

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

BEATRIZ MASQUETTI PELZ

**ANÁLISE COMPARATIVA DE SISTEMAS UPQC MONOFÁSICOS OPERANDO
COM ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA
DUAL/INVERTIDA E CONVENCIONAL ADOTANDO MODELAGEM E CONTROLE
MULTIVARIÁVEL**

CORNÉLIO PROCÓPIO

2026

BEATRIZ MASQUETTI PELZ

**ANÁLISE COMPARATIVA DE SISTEMAS UPQC MONOFÁSICOS OPERANDO
COM ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA
DUAL/INVERTIDA E CONVENCIONAL ADOTANDO MODELAGEM E CONTROLE
MULTIVARIÁVEL**

**Comparative analysis of single-phase UPQC systems operating with
dual/inverted and conventional active power compensation strategies adopting
multivariable modeling and control**

Dissertação apresentada como requisito para
obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica
do Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do
Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva
Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Bruno Garcia
Campanhol

CORNÉLIO PROCÓPIO

2026



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



BEATRIZ MASQUETTI PELZ

**ANÁLISE COMPARATIVA DE SISTEMAS UPQC MONOFÁSICOS OPERANDO COM ESTRATÉGIAS DE
COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA DUAL/INVERTIDA E CONVENCIONAL ADOTANDO MODELAGEM E
CONTROLE MULTIVARIÁVEL**

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Sistemas Eletrônicos Industriais.

Data de aprovação: 25 de Fevereiro de 2026

Dr. Sergio Augusto Oliveira Da Silva, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Leonardo Bruno Garcia Campanhol, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Sebastian De Jesus Manrique Machado, Doutorado - National Renewable Energy Laboratory (Nrel)

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 25/02/2026.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por estar sempre ao meu lado, me dando toda a sabedoria e o conhecimento necessários para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu noivo, Gabriel Evilácio Rissa de Souza, por me apoiar e me dar suporte, tornando possível enfrentar todas as etapas do desenvolvimento deste trabalho. Aos meus pais, Lucy Durant Masquetti Pelz e Sérgio Ricardo Pelz, por terem me apoiado em minhas decisões e por me mostrarem os valores que construíram quem eu sou hoje. Ao meu irmão, Prof. Dr. Guilherme Masquetti Pelz, por ter me ajudado e orientado em todas as etapas da minha formação. À minha avó Tereza, aos meus tios Meire, Roni, Nei e Jane, e aos meus primos Lívia, Luiza, Luís Gustavo e Luís Augusto, que sempre estiveram presentes e me ajudaram durante a minha formação.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, por estar sempre disponível para responder às minhas dúvidas e por todo o suporte ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Ao meu coorientador, Prof. Dr. Leonardo Bruno Garcia Campanhol, por todo o esforço durante a minha formação na engenharia e no mestrado, bem como pelos conselhos técnicos e pessoais. Agradeço aos dois por confiarem em mim para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos membros das bancas, Prof. Dr. Sebastián de Jesus Manrique Machado e Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio, pelas contribuições ao longo do curso.

Aos colegas dos Laboratórios de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER), Dr. Bruno Galvão, Rafael Takeshi, Anderson Dionizio, Oliver Westin, Thais Camargo, Arthur Augusto, Giovana Rizzado e Vithor Ferreira, por todas as conversas e pela colaboração ao longo do trabalho.

Agradeço à UTFPR pela estrutura disponibilizada e à CAPES pela ajuda de custo por meio da bolsa de estudos de demanda social.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma análise comparativa de um condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC) monofásico, operando com as estratégias de compensação ativa de potência dual/invertida e convencional, com o objetivo de mitigar simultaneamente distúrbios nas tensões da rede elétrica e nas correntes de carga. Considerando que o UPQC é constituído por dois conversores, um série e um paralelo, foram desenvolvidos modelos matemáticos completos para ambas as abordagens de compensação ativa, nos quais a dinâmica conjunta desses conversores é representada de forma integrada em uma única estrutura de controle multivariável. Essa modelagem foi comparada à tradicional, baseada em modelos individuais, visando à compreensão das influências mútuas entre as dinâmicas dos conversores série e paralelo do UPQC. A modelagem unificada proporciona uma representação mais fiel do sistema, permitindo a análise da rejeição de distúrbios por meio das respostas em frequência, além da extração e avaliação de parâmetros que viabilizam uma comparação objetiva entre as estratégias de controle dual e convencional do UPQC. Na implementação do controle, foi proposto um controlador multivariável multirressonante com realimentação de estados, baseado no regulador quadrático linear, capaz de assegurar erro nulo em regime permanente nas frequências harmônicas de interesse. Adicionalmente, foram projetados controladores monovariáveis com realimentação de estados multirressonantes, a partir dos modelos individuais. O ajuste dos ganhos foi realizado por meio de um algoritmo de otimização genérico baseado na metaheurística por evolução diferencial, aplicável tanto ao controle monovariável quanto ao multivariável. A metodologia de projeto foi detalhada e aplicada ao UPQC monofásico, cujos controladores foram validados experimentalmente. Resultados estáticos e dinâmicos das estratégias de compensação dual e convencional são apresentados, evidenciando a eficácia da abordagem proposta na melhoria da qualidade da energia elétrica. Por fim, é apresentada uma comparação abrangente entre as estratégias dual e convencional, com base na análise em frequência e nos resultados experimentais.

Palavras-chave: UPQC; qualidade da energia elétrica; controle multivariável; otimização metaheurística.

ABSTRACT

This work presents a comparative analysis of a single-phase unified power quality conditioner, operating with the dual/inverted and conventional active power compensation strategies, with the objective of simultaneously mitigating disturbances in the power grid voltages and load currents. Considering that the unified power quality conditioner is composed of two converters, namely a series converter and a shunt converter, complete mathematical models were developed for both active compensation approaches, in which the coupled dynamics of these converters are represented in an integrated manner, integrating the series and shunt converters into a single multivariable control structure. This modeling was compared to the traditional one, based on individual models, aiming to understand the mutual influences between the dynamics of the series and shunt converters of the unified power quality conditioner. The unified modeling provides a more accurate representation of the system, allowing the analysis of disturbance rejection through frequency responses, in addition to the extraction and evaluation of parameters that enable an objective comparison between the dual and conventional control strategies of the unified power quality conditioner. In the control implementation, a multivariable multiresonant controller with state feedback was proposed, based on the linear quadratic regulator, capable of ensuring zero steady-state error at the harmonic frequencies of interest. Additionally, single-variable controllers with multiresonant state feedback were designed based on the individual models. The gain tuning was performed using a generic optimization algorithm based on the differential evolution metaheuristic, applicable to both single-variable and multivariable control. The design methodology was detailed and applied to the single-phase unified power quality conditioner, whose controllers were experimentally validated. Static and dynamic results of the dual and conventional compensation strategies are presented, demonstrating the effectiveness of the proposed approach in enhancing power quality. Finally, a comprehensive comparison between the dual and conventional strategies is presented, based on frequency analysis and experimental results.

Keywords: UPQC; power quality; multivariable control; metaheuristic optimization.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama da classificação do UPQC	20
Figura 2 – Circuito de potência do UPQC monofásico	34
Figura 3 – Diagrama de blocos do controle do barramento CC.....	38
Figura 4 – Diagrama de blocos do controle de desbalanço de tensão do barramento CC	39
Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema de controle completo.....	48
Figura 6 – Cálculo do custo: (a) Fluxograma; (b) Diagrama de blocos.	52
Figura 7 – Circuito de potência do D-UPQC monofásico.....	55
Figura 8 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência <i>vcpd</i> * para o controle do conversor paralelo do D-UPQC.....	56
Figura 9 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência <i>icsd</i> * para o controle do conversor série do D-UPQC.	57
Figura 10 – Circuito equivalente do conversor paralelo do D-UPQC.	57
Figura 11 – Circuito equivalente do conversor série com o transformador do D-UPQC.....	59
Figura 12 – Circuito equivalente do conversor série do D-UPQC.....	59
Figura 13 – Circuito equivalente do D-UPQC.....	61
Figura 14 – Diagrama de blocos da modelagem do sistema em malha aberta..	63
Figuras 15 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta com os distúrbios do D-UPQC: (a) $ZLLd(s)$; (b) $Hvvd(s)$; (c) $Hiid(s)$ e; (d) $Yssds$	64
Figuras 16 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta do D-UPQC: (a) $Gdvvd(s)$; (b) $Gdivd(s)$; (c) $Gdvid(s)$ e; (d) $Gdiid(s)$	65
Figura 17 – Comparação da frequência de cruzamento da malha interna do controle de tensão do D-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.	68
Figura 18 – Comparação da frequência de cruzamento da malha externa do controle de tensão do D-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.	69
Figura 19 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para a malha externa do controle de tensão do D-UPQC.	71
Figura 20 – Comparação da frequência de cruzamento do controle de corrente do D-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.	72
Figura 21 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para o controle de corrente do D-UPQC.....	73
Figura 22 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor paralelo do D-UPQC.....	76
Figura 23 – Convergência das iterações do conversor paralelo do D-UPQC.	77
Figura 24 – Evolução do THD e erro da tensão do conversor paralelo do D-UPQC.....	78
Figura 25 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor série do D-UPQC.	79
Figura 26 – Convergência das iterações do conversor série do D-UPQC.....	80
Figura 27 – Evolução do THD e erro de corrente do conversor série do D-UPQC.....	81
Figura 28 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do sistema completo MIMO do D-UPQC.	83

Figura 29 – Convergência das iterações do D-UPQC.	84
Figura 30 – Evolução dos THDs e erros do D-UPQC. a) Corrente; b) Tensão. ...	85
Figura 31 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha fechada do D-UPQC. (a) $V_{Ld}(s)/Rev_{Ld}(s)$ e; (b) $I_{sd}(s)/Rei_{sd}(s)$	86
Figura 32 – Circuito de potência do C-UPQC monofásico.....	90
Figura 33 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência $icpc$ * para o controle do conversor paralelo do C-UPQC.....	91
Figura 34 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência $vcsc$ * para o controle do conversor série do C-UPQC.	92
Figura 35 – Circuito equivalente do conversor série com o transformador do C-UPQC.	92
Figura 36 – Circuito equivalente do conversor série do C-UPQC.....	93
Figura 37 – Circuito equivalente do conversor paralelo do C-UPQC.	94
Figura 38 – Circuito equivalente do C-UPQC.....	95
Figura 39 – Diagrama de blocos da modelagem do sistema em malha aberta..	98
Figuras 40 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta com os distúrbios do C-UPQC: (a) $ZLLc(s)$; (b) $Hvvc(s)$; (c) $Hiic(s)$ e; (d) $Yssc$	99
Figuras 41 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta do C-UPQC: (a) $Gdvvc(s)$; (b) $Gdivc(s)$; (c) $Gdvic(s)$ e; (d) $Gdiic(s)$	100
Figura 42 – Comparação da frequência de cruzamento da malha interna do controle de tensão do C-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.	104
Figura 43 – Comparação da frequência de cruzamento da malha externa do controle de tensão do C-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.	105
Figura 44 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para a malha externa do controle de tensão do C-UPQC.	106
Figura 45 – Comparação da frequência de cruzamento do controle de corrente do C-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.	107
Figura 46 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para o controle de corrente do C-UPQC.....	108
Figura 47 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor paralelo do C-UPQC.	111
Figura 48 – Convergência das iterações do conversor paralelo do C-UPQC. .	112
Figura 49 – Evolução do THD e erro de corrente do conversor paralelo do C-UPQC.	112
Figura 50 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor série do C-UPQC.	114
Figura 51 – Convergência das iterações do conversor série do C-UPQC.....	115
Figura 52 – Evolução do THD e erro de tensão do conversor série do C-UPQC.	115
Figura 53 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do sistema completo MIMO do C-UPQC.	117
Figura 54 – Convergência das iterações do C-UPQC.	118
Figura 55 – Evolução dos THDs e erros do C-UPQC. a) Corrente; b) Tensão. .	119
Figura 56 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha fechada do C-UPQC. (a) $Vcsc(s)/Rev_{csc}(s)$ e; (b) $ILfpc(s)/ReiL_{fpc}(s)$	120

Figura 57 – Configuração do protótipo experimental.	125
Figura 58 – Configuração das cargas: (a) Carga 2 – Retificador com RL; (b) Carga 1– Retificadores com RC e RL.	126
Figura 59 – Forma de onda e THD das correntes das cargas iL : (a) e (b) Carga 1; (c) e (d) Carga 2; (e) e (f) Carga 3.	127
Figura 60 – Forma de onda e THD da tensão da fonte v_s nos Casos 3 e 4.	128
Figura 61 – Diagrama em blocos do protótipo do D-UPQC implementado em laboratório.	129
Figura 62 – Resultados dinâmicos para o caso 1 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes (i_{sd} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	130
Figura 63 – Resultados dinâmicos para o caso 1 do D-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCd} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	130
Figura 64 – Resultados dinâmicos para o caso 2 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes (i_{sd} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	131
Figura 65 – Resultados dinâmicos para o caso 2 do D-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCd} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	132
Figura 66 – Resultados dinâmicos para o caso 3 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes i_{sd} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	132
Figura 67 – Resultados dinâmicos para o caso 3 do D-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCd} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{Ld}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	133
Figura 68 – Resultados dinâmicos para o caso 4 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes i_{sd} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	134
Figura 69 – Resultados dinâmicos para o caso 4 do D-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCd} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{Ld}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	134
Figura 70 – Resultados estáticos para o Caso 1 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes (i_{sd} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	135
Figura 71 – Resultados estáticos para o Caso 1 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sd}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpd}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.	136
Figura 72 – Resultados estáticos para o Caso 1 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Ld}) (200 V/div), de compensação (v_{Td}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.	137

Figura 73 – Resultados estáticos para o Caso 2 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes (i_{sd} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	138
Figura 74 – Resultados estáticos para o Caso 2 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sd}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpd}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	138
Figura 75 – Resultados estáticos para o Caso 2 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Ld}) (200 V/div), de compensação (v_{Td}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	139
Figura 76 – Resultados estáticos para o Caso 3 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes (i_{sd} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	140
Figura 77 – Resultados estáticos para o Caso 3 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sd}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpd}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	140
Figura 78 – Resultados estáticos para o Caso 3 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Ld}) (200 V/div), de compensação (v_{Td}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	141
Figura 79 – Resultados estáticos para o Caso 4 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Ld}) (100 V/div) e correntes (i_{sd} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	142
Figura 80 – Resultados estáticos para o Caso 4 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sd}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpd}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	142
Figura 81 – Resultados estáticos para o Caso 4 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Ld}) (200 V/div), de compensação (v_{Td}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	143
Figura 82 – Diagrama em blocos do protótipo do C-UPQC implementado em laboratório.....	145
Figura 83 – Resultados dinâmicos para o Caso 1 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	146
Figura 84 – Resultados dinâmicos para o Caso 1 do C-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCc} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	146
Figura 85 – Resultados dinâmicos para o Caso 2 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	147
Figura 86 – Resultados dinâmicos para o Caso 2 do C-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCc} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	147

Figura 87 – Resultados dinâmicos para o Caso 3 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes i_{sc} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	148
Figura 88 – Resultados dinâmicos para o Caso 3 do C-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCc} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{Lc}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	148
Figura 89 – Resultados dinâmicos para o Caso 4 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes i_{sc} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	149
Figura 90 – Resultados dinâmicos para o Caso 4 do C-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCc} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{Lc}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.	149
Figura 91 – Resultados estáticos para o Caso 1 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	150
Figura 92 – Resultados estáticos para o Caso 1 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpc}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	150
Figura 93 – Resultados estáticos para o Caso 1 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Lc}) (200 V/div), de compensação (v_{Tc}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	151
Figura 94 – Resultados estáticos para o Caso 2 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	152
Figura 95 – Resultados estáticos para o Caso 2 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpc}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	152
Figura 96 – Resultados estáticos para o Caso 2 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Lc}) (200 V/div), de compensação (v_{Tc}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	153
Figura 97 – Resultados estáticos para o Caso 3 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	153
Figura 98 – Resultados estáticos para o Caso 3 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpc}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	154
Figura 99 – Resultados estáticos para o Caso 3 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Lc}) (200 V/div), de compensação (v_{Tc}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	155

Figura 100 – Resultados estáticos para o Caso 4 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.	155
Figura 101 – Resultados estáticos para o Caso 4 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfp}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	156
Figura 102 – Resultados estáticos para o Caso 4 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Lc}) (200 V/div), de compensação (v_{Tc}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	157
Figura 103 – Resposta em frequência de malha aberta do D-UPQC e C-UPQC para entrada dos distúrbios: (a) $ZLL(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) Y_{sss}	162
Figura 104 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada das referências. (a) Tensão e; (b) Corrente.	163
Figura 105 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada dos distúrbios: (a) $ZLL(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) Y_{sss}	164
Figura 106 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada dos distúrbios sem as impedâncias da rede e do transformador: (a) $ZLL(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) Y_{sss}	165
Figura 107 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada de distúrbio com variação da impedância da rede: (a) $ZLL(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) Y_{sss}	168
Figura 108 – Resultados dinâmicos para o caso 1 (10 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (100 V/div) e correntes (i_s e i_L) (10 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.	170
Figura 109 – Resultados dinâmicos para o caso 1 (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.	170
Figura 110 – Resultados dinâmicos para o caso 1 (10 ms/div). Correntes da rede (i_s), da carga (i_L) e de compensação (i_{Lfp}) (5 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.	171
Figura 111 – Resultados dinâmicos para o caso 4 (10 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (100 V/div) e correntes i_s (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.	171
Figura 112 – Resultados dinâmicos para o caso 4 (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC} (5 V/div) e tensões (v_s e v_L) (200 V/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.	172
Figura 113 – Resultados dinâmicos para o caso 4 (10 ms/div). Tensões da rede (v_s), carga (v_L) (100 V/div), de compensação (v_T) (50 V/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.	172
Figura 114 – Resultados estáticos para o caso 1 (4 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (50 V/div) e correntes (i_s e i_L) (5 A/div): (a) e (c) D-UPQC; (b) e (d) C-UQPC...	174
Figura 115 – Resultados estáticos para o Caso 1 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC: (a) e (b) Correntes da rede (i_s), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfp}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	175
Figura 116 – Resultados estáticos para o Caso 1 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Ld}) (200 V/div), de compensação (v_{Td}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	175
Figura 117 – Resultados estáticos para o caso 4 (4 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (50 V/div) e correntes (i_s e i_L) (5 A/div): (a) e (c) D-UPQC; (b) e (d) C-UQPC...	176

Figura 118 – Resultados estáticos para o Caso 4 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC:	
(a) e (b) Correntes da rede (i_s), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfp}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	177
Figura 119 – Resultados estáticos para o Caso 4 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC:	
(a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Ld}) (200 V/div), de compensação (v_{Td}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.....	177

