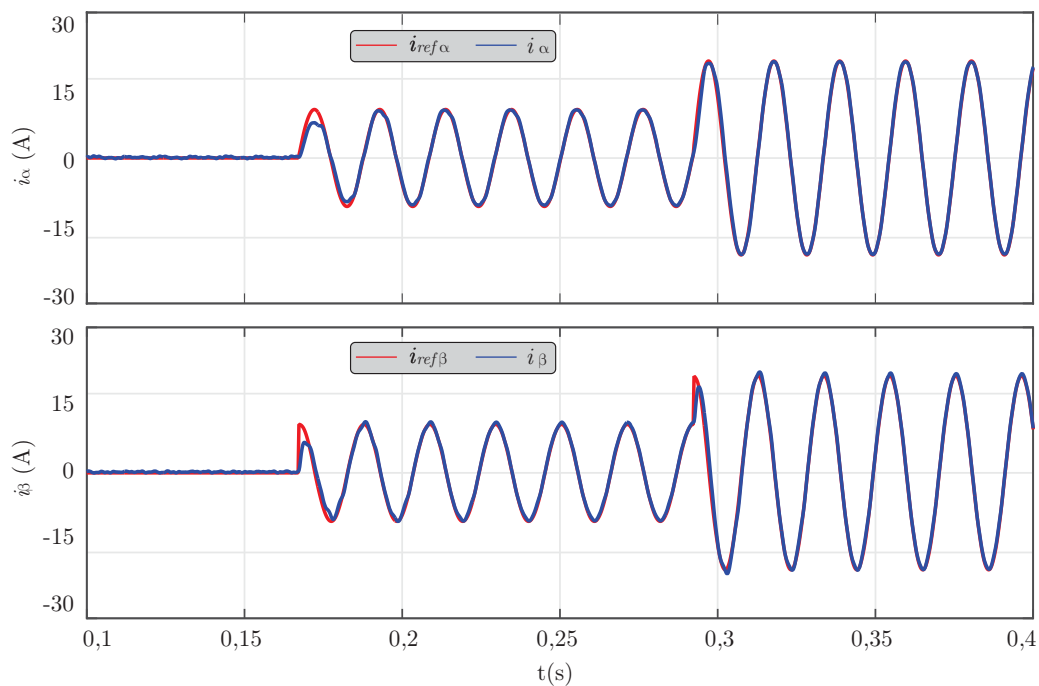
5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O controlador obtido com o procedimento de projeto proposto (CTL_4) foi implementado na prática, no protótipo descrito no capítulo anterior, para confirmar a viabilidade prática na presença de ruídos aleatórios e dinâmicas não modeladas oriundos da aplicação prática, e que não foram abrangidos pela modelagem no CHIL.

Para obter os resultados experimentais, foi utilizado o protótipo apresentado na Figura 4.14 do Capítulo 4, composto por um inversor trifásico baseado em IGBTs e um filtro LCL com os parâmetros dados na Tabela 4.1.

O sistema foi conectado à rede elétrica, que possui impedância incerta no PCC, e as medidas foram obtidas por meio de sensores de efeito Hall. A lei de controle foi sintetizada no mesmo DSP descrito nos capítulos anteriores. A sincronização com as tensões de rede no PCC foi fornecida por um filtro Kalman (CARDOSO et al., 2008).

Figura 5.21 – Resultado experimental: correntes em $\alpha\beta$, obtidas a partir dos dados dos *buffers* do DSP.

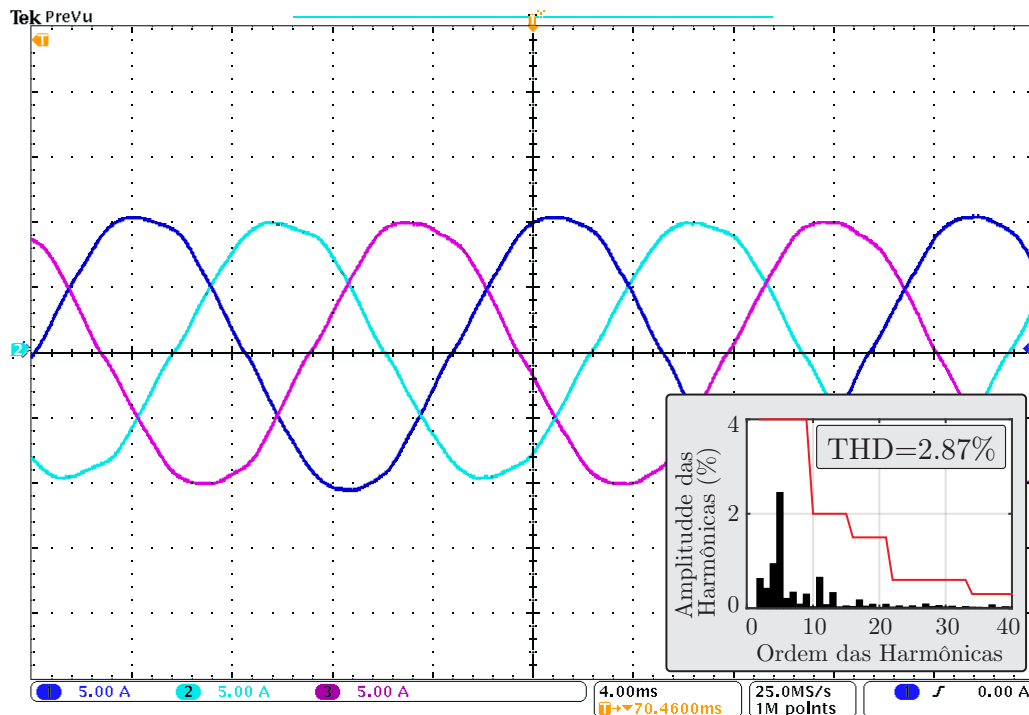


Fonte: Autor.

A Figura 5.21 mostra as correntes experimentais da rede em coordenadas $\alpha\beta$, capturadas dos *buffers* do DSP, apresentando respostas transitórias e estacionárias adequadas.

A Figura 5.22 mostra as correntes experimentais da rede trifásica em regime permanente, confirmando a estabilidade da estratégia proposta na prática, com boa rejeição de harmônicos e THD inferior a 5%.

Figura 5.22 – Resultado experimental: correntes trifásicas injetadas na rede, em coordenadas abc , em regime permanente.



Fonte: Autor.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo forneceu um procedimento de projeto de um amortecimento ativo baseado na realimentação da corrente dos capacitores, e de múltiplos controladores PR, adequado para aplicações GCC com filtro LCL, sujeitos a uma ampla faixa de incerteza de impedância de rede.