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros gerais do UPQC.....	35
Tabela 2 - Parâmetros dos controladores do barramento CC.....	39
Tabela 3 - Parâmetros do sistema do D-UPQC.....	56
Tabela 4 - Parâmetros para a otimização do D-UPQC.....	74
Tabela 5 - Parâmetros do sistema do conversor paralelo SISO do D-UPQC.	75
Tabela 6 – Matriz populacional para otimização do conversor paralelo SISO do D-UPQC.....	76
Tabela 7 - Parâmetros de controle do conversor paralelo SISO do D-UPQC.....	77
Tabela 8 - Parâmetros do sistema do conversor série SISO do D-UPQC.....	78
Tabela 9 – Matriz populacional para otimização do conversor série SISO do D-UPQC.....	79
Tabela 10 - Parâmetros de controle do conversor série SISO do D-UPQC.....	80
Tabela 11 - Parâmetros do sistema completo MIMO do D-UPQC.	81
Tabela 12 – Matriz populacional para otimização do sistema completo MIMO do D-UPQC.....	82
Tabela 13 - Parâmetros de controle MIMO do D-UPQC.....	83
Tabela 14 - Parâmetros do sistema do C-UPQC.	90
Tabela 15 - Parâmetros para a otimização do C-UPQC.....	109
Tabela 16 - Parâmetros do sistema do conversor paralelo SISO do C-UPQC.	110
Tabela 17 – Matriz populacional para otimização do conversor paralelo SISO do C-UPQC.....	110
Tabela 18 - Parâmetros de controle do conversor paralelo SISO do C-UPQC.....	111
Tabela 19 - Parâmetros do sistema do conversor série SISO do C-UPQC.....	113
Tabela 20 – Matriz populacional para otimização do conversor série SISO do C-UPQC.....	113
Tabela 21 - Parâmetros de controle do conversor série SISO do C-UPQC.....	114
Tabela 22 - Parâmetros do sistema completo MIMO do C-UPQC.	116
Tabela 23 – Matriz populacional para otimização do sistema completo MIMO do C-UPQC.....	116
Tabela 24 - Parâmetros de controle MIMO do C-UPQC.....	118
Tabela 25 – Parâmetros das cargas e da rede.	126
Tabela 26 – Resultados para o controle MIMO e SISO do D-UPQC.	144
Tabela 27 – Resultados para o controle MIMO e SISO do C-UPQC.	157
Tabela 28 – Resultados para o controle MIMO do D-UPQC e C-UPQC.....	178

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AF	<i>Adaptive Filter</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
C-UPQC	Estratégia de Compensação Convencional
DE	<i>Differential Evolution</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
D-UPQC	Estratégia de Compensação Dual/Invertida
FT	Função de Transferência
GD	<i>Geração Distribuída</i>
LPF	<i>Low-Pass Filter</i>
LQR	<i>Linear-Quadratic Regulator</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MV-MR-SF	<i>Multivariable and Multiresonant State-Feedback</i>
P	Proporcional
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
P-APF	<i>Parallel active power filter</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RES	<i>Renewable Energy Sources</i>
S-APF	<i>Series active power filter</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SPWM	<i>Sine Pulse Width Modulation</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UPQC-1PH-3PH	Monofásico-Trifásico
UPQC-3PH-4PH	Distribuído
UPQC-BGIC	Interface entre a Rede e Microrrede
UPQC-DG	Integrado a Geração Distribuída
UPQC-I	Entrelinha
UPQC-L	Paralelo à Esquerda
UPQC-MC	Multiconversor
UPQC-MD	Modular
UPQC-ML	Multinível
UPQC-P	Controle por Potência Ativa
UPQC-Q	Controle por Potência Reativa
UPQC-R	Paralelo à Direita
UPQC-S	Controle por Potência Ativa e Reativa
UPQC-VA	Controle por Mínima Potência Aparente
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Condicionador Unificado de Qualidade de Energia	19
1.1.1	Modos de Compensação Ativa de Potência para UPQC	24
1.1.2	Modelagem e Controle do UPQC	26
1.1.2.1	Modelo Independente do UPQC.....	27
1.1.2.2	Modelo Completo do UPQC	28
1.2	Definição do Problema.....	29
1.3	Objetivo	31
1.3.1	Objetivo Geral.....	31
1.3.2	Objetivos Específicos	31
1.4	Organização do Trabalho	32
2	DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA E DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA.....	34
2.1	Definição do sistema.....	34
2.1.1	Barramento CC.....	36
2.1.2	Modelo Multivariável.....	39
2.2	Projeto do Controlador MV-MR-SF	42
2.2.1	Definição do sistema multirressonante por realimentação de estado multivariável	45
2.2.2	Método metaheurístico de evolução diferencial para otimização	48
2.2.2.1	Definição da função custo ponderada e avaliação do custo.....	51
2.3	Considerações Parciais	52
3	D-UPQC – ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO ATIVA DUAL	54
3.1	Definição do sistema.....	55
3.1.1	Geração das referências de tensão e corrente do UPQC	56
3.2	Modelo Multivariável	57
3.2.1	Modelo independente dos conversores como sistemas SISO	57
3.2.2	Modelo completo dos conversores como sistemas MIMO	60
3.2.3	Análise da resposta em frequência de malha aberta.....	62
3.2.4	Análise dos modelos através de controladores SISO.....	67
3.3	Projeto do controlador MV-MR-SF	74
3.3.1	Metaheurística por DE para a otimização para o sistema independente.....	75
3.3.1.1	Conversor paralelo como sistema independente SISO	75
3.3.1.2	Conversor série como sistema independente SISO	78

3.3.2	Metaheurística por DE para a otimização para o UPQC completo como sistema MIMO	81
3.3.3	Análise da resposta em frequência de malha fechada	85
3.4	Considerações Parciais	87
4	C-UPQC – ESTRATÉGIA DE COMPEMSAÇÃO ATIVA CONVENCIONAL	89
4.1	Definição do sistema.....	90
4.1.1	Geração das referências de tensão e corrente	91
4.2	Modelo Multivariável	92
4.2.1	Modelo independente dos conversores como sistemas SISO	92
4.2.2	Modelo completo dos conversores como sistemas MIMO	95
4.2.3	Análise da resposta em frequência de malha aberta.....	97
4.2.4	Análise do sistema através de controladores SISO.....	103
4.3	Projeto do controlador MV-MR-SF	108
4.3.1	Metaheurística por DE para a otimização para o sistema independente	110
4.3.1.1	Conversor paralelo como sistema independente SISO	110
4.3.1.2	Conversor série como sistema independente SISO	113
4.3.2	Metaheurística por DE para a otimização para o UPQC completo como sistema MIMO	116
4.3.3	Análise da resposta em frequência de malha fechada	120
4.4	Considerações Parciais	121
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	124
5.1	Descrição do protótipo experimental	124
5.2	Especificação da fonte e das cargas	126
5.3	Estratégia de Compensação Ativa Dual	128
5.3.1	Resultados Dinâmicos.....	129
5.3.2	Resultados Estáticos	135
5.4	Estratégia de Compensação Ativa Convencional	144
5.4.1	Resultados Dinâmicos.....	145
5.4.2	Resultados Estáticos	149
5.5	Considerações Parciais	157
6	COMPARAÇÃO ENTRE O UPQC DUAL E O UPQC CONVENCIONAL PELOS MODELOS MULTIVARIÁVEIS.....	159
6.1	Análise das Respostas em Frequência dos modelos completos	160
6.1.1	Respostas em Frequência de malha aberta	160
6.1.2	Respostas em Frequência de malha fechada	163

6.1.3	Influência da impedância da rede na rejeição de distúrbios	167
6.2	Análise dos Resultados Experimentais.....	169
6.2.1	Resultados Dinâmicos.....	169
6.2.2	Resultados Estáticos	173
6.3	Considerações Parciais	178
7	CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	181
7.1	Conclusão	181
7.2	Propostas de continuidade.....	183
7.3	Publicações científicas associadas ao desenvolvimento deste trabalho	184
	REFERÊNCIAS.....	185

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, a energia elétrica desempenha um papel central nas atividades humanas, sendo indispensável para o funcionamento de praticamente todos os setores da sociedade. No entanto, à medida que a demanda por energia cresce e novas tecnologias são incorporadas aos sistemas elétricos, a qualidade do fornecimento torna-se um fator cada vez mais relevante. Nesse contexto, o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores e, conseqüentemente, da eletrônica de potência, tem promovido o uso crescente de cargas não lineares em aplicações residenciais, comerciais e industriais. Entre essas aplicações, destacam-se algumas técnicas de acionamentos de motores elétricos, computadores, fornos a arco e equipamentos que utilizam baterias. Embora essenciais para a automação e eficiência energética, essas cargas consomem correntes com elevados níveis de componentes harmônicas e reativas (Alfalahi et al., 2021; Subramanian; Stonier, 2024).

Além do aumento do uso de cargas não lineares, a crescente inserção de sistemas baseados em eletrônica de potência, como a geração distribuída, tem ampliado a complexidade dos problemas associados à qualidade da energia elétrica. Em função das características operacionais desses sistemas e das variações de potência a eles associadas, distúrbios como flutuações de tensão tornam-se cada vez mais recorrentes nos sistemas elétricos (Chethan; Ravi, 2024; Liang, 2017; Ratnam; Palanisamy; Yang, 2020; Yang et al., 2025).

As correntes compostas por componentes harmônicas e reativas, predominantemente associadas às cargas não lineares, interferem nos indicadores de qualidade da energia elétrica da rede, além de distorcerem as formas de onda das tensões no ponto de acoplamento comum (PAC). Essas distorções podem provocar a redução da eficiência do sistema elétrico, torques prejudiciais em motores, sobreaquecimento de transformadores e bancos de capacitores, além de falhas em dispositivos de proteção. Também podem comprometer o funcionamento de equipamentos sensíveis, como computadores, eletrodomésticos e equipamentos médicos (Ali et al., 2024; Ghosh; Ledwich, 2002; Pjevalica; Pjevalica; Petrovic, 2023; Tefferi et al., 2023).

Para mitigar os problemas relacionados à qualidade de energia elétrica (QEE), filtros passivos sintonizados do tipo L-C podem ser utilizados para reduzir

componentes harmônicas e reativas. No entanto, esses filtros apresentam limitações, como atuação restrita a uma frequência específica, grande volume físico e risco de ressonância com a impedância da rede (Singh; Al-Haddad; Chandra, 1999). Como alternativa, foram desenvolvidas soluções dinâmicas, mais eficazes e flexíveis, conhecidas como filtros ativos de potência. A partir de 1971, passaram a ser pesquisadas e comercializadas configurações como o filtro ativo de potência paralelo (P-APF – *parallel active power filter*) e o filtro ativo de potência série (S-APF – *series active power filter*), que utilizam inversores operando como fontes de corrente ou de tensão, respectivamente, a fim de sintetizar as correntes e tensões de compensação necessárias (Ali et al., 2024; Singh; Al-Haddad; Chandra, 1999).

Para resolver problemas associados tanto às correntes drenadas por cargas não lineares quanto às tensões fornecidas a essas cargas, pode-se utilizar o condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC – *unified power quality conditioner*), proposto por Akagi e Fujita no final do século XX. Esse dispositivo integra as funcionalidades dos filtros ativos de potência paralelo e série, sendo capaz de compensar simultaneamente os distúrbios de corrente e de tensão, apresentando desempenho superior no tratamento dos problemas de QEE, em relação aos filtros ativos tratados de maneira individual (Akagi, 1996; Fujita; Akagi, 1998; Heenkenda et al., 2023).

As diversas topologias de UPQC podem ser classificadas de acordo com a estrutura física do sistema. No entanto, uma vez determinada a aplicação do dispositivo, a topologia e a estrutura podem ser escolhidas em função do modo de utilização pretendido. A estratégia de compensação e de controle, por outro lado, merece atenção especial, pois determina o comportamento e o funcionamento do sistema, sendo crucial em qualquer sistema que envolve a eletrônica de potência. Por meio dessas estratégias, são definidos os algoritmos de geração das referências e os instantes de comutação das chaves, estabelecendo o modo de operação e o funcionamento esperado do UPQC (Khadkikar, 2012).

Um conjunto de elementos físicos, biológicos ou econômicos pode ser definido como um sistema, caracterizado pelas interações entre suas partes, as quais podem ser representadas por meio de modelos com o objetivo de descrever essas interações durante um determinado processo. Neste estudo, considera-se o UPQC como o sistema em análise, uma vez que seus componentes operam conjuntamente na compensação de distúrbios de tensão e corrente (Ogata, 2010).

Para compreender o funcionamento desse sistema e, assim, definir a estratégia de compensação e o controlador mais adequados, o primeiro passo é desenvolver um modelo matemático do mesmo. Tal modelo deve ser obtido de maneira que não seja simplificado em excesso, o que comprometeria a representação fiel do sistema, nem tão complexo a ponto de dificultar desnecessariamente o estudo (Brogan, 1991).

Uma forma de se obter tais modelos é por meio da modelagem analítica, na qual se utilizam as leis da física para descrever as interconexões entre os componentes. As equações resultantes, de natureza originalmente não linear e geralmente linearizadas para análise, representam apenas parcialmente o comportamento do sistema, e sua qualidade está diretamente relacionada ao propósito para o qual são desenvolvidas (Albertos; Sala, 2004). No caso do UPQC, o modelo matemático deve ser capaz de representar características como estabilidade, parâmetros de regulação, seleção de elementos passivos, capacidade de rejeição de harmônicos e a influência dos distúrbios nas variáveis do sistema (Strzelecki et al., 2005).

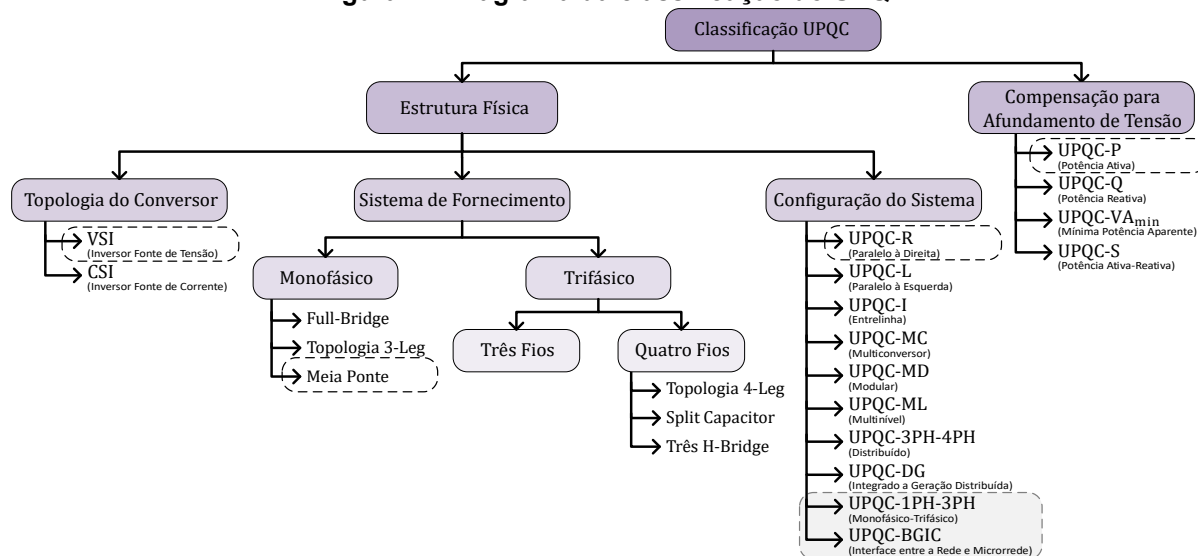
1.1 Condicionador Unificado de Qualidade de Energia

No UPQC, dois conversores são conectados a um único barramento CC (corrente contínua), nas configurações série e paralelo, para implementar, respectivamente, as funções de S-APF e P-APF de maneira simultânea. O conversor paralelo é conectado em paralelo com a carga e atua no controle dos distúrbios relacionados à corrente, como componentes harmônicas, potência reativa e desequilíbrios. Para isso, o inversor injeta a corrente de compensação no PAC, de modo que a corrente proveniente da rede se torne senoidal e em fase com a tensão.

Por sua vez, o conversor série é interligado entre a rede e a carga por meio de transformadores de isolamento e é responsável por mitigar distúrbios relacionados à tensão, como afundamentos, elevações, harmônicos e desequilíbrios. Os terminais compartilhados pelo transformador e pelo inversor atuam como uma fonte de tensão que fornece o complemento necessário à tensão da rede, garantindo que a tensão aplicada à carga permaneça senoidal. Durante distúrbios, esse conversor mantém o fornecimento adequado de tensão à carga, utilizando energia ativa retirada do barramento CC. Enquanto isso, o conversor paralelo controla a tensão desse barramento, extraíndo energia da rede por meio do PAC.

O UPQC tem sido classificado na literatura tanto com base em sua estrutura física quanto na abordagem adotada para mitigar distúrbios, como os afundamentos de tensão, conforme ilustrado na Figura 1 (Heenkenda et al., 2023; Khadkikar, 2012; Prakash Mahela; Gafoor Shaik, 2016). Neste trabalho, são consideradas duas novas categorias propostas na literatura, referentes à configuração do sistema, e que estão destacadas na Figura 1.

Figura 1 – Diagrama da classificação do UPQC



Fonte: Adaptado com complementações de Khadkikar (2012).

Na classificação baseada na forma de compensação dos afundamentos de tensão, o foco está em como o UPQC injeta a tensão compensatória. Essas abordagens recebem destaque na literatura devido à importância da manutenção da tensão adequada para o fornecimento à carga. As principais estratégias são:

- **UPQC-P (controle por potência ativa):** o UPQC é controlado para injetar, por meio do transformador de acoplamento do conversor série, uma tensão em fase com a tensão da rede, com amplitude suficiente para que a tensão da carga atinja a magnitude desejada. Nesse caso, o conversor paralelo processa a potência ativa necessária para o funcionamento do sistema (Da Silva et al., 2024; Han et al., 2006a).
- **UPQC-Q (controle por potência reativa):** o UPQC injeta uma tensão em quadratura com a tensão da rede, de modo que a soma vetorial entre elas resulte na tensão nominal desejada no barramento de carga. Essa abordagem não permite compensar elevações de tensão (Lee; Lee; Lee, 2010).
- **UPQC-VA (controle por mínima potência aparente):** o UPQC injeta uma tensão em um ângulo ideal em relação à corrente da fonte, minimizando o

esforço energético necessário para a compensação, ou seja, buscando o ponto de operação de menor potência aparente (Kumar et al., 2009).

- **UPQC-S (controle por potência ativa e reativa):** o UPQC é controlado de forma a maximizar a atuação do conversor série na compensação de afundamentos e elevações de tensão, compartilhando os esforços de injeção de potência reativa com o conversor paralelo e a carga (Khadkikar; Chandra, 2011).

Em relação à estrutura do UPQC, é possível classificá-lo segundo diferentes critérios. A primeira é a topologia dos conversores, ou seja, se os inversores operam como fonte de tensão (VSI – *voltage source inverter*) ou como fonte de corrente (CSI – *current source inverter*), o que está relacionado ao tipo de armazenamento de energia presente no barramento CC. Outra classificação considera o sistema de alimentação da carga, podendo ser monofásico ou trifásico. Por fim, a configuração do sistema, que diz respeito à localização dos conversores paralelo e série e a aplicação da estrutura do UPQC em relação a rede e a carga, que segundo a literatura, pode ser classificada como:

- **UPQC-L (paralelo à esquerda):** esta configuração é considerada uma das formas convencionais do UPQC, em que o conversor paralelo é posicionado à esquerda do conversor série. Pode ser empregada em situações específicas para evitar interferências entre o inversor paralelo (Elnady; Goauda; Salama, 2001; Ghosh; Jindal; Joshi, 2003; Watanabe; Aredes, 2002).
- **UPQC-R (paralelo à direita):** assim como a UPQC-L, essa também é uma configuração convencional e foi um dos primeiros arranjos propostos, sendo a mais comumente utilizada. Nela, o conversor paralelo é posicionado à direita do conversor série, fazendo com que a corrente que flui pelo transformador de acoplamento seja praticamente senoidal, podendo ser considerada como a da rede, desde que o conversor paralelo atue de forma adequada. Essa característica confere à UPQC-R um desempenho geral superior ao da UPQC-L (Aredes; Heumann; Watanabe, 1998; Da Silva et al., 2020; Fujita; Akagi, 1998).
- **UPQC-I (entrelinha):** nesta configuração, o UPQC é conectado entre duas fontes que alimentam duas cargas de subestações distintas. Um conversor é conectado em série entre a primeira fonte e a primeira carga, enquanto o outro é conectado em paralelo à segunda carga e ao segundo alimentador. Dessa

forma, torna-se possível realizar simultaneamente a regulação da tensão em ambas as cargas e o controle do fluxo de energia entre os alimentadores, já que a regulação da tensão no barramento ocorre de forma integrada. No entanto, somente a corrente do alimentador com conversor paralelo é compensada, assim como os harmônicos de tensão são mitigados apenas na carga associada ao conversor série (Jindal; Ghosh; Joshi, 2007). Essa configuração é normalmente aplicada a cargas sensíveis e sistemas de média tensão (Koroglu et al., 2013).