A proposta apresenta como principal vantagem uma sintonia automatizada executada *off-line*, capaz de otimizar o fator de amortecimento dos polos da malha interna, o que garante o amortecimento do pico de ressonância do filtro LCL, e na otimização do erro de rastreamento, respeitando as restrições do sinal de controle e levando em consideração a operação sob impedâncias de rede incertas.

As características acima descritas não são abordadas em conjunto pelas formulações analíticas de projeto de controladores para esta aplicação, disponíveis na literatura.

Outro ponto positivo da abordagem proposta é a escolha de apenas um parâmetro de projeto (o escalar ζ^*), evitando procedimentos que exijam do projetista a escolha de muitos parâmetros durante o processo de projeto do controlador, o que torna o projeto custoso e dependente da experiência do projetista.

O procedimento proposto fornece bons indicadores de resposta transitória e de regime permanente, apresentando superioridade em diversas comparações com controladores da literatura, que possuem complexidade de implementação semelhante.

A viabilidade prática dos ganhos de controle propostos é confirmada usando avaliações em CHIL e em um protótipo GCC, em que as correntes da rede estão em conformidade com a norma IEEE 1547, inclusive para rede com tensão distorcida por harmônicas e com incerteza na impedância de rede no PCC.

Desta forma, o procedimento proposto pode ser visto como uma alternativa para a sintonia automatizada *off-line* de múltiplos controladores PR robustos e otimizados com amortecimento ativo para aplicações a GCCs.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Esta tese apresentou uma nova metodologia para projeto de controladores discretos de corrente aplicados em conversores conectados à rede, com incerteza na impedância da rede. A proposta tem como base o algoritmo PSO, que busca ganhos de controle por realimentação de estados que otimizam critérios de desempenho relevantes para esta aplicação, incluindo alocação dos polos de malha fechada em regiões dentro do círculo de raio unitário, e minimização de um índice ISE sobre o erro de rastreamento.

No Capítulo 1, foi feita uma revisão da literatura, com técnicas lineares para o controle da corrente de rede de GCCs, e com a revisão de trabalhos utilizando o PSO para conversores de potência.

No Capítulo 2, foi apresentado o algoritmo PSO utilizado no decorrer da tese, ilustrando um exemplo de eficiência do PSO na minimização de uma função com múltiplos mínimos locais. Também foi apresentada a estratégia de validação de controladores utilizando CHIL, na qual o controle é implementado no DSP físico, e o conversor é emulado por modelos de alta fidelidade. O procedimento proposto é delineado, baseado em modelagem no espaço de estados, no estabelecimento de função custo e restrições pertinentes, na busca dos ganhos de controle ótimos pelo PSO e na validação em tempo real do sistema de controle utilizando CHIL.

No Capítulo 3, foi apresentada a modelagem no espaço de estados do GCC com filtro LCL e com rede predominantemente indutiva, a inclusão de um atraso referente à implementação digital da lei de controle, e a inclusão de controladores ressonantes em espaço de estados. Diferentemente de outros controladores por realimentação de estados aplicados a GCCs, na literatura, o capítulo apresenta um controle por realimentação de estados projetado em duas etapas. Na primeira etapa, são sintonizados os ganhos para alocação dos polos da malha interna em uma faixa dentro do círculo de raio unitário, permitindo amortecimento da ressonância do filtro LCL. Na segunda etapa, são sintonizados os ganhos de um controlador ressonante, baseado na minimização de um critério ISE. Os resultados neste capítulo ilustram a superioridade do PSO sobre um algoritmo genético, com configurações comparáveis, na otimização dos controladores. Os resultados também indicam a viabilidade do procedimento proposto, projetando controladores robustos a incertezas na impedância de rede, mas as avaliações deste capítulo são apresentadas apenas para modelos médios linearizados do conversor, sem incluir o sincronismo e a modulação PWM.

No Capítulo 4, foi apresentada a comparação de um controle por realimentação total de estados e um controle por realimentação parcial de estados, este último permitindo a implementação com número reduzido de sensores. A malha interna, projetada em uma primeira etapa, visa encontrar os ganhos de controle que produzam polos de malha fechada com fator de amortecimento o mais próximo possível a um valor de referência,

informado pelo projetista. A malha externa, projetada em uma segunda etapa, inclui a sintonia dos ganhos de múltiplos controladores ressonantes, no espaço de estados, visando minimizar um critério ISE sobre o erro de rastreamento. Os resultados a partir deste capítulo incluem sincronismo com as tensões do PCC, dado por um filtro de Kalman, e implementação dos sinais de controle na forma PWM. As avaliações comprovam que tanto a realimentação parcial de estados quanto a realimentação total de estados, com ganhos obtidos por meio do PSO, produzem correntes de rede em conformidade com a norma IEEE1547, para avaliações em CHIL e para avaliações no protótipo do GCC. Os controladores neste capítulo são superiores a controladores na literatura sintonizados por PSO e projetados por meio de LMIs, sendo que a vantagem da realimentação total de estados fica mais relevante quando a incerteza paramétrica aumenta.

No Capítulo 5, foi utilizada uma estrutura de controle já abordada na literatura, em que a malha interna é dada pela realimentação da corrente no capacitor do filtro LCL, e a malha externa é dada por controladores proporcionais-ressonantes. O ganho da malha interna é sintonizado pelo PSO visando aproximar ao máximo o fator de amortecimento dos polos da malha interna de um valor de referência, e os ganhos dos múltiplos controladores PR visam a minimizar um índice ISE sobre o erro de rastreamento, respeitando limites de amplitude e de taxa de variação do sinal de controle. A validação no CHIL mostra a superioridade do controlador apresentado neste capítulo em relação a três outros controladores da literatura, baseados no projeto por tentativa, da malha interna e da malha externa, no projeto por LMIs e no projeto baseado apenas em um modelo nominal da planta. Os resultados experimentais ilustram a viabilidade prática do controlador com ganhos sintonizados baseados no procedimento proposto.

Em síntese, a metodologia proposta permite encontrar, em tempo computacional na ordem de poucos minutos, ganhos de realimentação de estados que otimizam critérios e respeitam restrições de interesse prático no controle de GCCs, produzindo correntes de rede que atendem à norma IEEE 1547, demandando do projetista apenas escolhas de parâmetros de fácil especificação (e.g. fator de amortecimento dos polos, limite do sinal de controle, etc.).

O projeto da malha interna e da malha externa ocorrem de forma sucessiva e automática, sem a interação do projetista para ajustes após o projeto de cada malha, o que representa vantagem de menos esforço demandado do projetista. Os parâmetros do PSO podem ser escolhidos pelo projetista ou podem ser utilizadas configurações *default* do algoritmo, por exemplo, na função *particleswarm* do MATLAB. Desta forma, a metodologia da tese pode ser vista como uma ferramenta de projeto auxiliado por computador, levando a controladores com bom compromisso entre desempenho e robustez para GCCs, o que pode ser útil tanto na indústria como na academia.