- **UPQC-MC (multiconversor):** nesta topologia, um terceiro conversor é adicionado para a regulação do barramento CC. Esse conversor pode ser implementado de diferentes formas: conectado à mesma fonte e carga com um banco de baterias (Wong et al., 2000), conectado à mesma fonte com banco de baterias e cargas CC (Li et al., 2005), ou conectado a uma segunda fonte e segunda carga, como na UPQC-I. No entanto, nesta última configuração, a UPQC-MC apresenta a vantagem de permitir a compensação completa das tensões de ambas as cargas, o que não é possível na UPQC-I (Mohammadi; Varjani; Mokhtari, 2009).
- **UPQC-MD (modular):** nesta configuração, vários módulos de UPQC são conectados com o objetivo de atender aplicações em sistemas de distribuição de alta potência. Em Han et al. (2006a), os conversores do UPQC são conectados em série por meio de um transformador com múltiplos enrolamentos nos conversores paralelos, enquanto os conversores série utilizam diodos de conexão traseira, eliminando a necessidade de transformador em série. Já em Munoz et al. (2009), os conversores série são conectados em paralelo e inseridos na linha por meio de um transformador série, enquanto os conversores paralelos são conectados em série. Uma desvantagem do UPQC-MD é que, devido ao grande número de chaves, a complexidade do controle, o tamanho e o custo do sistema tornam-se elevados.
- **UPQC-ML (multinível):** nesta topologia, os inversores típicos de dois níveis do UPQC são substituídos por inversores com múltiplos níveis, que, de acordo com a finalidade, podem ser de três níveis (Campanhol et al., 2019; Rubilar et al., 2007), cinco níveis (González; Valla, 2015), sete níveis, entre outros. Assim como o UPQC-MD, essa configuração é uma alternativa para aplicações em sistemas de alta potência. As topologias mais comuns de inversores multinível

incluem a fixação por diodo (ponto neutro), fixação por capacitor (capacitor *clamped*) e ponte completa em cascata (Muneer; Bhattacharya, 2018; Rodriguez; Lai; Peng, 2002).

- **UPQC-3PH-4PH (distribuído):** nessa configuração, o UPQC permite a conversão de um sistema trifásico a três fios em um sistema trifásico a quatro fios. Em Khadkikar e Chandra (2009) o terminal negativo do transformador série passa a exercer a função de neutro da carga, e uma quarta perna é adicionada ao inversor paralelo para compensar a corrente nesse condutor. Já em Modesto et al. (2016) o terminal negativo do transformador permanece flutuando, enquanto a corrente do neutro das cargas flui pela quarta perna adicionada ao inversor paralelo.
- **UPQC-DG (integrado a geração distribuída):** nesta topologia, o UPQC é associado a fontes de geração distribuída e sistemas de armazenamento de energia, todos conectados ao barramento CC. As fontes podem incluir sistemas fotovoltaicos, tanto de estágio único (Campanhol et al., 2017) quanto de duplo estágio (Davari et al., 2009), turbinas eólicas (Toodeji; Fathi; Gharehpetian, 2009) e geradores síncronos (Han et al., 2006b). Já os sistemas de armazenamento geralmente utilizam baterias (Da Silva et al., 2002) ou ultracapacitores (Han; Bae, 2008). Nessa configuração, a potência gerada pela GD (geração distribuída) é gerenciada pelo UPQC, que atua simultaneamente na alimentação das cargas e na compensação dos distúrbios de qualidade de energia. Um exemplo é apresentado em JIN et al. (2022), onde o UPQC com baterias foi aplicado em uma estação de carregamento de veículos elétricos para fornecer energia e mitigar harmônicos de corrente e distorções de tensão no sistema veículo-rede. Essa topologia também permite operação no modo conectado à rede ou no modo ilhado, assegurando o fornecimento contínuo de energia às cargas, como ilustrado em Mansor et al. (2020), que integraram um sistema fotovoltaico com baterias. Devido à presença das fontes de geração e armazenamento, essa configuração requer malhas de controle adicionais além das utilizadas nos conversores, o que contribui para o aumento da complexidade do sistema.

Adicionalmente, é possível encontrar na bibliografia outras duas classificações para o UPQC, descritas a seguir:

- **UPQC-1PH-3PH (monofásico-trifásico):** nesta configuração, o UPQC atua na melhoria da qualidade de energia em redes monofásicas, ao mesmo tempo em que alimenta uma carga trifásica balanceada. Para isso, são adicionadas duas pernas ao inversor do conversor paralelo (Negrão; Da Silva; Modesto, 2015). Essa topologia foi proposta para aplicações em áreas rurais remotas, que normalmente são atendidas por sistemas monofásicos. Um exemplo dessa aplicação é apresentado em Pelz, Da Silva e Sampaio (2020), onde o sistema foi integrado a um arranjo fotovoltaico.
- **UPQC-BGIC (interface entre a rede e microrrede):** nesta topologia, o UPQC atua como um conversor bidirecional que faz a interface entre a rede elétrica e uma microrrede, que pode ser em corrente alternada (CA), corrente contínua ou híbrida. Para a microrrede, ele exerce a função de formador, garantindo uma tensão senoidal estável e corrigindo os distúrbios provenientes da rede. Já para a rede elétrica, o UPQC-BGIC controla a corrente drenada/injetada, compensando os distúrbios gerados pelas cargas conectadas à microrrede. Essa configuração pode facilitar a conexão e desconexão entre a rede e a microrrede, permitir o controle do fluxo de potência como controlador central de energia e ainda atuar suavizando as intermitências das fontes renováveis (Pelz, 2023). Na literatura, o UPQC-BGIC já foi aplicado na conexão entre uma rede trifásica e uma microrrede CA trifásica com painéis fotovoltaicos e baterias (Khadem; Basu; Conlon, 2015), assim como em sistemas híbridos, nos quais a microrrede CC foi conectada diretamente ao barramento CC do UPQC (Bacon; Da Silva; Guerrero, 2022; Khorasani; Joorabian; Seifossadat, 2017).

Dentre as classificações apresentadas, este trabalho adota a topologia VSI, utilizando inversores monofásicos fonte de tensão em meia ponte, que compartilham o mesmo barramento CC com configuração de capacitor dividido. A estratégia de compensação empregada para afundamento de tensão baseia-se no controle por potência ativa (UPQC-P), sendo utilizada a configuração com o conversor paralelo posicionado à direita (UPQC-R). A definição completa do sistema está destacada na Figura 1.

1.1.1 Modos de Compensação Ativa de Potência para UPQC

Considerando a operação do UPQC por meio do controle de potência ativa, duas estratégias de compensação podem ser utilizadas para a geração das

referências dos conversores: a convencional e a dual/invertida. Essas estratégias impactam diretamente no comportamento dos conversores e na estrutura de seus filtros de saída.

No UPQC com a estratégia de compensação convencional (C-UPQC), as referências dos conversores são semelhantes às dos filtros de potência série (S-APF) e paralelo (P-APF), ou seja, funcionam como fontes de tensão e corrente não senoidais, respectivamente. Dessa maneira, o conversor paralelo oferece um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas da carga, impondo tais componentes, já que a referência do conversor paralelo é não senoidal. Assim, filtragem realizada pelos conversores do C-UPQC é direta, uma vez que as variáveis controladas são as mesmas a serem compensadas, controlando a tensão de compensação através do conversor série e a corrente de compensação pelo conversor paralelo. Contudo, os sinais de interesse, que são a tensão da carga e a corrente da rede, são controlados de forma indireta. Em relação ao controle, para que o resultado seja satisfatório, ou seja, para que a tensão na carga e a corrente da rede sejam senoidais, o C-UPQC deve ser capaz de impor adequadamente as grandezas não senoidais. No entanto, essas grandezas apresentam altas taxas de variações (derivadas de tensão e corrente), o que dificulta o controle.

Já no UPQC com a estratégia de compensação dual/invertida (D-UPQC), as referências de ambos os conversores são senoidais. Assim, o conversor série passa a se comportar como uma fonte de corrente senoidal, controlando a corrente da rede, enquanto o conversor paralelo atua como uma fonte de tensão senoidal, controlando a tensão da carga. Com isso, o conversor série se torna um caminho de alta impedância para as altas frequências, bloqueando as correntes harmônicas da carga, que tendem a fluir pelo conversor paralelo, o qual permanece como um caminho de baixa impedância para as correntes não lineares (Da Silva et al., 2002). Ao mesmo tempo, as componentes harmônicas de desequilíbrio e desbalanço de tensão permanecem sobre o transformador de acoplamento do conversor série, já que o conversor paralelo impõe que a tensão da carga seja senoidal. Desse modo, nota-se que a filtragem ativa realizada pelos conversores série e paralelo passa a ser indireta, devido à integração entre ambos. Por outro lado, o D-UPQC controla diretamente as grandezas de interesse, uma vez que o conversor série controla a corrente da rede para que seja senoidal e em fase com a tensão da rede, enquanto o conversor paralelo

regula a tensão da carga para que seja senoidal (Franca et al., 2015; Millnitz dos Santos; Da Cunha; Mezaroba, 2014; Modesto et al., 2016).

Com isso, a complexidade do controle do D-UPQC é reduzida em comparação com a do C-UPQC, especialmente no que se refere à geração das referências, já que as referências são senoidais e podem até ser controladas no referencial síncrono como grandezas contínuas, além de os algoritmos de geração de referência apresentarem menor complexidade. Tais características resultam em menores distorções harmônicas de tensão e corrente no D-UPQC em relação ao C-UPQC (Da Silva et al., 2020).

1.1.2 Modelagem e Controle do UPQC

O modelo matemático de um determinado sistema tem como função descrever o comportamento dos elementos que o compõem e as interconexões entre eles. Essas representações podem ser feitas de diferentes formas, mas duas categorias são geralmente utilizadas, conforme Brogan (1991), sendo elas: (a) equações de entrada e saída, obtidas ao eliminar todas as variáveis internas do sistema, mantendo apenas a entrada e a saída, comumente representadas em estruturas SISO (*single-input single-output*). Quando essas relações são consideradas lineares e invariantes no tempo, é possível obter um conjunto de funções de transferência por meio das transformadas de Laplace ou Z; e as (b) equações que descrevem o comportamento interno do sistema, não se limitando às características de saída. Quando o sistema é linear, costuma-se utilizar matrizes na representação em espaço de estados, nas quais as variáveis de estado constituem um conjunto mínimo de grandezas capazes de descrever completamente o comportamento do sistema. Essa formulação permite representar tanto sistemas SISO quanto MIMO (*multiple-input multiple-output*), ou seja, com múltiplas entradas e múltiplas saídas.

No contexto do UPQC, é possível modelá-lo de duas maneiras diferentes. Na literatura, predominam abordagens que tratam os conversores como sistemas independentes, com modelagem simplificada e controle monovariável. Essa representação é amplamente utilizada em virtude da facilidade de projeto e implementação de controladores convencionais. Por outro lado, há abordagens que consideram o UPQC como um sistema completo, incorporando os dois conversores em uma única estrutura. Nesse caso, além dos controladores monovariáveis, é

possível implementar controladores multivariáveis que permitem um desacoplamento superior entre as respostas dinâmicas das saídas e maior robustez e estabilidade diante de distúrbios e falhas (Albertos; Sala, 2004). Entretanto, tais controladores foram pouco explorados na literatura devido a maior complexidade de projeto. As duas abordagens são apresentadas a seguir.

1.1.2.1 Modelo Independente do UPQC

Essa representação é a mais comumente utilizada na literatura, sendo uma forma simplificada do sistema, na qual os conversores série e paralelo são tratados como dois sistemas SISO (*Single-Input Single-Output*) independentes. Esses sistemas podem ser representados tanto por meio de um conjunto de funções de transferência quanto em espaço de estados. Nesse caso, os modelos SISO desconsideram o acoplamento entre os conversores, e o controle adotado é necessariamente monovariável. Isso significa que os estados de cada conversor são controlados de forma independente, sem considerar a influência mútua entre eles, o que impede a obtenção de um desacoplamento efetivo das dinâmicas do sistema (Albertos; Sala, 2004).

Para essa representação, são comumente utilizados controladores convencionais, como o proporcional (P) e o proporcional-integral (PI) (Angélico; Campanhol; Oliveira da Silva, 2014; Millnitz dos Santos; Da Cunha; Mezaroba, 2014). Esses controladores podem considerar apenas o feedback de saída, como no caso de uma única malha de controle de corrente (Campanhol; Da Silva; Goedtel, 2014). Também é possível considerar ambos os estados do conversor a ser controlado, como ocorre no controle de tensão com estrutura multi-malha (Manrique Machado et al., 2023). Ambas as estruturas podem ser usadas com controladores ressonantes (Trinh; Lee, 2014) ou repetitivo (Garcia-Cerrada et al., 2007). Esses controladores são sintonizados em frequências de interesse com o objetivo de garantir erro nulo em regime permanente para sinais de referência nessas frequências, ou mesmo para rejeitar distúrbios presentes nelas.

Também podem ser adotados controladores SISO modernos por realimentação de estados multirressonantes com base no regulador linear-quadrático (LQR - *linear-quadratic regulator*) (Pattanayak; Nanda; Kumar, 2023; Pelz; Costa; Da Silva, 2022; Pelz; Da Silva; Sampaio, 2020a).

1.1.2.2 Modelo Completo do UPQC

Essa abordagem considera o UPQC como um sistema unificado, no qual os conversores série e paralelo são integrados em um único modelo. Nessa configuração, a modelagem matemática pode ser realizada por meio de um conjunto de funções de transferência, tratando cada conversor como um sistema SISO, ou por uma representação em espaço de estados do tipo MIMO, que contempla simultaneamente as entradas e saídas dos dois conversores. Com essa modelagem é possível analisar a propagação de distúrbios entre os conversores e avaliar a estabilidade global do sistema.

De forma correspondente, o projeto de controle pode ser baseado em qualquer uma das duas representações, possibilitando tanto estratégias SISO (monovariáveis) quanto MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) (multivariáveis). Embora essa abordagem seja menos comum, alguns trabalhos na literatura exploram o uso de modelos multivariáveis aplicados ao UPQC. Em (Kian Hoong Kwan; Yun Chung Chu; Ping Lam So, 2009), por exemplo, foi apresentado um modelo multivariável para um C-UPQC, mas com controladores SISO projetados por meio do método H_∞ , utilizando apenas realimentação das saídas. Em (Ghosh; Ledwich, 2001), foi proposto um controlador por realimentação de estados, com base em um modelo multivariável do C-UPQC e projetado pelo método LQR, no entanto, os autores simplificaram a matriz de ganhos para desacoplar as saídas de controle dos conversores série e paralelo, resultando em um controlador SISO. Em (Shi; Liu; Han, 2024), é apresentado um estudo matemático dos tipos C-UPQC e D-UPQC utilizando o sistema de coordenadas síncronas dq. Ainda assim, os conversores foram controlados de forma independente, por meio de controladores SISO.

Já em (Rong et al., 2009), foi proposto um controle MIMO para o C-UPQC, também baseado no método LQR, entretanto o controle multivariável projetado foi realizado somente com realimentação das saídas e com resultados limitados a simulações. Por fim, em (Bueno-Contreras; Ramos; Costa-Castelló, 2021), um controlador MIMO em espaço de estados multirressonante, projetado por LQR foi aplicado a um C-UPQC. No entanto, os ganhos utilizados foram obtidos empiricamente, por meio da seleção manual de fatores de ponderação, sem a aplicação de métodos de otimização.

Ressalta-se, entretanto, que, apesar da existência de modelos integrados aplicados ao D-UPQC na literatura, não foram encontrados trabalhos que explorem a síntese de um controlador multivariável baseado em um modelo matemático integrado do D-UPQC.

1.2 Definição do Problema

Para definir a estratégia de controle mais adequada para os conversores que compõem o UPQC, além dos resultados práticos dinâmicos e estáticos, os modelos matemáticos dos mesmos são ferramentas essenciais de análise. Por meio desses modelos, é possível estudar a resposta em frequência do sistema, considerando a influência dos distúrbios nas variáveis. Além disso, pode-se avaliar a capacidade das estratégias de controle na rejeição das harmônicas (Da Silva et al., 2020; Reyes; Espinoza; Sepulveda, 2005; Shi; Liu; Han, 2024).

No que diz respeito à modelagem matemática e aos controladores, quando os conversores do UPQC são modelados e controlados de forma independente, como dois sistemas SISO, ao se realizar a modelagem de um dos conversores, o outro é sempre tratado como uma entrada independente, normalmente representada por uma fonte de corrente ou tensão, considerando o conversor ideal. Dessa forma, considerar o UPQC como dois sistemas SISO torna impossível a análise da estabilidade global e a inclusão dos efeitos de propagação de distúrbios entre os conversores, permitindo apenas análises parciais.

Por outro lado, considerar o UPQC como um sistema multivariável permite verificar a propagação de distúrbios entre os diferentes conversores e analisar a estabilidade completa do sistema. Ao mesmo tempo, os controladores multivariáveis possibilitam um desacoplamento superior entre as respostas dinâmicas das saídas, além de maior robustez e estabilidade frente a distúrbios e falhas (Albertos; Sala, 2004).

Nesse contexto, o interesse no uso do regulador linear-quadrático para projetar controladores para conversores estáticos tem crescido, devido à sua estabilidade, desempenho e robustez (Khajehoddin; Karimi-Ghartemani; Ebrahimi, 2018). No entanto, apenas o integrador do controle por espaço de estados não é suficiente para garantir erro nulo em regime permanente nas frequências harmônicas. Por isso, são utilizados múltiplos termos ressonantes para garantir a rejeição ou imposição dos harmônicos. Contudo, o ajuste de um controlador multirressonante

LQR não é trivial. Para projetar esse tipo de controlador, é necessário definir os valores de peso nas matrizes Q e R , cujas dimensões dependem, respectivamente, do número de estados do sistema em malha aberta e do número de variáveis controladas. Além disso, cada termo ressonante acrescenta dois estados ao sistema. Assim, embora o LQR forneça uma estrutura eficiente para o controle ótimo em sistemas MIMO ou SISO, seu uso isolado apresenta limitações, pois os parâmetros de projeto são restritos às matrizes de ponderação Q e R , dificultando o atendimento direto a requisitos práticos como tempo de estabilização, *overshoot* ou distorção harmônica total (THD - *Total Harmonic Distortion*) em corrente e tensão (Albertos; Sala, 2004).

Considerando as duas estratégias de compensação por controle de potência ativa, apenas dois trabalhos na literatura abordaram a comparação entre as topologias C-UPQC e D-UPQC (Da Silva et al., 2020; Shi; Liu; Han, 2024). Entretanto, em ambos os estudos, os modelos utilizados nas análises matemáticas dos conversores não consideraram representações multivariáveis em espaço de estados que refletissem todo o comportamento interno dos conversores em conjunto com os controladores. Assim, mesmo as análises indicando que a rejeição de harmônicos seja maior na estratégia dual, não foi possível comprovar pela resposta em frequência de malha aberta as diferenças das capacidades de rejeição de harmônicos entre os dois. Além disso, os controladores empregados nos resultados experimentais foram obtidos empiricamente, exigindo do projetista um conhecimento profundo do sistema, o que pode demandar muito tempo e resultar em controladores com desempenho não otimizado, comprometendo a comparação entre as duas topologias.

Diante dessas limitações, identifica-se a necessidade de uma abordagem de modelagem que integre os dois conversores do UPQC, bem como de uma metodologia de projeto capaz de avaliar de forma consistente o impacto da estrutura de controle nas variáveis de interesse. Na estratégia convencional baseada em modelos SISO, não é possível obter adequadamente as respostas em frequência das variáveis de interesse em relação aos distúrbios do sistema, o que inviabiliza uma comparação consistente de desempenho.