Trabalhos futuros

Como perspectivas de trabalhos futuros, destacam-se:

- aplicação da metodologia proposta para o controle de outros conversores, como conversores CC-CC e fontes ininterruptas de energia;
- aplicação do PSO para inicialização dos ganhos e dos parâmetros de controladores adaptativos para GCCs, otimizando e automatizando, em procedimentos *off-line*, a inicialização destes algoritmos;
- aplicação da metodologia proposta ao controle de correntes e velocidades de motores elétricos;
- a aplicação da metodologia para o controle de múltiplos conversores operando em microrredes.

Publicações durante o período de doutorado

As seguintes publicações foram feitas durante o período do doutorado.

Artigos completos publicados em periódicos

1. HOLLWEG, GUILHERME VIEIRA ; DE OLIVEIRA EVALD, PAULO JEFFERSON DIAS ; **MATTOS, EVERSON** ; BORIN, LUCAS CIELO ; TAMBARA, RODRIGO VARELLA ; MONTAGNER, VINICIUS FOLETTTO . Self-tuning methodology for adaptive controllers based on genetic algorithms applied for grid-tied power converters. CONTROL ENGINEERING PRACTICE, v. 135, p. 105500, 2023.

2. HOLLWEG, GUILHERME VIEIRA ; DE OLIVEIRA EVALD, PAULO JEFFERSON DIAS ; **MATTOS, EVERSON** ; TAMBARA, RODRIGO VARELLA ; GRÜNDLING, HILTON ABÍLIO . Feasibility Assessment of Adaptive Sliding Mode Controllers for Grid-Tied Inverters with LCL Filter. Journal Of Control Automation And Electrical Systems, v. 33, p. 434-447, 2022.

Citações:2

3. **MATTOS, EVERSON**; BORIN, LUCAS C. ; OSORIO, CAIO R. D. ; KOCH, GUSTAVO G. ; OLIVEIRA, RICARDO C. L. F. ; MONTAGNER, VINICIUS F. . Robust Optimized Current Controller Based on a Two-Step Procedure for Grid-Connected Converters. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 1, p. 1-11, 2022.

4. RUBENICH NASCIMENTO, MONIQUE ; CIELO BORIN, LUCAS ; **MATTOS, EVERSON** ; RUVIARO DANTAS OSÓRIO, CAIO ; GUILHERME KOCH, GUSTAVO ; P. FRANÇA, RODRIGO ; HOFF DUPONT, FABRÍCIO ; FOLETTO MONTAGNER, VINÍCIUS . Comparison of Robust PID Controllers Optimized for Application in Power Converters. ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (IMPRESSO), v. 26, p. 1-11, 2021.

5. VIERIA HOLLWEG, GUILHERME ; JEFFERSON DIAS DE OLIVEIRA EVALD, PAULO ; GUILHERME KOCH, GUSTAVO ; **MATTOS, EVERSON** ; V. TAMBARA, RODRIGO ; ABÍLIO GRÜNDLING, HILTON . Reference Model-based Robust Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Controller for Weak Grid-Currents Regulation of Three-Phase Inverters with LCL Filter. REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, v. 26, p. 147-158, 2021.

6. **MATTOS, EVERSON**; CIELO BORIN, LUCAS ; RUVIARO DANTAS OSÓRIO, CAIO ; GUILHERME KOCH, GUSTAVO ; VIERIA HOLLWEG, GUILHERME ; JANK, HENRIQUE ; ALEGRANCI VENTURINI, WILLIAM ; LÚCIO DA SILVA MARTINS, MÁRIO ; ECKE BISOGNO, FÁBIO ; FOLETTO MONTAGNER, VINÍCIUS . Automated Design of Controllers With Two Loops in the State Space Applied to Power Converters. ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (IMPRESSO), v. 25, p. 1-12, 2020.

Trabalhos completos publicados em anais de congressos

1. **MATTOS, E.**; BORIN, LUCAS C. ; G. KOCH, GUSTAVO ; OSORIO, C. R. D. ; MONTAGNER, V. F. . Sintonia automática de parâmetros de controladores LQR aplicados a inversores conectados à rede. In: Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2022), 2022, Santa Maria. Anais do IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos. Santa Maria: SBSE 2022, 2022. v. 1. p. 1.

2. BORIN, L. C. ; **MATTOS, E.** ; OSORIO, C. R. D. ; KOCH, G. G. ; MONTAGNER, V. F. . Um Estudo Comparativo de Controladores de Corrente Aplicados a Conversores Conectados à Rede Baseado em *Hardware-in-the-loop*. In: CBA, 2022, Fortaleza. ANAIS DO XXIV CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA: CBA 2022. Fortaleza: CBA, 2022. v. 1. p. 1-60.

3. HOLLWEG, G. V. ; **MATTOS, E.** ; BORIN, L. C. ; KOCH, G. G. ; TAMBARA, R. V. ; MONTAGNER, V. F. . Inicialização otimizada dos parâmetros de um controlador RMRAC aplicado a conversores conectados à rede. In: XXIV CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 2022, Fortaleza. ANAIS DO XXIV CONGRESSO

BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA – CBA 2022. Fortaleza: CBA, 2022. v. 1. p. 1-60.

4. HOLLWEG, G. V. ; EVALD, P. ; **MATTOS, E.** ; BORIN, L. C. ; TAMBARA, R. V. ; MONTAGNER, V. F. . Optimized Parameters Initialization of a RMRAC Controller Applied to Grid-Connected Converters. In: 14th Seminar on Power Electronics and Control, SEPOC 2022, 2022, Santa Maria. 14th Seminar on Power Electronics and Control, SEPOC 2022,. Santa Maria: SEPOC, 2022. v. 1. p. 1-6.

5. EVALD, P. ; HOLLWEG, G. V. ; BORIN, L. C. ; **MATTOS, E.** ; TAMBARA, R. V. ; MONTAGNER, V. F. . A Least-Square-based RMRAC for Grid-tied Voltage Source Inverters with LCL Filter. In: 14th Seminar on Power Electronics and Control, SEPOC 2022, 2022, Santa Maria. 14th Seminar on Power Electronics and Control, SEPOC 2022,. Santa Maria: SEPOC, 2022. v. 1. p. 1-6.

6. **MATTOS, EVERSON**; BORIN, LUCAS C. ; VIARO, ALBERT ROGER MARIN ; HOLLWEG, GUILHERME V. ; EVALD, PAULO J. D. DE O. ; MONTAGNER, VINICIUS F. . Controladores de corrente para inversores conectados à rede com filtro LCL por realimentação de estados com número reduzido de sensores. In: Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2022), 2022. Proceedings of the 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2022). v. 1. p. 1-6.

7. **MATTOS, EVERSON**; BORIN, LUCAS CIELO ; OSÓRIO, CAIO RUVIARO DANTAS ; KOCH, GUSTAVO GUILHERME ; MONTAGNER, VINÍCIUS FOLETTO . Design of a Current Controller Based on a Two Step Procedure for Grid-Connected Converters. In: Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021. Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021). v. 13. p. –.

8. **MATTOS, EVERSON**; MEDKE, RENAN ; BORIN, LUCAS CIELO ; OSÓRIO, CAIO RUVIARO DANTAS ; KOCH, GUSTAVO GUILHERME ; FOLETTO MONTAGNER, VINICIUS . Robust Optimal Control Design Procedure Based on Metaheuristics for Small Satellite Energy Subsystem. In: 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2021, São Paulo. 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2021. p. 234-241.

9. **MATTOS, EVERSON**; MEDKE, RENAN ; VIARO, ROBERT ULIAM MARIN ; BORIN, LUCAS CIELO ; OSÓRIO, CAIO RUVIARO DANTAS ; KOCH, GUSTAVO GUILHERME ; MONTAGNER, VINÍCIUS FOLETTO . Um Procedimento de Projeto de Controladores PID para Conversores CC-CC com Validação em Hardware-

in-the-Loop. In: Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021, Santa Maria. Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021. p. –.

10. HOLLWEG, GUILHERME VIEIRA ; EVALD, PAULO JEFFERSON DIAS DE OLIVEIRA ; **MATTOS, EVERSON** ; TAMBARA, RODRIGO VARELLA ; GRÜNDLING, HILTON ABÍLIO . A Discrete RMRAC-STSM Controller for Current Regulation of Three-Phase Grid-Tied Converters with LCL filter. In: Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021), 2021. Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021). v. 1. p. –.

11. HOLLWEG, G. V. ; EVALD, P. ; **MATTOS, E.** ; TAMBARA, R. V. ; GRUNDLING, H. . A Discrete RMRAC-STSM Controller for Current Regulation of Three-Phase Grid-Tied Converters with LCL filter. In: SEPOC 2021, 2021, Santa Maria. Proceedings of the 13th Seminar on Power Electronics and Control. Santa Maria: UFSM, 2021. v. 1. p. 1-5.

12. **MATTOS, EVERSON**; BORIN, LUCAS CIELO ; DANTAS OSORIO, CAIO RUVIARIO ; KOCH, GUSTAVO GUILHERME ; MONTAGNER, VINICIUS FOLLETTO . Optimal control design for proportional-resonant controllers with active damping applied to grid-connected converters. In: 2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2021, João Pessoa. 2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). João Pessoa: IEEE, 2021. v. 1. p. 1-1.

13. BORIN, LUCAS C. ; CLEVESTON, IURY ; KOCH, GUSTAVO G. ; OSORIO, CAIO R. D. ; **MATTOS, EVERSON** ; MONTAGNER, VINICIUS F. . Robust Control of Grid-Tied Inverters using Particle Swarm Optimization and Linear Matrix Inequalities. In: 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPEPOWERENG), 2020, Setubal. 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPEPOWERENG), 2020. p. 285.

14. R. D. OSÓRIO, CAIO ; C. BORIN, LUCAS ; G. KOCH, GUSTAVO ; **MATTOS, EVERSON** ; GARCÍA, PABLO ; F. MONTAGNER, VINICIUS . Automatic Design of Robust Controllers for Grid-Tied Inverters based on PSO and Kharitonov's Theorem. In: Congresso Brasileiro de Automática 2020, 2020. Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020. Campinas: FEEC - Unicamp. v. 2.

15. NASCIMENTO, M. R. ; BORIN, L. C. ; **MATTOS, E.** ; OSORIO, C. R. D. ; KOCH, G. G. ; MONTAGNER, V. F. . Controladores PIDs Otimizados com uma Aplicação ao Controle de Tensão de Conversores Buck. In: Seminar on Power Electronics and Control, 2019, Natal. 12th Seminar on Power Electronics and Control. Natal: UFRN, 2019. v. 12th.

16. BORIN, LUCAS C. ; **MATTOS, EVERSON** ; OSORIO, CAIO R. D. ; KOCH, GUSTAVO G. ; MONTAGNER, VINICIUS F. . Robust PID Controllers Optimized by PSO Algorithm for Power Converters. In: 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019, Santos. 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019. p. 1.

REFERÊNCIAS

- ÅSTRÖM, K.; WITTENMARK, B. **Computer-Controlled Systems: Theory and Design**. Honolulu, HI: Courier Corporation, 2013.
- ACKLEY, D. **A connectionist machine for genetic hillclimbing**. Tese (Doutorado) — Kluwer Academic Publishers, Boston MA., 1987.
- AIT-RAMI, M.; El GHAOUI, L. LMI optimization for nonstandard Riccati equations arising in stochastic control. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 41, p. 1666–1671, 1996.
- Al-HAMMOURI, A. et al. Virtualization of synchronized phasor measurement units within real-time simulators for smart grid applications. In: IEEE. **Proc. IEEE Power and Energy Society General Meeting**. San Diego, CA, USA, 2012. p. 1–7.
- ALDACO, S. de L.; CALLEJA, H.; Alquicira, J. Metaheuristic optimization methods applied to power converters: a review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 6791–6803, 2015.
- AOUANI, N.; OLALLA, C. Robust LQR control for PWM converters with parameter-dependent Lyapunov functions. **Applied Sciences**, v. 10, n. 21, 2020.
- ÅSTRÖM, K.; WITTENMARK, B. **Computer-Controlled Systems: Theory and Design**. Mineola, NY: Prentice Hall, 1997. ISBN 9780133148992.
- BABU, T. et al. Particle swarm optimization based solar PV array reconfiguration of the maximum power extraction under partial shading conditions. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 9, n. 1, p. 74–85, 2018.
- BAO, C. et al. Step-by-step controller design for LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1239–1253, Mar 2014. ISSN 0885-8993.
- BARBOSA, K. A.; De SOUZA, A. T. C. E. Robust \mathcal{H}_2 filtering for uncertain linear systems: LMI based methods with parametric lyapunov functions. **scl**, v. 54, n. 3, p. 251–262, March 2005.
- BASKIN, M.; CAGLAR, B. A modified design of PID controller for permanent magnet synchronous motor drives using particle swarm optimization. In: **International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition**. Antalya, Turkey: [s.n.], 2014. v. 16th, n. 14819075, p. 388–393.
- BERGH, F.; ENGELBRECHT, A. A study of particle swarm optimization particle trajectories. **Information Sciences**, v. 176, n. 8, p. 937–971, 2006. ISSN 0020-0255.