Nesse contexto, a utilização de estratégias multivariáveis, associada a uma metodologia de projeto de controladores baseada na otimização de critérios práticos de desempenho, permite estabelecer uma base analítica comum e contribui para reduzir a dependência dos resultados em relação às escolhas do projetista,

possibilitando uma comparação mais precisa e tecnicamente consistente entre as topologias C-UPQC e D-UPQC, superando limitações observadas nos estudos anteriores.

1.3 Objetivo

Esta seção apresenta os objetivos gerais e específicos do trabalho de mestrado.

1.3.1 Objetivo Geral

Realizar uma comparação entre as estratégias de compensação de potência ativa convencional e dual/invertida aplicados à UPQC monofásicos, utilizando modelos completos das duas topologias, com aplicação de controle multivariável multirressonante por realimentação de estados. Os ganhos dos controladores serão determinados por meio de um método de otimização metaheurístico baseado em evolução diferencial (DE - *differential evolution*).

1.3.2 Objetivos Específicos

A seguir são definidos os objetivos específicos desse trabalho:

- Realizar a modelagem completa das topologias C-UPQC e D-UPQC, integrando os conversores série e paralelo em uma abordagem multivariável;
- Comparar os modelos independentes e completos para o C-UPQC e o D-UPQC, destacando as principais diferenças entre eles;
- Desenvolver um controlador multivariável multirressonante por realimentação de estados (MV-MR-SF - *multivariable and multiresonant state-feedback*) baseado na metodologia LQR;
- Propor um algoritmo genérico de otimização, baseado em DE, para o projeto de controladores por realimentação de estados, monovariáveis e multivariáveis, com termos ressonantes, aplicável às diferentes modelagens do UPQC;
- Validar experimentalmente os controladores multivariáveis multirressonantes por realimentação de estados desenvolvidos para as topologias C-UPQC e D-UPQC;

- Apresentar uma comparação entre o UPQC com as estratégias de compensação de potência ativa convencional e dual.

1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido em sete capítulos, os quais são descritos a seguir:

No capítulo um, é realizada uma revisão bibliográfica acerca das classificações do Condicionador Unificado de Qualidade de Energia, dos modos de compensação ativa de potência abordados neste trabalho e das estruturas e técnicas de controle utilizadas na literatura, situando o leitor na área de desenvolvimento do estudo.

No segundo capítulo, são detalhados os procedimentos metodológicos adotados para ambas as estratégias de controle. O diagrama de potência do UPQC é definido, juntamente com a formulação matemática e as malhas de controle do barramento CC. O algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona utilizado na geração de sinais de referência é descrito. Além disso, é apresentada a estrutura matemática adotada para representar o comportamento dos UPQCs, e a metodologia de análise dos modelos por meio de controladores SISO. Em seguida, descreve-se o algoritmo de otimização baseado na metaheurística por DE, aplicado ao projeto do controlador multivariável multirressonante por realimentação de estados, bem como a função custo ponderada a ser minimizada.

Todo o desenvolvimento do UPQC sob a configuração dual é tratado no capítulo três. Inicialmente, são descritas as particularidades dessa abordagem, incluindo os algoritmos de geração de referências de tensão e corrente. Em seguida, são desenvolvidas as representações independentes e completa do D-UPQC, com análise das respostas em frequência de malha aberta, de forma a comprovar que o modelo completo representa melhor as interações dinâmicas entre os conversores. Por fim, aplica-se a metodologia de otimização no projeto dos controladores SISO dos conversores série e paralelo com base nos modelos individuais, e do controlador MIMO utilizando a estrutura completa do UPQC. Nesta etapa, realiza-se uma análise comparativa das respostas em frequência de malha fechada dos controladores.

O desenvolvimento do UPQC na configuração convencional é apresentado no capítulo quatro. Inicialmente, são apresentadas as características específicas dessa abordagem, bem como os procedimentos adotados para a obtenção das referências de tensão e corrente. Na sequência, são formulados os modelos independentes e o

modelo completo do C-UPQC, cuja dinâmica é avaliada por meio das respostas em frequência em malha aberta, permitindo a identificação das interações entre os conversores. Posteriormente, a metodologia de otimização é empregada no projeto dos controladores SISO dos conversores série e paralelo, assim como no projeto do controlador multivariável baseado na estrutura completa do UPQC. Por fim, as respostas em frequência em malha fechada dos controladores obtidos são analisadas, fornecendo subsídios diretos para a comparação com a estratégia dual.

O quinto capítulo apresenta os resultados experimentais da aplicação dos controladores SISO e MIMO para ambas as estratégias de compensação, dual e convencional. São analisados os desempenhos dinâmico e estático do UPQC sob diferentes condições de rede e carga, permitindo a comparação direta entre as duas abordagens. Os resultados experimentais demonstram a viabilidade prática do controle multivariável em ambas as configurações e evidenciam as diferenças de desempenho entre as estratégias. Além disso, ao confrontar os resultados teóricos obtidos a partir da otimização com os dados experimentais, verifica-se maior fidelidade do modelo completo em relação ao modelo independente.

Após a validação da maior representatividade do modelo completo e da eficácia do controlador otimizado no capítulo seis, é realizada uma análise comparativa aprofundada entre o D-UPQC e o C-UPQC. Essa comparação é conduzida por meio das respostas em frequência dos modelos multivariáveis completos em malha aberta e em malha fechada, considerando tanto a entrada de referências quanto a entrada de distúrbios. Adicionalmente, é avaliada a influência da variação da impedância da rede na capacidade de rejeição de harmônicos de ambas as estratégias. Os resultados analíticos são correlacionados com os resultados experimentais dinâmicos e estáticos, consolidando a comparação entre as abordagens dual e convencional.

Por fim, no capítulo sete são apresentadas as conclusões deste trabalho, destacando as principais contribuições, os resultados obtidos e as comparações realizadas entre as estratégias analisadas, bem como considerações finais e perspectivas para trabalhos futuros.

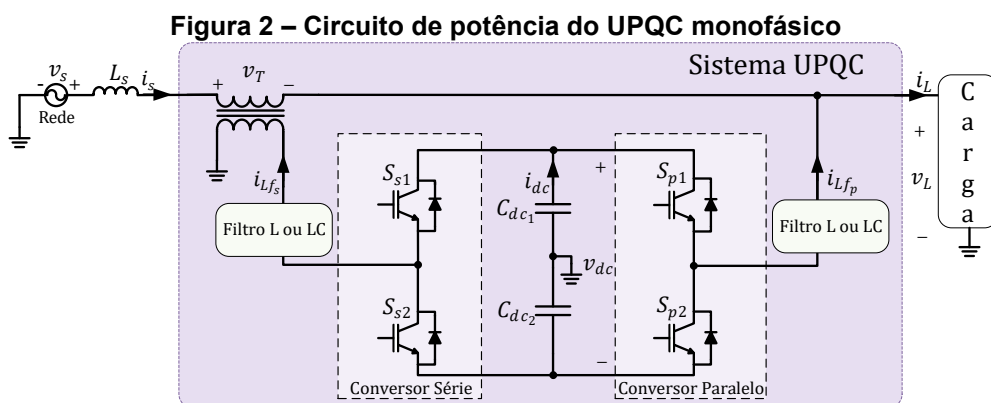
2 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA E DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DO CONDICIONADOR UNIFICADO DE QUALIDADE DE ENERGIA

Neste capítulo, apresenta-se o sistema do UPQC monofásico e os procedimentos metodológicos adotados para o desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente, são descritas as malhas de controle comuns às estratégias de compensação ativa dual e convencional, incluindo o sistema de sincronização (PLL – *phase-locked loop*), o algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF – *synchronous reference frame*) empregado na geração das referências de tensão e corrente, e o modelo dinâmico do barramento CC. Além disso, define-se a estrutura matemática a ser utilizada na modelagem do D-UPQC e C-UPQC ao longo dos capítulos seguintes, por meio da representação no espaço de estados.

Na sequência, detalha-se o algoritmo de projeto do controlador multivariável multirressonante por realimentação de estados, fundamentado na abordagem LQR. Essa etapa inclui a formulação do modelo genérico de malha aberta a ser controlado, bem como o método metaheurístico de evolução diferencial, utilizado como estratégia de otimização para a sintonia dos parâmetros de controle.

2.1 Definição do sistema

O UPQC monofásico abordado neste trabalho é composto por dois inversores com modulação por largura de pulso senoidal (SPWM - *Sine Pulse Width Modulation*) em meia ponte, que compartilham o mesmo barramento CC em uma configuração com capacitor dividido (*split-capacitor*). O circuito de potência do UPQC é apresentado na Figura 2, onde os inversores estão conectados por meio de um filtro passivo indutivo (L), para controle de corrente, e de um filtro passivo indutivo-capacitivo (LC), para controle de tensão, a depender da estratégia adotada.



Fonte: Autoria própria (2025).

Os principais parâmetros do UPQC estão dispostos na Tabela 1 e são empregados tanto no projeto dos controladores quanto na construção do protótipo utilizado para os resultados experimentais.

Tabela 1 - Parâmetros gerais do UPQC.

Tensão de pico da rede monofásica	$V_p = 179,6 \text{ V}$
Tensão da rede representada no referencial síncrono dq	$v_{ds} = 179,6 \text{ V}$
Capacitância dos capacitores do barramento CC	$C_{dc1} = C_{dc2} = 4,7 \text{ mF}$
Tensão total do barramento CC	$V_{dc} = 440 \text{ V}$
Frequência fundamental da rede	$\omega_1 = 377 \text{ Hz}$
Frequência de chaveamento	$f_{CH} = 20 \text{ kHz}$
Tempo de aquisição	$T_s = 1/60000 \text{ s}$
Relação de transformação do transformador monofásico	$n = 1:1$
Indutâncias do primário e secundário do transformador	$L_{T1} = L_{T2} = 90 \text{ } \mu\text{H}$
Resistências do primário e secundário do transformador	$R_{T1} = R_{T2} = 81 \text{ m}\Omega$
Indutância estimada da rede	$L_s = 0,312 \text{ mH}$
Resistência estimada da rede	$R_s = 0,518 \text{ mH}$
Indutância do indutor de comutação	$L_{co} = 3 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria (2025).

Para garantir o sincronismo do sistema com a rede elétrica monofásica, o ângulo de fase θ da rede é obtido por meio do sistema de detecção de ângulo de fase AF- $\alpha\beta$ -pPLL. Esse sistema é baseado na teoria da potência ativa instantânea de sistemas trifásicos (pPLL), aplicado a um sistema de eixos estacionários bifásico fictício ($\alpha\beta$), em conjunto com um filtro adaptativo não autônomo (AF- *adaptive filter*) (Bacon et al., 2014).

Para obter a corrente de referência da rede na estratégia dual e de compensação na estratégia convencional, é necessário extrair a componente fundamental da corrente da carga, ou seja, calcular a amplitude da corrente ativa drenada pela carga. Para isso, adotou-se um sistema de eixos estacionários bifásico fictício $\alpha\beta$, com o intuito de permitir sua transformação para o referencial síncrono (SRF), o qual é capaz de separar as parcelas de corrente ativa, reativa e harmônica de um determinado sinal. Nesse sistema fictício, a coordenada $i_{L\alpha}$ é definida como a corrente da carga i_L , e a coordenada $i_{L\beta}$ é obtida defasando a corrente i_L em 90° (Da Silva et al., 2011). A partir desse sistema fictício, obtém-se a representação da corrente da carga no referencial síncrono dq , por meio da transformação de Park, conforme apresentado a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde θ é o ângulo de fase da rede elétrica monofásica, obtido pelo AF- $\alpha\beta$ -pPLL, e $\sin \theta$ e $\cos \theta$ são as coordenadas do vetor síncrono unitário.

No referencial síncrono, a parcela contínua da corrente i_{L_d} corresponde à amplitude da componente ativa, e a parcela contínua da corrente i_{L_q} corresponde à amplitude da componente reativa da corrente de carga na frequência fundamental, enquanto as parcelas oscilantes presentes em i_{L_d} e i_{L_q} referem-se às componentes harmônicas da corrente da carga. Como o interesse recai sobre a parcela ativa, considera-se a corrente da carga no eixo direto i_{L_d} , obtida como segue:

$$i_{L_d} = i_L(\omega t) \cos \theta + i_L(\omega t - \pi/2) \sin \theta \quad (2.2)$$

Desse modo, um filtro passa-baixa (LPF – *low-pass filter*) de segunda ordem, com frequência de corte de 12 Hz, é utilizado para eliminar as componentes harmônicas, obtendo-se o valor médio $i_{L_{dc}}$, que corresponde à amplitude da componente fundamental da corrente da carga.

2.1.1 Barramento CC

Com o objetivo de manter a tensão do barramento CC no valor desejado, o controle do barramento fornece a amplitude da referência de corrente que deve ser drenada da rede elétrica para compensar as perdas do conversor, mantendo assim a tensão constante. Para obter o modelo matemático que representa o comportamento dinâmico da tensão do barramento CC, assume-se que a potência ativa instantânea no lado CA, drenada pelo UPQC ($p_{in_{UPQC}}$), seja igual à potência no barramento CC (p_{dc}) (Angélico; Campanhol; Oliveira da Silva, 2014). Dessa forma, obtém-se a relação dada por:

$$\frac{v_{ds} i_{dc_{pc}}}{2} = \frac{v_{dc} i_{dc}}{p_{dc}} \quad (2.3)$$

onde v_{ds} é a tensão da rede representada no referencial síncrono dq , $i_{dc_{pc}}$ é a componente ativa da corrente que flui através do conversor paralelo do UPQC, v_{dc} é a tensão total do barramento CC e i_{dc} é a corrente da capacitância equivalente do barramento, cuja expressão é $C_{dc} = 1/(1/C_{dc_1} + 1/C_{dc_2})$.

Substituindo $i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt}$ na equação (2.3), aplicando a média dos estados e a transformada de Laplace (Erickson; Maksimovic, 2001), obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC com a componente de

corrente ativa no referencial síncrono dq necessária para compensar as perdas do UPQC, dada por:

$$\frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{dcpc}} = \frac{V_{ds}}{2C_{dc}V_{dc}s} \quad (2.4)$$

A partir da função de transferência do barramento CC, é utilizado o controlador PI projetado segundo a metodologia proposta por Angélico, Campanhol e Oliveira da Silva (2014), cuja função de transferência é dada por:

$$G_{PI_{imb,DCbus}} = K_{P_{imb,DCbus}} + \frac{K_{I_{imb,DCbus}}}{s} \quad (2.5)$$

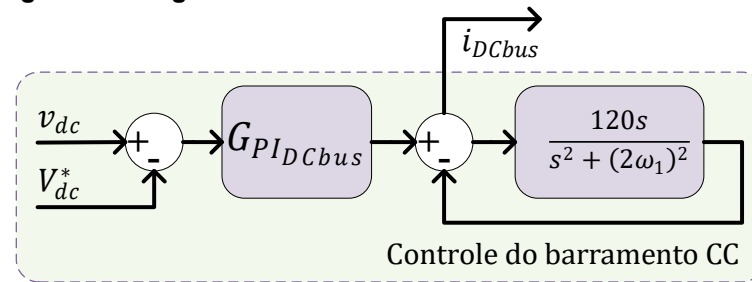
em que os ganhos $K_{P_{imb,DCbus}}$ e $K_{I_{imb,DCbus}}$ estão descritos na Tabela 2 e $G_{PI_{imb}}$ e $G_{PI_{DCbus}}$ são os controladores para o controle de desbalanço e do barramento CC, respectivamente.

Outro ponto importante no controle do barramento CC são as oscilações presentes no sinal de tensão de entrada do controlador, que, conseqüentemente, se propagam para a saída do mesmo. Com relação ao barramento CC, o inversor se comporta como um retificador. Dessa forma, o sinal de tensão senoidal de entrada é refletido como uma onda retificada com o dobro desta frequência. Caso essa oscilação não seja atenuada, esta será propagada para a saída do controlador e afetará diretamente seu desempenho.

Para garantir que o controlador rejeite esse distúrbio, utiliza-se um filtro ressonante sintonizado especificamente na frequência da oscilação de interesse, de modo a evitar que ela se propague pelas demais malhas de controle dos conversores.

Neste sistema, a frequência de sintonia do filtro ressonante é o dobro da frequência da rede. Em Pelz et al. (2024), após uma análise detalhada do projeto dos ganhos dos termos ressonantes com base no tempo de assentamento da saída, foi definido o tempo de 83,33 ms como satisfatório para rejeição das oscilações no barramento CC, obtendo-se o ganho de 120. Este trabalho segue essa mesma abordagem para os filtros ressonantes do barramento CC. Com isso, o diagrama de controle do barramento CC pode ser visualizado na Figura 3.

Figura 3 – Diagrama de blocos do controle do barramento CC.



Fonte: Autoria própria (2025).

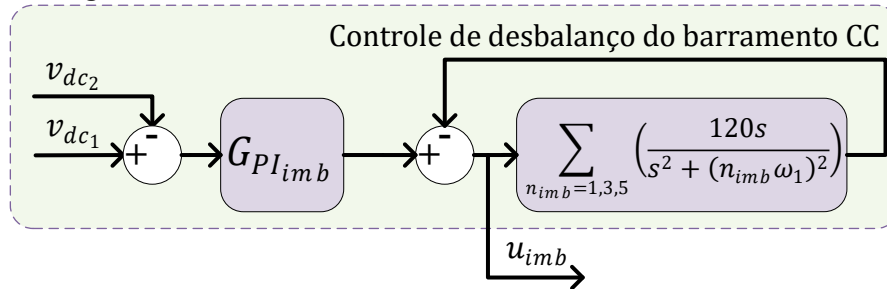
A saída do controlador de tensão do barramento CC, i_{DCbus} , representa, em regime permanente, a componente de corrente ativa necessária para compensar as perdas na estrutura e manter a tensão do barramento estabilizada em torno do valor de referência adotado. Essa saída é somada à amplitude da componente fundamental da corrente da carga, resultando na corrente fundamental que deve ser drenada da rede, i_s^* , a fim de manter o equilíbrio de potência do sistema. Para obter um sinal senoidal, basta multiplicá-la pelo vetor unitário síncrono $\cos \theta$, conforme:

$$i_s^* = (i_{L_{dc}} + i_{DCbus}) \cos \theta \quad (2.6)$$

Considerando a utilização de barramento CC com capacitores divididos, a operação dos inversores pode provocar desbalanceamento entre as tensões dos dois capacitores, devido a imperfeições do sistema. Isso resulta em um consumo desigual de energia entre eles. Para corrigir esse problema, é necessário utilizar um controlador de desbalanço de tensão, capaz de anular a diferença entre as tensões dos capacitores do barramento. Com o objetivo de garantir erro nulo em regime permanente, emprega-se um controlador PI, em que o erro corresponde à própria diferença de tensão entre os capacitores, sendo os ganhos definidos a partir de simulações computacionais. Esses ganhos estão descritos na Tabela 2.

Assim como no controle da tensão do barramento CC, a entrada do controlador de desbalanço também contém componentes oscilantes, porém, com diversas frequências, já que resulta da subtração das tensões dos dois capacitores. Para impedir que essas oscilações se propaguem pelas demais malhas de controle do sistema, será utilizado um arranjo de filtros ressonantes, chamados de multirressonantes. Esses filtros são sintonizados nas componentes de primeira, terceira e quinta ordem da frequência fundamental da rede. O diagrama de blocos do controle de desbalanço do barramento CC é apresentado na Figura 4.

Figura 4 – Diagrama de blocos do controle de desbalanço de tensão do barramento CC



Fonte: Autoria própria (2025).

A saída do controlador de desbalanço de tensão do barramento CC, u_{imb} , é um sinal contínuo que será adicionado nas referências do controle de tensão, para o conversor paralelo na estratégia dual e série na estratégia convencional, garantindo que o barramento permaneça balanceado.

Tabela 2 - Parâmetros dos controladores do barramento CC.

Ganho proporcional do controle do barramento CC	$K_{P_{DCbus}} = 0,56$
Ganho integrativo do controle do barramento CC	$K_{I_{DCbus}} = 5,05$
Ganho proporcional do controle de desbalanço	$K_{P_{imb}} = 0,4$
Ganho integrativo do controle de desbalanço	$K_{I_{imb}} = 0,05$

Fonte: Autoria própria (2025).

2.1.2 Modelo Multivariável

Para a obtenção dos modelos matemáticos do UPQC, tanto para as estratégias de compensação dual quanto para as convencionais, é adotada a representação no domínio do tempo em espaço de estados. Essa abordagem permite descrever os sistemas dinâmicos por meio de um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem, fornecendo uma base sólida para a análise do comportamento dos conversores.

Inicialmente, os modelos matemáticos dos circuitos equivalentes dos conversores série e paralelo são tratados de forma independente. Em seguida, esses modelos são interligados para formar o modelo multivariável completo do UPQC. Este modelo multivariável relaciona todas as entradas e estados do conversor em um único conjunto de equações, sendo fundamental para a descrição e análise do sistema (Machado, 2021).

A representação genérica no espaço de estados, válida para sistemas lineares e invariantes no tempo, será utilizada ao longo do trabalho. Nessa representação, as dimensões dos vetores de estado, de entrada e de saída, assim como as matrizes associadas, serão definidas de forma genérica. Essa definição

servirá como base para o projeto dos controladores MV-MR-SF, utilizando o algoritmo de otimização para ajustar os parâmetros de controle.

A seguir, é apresentada a forma geral da representação em espaço de estados, que será utilizada ao longo do trabalho. Essa definição de dimensões genéricas é fundamental para o desenvolvimento dos modelos matemáticos e para a implementação do controle multivariável. A equação que descreve essa representação genérica é dada por:

$$\begin{aligned} [\dot{x}]_{n_i} &= [A]_{n_i \times n_i} [x]_{n_i} + [B]_{n_i \times n_u} [d]_{n_u} + [B_w]_{n_i \times n_w} [u_w]_{n_w} \\ [y]_{n_o} &= [C]_{n_o \times n_i} [x]_{n_i} \end{aligned} \quad (2.7)$$

A equação apresentada anteriormente descreve a representação genérica no espaço de estados. Nela, A , B , B_w e C são as matrizes de estado, entrada, perturbação e saída do sistema, respectivamente. Já os vetores x , d , u_w e y representam os respectivos estados, entradas, perturbações e saídas. As dimensões das matrizes e vetores são definidas considerando que n_i é o número de estados, n_o é o número de saídas, n_u é o número de entradas de controle e n_w é o número de distúrbios.

Para as análises das respostas em frequência são necessárias as funções de transferência de cada entrada por cada saída do conversor, assim é possível obter o conjunto de soluções do sistema através como segue:

$$H(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D] \quad (2.8)$$

Embora um dos objetivos centrais deste trabalho seja o desenvolvimento de estratégias de controle multivariável a partir do modelo completo do UPQC, faz-se necessária uma análise preliminar baseada nas especificações clássicas de projeto de controladores SISO. Esta etapa não visa o projeto do controlador final, mas sim a caracterização do comportamento do modelo MIMO em contraposição ao modelo SISO. Tal abordagem atua como uma ferramenta de diagnóstico robusta, evidenciando as limitações do controle desacoplado e legitimando a necessidade de uma abordagem multivariável para lidar com o acoplamento entre as malhas de tensão e corrente.

Nesse contexto, torna-se possível mapear e quantificar o "erro de modelagem" introduzido pelas simplificações habituais. A metodologia consiste em aplicar as especificações de projeto ao modelo SISO para determinar os ganhos do controlador e, em seguida, aplicar tal lei de controle à planta real (representada pelo modelo MIMO) para verificar se os requisitos foram atendidos. Caso as superfícies de

desempenho (margem de fase e frequência de cruzamento) do sistema MIMO desviem significativamente do esperado pelo projeto SISO, confirma-se a existência de dinâmicas acopladas ou ressonâncias ignoradas pelo modelo simplificado, justificando a complexidade adicional do tratamento multivariável.

Para quantificar o desempenho e a estabilidade, utilizam-se duas métricas fundamentais da resposta em frequência:

- **Frequência de Cruzamento de Ganho:** Definida como a frequência na qual o ganho de malha aberta cruza a magnitude de 0 dB. É uma aproximação direta da largura de banda do sistema em malha fechada e, conseqüentemente, de sua velocidade de resposta. Uma frequência de cruzamento maior implica uma resposta transitória mais rápida, porém aumenta a suscetibilidade a ruídos de alta frequência.
- **Margem de Fase:** Definida como a defasagem adicional que o sistema pode tolerar na frequência de cruzamento antes de atingir a instabilidade, estando diretamente ligada ao fator de amortecimento e à estabilidade relativa. Uma margem de fase maior resulta em respostas mais amortecidas e com menor sobressinal. Ressalta-se que, em filtros complexos, a dinâmica de ressonância pode provocar múltiplos cruzamentos de ganho em 0 dB. Nessas situações, conforme critério estabelecido por Ogata (2010), a margem de fase deve ser avaliada na maior frequência de cruzamento, assegurando a verificação da estabilidade na condição de maior largura de banda e garantindo robustez contra dinâmicas de alta frequência.

Tais métricas são utilizadas como especificações de projeto na metodologia desenvolvida por Angélico et al. (2014), voltada originalmente para a sintonia de controladores PID. Naquele trabalho, demonstra-se um procedimento sistemático onde, dado um modelo da planta e os requisitos de projeto (frequência de cruzamento de ganho, f_c , e margem de fase, MF), é possível calcular analiticamente os parâmetros do controlador. O método fundamenta-se em duas premissas simultâneas de ajuste na frequência de interesse.

Primeiramente, determina-se a contribuição de fase necessária ($\angle C$) que o controlador deve fornecer para suprir o "déficit" da planta ($\angle G$) e atingir a margem de fase desejada, conforme a relação:

$$\angle C(j2\pi f_c) = MF - 180^\circ - \angle G(j2\pi f_c) \quad (2.9)$$

Simultaneamente, ajusta-se o ganho do controlador ($|C|$) para garantir que a magnitude da função de transferência de malha aberta seja unitária (0 dB) nessa mesma frequência. Para isso, o ganho do controlador deve ser exatamente o inverso da magnitude da planta:

$$|C(j2\pi f_c)| = \frac{1}{|G(j2\pi f_c)|} \quad (2.10)$$

Para isolar o comportamento da planta de possíveis limitações de um controlador específico, visto que o objetivo é avaliar o modelo e não o controle, apropria-se neste trabalho dessa base de cálculo para introduzir o conceito de 'Controlador Ideal'. Trata-se de uma abstração matemática que emprega as formulações de Angélico et al. (2014) não para fixar um PID, mas para fornecer exata e dinamicamente o ganho e o avanço ou atraso de fase necessários para cumprir as especificações de projeto no modelo SISO. Assim, para cada par de coordenadas (frequência de cruzamento desejada e margem de fase desejada), calcula-se o esforço de controle que satisfaz perfeitamente o modelo SISO e aplica-se este mesmo esforço ao modelo MIMO. A discrepância entre o especificado e o obtido representa o erro de modelagem intrínseco.

A análise visual dos resultados será apresentada através de dois tipos de gráficos comparativos:

1. **Comparação de Frequência de Cruzamento:** Ilustra a discrepância na largura de banda, onde o eixo horizontal representa a frequência especificada (projeto via modelo SISO) e o eixo vertical representa onde o sistema real efetivamente cruzou 0 dB.
2. **Superfície de Margem de Fase:** Gráficos tridimensionais que mapeiam a estabilidade do sistema, onde os eixos da base representam, respectivamente, a velocidade desejada (frequência de cruzamento) e a robustez especificada (margem de fase), enquanto o eixo vertical exibe a margem de fase efetivamente obtida na planta MIMO.

2.2 Projeto do Controlador MV-MR-SF

Diversos tipos de controladores vêm sendo utilizados para controlar variáveis que possuem componentes alternadas, seja com a imposição de referências ou com

a rejeição de distúrbios nas frequências fundamental e harmônicas. Pode-se citar os controladores tradicionais P e PI, os quais têm como principal característica a simplicidade de projeto e implementação (Angélico; Campanhol; Oliveira da Silva, 2014; Millnitz dos Santos; Da Cunha; Mezaroba, 2014; Trinh; Lee, 2014). Entretanto, tais controladores não garantem o erro nulo em regime permanente para referências senoidais, visto que o controlador PI apresenta ganho infinito apenas para sinais de frequência nula (Ogata, 2010). Em sinais alternados, a malha aberta possui ganho finito, o que resulta em erros de rastreamento de amplitude e fase. No referencial síncrono, onde grandezas CA na frequência fundamental são representadas por grandezas contínuas, controladores clássicos PI também vêm sendo utilizados de modo a buscar erro nulo em regime permanente (Campanhol et al., 2019; Modesto et al., 2016; OCHOA-GIMÉNEZ; GARCÍA-CERRADA; ZAMORA-MACHO, 2017). Entretanto, em sistemas que envolvem o seguimento de sinais de referências ou a rejeição de distúrbios em diversas frequências harmônicas, tais controladores possuem desempenho insatisfatório (Pelz; Da Silva; Sampaio, 2020a).

Neste sentido, os controladores ressonantes vêm sendo utilizados, dada sua capacidade de, na frequência de cada termo ressonante, garantir erro nulo em regime permanente e a rejeição completa de distúrbios (Castilla et al., 2009). Devido à inserção na frequência de ressonância do controlador, um ganho infinito, enquanto nas demais frequências há uma grande atenuação. Por sua atuação em uma única frequência por termo ressonante, é comum a utilização de diversos controladores ressonantes em paralelo, em uma estrutura denominada multirressonantes.

Para o D-UPQC, há a necessidade da rejeição dos distúrbios harmônicos da corrente da carga e da tensão da rede, além do seguimento das referências senoidais para controlar a corrente da rede e a tensão da carga. Já para o C-UPQC, há a necessidade da imposição de componentes harmônicas de corrente da carga e tensão da rede, além da componente fundamental para balanceamento das perdas da estrutura. Sendo assim, é proposto o controlador MV-MR-SF, projetado por meio do regulador quadrático linear LQR, o qual por meio dos integradores nas malhas de controle é capaz de rejeitar/impor as componentes em frequências contínuas ou em frequências diferentes das de sintonia dos termos ressonantes, além de rejeitar/impor os componentes harmônicos através da estrutura multirressonantes.

Devido a integração da estrutura multivariável em espaço de estados com a multirressonantes, as matrizes Q e R do LQR apresentam elevada dimensão o que

dificulta o ajuste dos valores dos pesos. Além disso, o ajuste empírico de tais pesos exige que o projetista tenha um conhecimento profundo do sistema, o que pode levar muito tempo, e há o risco de obter controladores com desempenho não otimizado.

Por esse motivo, é apresentada uma metodologia para ajuste dos controladores MV-MR-SF, expandindo a metodologia de projeto proposta em (Pelz; Costa; Da Silva, 2022), tornando-a não somente genérica para ser aplicável a quaisquer sistemas SISO, mas também para ser aplicável para quaisquer sistemas MIMO. Como o LQR obtém os ganhos de feedback de estado, a estratégia consiste em determinar as matrizes Q e R de peso otimizadas. Para tanto, é empregada a metaheurística DE, juntamente com simulações computacionais implementadas no software MATLAB/Simulink, das quais são extraídos os dados para avaliação do custo da tentativa. Esse custo é obtido por meio de uma função de custo multiobjetivo, na qual a otimização se baseia na minimização da soma ponderada envolvendo: 1) THDs das variáveis controladas; 2) erro entre as variáveis controladas e suas respectivas referências; e 3) saturações das saídas dos controladores, evitando operação supermodulada. Essa metodologia evita longos ciclos de tentativa e erro de ajuste de parâmetros de controle e análise subjetiva de desempenho e elimina a necessidade do projetista de conhecimento profundo do sistema.

A metodologia de projeto é subdividida nas duas seguintes etapas: A etapa de pré-otimização define o sistema de malha aberta usado para obter os ganhos de feedback de estado. A metodologia de projeto genérico proposta permite o controle de vários sistemas MIMO e SISO modelado no espaço de estados, que opera impondo referências e/ou rejeitando distúrbios compostos por componentes senoidais e/ou harmônicos, com diferentes números de estados, entradas, variáveis controladas, termos ressonantes, etc. Assim, o processo de definição do sistema de malha aberta, incluindo os termos ressonantes, é apresentado em detalhes. Esta etapa também apresenta o diagrama de blocos da implementação em tempo discreto do controlador multivariável.

Por fim, a etapa de otimização lida com a otimização metaheurística DE, incluindo a apresentação da função de custo ponderado, cujo número de pesos depende do número de variáveis a serem controladas, e as simulações computacionais do sistema.

2.2.1 Definição do sistema multirressonante por realimentação de estado multivariável

Considerando o sistema de malha aberta a ser controlado, conforme definido por (2.7), o primeiro passo é adicionar os estados, que são definidos como a integral do erro entre cada um dos sinais de referência e seus respectivos sinais de saída, conforme segue:

$$[\dot{\hat{e}}_o]_{n_o} = [-C]_{n_o \times n_i} [\hat{x}]_{n_i} + I_{n_o} [\widehat{Re}]_{n_o} \quad (2.11)$$

onde, e_o e Re são vetores que representam, respectivamente, a integral dos erros e os sinais de referência. Note que o número de sinais de referências Re e de erros e_o são determinados pela quantidade de saídas a serem controladas n_o .

Com esses novos estados, é possível rastrear todo o espectro de frequência que é ignorado pelos termos ressonantes das variáveis das saídas associadas, uma vez que tais termos garantem erro nulo em regime permanente para referências constantes. Assim, a equação de estados do sistema multivariável proposto é dada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{e}}_o \end{bmatrix}_{n_i+n_o} &= \begin{bmatrix} [A]_{n_i \times n_i} & [0]_{n_i \times n_o} \\ [-C]_{n_o \times n_i} & [0]_{n_o \times n_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{e}_o \end{bmatrix}_{n_i+n_o} + \begin{bmatrix} [B]_{n_i \times n_u} \\ [0]_{n_o \times n_u} \end{bmatrix} [\hat{d}]_{n_u} \\ &+ \begin{bmatrix} [0]_{n_i \times n_o} \\ I_{n_o} \end{bmatrix} [\widehat{Re}]_{n_o} + \begin{bmatrix} [B_w]_{n_i \times n_w} \\ [0]_{n_o \times n_w} \end{bmatrix} [u_w]_{n_w} \\ \hat{y} &= \begin{bmatrix} [C]_{n_o \times n_i} & [0]_{n_o \times n_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{e}_o \end{bmatrix}_{n_i+n_o} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Para garantir erro nulo em regime permanente e a rejeição completa de distúrbios senoidais nas frequências de interesse, o segundo passo é a inserção dos termos ressonantes no sistema. Para isso, a representação de um termo ressonante no espaço de estados é dada por:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_{r1} \\ \dot{x}_{r2} \end{bmatrix}}_{\dot{x}_{r,m}^o} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -(m\omega_1)^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{r,m}^o} \underbrace{\begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \end{bmatrix}}_{x_{r,m}^o} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{r,m}^o} \hat{u}_{r,m}^o \quad (2.13)$$

onde ω_1 é a frequência fundamental, m é a ordem do termo ressonante, $x_{r,m}^o$ e $u_{r,m}^o$ são os vetores de estados e de entrada dos termos ressonantes, respectivamente. $A_{r,m}^o$ e $B_{r,m}^o$ são as matrizes de estados e de entrada dos termos ressonantes, sendo que os índices adotados representam:

$$A_{r,m}^{o \rightarrow \text{Saída à qual os estados estão relacionados}} \quad B_{r,m}^{o \rightarrow \text{Saída à qual a entrada está relacionada}} \quad \text{Ordem do Ressonante}$$

Os termos ressonantes atuam de forma independente para cada saída a ser controlada. Assim, assumindo que a entrada de cada termo ressonante $u_{r,m}^o$ seja um dos estados do erro integral e_o , associado a uma das saídas, diversos termos ressonantes podem ser incluídos no sistema aumentado. Dessa maneira, as matrizes de estados $A_{r,m}^o$ e entradas $B_{r,m}^o$, correspondentes a cada termo ressonante, são organizadas de acordo com os erros aos quais estão associados. Com isso, obtêm-se as matrizes multirressonantes de estado A_{er} e de entradas B_{er} , que reúnem todos os termos ressonantes aplicados ao sistema, conforme segue:

$$A_{er} = \begin{bmatrix} A_{r,1}^1 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & A_{r,m}^1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & A_{r,1}^o & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & A_{r,m}^o \end{bmatrix}_{2n_r \times 2n_r} \quad B_{er} = \begin{bmatrix} B_{r,1}^1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ B_{r,m}^1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & B_{r,1}^o \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & B_{r,m}^o \end{bmatrix}_{2n_r \times n_o} \quad (2.14)$$

onde n_r representa o número total de termos ressonantes que compõem o sistema, sendo este obtido por:

$$n_r = \sum_{o=1}^{n_o} n_r^o \quad (2.15)$$

onde n_r^o é a quantidade de termos ressonantes associados a cada saída o . Nota-se que a dimensão das matrizes é $2n_r$, devido à presença de dois estados para cada termo ressonante incluído.

Assim, o sistema de malha aberta genérico final, para n_u entradas e n_o saídas, no qual cada saída o possui n_r^o termos ressonantes associados, é descrito por:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{x} \\ \dot{e}_o \\ \hat{x}_{r,m}^{n_o, n_r} \end{bmatrix}}_{\hat{x}_r} &= \underbrace{\begin{bmatrix} [A]_{n_i \times n_i} & [0]_{n_i \times n_o} & [0]_{n_i \times 2n_r} \\ [-C]_{n_o \times n_i} & [0]_{n_o \times n_o} & [0]_{n_o \times 2n_r} \\ [0]_{2n_r \times n_i} & [B_{er}]_{2n_r \times n_o} & [A_{er}]_{2n_r \times 2n_r} \end{bmatrix}}_{A_r} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{x} \\ \dot{e}_o \\ \hat{x}_{r,m}^o \end{bmatrix}}_{\hat{x}_r} + \underbrace{\begin{bmatrix} [B]_{n_i \times n_u} \\ [0]_{n_o \times n_u} \\ [0]_{2n_r \times n_u} \end{bmatrix}}_{B_r} \underbrace{[\hat{d}]_{n_u}}_{\hat{d}} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} [0]_{n_i \times n_o} \\ I_{n_o} \\ [0]_{2n_r \times n_o} \end{bmatrix}}_{B_{Rer}} \underbrace{[\widehat{Re}]_{n_o}}_{\widehat{Re}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} [B_w]_{n_i \times n_w} \\ [0]_{n_o \times n_w} \\ [0]_{2n_r \times n_w} \end{bmatrix}}_{B_{wr}} \underbrace{[u_w]_{n_w}}_{\hat{w}} \\ \hat{y} &= \underbrace{[C]_{n_o \times n_i} \quad [0]_{n_o \times n_o} \quad [0]_{n_o \times 2n_r}}_{C_r} \hat{x}_r(t) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Considerando a implementação do controlador em tempo discreto, os ganhos de realimentação de estados devem ser obtidos também em sua forma discreta. Dessa forma, o terceiro passo consiste na discretização do modelo de malha aberta (2.16), utilizando o método de Tustin. O sistema pode, então, ser representado por:

$$\begin{cases} \hat{x}_r[k+1] = A_r^d \hat{x}_r[k] + B_r^d \hat{d}[k] + B_{Re}^d \hat{R}e[k] + B_{wr}^d \hat{w}_{i,v}[k] \\ y[k] = C_r^d \hat{x}_r[k] \end{cases} \quad (2.17)$$

onde A_r^d , b_r^d , B_{Re}^d , B_{wr}^d e C_r^d são, respectivamente, as matrizes aumentadas de estado, de entrada de controle, de referência, de distúrbio e de saída do sistema em tempo discreto, obtidas a partir das matrizes do sistema em tempo contínuo.