BONYADI, M.; MICHALEWICZ, Z. Particle swarm optimization for single objective continuous space problems: a review. **Evolutionary Computation**, v. 25, n. 1, p. 1–54, 2017.

_____. _____. **Evolutionary Computation**, v. 25, n. 1, p. 1–54, 2017.

BORGES, R. A. et al. Parameter-dependent \mathcal{H}_2 and \mathcal{H}_∞ filter design for linear systems with arbitrarily time-varying parameters in polytopic domains. **Signal Processing**, v. 88, p. 1801–1816, 2008.

BORIN, L. et al. Robust control of grid-tied inverters using particle swarm optimization and linear matrix inequalities. v. 1, p. 285–290, 2020.

_____. Particle swarm optimization for robust control tuning applied to uninterruptible power supplies. In: IEEE. **Proc. IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Latin America**. Gramado, BR, 2019. p. 1–6.

_____. Partial state feedback based on lmis for robust control of gtis. **Eletrônica de Potência**, v. 26, p. 369–378, 12 2021.

_____. Robust control of GTIs under wide grid impedance ranges: An approach combining metaheuristics and LMIs. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 120, p. 105010, 2022.

BORIN, L. C. **Procedimento de Projeto de Controladores Robustos para Conversores de Potência por meio de Otimização por Enxame de Partículas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2020.

BOYD, S. et al. **Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory**. Philadelphia, PA: SIAM Studies in Applied Mathematics, 1994.

BRYSON, A. **Applied Optimal Control: Optimization, Estimation and Control**. New York, USA: Taylor & Francis, 1975. (Halsted Press book). ISBN 9781315137667.

BULL, S. Renewable energy today and tomorrow. **Proceedings of the IEEE**, v. 89, n. 8, p. 1216–1226, Aug 2001. ISSN 0018-9219.

CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542–555, Jul 2008.

CENELEC. European standard EN 50160: voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems. 2007.

CHEN, T.; FRANCIS, B. **Optimal Sampled-Data Control Systems**. London, UK: Springer, 1995. (Communications and control engineering series). ISBN 9783540199496.

CLERC, M. **Particle Swarm Optimization**. MA, USA: John Wiley & Sons, 2010. v. 93.

DAAFOUZ, J.; BERNUSSOU, J. Parameter dependent Lyapunov functions for discrete time systems with time varying parameter uncertainties. **Systems & Control Letters**, v. 43, n. 5, p. 355–359, August 2001. ISSN 0167-6911.

_____. Poly-quadratic stability and \mathcal{H}_∞ performance for discrete systems with time varying uncertainties. In: IEEE. **Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control**. FL, USA, 2001. v. 40th, n. 7190301, p. 267–272.

DANNEHL, J. et al. Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters. **IEEE Trans. on Industry Applications**, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, Jul. 2010. ISSN 0093-9994.

DANNEHL, J.; F.W.FUCHS; P.B.THØGERSEN. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 25, n. 9, p. 2320–2330, Sep 2010. ISSN 0885-8993.

DE LEÓN-ALDACO, S.; CALLEJA, H.; ALQUICIRA, J. Metaheuristic optimization methods applied to power converters: A review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 12, p. 6791–6803, 2015.

De OLIVEIRA, L. et al. Input voltage regulation of an isolated full-bridge boost converter fed by a photovoltaic device with the state-space feedback control method. In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. RS, BR: COBEP, 2013. p. 595–600.

DOLIYA, D.; BHANDARI, M. An LMI approach for robust LQR control of PWM buck converter with parasitics. In: IEEE. **International Conference on Communication Systems and Network Technologies (CSNT)**. Nagpur, India, 2017. v. 7th, n. 17956626, p. 103–108.

DOMANSKI, P. Control performance assessment: theoretical analyses and industrial practice. **Studies in Systems, Decision and Control**, Springer, 2020.

DORATO, P.; ABDALLAH, C.; CERONE, V. **Linear Quadratic Control: An Introduction**. FL, USA: Krieger Publishing Company, 1995. ISBN 9781575241562.

_____. _____. Malabar, USA: Krieger Pub. Co., 2000.

DORF, R.; BISHOP, R. **Modern control systems**. 11. ed. Upper Saddle River, USA: Prentice Hall, 2008.

DUESTERJPEFT, W.; SCHULZ, M.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951.

DUPONT, F. et al. Comparison of linear quadratic controllers with stability analysis for DC-DC boost converters under large load range. **Asian Journal of Control**, v. 15, n. 3, p. 861–871, May 2013.

EBERHART, R.; KENNEDY, J. A new optimizer using particle swarm theory. In: **IEEE. In Proc. of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science**. Nagoya, Japan, 1995. v. 6th, n. 5297172, p. 39–43.

EBERHART, R.; SHI, Y. Particle swarm optimization: developments, applications and resources. In: **IEEE. Proceedings of the 2001 Congress on Evolutionary Computation**. Seoul, Korea, 2001. v. 1, n. 7006073, p. 81–86.

ELSHEIKH, A.; ELAZIZ, M. Review on applications of particle swarm optimization in solar energy systems. **International Journal of Environmental Science and Technology**, v. 16, n. 2, p. 1159–1170, Feb 2019. ISSN 1735-2630.

EN50160. 50160. **Voltage characteristics of public distribution systems**, p. 1–18, jul. 2010.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. London, UK: Springer, 2001. (Power electronics). ISBN 9780792372707.

FARD, M.; ALDEEN, M. Linear quadratic regulator design for a hybrid photovoltaic-battery system. In: **Proceedings of the Australian Control Conference**. NSW, Australia: AuCC-IEEE, 2016. p. 347–352.

FREITAS, D.; LOPES, L.; DIAS, F. Particle swarm optimisation: A historical review up to the current developments. **Entropy**, v. 22, n. 3, 2020. ISSN 1099-4300.

GABBI, T. et al. Linear matrix inequalities for digital redesign under delay suitable for PI controllers with application to PMSMs. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 30, n. 4, p. 479–489, Aug 2019.

GABE, I.; MONTAGNER, V.; PINEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for VSI connected to the grid through an LCL filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009. ISSN 0885-8993.

GOLDBERG, D. **Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning**. 1. ed. Universidade de Michigan, USA: Addison-Wesley Professional, 1989. 412 p. ISBN 0201157675; 9780201157673.

GUPTA, A.; S.SRIVASTAVA. Comparative analysis of ant colony and particle swarm optimization algorithms for distance optimization. **Procedia Computer Science**, v. 173, p. 245–253, 2020. International Conference on Smart Sustainable Intelligent Computing and Applications under ICITETM2020.