Por fim, adota-se neste trabalho a abordagem LQR para o ajuste dos ganhos de realimentação em espaço de estados K_{LQR} , onde a entrada do sistema em malha fechada é calculada pela combinação linear de todos os estados do sistema aumentado, conforme a seguinte lei de controle:

$$\underbrace{[\hat{d}[k]]_{n_u}}_{\hat{d}[k]} = - \underbrace{[K_x^d]_{n_u \times n_i} \quad [K_e^d]_{n_u \times n_o} \quad [K_r^d]_{n_u \times 2n_r}}_{K_{LQR}} \underbrace{\begin{bmatrix} [\hat{x}]_{n_i} \\ [\hat{e}]_{n_o} \\ [\hat{x}_{r,m}^o]_{2n_r} \end{bmatrix}}_{\hat{x}_r[k]} \quad (2.18)$$

onde K_x^d , K_e^d , K_r^d são matrizes compostas pelos ganhos que multiplicam, respectivamente, os n_i estados físicos da planta, os n_o estados da integral dos erros e os $2n_r$ estados dos termos ressonantes. Todos os estados são relacionados a cada uma das entradas de controle de forma independente, compondo a matriz de ganhos de realimentação de estados K_{LQR} para o sistema multivariável.

Assim, considerando a equação (2.18) para o cálculo da entrada de controle pode-se obter a representação do sistema em malha fechada, como segue:

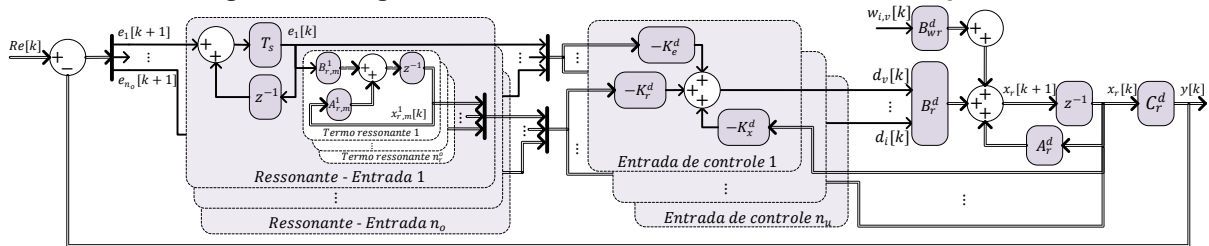
$$\begin{aligned} [\hat{x}_r]_{n_f} &= [A_r - B_r K_{LQR}]_{n_f \times n_f} [\hat{x}_r]_{n_f} + [B_{Re}]_{n_f \times n_o} [\hat{R}e]_{n_o} + [B_{wr}]_{n_f \times n_w} [\hat{w}]_{n_w} \\ [\hat{y}]_{n_o} &= [C_r]_{n_o \times n_f} [\hat{x}_r]_{n_f} \end{aligned} \quad (2.19)$$

onde n_f é o número de estados finais do sistema, como segue: $n_f = n_i + n_o + 2n_r$.

O diagrama em blocos do sistema de controle em malha fechada discretizado, genérico para n_u entradas e n_o saídas, é apresentado na Figura 5, onde as linhas tracejadas indicam a presença de múltiplos sinais. Assim, a equação (2.18) é utilizada para o cálculo de cada uma das n_u entradas de controle, que recebem as informações dos n_i estados físicos, dos n_o estados de erro integral e dos $2n_o$ estados ressonantes calculados conforme (2.13) para cada saída.

Nota-se que, independentemente da quantidade de saídas e dos termos ressonantes associados, todos os estados $\hat{x}_r[k]$ são utilizados para o cálculo de cada ação de controle de forma independente, de acordo com seus respectivos ganhos. Da mesma forma, cada termo ressonante opera de modo independente dos demais, sendo relacionado apenas ao erro da saída correspondente.

Figura 5 – Diagrama de blocos do sistema de controle completo.



Fonte: Autoria própria (2025).

Vale ressaltar que, para a obtenção dos valores da matriz K_{LQR} por meio do método LQR, é necessário minimizar o índice de desempenho J , definido como:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \hat{x}_r^T[k] [Q_x]_{n_i \times n_i} \hat{x}_r[k] + \hat{d}^T[k] [R_x]_{n_o \times n_o} \hat{d}[k] \quad (2.20)$$

onde J representa o índice de desempenho (ou funcional de custo) a ser minimizado, Q_x é uma matriz Hermitiana positiva definida ou, alternativamente, uma matriz diagonal semidefinida positiva, na qual cada elemento está associado ao ganho de realimentação de um estado específico. Já R_x é uma matriz Hermitiana positiva definida, também diagonal, cujos elementos representam os custos associados a cada entrada de controle. Essas matrizes são representadas, respectivamente, por:

$$Q_x = \text{diag}([q_x]_{n_i}, [q_e]_{n_o}, [q_r]_{n_r}) \quad (2.21)$$

$$R_x = \text{diag}([r_u]_{n_u}) \quad (2.22)$$

onde q_x representa os valores associados aos n_i estados originais do sistema; q_e corresponde aos valores relacionados aos n_o estados dos erros; q_r são os valores atribuídos aos n_r estados dos termos ressonantes, sendo considerados iguais para ambos os estados de cada termo ressonante; e r_u representa os valores associados às n_u entradas de controle.

2.2.2 Método metaheurístico de evolução diferencial para otimização

A principal dificuldade no projeto de controladores LQR está na definição adequada dos valores das matrizes Q_x e R_x , que geralmente são ajustadas por

métodos de tentativa e erro, um processo demorado que frequentemente resulta em ganhos de realimentação de estado não otimizados. Essa dificuldade é intensificada em sistemas multivariáveis com termos ressonantes, devido ao maior número de parâmetros e à interdependência entre os valores.

Dessa forma, neste trabalho, propõe-se a ampliação da metodologia de otimização metaheurística apresentada por Pelz; Costa; da Silva (2022) para aplicações em sistemas multivariáveis, com o objetivo de obter um ajuste simultâneo dos elementos das matrizes Q_x e R_x . Com isso, reduz-se a dependência do conhecimento prévio do projetista sobre o sistema, eliminando a necessidade de ajustes empíricos e permitindo a obtenção direta de controladores ótimos com base em simulações que consideram a planta e seus modelos matemáticos correspondentes.

Entre os diversos métodos de otimização metaheurística encontrados na literatura, foi escolhido o DE para a obtenção das matrizes Q_x e R_x (Fleming; Purshouse, 2002). Esse método destaca-se por sua rápida convergência, baixo número de parâmetros de ajuste e alta eficiência computacional, sendo baseado em princípios Darwinianos e conceitos genéricos.

Na estrutura interna do DE, a matriz populacional, constituído por um conjunto de vetores de possíveis soluções X_δ , evolui iterativamente por meio dos operadores clássicos, tais como mutação, cruzamento e seleção, os quais são detalhados na sequência. Neste trabalho, os genes de um cromossomo genérico X_δ são definidos a partir dos ganhos apresentados nas equações (2.21) e (2.22), os quais serão otimizados conforme descrito a seguir.

$$X_\delta = [[q_x]_{P \times n_i} \quad [q_e]_{P \times n_o} \quad [q_r]_{P \times n_r} \quad [r_u]_{P \times n_u}]_{P \times N} \quad (2.23)$$

onde N é o número de genes (variáveis) e é equivalente a $N = n_i + n_o + n_r + n_u$, e P é o número de indivíduos de cada população.

Inicialmente, é formada uma população de cromossomos P , na qual os vetores de solução X_δ são gerados e devem estar uniformemente distribuídos (u.d.) dentro dos limites inferior X_{min} e superior X_{max} , chamados de intervalo de busca, definidos pelo usuário, conforme descrito a seguir:

$$X_{\delta_{P \times N}} = X_{min} + q^*(X_{max} - X_{min}), \quad 0 < q^*[u.d.] < 1 \quad (2.24)$$

Complementarmente à geração aleatória, uma das possíveis soluções da população inicial é composta pela melhor solução de execuções anteriores (elitismo)

para favorecer a convergência. Uma vez criados, todos os cromossomos são testados na função custo ponderada C_f (2.27). A função custo será apresentada e detalhada na próxima subseção, que descreve seu cálculo em ambiente de simulação computacional.

As etapas seguintes se aplicam a cada vetor de solução. Inicialmente, realiza-se a mutação, em que um cromossomo modificado, chamado de *mutante*, é obtido por:

$$v_\delta = X_\alpha + F_e(X_\beta - X_\gamma), \quad X_\alpha \neq X_\beta \neq X_\gamma \quad (2.25)$$

onde os parâmetros X_α , X_β e X_γ são selecionados aleatoriamente do conjunto de cromossomos. Observa-se que um parâmetro de entrada F_e , denominado fator de escala, controla a amplitude da variação entre os vetores $(X_\beta - X_\gamma)$. Em seguida, realiza-se o cruzamento, baseado em:

$$u_\delta = \begin{cases} v_\delta, & \text{if } r < \eta_{CR} \\ X_\delta, & \text{if } r \geq \eta_{CR} \end{cases} \quad (2.26)$$

onde r é um número aleatório uniformemente distribuído no intervalo $[0,1]$ e η_{CR} é um parâmetro de entrada denominado constante de cruzamento. Caso o vetor mutante seja selecionado a partir da equação (2.26), é necessário verificar se seus elementos permanecem dentro dos limites definidos por X_{min} e X_{max} .

Por fim, inicia-se a etapa de seleção, que compara o custo do vetor mutante u_δ , resultante da equação (2.26), com o custo do cromossomo correspondente da população, X_δ . Se o custo de u_δ for inferior ao de X_δ , então u_δ substitui X_δ na população. Essas etapas são repetidas para cada cromossomo da matriz populacional.

Quando todos os cromossomos forem processados, o vetor de solução com o menor custo, denominado cromossomo ideal, é selecionado e a iteração é finalizada. Ressalta-se que o algoritmo DE continua sua execução até que um critério de parada seja satisfeito. Neste trabalho, adota-se como critério de parada o número máximo de iterações por questões de custo computacional e repetibilidade. Ressalta-se que, embora algoritmos estocásticos como a Evolução Diferencial não garantam matematicamente a convergência ao ótimo global em tempo finito, a adequada parametrização da população e dos operadores de mutação e recombinação favorece a exploração do espaço de busca, minimizando a probabilidade de estagnação em ótimos locais.

2.2.2.1 Definição da função custo ponderada e avaliação do custo

De acordo com a execução do algoritmo DE, o custo associado a cada cromossomo da população X_δ precisa ser avaliado. Para determinar a qualidade de cada cromossomo X_δ , propõe-se a seguinte função custo ponderada C_f :

$$C_f = \sum_{o=1}^{n_o} \left[w_1^o THD_o + \frac{w_2^o}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_o[k]| + \frac{w_3^o}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n (kT_s |d_{o_{max}}[k]| + kT_s |d_{o_{min}}[k]|) \right] \quad (2.27)$$

onde w_1^o , w_2^o e w_3^o são os fatores de ponderação relacionados a cada saída o , responsáveis por equilibrar as diferentes magnitudes de cada parcela em C_f ; THD_o é a distorção harmônica total de cada saída controlada; t_{sim} é o tempo de simulação; $e_o[k]$ é o erro no laço de controle; e $d_{o_{max}}$ e $d_{o_{min}}$ são valores unitários de saturação positiva e negativa, respectivamente, de cada saída de controle na iteração k .

Os três parâmetros envolvidos na função custo foram cuidadosamente escolhidos. A THD de cada variável controlada é um parâmetro de regime permanente a ser minimizado. No entanto, para que o controlador reduza a THD, é necessário aumentar sua largura de banda, mesmo em frequências sem termos ressonantes sintonizados. Por outro lado, o aumento da largura de banda pode intensificar ruídos de alta frequência causados pela comutação. Por isso, a função custo inclui um termo que penaliza a saturação do sinal de saída do controlador, com o objetivo de evitar, ou minimizar, a operação do inversor em sobremodulação, buscando equilibrar a redução da THD com o aumento da largura de banda.

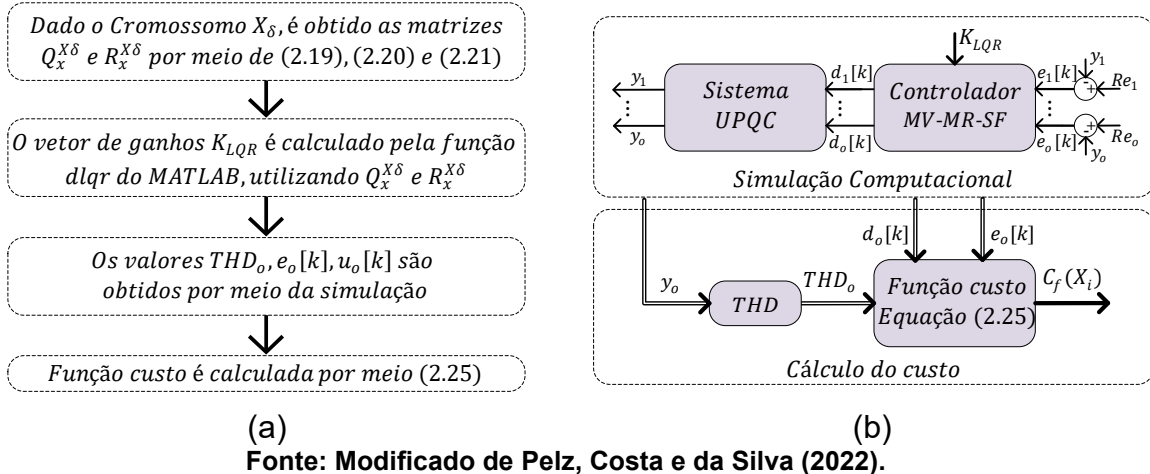
Além disso, é necessário considerar o desempenho transitório. Em algumas situações, controladores podem apresentar excelente rejeição harmônica em regime permanente, mas respostas transitórias excessivamente oscilatórias, o que é indesejável. Em outros casos, o sistema pode ter bom desempenho permanente, porém com resposta lenta. Assim, foi incluída na função custo uma parcela correspondente à integral do módulo do erro no laço de controle ao longo da simulação. Isso penaliza controladores com comportamento transitório lento ou oscilatório, favorecendo um equilíbrio entre tempo de resposta e estabilidade.

Para obter o custo associado a um cromossomo genérico X_δ , retirado da população, são seguidos os procedimentos descritos na Figura 6(a). As plantas dos sistemas de potência e controle são implementadas no software Simulink, utilizando os blocos da biblioteca *Specialized Power Systems*. Após a simulação, os parâmetros necessários para o cálculo do custo total pela equação (2.27) são extraídos e

encaminhados ao algoritmo de otimização, implementado como um script no MATLAB.

Assim, primeiramente, os genes de X_δ (2.23) são utilizados para gerar as matrizes $Q_x^{X_\delta}$ (2.21) e $R_x^{X_\delta}$ (2.22) relacionadas a X_δ . Em seguida, o vetor de ganhos de realimentação de estados K_{LQR} é calculado com a função *dlqr*, utilizando as matrizes discretas A_r^d e B_r^d (2.17) junto com $Q_x^{X_\delta}$ e $R_x^{X_\delta}$. Por fim, com base no diagrama de blocos mostrado na Figura 6(b), é realizada uma simulação em tempo discreto de todo o sistema de potência e controle, para obter as THDs, os erros de controle e as saídas dos controladores. Esses dados são utilizados para calcular o custo correspondente a X_δ por meio da equação (2.27).

Figura 6 – Cálculo do custo: (a) Fluxograma; (b) Diagrama de blocos.



2.3 Considerações Parciais

Neste capítulo, foram apresentados os procedimentos metodológicos adotados para o desenvolvimento deste trabalho. O circuito de potência do UPQC monofásico, comum a ambas as estratégias de compensação, foi definido, destacando-se as diferenças entre os filtros de saída dos inversores: indutivo (L) e indutivo-capacitivo (LC), conforme a estratégia adotada. Também foram apresentados os parâmetros gerais utilizados para a construção do protótipo.

Para a detecção do ângulo de fase da rede, foi utilizado o sistema AF- $\alpha\beta$ -pPLL como estratégia comum às duas abordagens. A partir do ângulo obtido, emprega-se a transformação para o referencial síncrono (SRF), permitindo a extração da componente fundamental da corrente da carga, utilizada no algoritmo de geração das correntes de referência.

No controle do barramento CC, foram apresentadas duas malhas: uma de controle de tensão, baseada no modelo matemático desenvolvido, e outra para controle do desbalanço de tensão. Ambas as malhas utilizam filtros ressonantes sintonizados, com o objetivo de atenuar oscilações nas saídas dos controladores e evitar a propagação dessas perturbações para as demais malhas de controle.

Toda a modelagem apresentada nos capítulos seguintes segue a estrutura de representação em espaço de estados descrita neste capítulo, bem como a nomenclatura adotada para as dimensões das matrizes, que serão utilizadas na formulação genérica da metodologia de projeto dos controladores.

Também foi apresentada, neste capítulo, a metodologia de otimização baseada na metaheurística de evolução diferencial, empregada no projeto de todos os controladores. Inicialmente, foi feita uma breve revisão dos controladores aplicados a sistemas com componentes alternados, ligados à imposição de referências ou à rejeição de distúrbios nas frequências fundamental e harmônicas. Em seguida, a metodologia foi dividida nas seguintes etapas: pré-otimização, com a definição do sistema em malha aberta, a inserção dos ressonantes e a construção do diagrama de blocos de controle; descrição do algoritmo de evolução diferencial utilizado na otimização; e formulação da função custo ponderada a ser minimizada, incluindo os passos para a sua avaliação.

Toda a metodologia definida neste capítulo, para geração das referências, controle do barramento, modelagem matemática e projeto dos controladores, será aplicada, com as devidas particularidades, ao UPQC operando com a estratégia de compensação dual no Capítulo 3 e com a estratégia de compensação convencional no Capítulo 4.

3 D-UPQC – ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO ATIVA DUAL

Este capítulo apresenta o sistema UPQC sob a estratégia de compensação ativa de potência dual/invertida, também conhecida como D-UPQC. Serão abordadas as especificações do sistema, os algoritmos de geração das referências, os modelos individuais e completos, bem como os projetos dos controladores.

Na compensação dual, o conversor série é controlado como uma fonte de corrente senoidal, cujas componentes estão em fase com a tensão da rede. Ao impor uma corrente senoidal no transformador de acoplamento com a rede, o conversor série passa a ser um caminho de alta impedância para as correntes harmônicas da carga, forçando essas componentes indesejadas a circularem pelo conversor paralelo. Por sua vez, o conversor paralelo é controlado como uma fonte de tensão senoidal, regulada e também sincronizada com a tensão da rede, fazendo com que o conversor paralelo se comporte como um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas da carga. Essa estratégia garante o fornecimento de tensões adequadas à carga, enquanto possibilita que apenas potência ativa seja trocada entre o sistema e a rede, por meio do conversor série. Por fim, os eventos de QEE relacionados à tensão, como harmônicos, afundamentos e elevações, aparecem nos terminais do transformador série, sendo compensados de maneira indireta (Da Silva et al., 2020).

Dessa forma, inicialmente são apresentadas as especificações do sistema e os algoritmos de geração de referência, de corrente para o conversor série, e de tensão para o conversor paralelo. Em seguida, é desenvolvida a modelagem matemática dos dois conversores de forma independente, obtendo modelos SISO. Posteriormente, essas modelagens são integradas, resultando no modelo completo do D-UPQC, o qual representa de forma mais precisa o sistema, por considerar as interações dinâmicas entre os conversores em uma estrutura MIMO.