HAUPT, R.; HAUPT, S. **Practical Genetic Algorithms**. 2nd. ed. NY, USA: John Wiley & Sons, 2004. ISBN 0471455652; 9780471455653; 9780471671756; 0471671754.

HAYDER, W. et al. Improved PSO: a comparative study in MPPT algorithm for PV system control under partial shading conditions. **Energies**, v. 13, n. 8, 2020.

HEIER, S.; WADDINGTON, R. **Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems**. NY, USA: Wiley, 2006. ISBN 9781119962946.

HOLMES, D.; LIPO, T. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. NY, USA: Wiley-IEEE Press, 2003. 744 p. ISBN 9780470546284.

HU, T.; LIN, Z. Exact characterization of invariant ellipsoid for single input linear systems subject to actuator saturation. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 47, n. 1, p. 164–169, January 2002.

HUNG, J. Feedback control with posicast. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 1, p. 94–99, 2003.

IEEE. Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. In: IEEE. **Standard with electric power systems**. CA, USA, 2014.

_____. Standard for the testing of microgrid controllers. In: IEEE. **Standard with microgrid**. CA, USA, 2018. p. 1–42.

IVANOVIC, Z. et al. HIL evaluation of power flow control strategies for energy storage connected to smart grid under unbalanced conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4699–4710, Nov 2012. ISSN 0885-8993.

KALA, P. et al. Applications of metaheuristics in power electronics. In: _____. **Metaheuristic and Evolutionary Computation: Algorithms and Applications**. Singapore: Springer Singapore, 2021. p. 165–176.

KAZMIERKOWSKI, M.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. **Control in Power Electronics: Selected Problems**. 1. ed. CA, USA: Elsevier Science, 2002. (Academic Press Series in Engineering). ISBN 9780124027725.

KOCH, G. et al. Robust \mathcal{H}_∞ state feedback controllers based on lmis applied to grid-connected converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 8, p. 6021–6031, 2018.

_____. Comparison of \mathcal{H}_∞ controllers based on LMIs for grid-connected converters. p. 1–5, 2017.

_____. Design procedure combining linear matrix inequalities and genetic algorithm for robust control of grid-connected converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 2, p. 1896–1906, 2020.

_____. Controle de tensão de UPS com estabilidade robusta a incerteza paramétrica na carga. **Congresso Brasileiro de Automática**, ES, BR, v. 21^o, n. 21, p. 1–6, 2016.

KOCH, G. G. **Controle Robusto \mathcal{H}_∞ por Meio de LMIs Aplicado a Conversores Conectados a Rede**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2019.

KREIN, P. et al. On the use of averaging for the analysis of power electronic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 182–190, 1990.

LAZINICA, A. **Particle Swarm Optimization**. London, UK: IntechOpen, 2009. ISBN 9537619486.

LEDIN, J. Hardware-in-the-loop simulation. **Embedded systems programming**, p. 42–60, 1999.

LUKE, S. **Essentials of Metaheuristics**. NC, USA: Springer, 2012. v. 12. 490 p. ISBN 9537619486.

MACCARI Jr, L. et al. LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, 2014.

MACCARI Jr., L. et al. LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, Jul 2014. ISSN 0885-8993.

MACCARI Jr., L. et al. Robust pole location with experimental validation for three-phase grid-connected converters. **Control Engineering Practice**, v. 59, p. 16 – 26, 2017. ISSN 0967-0661.

MACCARI Jr, L. et al. Robust optimal current control for grid-connected three-phase pulse-width modulated converters. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 8, p. 1490–1499, 2015. ISSN 1755-4535.

MAJSTORIVIC, D. et al. Ultralow-latency hardware-in-the-loop platform for rapid validation of power electronics designs. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 10, p. 4708–4716, oct 2011. ISSN 1557-9948.

MATTOS, E. et al. Comparação entre controladores por realimentação parcial e total de estados otimizados para conversores conectados à rede sujeitos a incertezas paramétricas. **Revista de Eletronica de Potencia**, v. 28, n. 1, p. 7–16, mar 2023.

_____. Design of a current controller based on a two step procedure for grid-connected converters. In: **Proc. of the 13th Seminar on Power Electronics and Control**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–5.

_____. Robust optimized current controller based on a two-step procedure for grid-connected converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 59, n. 1, p. 1024–1034, 2023.

_____. Controladores de corrente para inversores conectados à rede com filtro LCL por realimentação de estados com número reduzido de sensores. In: **Proceedings of the 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)**. RS, BR: UFSM, 2022. v. 14º, n. 14, p. 1–6.

MENDES, R.; KENNEDY, J.; NEVES, J. The fully informed particle swarm: simpler, maybe better. **IEEE Transactions on Evolutionary Computation**, v. 8, n. 3, p. 204–210, 2004.

MIAVAGHI, F. et al. Applying of PID, FPID, TID and ITID controllers on AVR system using particle swarm optimization (PSO). In: **International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation**. Tehran, Iran: IEEE, 2015. v. 2nd, n. CFP15ZUW-POD, p. 866–871.

MIZUTA, N. et al. A hardware-in-the-loop test on the multi-objective ancillary service by in-vehicle batteries: primary frequency control and distribution voltage support. **IEEE Access**, v. 7, p. 161246–161254, 2019.

MONTI, A.; D'ARCO, S.; DESHMUKH, A. A new architecture for low cost power hardware-in-the-loop testing of power electronics equipments. In: **2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. UK: IEEE, 2008. v. 8th, n. 2008, p. 2183–2188.

NADERI, Y.; SADIKOGLU, F.; HOSSEINI, S. algorithm applied to enhance power quality of multilevel inverter. In: ALIEV, R. A. et al. (Ed.). **International Conference on Theory and Application of Fuzzy Systems and Soft Computing**. Cham: Springer International Publishing, 2019. v. 13th, p. 315–324.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 4th. ed. Upper Saddle River, USA: Prentice Hall, 2002.

OKWU, M.; TARTIBU, L. theory and application metaheuristic optimization: nature-inspired algorithms swarm and computational intelligence. **Studies in Computational Intelligence**, Springer International Publishing, v. 927, 2021.

OLALLA, C. et al. Robust LQR control for PWM converters: an LMI approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 7, p. 2548–2558, 2009.

OPPENHEIM, A.; SCHAFER, R. **Discrete-Time Signal Processing**. 2nd. edition. ed. DE, USA: Prentice Hall, 1999. (Prentice Hall Signal Processing Series).

OSÓRIO, C. et al. A practical design procedure for robust \mathcal{H}_2 controllers applied to grid-connected inverters. **Control Engineering Practice**, v. 92, p. 104157, 2019. ISSN 0967-0661.

_____. Robust current control of grid-tied inverters affected by LCL filter soft-saturation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 8, p. 6550–6561, August 2019. ISSN 1557-9948.