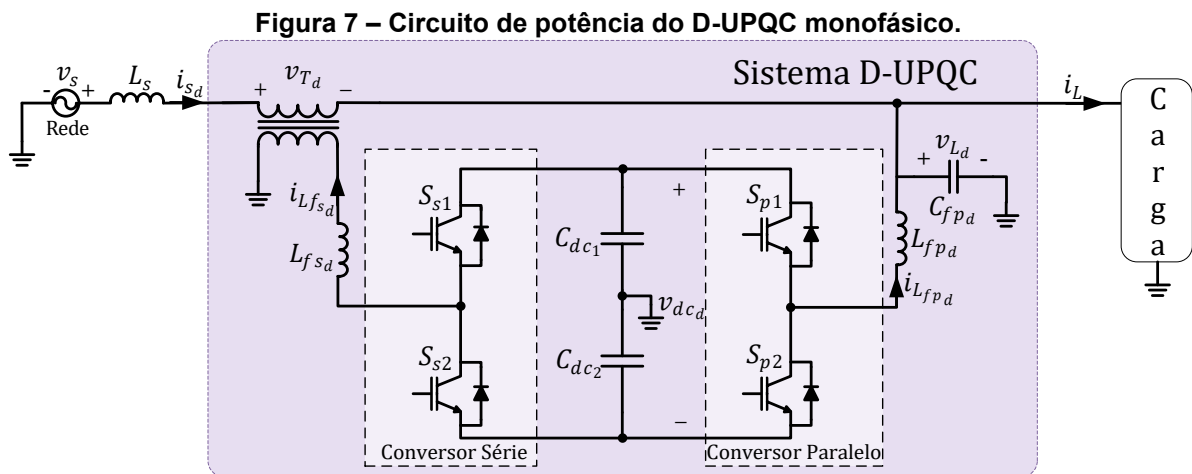
Com base nesses modelos, é realizada uma análise comparativa das respostas em frequência em malha aberta, com o objetivo de identificar as características das plantas e as diferenças impostas pelo acoplamento entre os conversores do UPQC.

Na sequência, são projetados os controladores MR-SF para o caso SISO, com base nos modelos individuais, e o controlador MV-MR-SF para o caso MIMO, com base no modelo completo. Ambos os projetos seguem a metodologia descrita no capítulo de metodologia deste trabalho, a qual utiliza o algoritmo de otimização

baseado na metaheurística DE para a sintonia dos ganhos dos controladores. Por fim, são apresentadas as análises das respostas em frequência em malha fechada, avaliando o desempenho e a capacidade de rejeição a distúrbios dos sistemas controlados.

3.1 Definição do sistema

Para o D-UPQC, o conversor série é conectado entre a rede e a carga por meio de um transformador de acoplamento, com um filtro L (indutor representado por L_{fsd}) posicionado entre o transformador e o inversor, dado que o objetivo é controlar a corrente de saída. Por outro lado, o conversor paralelo é ligado à carga por meio de um filtro LC, composto pelo indutor L_{fpd} e o capacitor C_{fpd} , sendo responsável pelo controle da tensão da carga sobre o capacitor, conforme ilustrado na Figura 7.



Fonte: Autoria própria (2025).

Uma vez que o UPQC opera com a estratégia de compensação dual, tanto a tensão sobre o capacitor C_{fpd} quanto a corrente através do indutor L_{fsd} são controladas por referências senoidais de tensão e corrente, respectivamente. Em outras palavras, o conversor paralelo se comporta como uma fonte de tensão senoidal, enquanto o conversor série atua como uma fonte de corrente senoidal.

Na Tabela 3 estão resumidos os principais parâmetros utilizados no projeto dos controladores e na construção do protótipo empregado para os resultados experimentais.

Tabela 3 - Parâmetros do sistema do D-UPQC.

Indutor do filtro do conversor paralelo	$L_{fpd} = 1,5 \text{ mH}$
Resistência interna no indutor do filtro do conversor paralelo	$R_{Lfpd} = 170 \text{ m}\Omega$
Capacitor do filtro do conversor paralelo	$C_{fpd} = 50 \text{ }\mu\text{F}$
Indutor do filtro do conversor série	$L_{fsd} = 1,75 \text{ mH}$
Resistência interna no indutor do filtro do conversor série	$R_{Lfsd} = 170 \text{ m}\Omega$

Fonte: Autoria própria (2025).

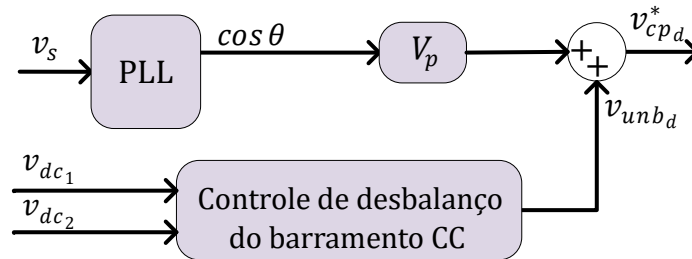
3.1.1 Geração das referências de tensão e corrente do UPQC

O conversor paralelo é controlado como uma fonte de tensão senoidal em fase com a tensão da rede. Dessa forma, conforme representado pelo diagrama da Figura 8, o sinal de referência de tensão utilizado no controle do conversor paralelo, v_{cpd}^* , é obtido por:

$$v_{cpd}^* = V_p \cos \theta + v_{unbd} \quad (3.1)$$

onde a grandeza denominada V_p é a tensão de pico da rede.

Figura 8 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência v_{cpd}^* para o controle do conversor paralelo do D-UPQC.



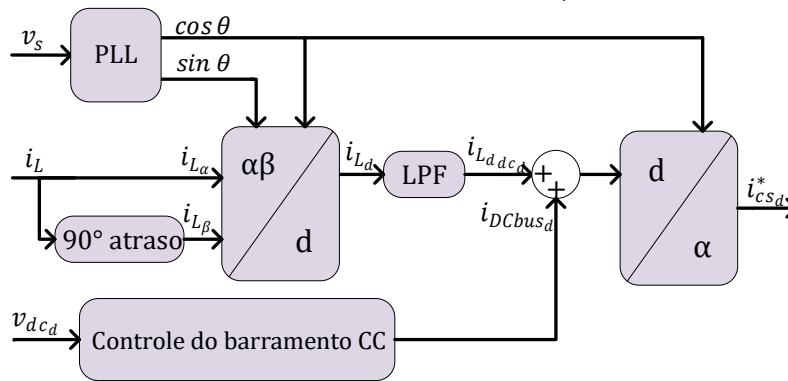
Fonte: Autoria própria (2025).

Já o conversor série opera como uma fonte de corrente senoidal em fase com a tensão da rede, da qual deve ser drenada a potência ativa necessária para alimentar a carga. Dessa forma, para garantir o balanço de potência da estrutura em regime permanente, o sinal de referência de corrente deve ser composto pela parcela ativa da corrente da carga, somada à corrente necessária para compensar as perdas nos conversores.

Assim, é possível obter a corrente de referência do conversor série, isto é, da rede, i_{csd}^* , diretamente pela componente fundamental senoidal da corrente da rede i_s^* , dada na equação (2.6), como mostrado na Figura 9, conforme a seguinte relação:

$$i_{csd}^* = (i_{L_{dc_d}} + i_{DCbus_d}) \cos \theta \quad (3.2)$$

Figura 9 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência i_{csd}^* para o controle do conversor série do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

3.2 Modelo Multivariável

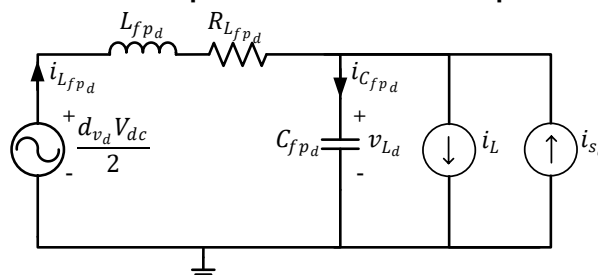
Nesta seção, são desenvolvidos os modelos matemáticos do D-UPQC, contemplando os modelos individuais dos conversores série e paralelo, bem como o modelo completo que abrange todo o conversor D-UPQC.

3.2.1 Modelo independente dos conversores como sistemas SISO

Para obter o modelo independente e SISO do conversor paralelo, considera-se o circuito equivalente do conversor mostrado na Figura 10, derivado da análise do diagrama completo do D-UPQC da Figura 7. O inversor de tensão é representado por uma fonte de tensão controlada, cujo valor é determinado pela tensão média de saída dos inversores em um período de chaveamento. Essa tensão é calculada como a tensão do barramento $V_{dc}/2$ multiplicada pelo sinal da modulante do conversor paralelo de tensão d_{v_d} .

A variável controlada do conversor paralelo é a tensão de saída v_{L_d} . A variável controlada do conversor série, i_{s_d} , está presente no circuito do conversor paralelo como uma fonte de corrente ideal. Da mesma forma, a corrente da carga i_L também é representada como uma fonte de corrente ideal, atuando como entrada do sistema.

Figura 10 – Circuito equivalente do conversor paralelo do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

No circuito equivalente do conversor paralelo, os estados do sistema são a corrente do indutor de filtragem do conversor paralelo $i_{L_{fpa}}$ e a tensão da carga $v_{L_d} = v_{c_{fpa}}$, que também é a saída controlada. Assim, o modelo matemático do conversor paralelo é dado por:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{L_{fpa}} \\ \dot{\hat{v}}_{L_d} \end{bmatrix}}_{\dot{x}_{pa}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{L_{fpa}}}{L_{fpa}} & -\frac{1}{L_{fpa}} \\ \frac{1}{C_{fpa}} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{pa}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fpa}} \\ \hat{v}_{L_d} \end{bmatrix}}_{x_{pa}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{B_{pia}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{s_d} \end{bmatrix}}_{u_{pia}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2L_{fpa}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{pda}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{v_d} \end{bmatrix}}_{u_{pda}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_{fpa}} \end{bmatrix}}_{B_{pwa}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \end{bmatrix}}_{u_{pwa}} \\ \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_{L_d} \end{bmatrix}}_{y_{pd}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{pd}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fpa}} \\ \hat{v}_{L_d} \end{bmatrix}}_{x_{pa}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

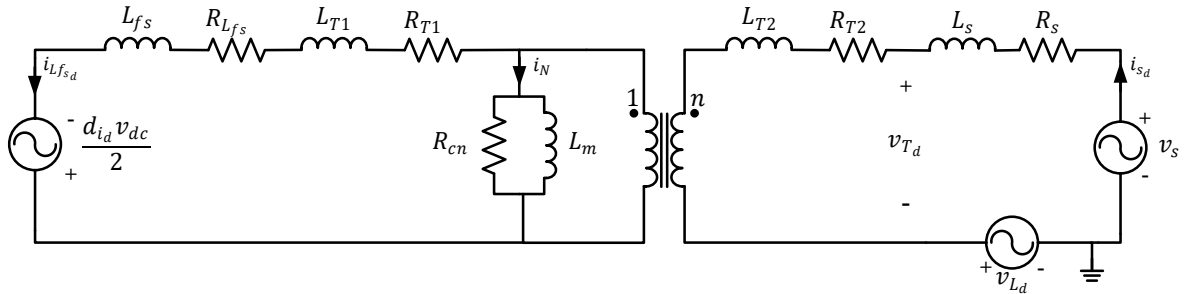
onde L_{fpa} é a indutância do indutor do filtro do conversor paralelo; $R_{L_{fpa}}$ é a resistência do indutor de filtragem; C_{fpa} é a capacitância do capacitor do filtro do conversor paralelo; A_{pa} , B_{pia} , B_{pda} , B_{pwa} , C_{pd} são, respectivamente, as matrizes de estado, de distúrbio da corrente da rede, de entrada de controle, de distúrbio da corrente da carga e de saída. Os vetores x_{pa} , u_{pia} , u_{pda} , u_{pwa} , y_{pd} correspondem aos estados, distúrbios da corrente da rede, entradas de controle, distúrbios da corrente da carga e saída do conversor paralelo, respectivamente.

Para obter o modelo independente e SISO do conversor série do D-UPQC, é obtido o circuito equivalente do conversor série, mostrado na Figura 11, a partir do diagrama de potência da Figura 7. Novamente, os inversores são representados por uma fonte de tensão controlada, determinada pela tensão média do inversor, que neste caso é dada pela tensão do barramento $V_{dc}/2$ multiplicada pelo sinal modulante de corrente do conversor série, d_{i_d} .

A variável controlada do conversor paralelo, v_{L_d} , está presente no circuito como uma fonte de tensão ideal. Da mesma forma, a tensão da rede, v_s , é representada como uma fonte de tensão e se comporta como uma entrada para o sistema do conversor série. Além disso, no circuito equivalente do conversor série, inclui-se o circuito equivalente do transformador de acoplamento, representado pelas resistências dos enrolamentos primário e secundário, R_{T1} e R_{T2} , pelas indutâncias do primário e secundário, L_{T1} e L_{T2} , que representam a perda do fluxo residual do transformador, pela resistência que representa as perdas no núcleo, R_{cn} , e pela

indutância de magnetização do núcleo. Considerando tais perdas, o transformador pode ser considerado como ideal.

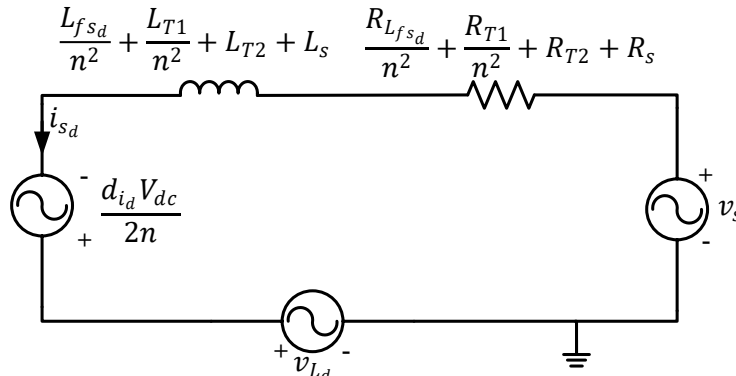
Figura 11 – Circuito equivalente do conversor série com o transformador do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

As correntes do primário e secundário do transformador, $i_{L_{fsd}}$ e i_{sd} , são normalmente muito maiores que a corrente de magnetização do núcleo, i_N . Por isso, pode-se considerá-la nula, o que resulta na ausência de R_{cn} e L_m no circuito equivalente (Boylestad, 2012). Além disso, as indutâncias, resistências e a fonte de tensão controlada podem ser referenciadas ao secundário do transformador, obtendo-se assim o novo circuito equivalente mostrado na Figura 12.

Figura 12 – Circuito equivalente do conversor série do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Por fim, para o conversor série representado na Figura 12, o estado é a corrente a ser controlada i_{sd} . Assim, o modelo matemático do conversor série é dado por:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \dot{x}_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{sd}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -R_d \\ L_d \end{bmatrix}}_{A_{sd}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ x_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{sd}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -1 \\ L_d \end{bmatrix}}_{B_{svd}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_{L_d} \\ u_{svd} \end{bmatrix}}_{u_{svd}} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 2nL_d \end{bmatrix}}_{B_{sdd}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{id} \\ u_{sdd} \end{bmatrix}}_{u_{sdd}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ L_d \end{bmatrix}}_{B_{swd}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_s \\ u_{swd} \end{bmatrix}}_{u_{swd}} \\ \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \dot{y}_{sd} \end{bmatrix}}_{y_{sd}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ C_{sd} \end{bmatrix}}_{C_{sd}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ x_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{sd}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde n é a relação de transformação do transformador série. As matrizes A_{sd} , B_{svd} , B_{sdd} , B_{swd} , C_{sd} são, respectivamente, as matrizes de estado, de distúrbio da tensão da

carga, de entrada de controle, de distúrbio da tensão da rede e de saída. Já os vetores x_{sd} , u_{svd} , u_{sd} , u_{swd} , y_{sd} são os respectivos vetores de estado, de distúrbio da tensão da carga, de entrada de controle, de distúrbio da tensão da rede e de saída do conversor série. A indutância equivalente L_d e resistência equivalente R_d são definidas por:

$$\begin{aligned} L_d &= \frac{L_{f_{sd}}}{n^2} + \frac{L_{T1}}{n^2} + L_{T2} + L_s \\ R_d &= \frac{R_{L_{f_{sd}}}}{n^2} + \frac{R_{T1}}{n^2} + R_{T2} + R_s \end{aligned} \quad (3.5)$$

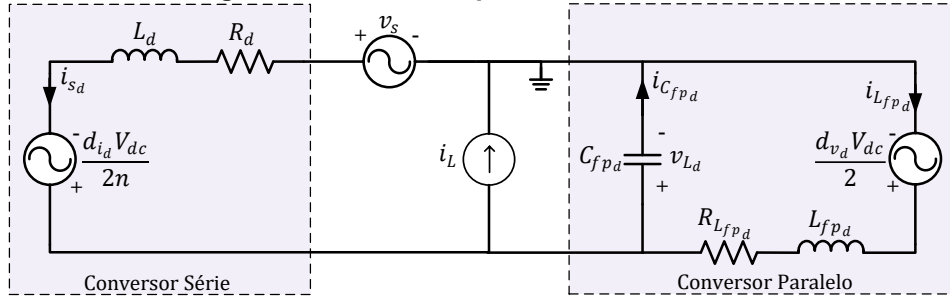
onde $L_{f_{sd}}$ é a indutância do indutor de filtragem do conversor série, $R_{L_{f_{sd}}}$ é a resistência interna do indutor de filtragem e L_s e R_s são a indutância e resistência da impedância da rede.

Como pode ser notado, em ambos os modelos as saídas controladas do conversor são vistas como entradas de distúrbios para o outro conversor. Em outras palavras, a tensão controlada do conversor paralelo v_{L_d} é um distúrbio para o conversor série, enquanto a corrente controlada i_{s_d} do conversor série é um distúrbio para o conversor paralelo. Tratando tais distúrbios como entradas independentes, os modelos se tornam mais simples e, conseqüentemente, os controladores são projetados e implementados de maneira mais simples. Porém, os controladores precisam se autorregular para rejeitar esses distúrbios.

3.2.2 Modelo completo dos conversores como sistemas MIMO

No modelo completo desenvolvido neste trabalho, somente um circuito equivalente é utilizado para representar o sistema como um todo. Com esse objetivo, o circuito equivalente do conversor paralelo é acoplado ao circuito equivalente do conversor série. Dessa forma, os terminais do capacitor de filtragem C_{fp_d} , do modelo do conversor paralelo, são conectados ao circuito equivalente do conversor série nos pontos onde a fonte ideal v_{L_d} , que representava o conversor paralelo, estava anteriormente conectada. Assim, a fonte de corrente i_{s_d} passa a ser representada por todo o circuito equivalente do conversor série, resultando no circuito equivalente mostrado na Figura 13.