POLI, R. Analysis of the publications on the applications of particle swarm optimisation. **Journal of Artificial Evolution and Applications**, v. 2008, p. 685175, Feb 2008.

RAMAN, S. et al. Design and implementation of HIL simulators for powertrain control system software development. In: **Proc. American Control Conference**. USA: IEEE, 1999. v. 1, p. 709–713.

RAMOS, D.; PERES, P. A less conservative LMI condition for the robust stability of discrete-time uncertain systems. **Systems & Control Letters**, Elsevier, v. 43, n. 5, p. 371–378, 2001.

RODRIGUES, R. et al. Hardware-in-the-loop simulation for model predictive control applied to satellite attitude control. **IEEE Access**, v. 7, p. 157401–157416, 2019.

ROEVA, O. **Real-World Applications of Genetic Algorithms**. London, UK: IntechOpen, 2012. ISBN 9789535101468.

RUAN, X. et al. **Control techniques for LCL-type grid-connected inverters**. London, UK: Springer, 2018.

RUAN, X.; ZHAO, J. The PWM servo and LQR control of a dual-wheel upright self-balancing robot. In: **2008 International Symposiums on Information Processing**. Russia: IEEE, 2008. p. 586–590.

SANCHEZ, A.; de CASTRO, A.; GARRIDO, J. A comparison of simulation and hardware-in-the-loop alternatives for digital control of power converters. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 8, n. 3, p. 491–500, 2012.

SERAPIÃO, A. de S. Fundamentos de otimização por inteligência de enxames: uma visão geral. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, Scielo Brasil, v. 20, n. 3, p. 271–304, 2009.

SHAMI, T. et al. Particle swarm optimization: a comprehensive survey. **IEEE Access**, v. 10, n. 21758096, p. 10031–10061, 2022.

SHE, W.; JIAO, W.; KE, Z. Selection of the pso parameters for inverting of ellipsometry. p. 776–780, 2012.

SHI, Y.; EBERHART, R. Parameter selection in particle swarm optimization. In: **SPRINGER. International Conference on Evolutionary Programming**. [S.l.], 1998. p. 591–600.

SHINKEY, F. Process control: As taught vs as practiced. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, American Chemical Society, v. 41, p. 3745–3750, 2002. ISSN 0888-5885,1520-5045.

SI, G.; CORDIER, J.; KENNEL, R. Extending the power capability with dynamic performance of a power hardware-in-the-loop application power grid emulator using inverter cumulation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, USA, v. 52, n. 4, p. 3193–3202, 2016.

TANG, J.; LIU, G.; PAN, Q. A review on representative swarm intelligence algorithms for solving optimization problems: applications and trends. **IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica**, IEEE, USA, v. 8, n. 10, p. 1627–1643, 2021.

_____. A review on representative swarm intelligence algorithms for solving optimization problems: applications and trends. **IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica**, v. 8, n. 10, p. 1627–1643, 2021.

TEHRANI, M.; HADDAD, O.; LOÁICIGA, H. Application of particle swarm optimization to water management: an introduction and overview. **Environmental Monitoring and Assessment**, v. 192, n. 5, p. 281, Apr 2020. ISSN 1573-2959.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 153, p. 750–762(12), September 2006. ISSN 1350-2352.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. USA: John Wiley & Sons, IEEE Press., 2011. ISBN 9780470057513; 0470057513.

UFNALSKI, B.; KASZEWSKI, A.; GRZESIAK, L. Particle swarm optimization of the multioscillatory LQR for a three-phase four-wire voltage-source inverter with an LC output filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 484–493, jan 2015.

VIJAYALAKSHMI PAI, G. A. **Metaheuristics for portfolio optimization: an introduction using MATLAB**. 1. ed. London, UK: Wiley-ISTE, 2018. (Metaheuristics Set). ISBN 9781786302816; 1786302810; 9781119482789; 111948278X.

WANG, D.; TAN, D.; LIU, L. Particle swarm optimization algorithm: an overview. **Soft Computing**, v. 22, n. 2, p. 387–408, Jan 2018. ISSN 1433-7479.

WHITLEY, D. A genetic algorithm tutorial. **Statistics and Computing**, v. 4, n. 2, p. 65–85, Jun 1994.

WILLIS, H.; W.G.SCOTT. **Distributed Power Generation: Planning and Evaluation**. Boca Raton, USA: Taylor & Francis, 2000. v. 1. (Power Engineering, v. 1). ISBN 9780824703363.

YAZICI, I. Robust voltage mode controller for dc-dc boost converter. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 3, p. 342–349, 2015.

ZHAO, S.; BLAABJERG, F.; WANG, H. An overview of artificial intelligence applications for power electronics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 4, p. 4633–4658, 2021.

ZHAO, Z.; HAN, Y.; FAN, X. H. Direct power vector control for PWM rectifier based on LQR algorithm. In: **Electrical Information and Mechatronics and Applications**. Jiaozuo, China: Trans Tech Publications Ltd, 2012. (Applied Mechanics and Materials, v. 143), p. 144–147.

ZHELDAK, T.; REDKO, V. Using an evolutionary heuristics for solving the outdoor advertising optimization problem. **Journal of Computer Sciences and Applications**, v. 2, n. 2, p. 23–30, 2014.

APÊNDICES

Apêndice A – ALGORITMO GENÉTICO

O algoritmo genético (GA) tem sido amplamente utilizado em diversas aplicações de engenharia, devido à sua viabilidade em trabalhar com problemas complexos. Além disso, algoritmos baseados em população são melhores para lidar com funções de custo que são lineares ou não lineares, contínuas ou descontínuas (DE LEÓN-ALDACO; CALLEJA; ALQUICIRA, 2015).

O GA começa criando uma população aleatória de indivíduos, chamada de cromossomos. Esses cromossomos codificam o parâmetro da solução como uma cadeia de genes, conforme apresentado na Figura A.1. Populações maiores fornecem mais diversidade genética, e populações menores resultam em execução mais rápida (DE LEÓN-ALDACO; CALLEJA; ALQUICIRA, 2015).

Figura A.1 – Estrutura básica de uma população em um GA.

$$\text{população} = \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} crom_1 \\ crom_2 \\ \vdots \\ crom_n \end{array} \right] \\ \text{cromossomos} \end{array} = \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccc} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1m} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1} & g_{n2} & \cdots & g_{nm} \end{array} \right] \\ \text{genes} \end{array}$$

Fonte: Adaptado de DE LEÓN-ALDACO, CALLEJA e ALQUICIRA (2015).

Para um problema de projeto de controladores, como os abordados neste trabalho, o cromossomo pode ser representado pelo seguinte vetor de ganhos de controle,

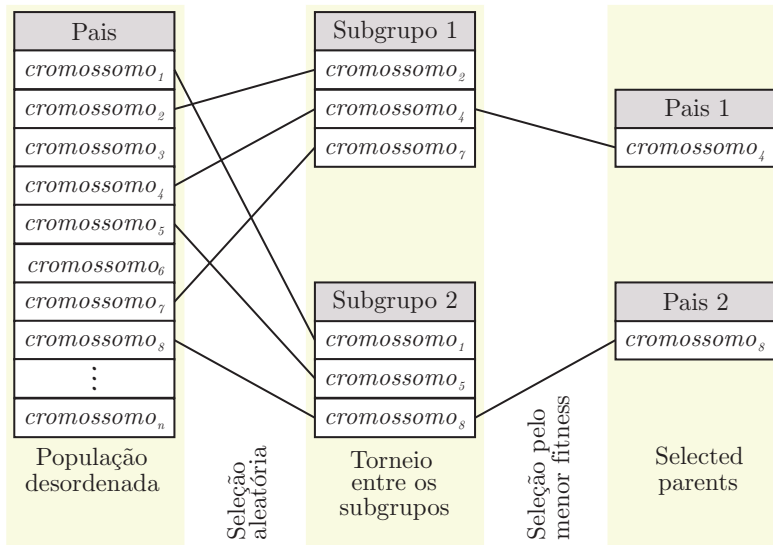
$$\mathbf{K}^0 = [k_1 \quad k_2 \quad \cdots \quad k_n], \quad (\text{A.1})$$

em que o sobrescrito zero representa a geração inicial e n é a dimensão do vetor de controle.

Dada a população, o GA avalia a função de custo, atribuindo um valor de aptidão para cada cromossomo (DUPONT et al., 2013). Durante a execução, os cromossomos mais bem ajustados (ou seja, aqueles com o menor valor de função custo) geram novos descendentes, melhorando a aptidão média da população usando quatro operadores genéticos: seleção, cruzamento, mutação e elitismo (DE LEÓN-ALDACO; CALLEJA; ALQUICIRA, 2015):

- **Seleção:** seleciona pares dos indivíduos mais bem ajustados da população, de acordo com uma estratégia específica. Aqui, é utilizada a seleção por torneio, em que uma quantidade de cromossomos é selecionada aleatoriamente para subgrupos, e então o cromossomo bem ajustado de cada subgrupo é selecionado para ser pai, conforme ilustrado na Figura A.2;

Figura A.2 – Método de seleção por torneio.



Fonte: Adaptado de DE LEÓN-ALDACO, CALLEJA e ALQUICIRA (2015).

- Cruzamento (*crossover*): após pares de indivíduos (pais) serem selecionados, eles são combinados para formar dois membros de uma nova geração (filhos), garantindo que cada filho inclua um determinado número de genes de cada pai, visando alcançar novas soluções. O cruzamento disperso é empregado aqui, no qual um vetor aleatório de zeros e uns é usado para combinar os pais selecionados para formar os filhos, conforme mostrado na Figura A.3;

Figura A.3 – Método de cruzamento.

		Cromossomos								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
<i>pais</i> ₁		A	B	C	D	E	F	G	H	I
<i>pais</i> ₂		a	b	c	d	e	f	g	h	i
<i>mascara</i>		0	1	1	0	1	0	1	0	0
<i>filhos</i> ₁		A	b	c	D	e	F	g	H	I
<i>filhos</i> ₂		a	B	C	d	E	f	G	h	i

Fonte: Adaptado de DE LEÓN-ALDACO, CALLEJA e ALQUICIRA (2015)

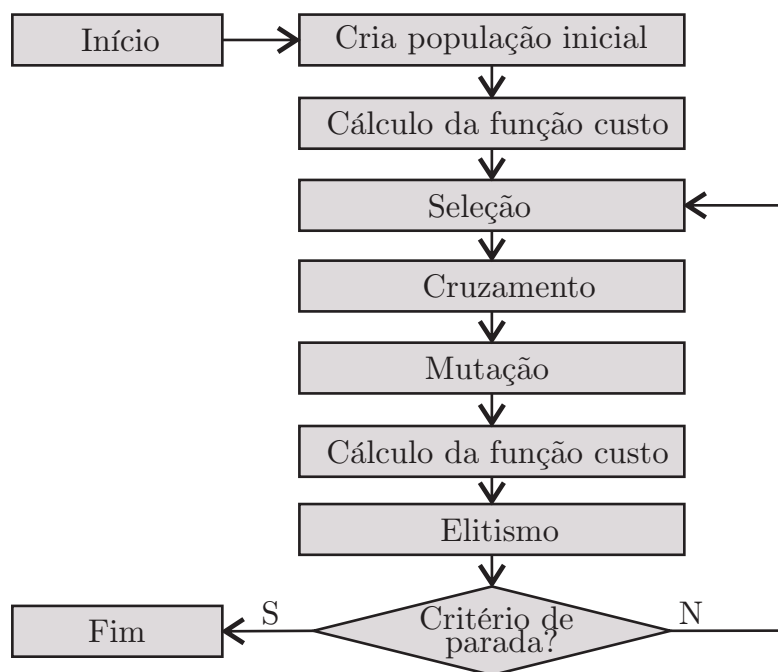
- Mutação: altera aleatoriamente um gene em um número pré-definido de filhos, fornecendo meios para explorar soluções não representadas no pool genético da população

atual. Aqui, é utilizada a mutação gaussiana, que adiciona um número aleatório, retirado da distribuição gaussiana aos genes selecionados;

- Elitismo: os filhos são avaliados usando a função custo, e o elitismo é utilizado para garantir que os indivíduos bem ajustados da geração atual não sejam substituídos por todos os filhos da nova geração.

A Figura A.4 apresenta um fluxograma com os passos descritos anteriormente de um GA. O processo através dos operadores genéticos é repetido até que o GA atinja um critério de parada, que normalmente é designado por um determinado número de iterações ou por estagnação (*stall*).

Figura A.4 – Fluxograma da execução do GA.



Fonte: Adaptado de DUPONT et al. (2013)

Devido à natureza estocástica do processo, cada execução do GA pode convergir para diferentes resultados. Além disso, se os parâmetros de inicialização não forem escolhidos convenientemente, o GA pode ser confinado a um mínimo local. Portanto, grandes populações e diferentes valores para os operadores de mutação e crossover são definidos para mitigar esses problemas, garantindo a diversidade e convergência populacional. Além disso, o elitismo garante a reinserção dos cromossomos com melhor aptidão para as próximas gerações (DUPONT et al., 2013; DE LEÓN-ALDACO; CALLEJA; ALQUICIRA, 2015).