Figura 13 – Circuito equivalente do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Com o objetivo de obter o modelo unificado que represente ambos os conversores, verifica-se que o vetor de distúrbio $[\hat{i}_{s_d}]$ em (3.3) pode ser representado pela saída \hat{y}_{s_d} em (3.4), ao passo que o vetor de distúrbio $[\hat{v}_{L_d}]$ em (3.4) pode ser representado pela saída \hat{y}_{p_d} em (3.3). Substituindo as matrizes de saída pelos estados correspondentes nas saídas \hat{y}_{s_d} e \hat{y}_{p_d} de (3.3) e (3.4), obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{L_{f_{pd}}} \\ \dot{\hat{v}}_{L_d} \end{bmatrix}_{x_{p_d}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{L_{f_{pd}}}}{L_{f_{pd}}} & -\frac{1}{L_{f_{pd}}} \\ \frac{1}{C_{f_{pd}}} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{p_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{f_{pd}}} \\ \hat{v}_{L_d} \end{bmatrix}}_{x_{p_d}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{B_{p_{i_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ C_{s_d} \end{bmatrix}}_{A_{s_{p_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{s_d} \end{bmatrix}}_{x_{s_d}} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{p_{d_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{v_d} \end{bmatrix}}_{u_{p_{d_d}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_{f_{pd}}} \end{bmatrix}}_{B_{p_{w_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \end{bmatrix}}_{u_{p_{w_d}}} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s_d} \end{bmatrix}_{x_{s_d}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_d} \end{bmatrix}}_{A_{s_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{s_d} \end{bmatrix}}_{x_{s_d}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{s_{v_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{C_{p_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{f_{pd}}} \\ \hat{v}_{L_d} \end{bmatrix}}_{x_{p_d}} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 2nL_d \end{bmatrix}}_{B_{s_{d_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{i_d} \end{bmatrix}}_{u_{s_{d_d}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ L_d \end{bmatrix}}_{B_{s_{w_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_s \end{bmatrix}}_{u_{s_{w_d}}}$$

onde $A_{s_{p_d}}$ e $A_{p_{s_d}}$ são denominadas de matrizes de acoplamento do conversor série para o conversor paralelo e do conversor paralelo para o conversor série, respectivamente, devido ao fato de serem compostas pela matriz de distúrbio de um conversor e matriz de saída de outro conversor.

Analisando (3.6), verifica-se que um dos vetores de distúrbios de um conversor passou a ser representados pelos estados do outro, e vice-versa. Desta maneira, é possível obter um único sistema, representando o UPQC através de uma equação em espaço de estados com os três estados do circuito equivalente, dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{L_{f_{pd}}} \\ \dot{\hat{v}}_{L_d} \\ \dot{\hat{i}}_{s_d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A_{p_d}]_{2 \times 2} & [A_{s_{p_d}}]_{2 \times 1} \\ [A_{p_{s_d}}]_{1 \times 2} & [A_{s_d}]_{1 \times 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{f_{pd}}} \\ \hat{v}_{L_d} \\ \hat{i}_{s_d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B_{p_{d_d}}]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{1 \times 1} & [B_{s_{d_d}}]_{1 \times 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{v_d} \\ \hat{d}_{i_d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{p_{w_d}} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{1 \times 1} & B_{s_{w_d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Por fim, ao substituir as matrizes e rearranjar o sistema, obtêm-se a representação completa em espaço de estados do D-UPQC, conforme segue:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Lfpd} \\ \dot{\hat{v}}_{Ld} \\ \dot{\hat{i}}_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{M_d}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Lfpd}}{L_{fpd}} & -\frac{1}{L_{fpd}} & 0 \\ \frac{1}{C_{fpd}} & 0 & \frac{1}{C_{fpd}} \\ 0 & -\frac{1}{L_d} & -\frac{R_d}{L_d} \end{bmatrix}}_{A_{M_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpd} \\ \hat{v}_{Ld} \\ \hat{i}_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{M_d}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2L_{fpd}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{2nL_d} \end{bmatrix}}_{B_{M_{d_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{vd} \\ \hat{d}_{id} \end{bmatrix}}_{u_{M_{d_d}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{fpd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}}_{B_{M_{w_d}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_S \end{bmatrix}}_{u_{M_{w_d}}} \quad (3.8)$$

$$\hat{y}_{M_d} = \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_{Ld} \\ \hat{i}_{sd} \end{bmatrix}}_{y_{M_d}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{M_d}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpd} \\ \hat{v}_{Ld} \\ \hat{i}_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{M_d}}$$

onde x_{M_d} , $u_{M_{d_d}}$, $u_{M_{w_d}}$, y_{M_d} são os vetores de estados, de controle, de distúrbios e de saída do sistema, respectivamente; A_{M_d} , $B_{M_{d_d}}$, $B_{M_{w_d}}$, C_{M_d} são as matrizes de estados, de entrada de controle, de distúrbios e de saída do sistema multivariável, respectivamente.

Como visto, o modelo completo do D-UPQC possui mais de uma entrada e mais de uma saída, caracterizando-se como um sistema MIMO. Com este modelo, é possível avaliar com mais acurácia a estabilidade do sistema, visto que o acoplamento entre os conversores é agora considerado. Por fim, verifica-se que, no modelo MIMO, apenas os distúrbios causados por elementos externos ao sistema são considerados de fato como distúrbios, enquanto no modelo SISO todos os estados controlados eram considerados como distúrbios.

3.2.3 Análise da resposta em frequência de malha aberta

A análise das respostas em frequência dos modelos em malha aberta será realizada para os modelos individuais (SISO) e completo (MIMO) por meio dos diagramas de Bode das funções de transferência (FT) e por meio das respostas do circuito chaveado simulado para as entradas nas diversas frequências do diagrama de Bode. O objetivo desta análise é examinar as diferenças entre ambos os modelos em relação a representação do sistema e validar a representação mais fidedigna do sistema pelo modelo completo desenvolvido. Para isso, será aplicada a relação (2.8) para ambas as matrizes de entradas do modelo completo e individual relacionando as saídas aos distúrbios externos ao sistema e as entradas de controle.

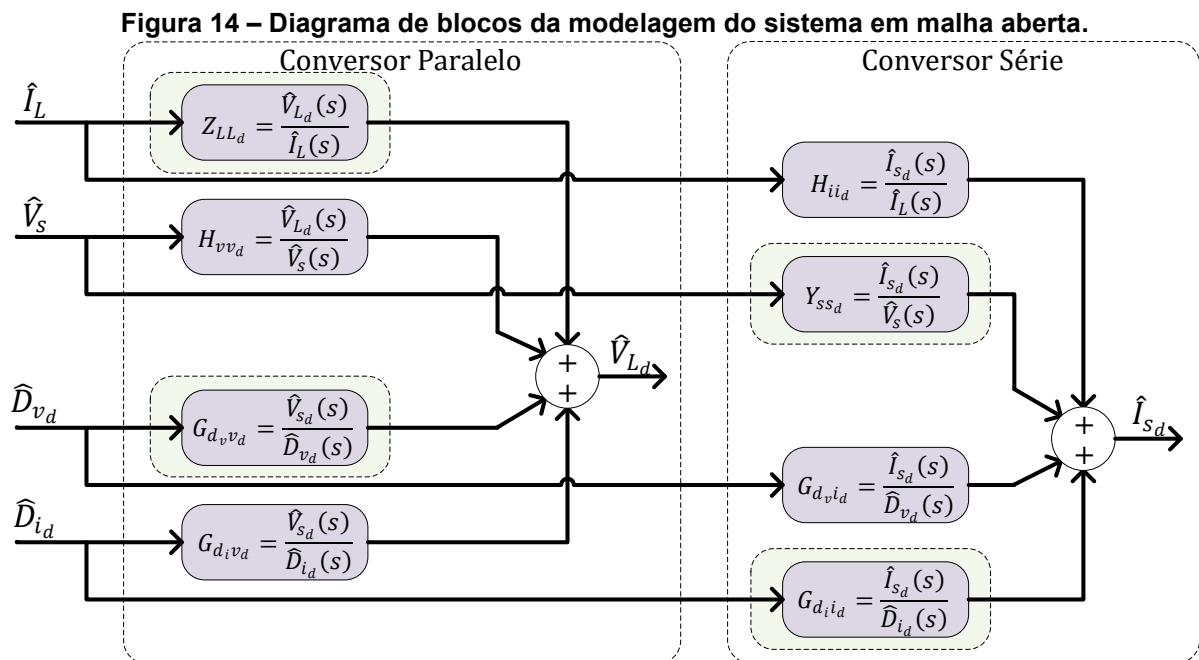
Dessa maneira, para a entrada dos distúrbios, é obtida o conjunto das quatro funções de transferência, como segue:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{L_d} \\ \hat{I}_{s_d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{LL_d} & H_{vv_d} \\ H_{ii_d} & Y_{ss_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_L \\ \hat{V}_s \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Já para as entradas de controle, o conjunto das quatro seguintes FT é dado por:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{L_d} \\ \hat{I}_{s_d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{d_vv_d} & G_{d_iv_d} \\ G_{d_vi_d} & G_{d_ii_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{D}_{v_d} \\ \hat{D}_{i_d} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

A Figura 14 apresenta o diagrama de blocos da modelagem do sistema. Nota-se que as saídas das FT são expressas pela soma das tensões/correntes devido aos efeitos das diferentes entradas de distúrbio e controle. As funções de transferência que são obtidas pelo modelo SISO estão todas destacadas. Percebe-se que nos modelos individuais as saídas não são representadas pela soma de todos os distúrbios externos ao sistema nem de todas as entradas de controle.

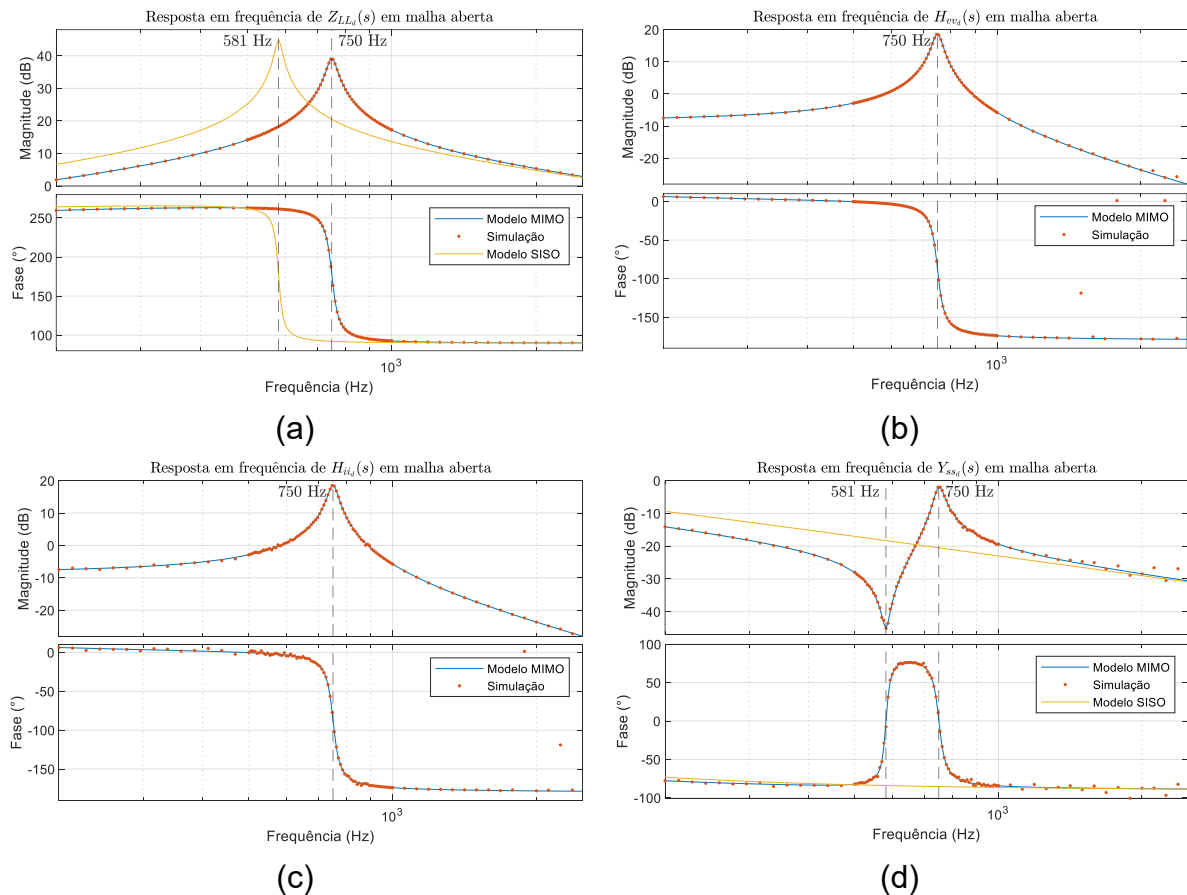


Fonte: Autoria própria (2025).

Dessa maneira, para as entradas sendo os distúrbios, utilizando os modelos individuais, não é possível obter as funções de transferência H_{vv_d} e H_{ii_d} haja visto que $\hat{V}_{L_d}(s)$ é considerada como entrada no modelo do conversor série, onde $\hat{V}_s(s)$ é distúrbio, enquanto que $\hat{I}_{s_d}(s)$ é considerada entrada no modelo do conversor paralelo, onde $\hat{I}_L(s)$ é distúrbio. Dessa forma, para os modelos individuais, apenas as FT Z_{LL_d} e Y_{ss_d} podem ser obtidas, respectivamente, a partir dos modelos do conversor paralelo e série.

Com base na Figura 14, os diagramas de Bode dos modelos SISO e MIMO em malha aberta são apresentados nas Figuras 15, relacionando os distúrbios \hat{v}_s e \hat{i}_L as saídas \hat{v}_{L_d} e \hat{i}_{s_d} e nas Figuras 16, relacionando as entradas de controle \hat{d}_{v_d} e \hat{d}_{i_d} as saídas \hat{v}_{L_d} e \hat{i}_{s_d} . Além disso, pode ser observado nas Figuras 15 e nas Figuras 16 as respostas das saídas no circuito simulado para cada frequência aplicada nas entradas de modo independente.

Figuras 15 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta com os distúrbios do D-UPQC: (a) $Z_{LL_d}(s)$; (b) $H_{v_{v_d}}(s)$; (c) $H_{i_{i_d}}(s)$ e; (d) $Y_{ss_d}(s)$.

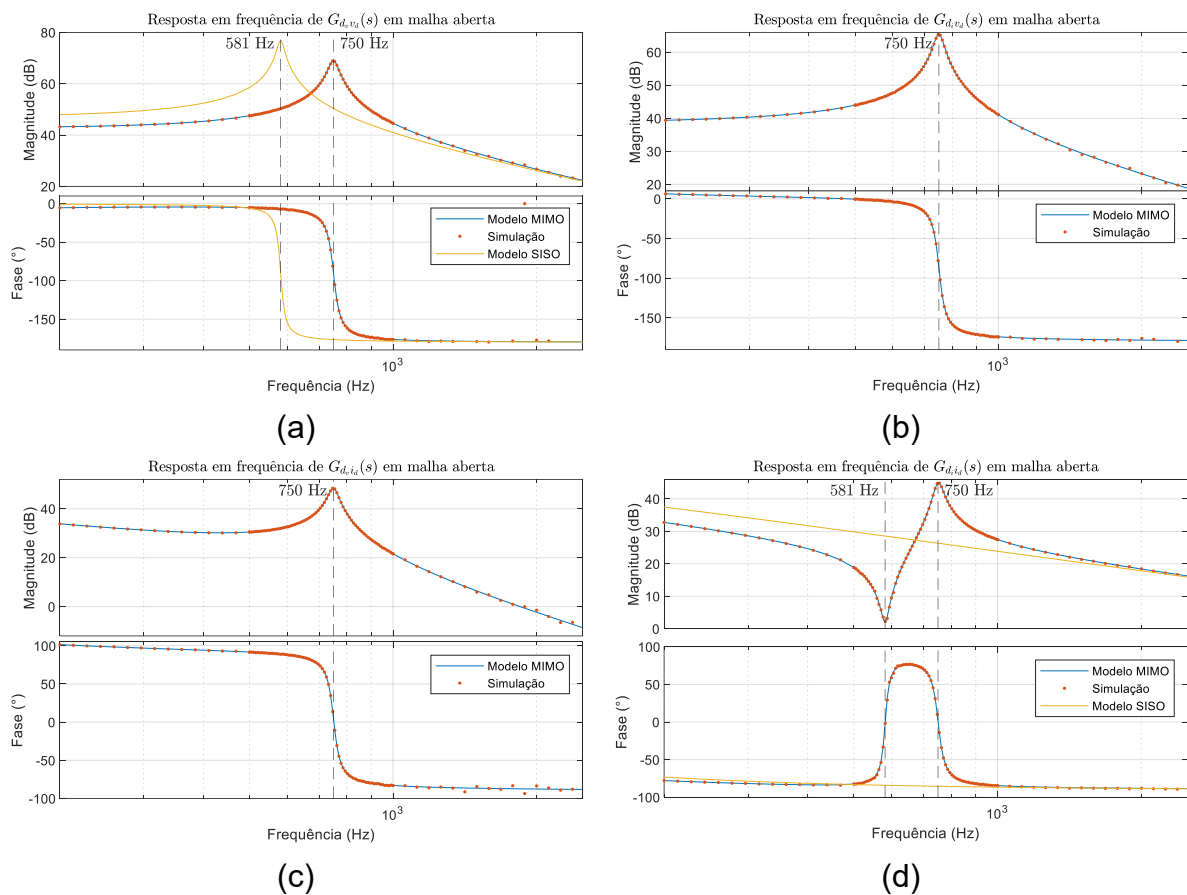


Fonte: Autoria própria (2025).

Os modelos SISO e MIMO são comparados, para as entradas de distúrbio, por meio das Figuras 15 (a) e (d). Nota-se que o modelo completo representa o sistema de forma fidedigna, haja visto, a coerência com os pontos do circuito simulado. Comparado ao modelo MIMO, verifica-se que o modelo SISO do conversor paralelo, como pode ser visto nas Figuras 15 (a) e (d), apresenta uma maior transferência de distúrbios para a saída até a frequência do pico de ressonância. Também é possível observar que os modelos MIMO e SISO apresentam picos de ressonância com frequências naturais diferentes, onde a frequência de ressonância muda de 581 Hz,

no modelo SISO (ver (3.16)), para 750 Hz no modelo MIMO (ver (3.14)). Além disso, pela Figuras 15 (d), observa-se que o modelo SISO do conversor série apresenta a resposta em frequência típica de um sistema de primeira ordem, sem a presença de polos complexos (ver Y_{ssd} em (3.13)). Em contrapartida, o modelo MIMO apresenta uma resposta típica de um sistema de terceira ordem, incluindo o par de polos complexos de sua equação característica (ver (3.14)), acrescido de um par de zeros na frequência dos polos do sistema SISO, ou seja, 581 Hz (ver (3.15)(3.14)).

Figuras 16 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta do D-UPQC: (a) $G_{d_v v_d}(s)$; (b) $G_{d_i v_d}(s)$; (c) $G_{d_v i_d}(s)$ e; (d) $G_{d_i i_d}(s)$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Já para a entrada de controle, os modelos individuais e completo são comparados pelas Figuras 16 (a) e (d), junto com as respostas do circuito chaveado, o qual possui maior correspondência com o modelo MIMO. Novamente, não é possível obter duas funções de transferência no modelo individual SISO, sendo elas a $G_{d_i v_d}(s)$ e a $G_{d_v i_d}(s)$, uma vez que \hat{V}_{L_d} é uma entrada no conversor série, onde \hat{D}_{i_d} é a entrada de controle, bem como \hat{I}_{s_d} é uma entrada no conversor paralelo onde \hat{D}_{v_d} é a entrada de controle. Nota-se a mesma dinâmica para a entrada com distúrbios, já que a

equação características das funções de transferência é determinada pela matriz A do sistema, a qual não se altera, e dessa maneira os polos são os mesmos, independente da entrada. Entretanto o numerador das funções de transferência se altera, podendo modificar os zeros e também, assim, a magnitude da saída.

A diferença no posicionamento dos polos e zeros entre os sistemas SISO e MIMO, para ambas as entradas, está associada à interação entre as impedâncias dos conversores série e paralelo, efeito que é considerado no modelo completo, mas não é representado nos modelos individuais. Para analisar essas interações, é possível analisar as equações características dos modelos individuais e completo, avaliando as frequências dos polos complexos conjugados.

Considerando que a frequência natural de oscilação dos polos depende apenas das indutâncias e capacitâncias, enquanto as resistências interferem em seus fatores de amortecimento, a análise foi conduzida considerando as resistências nulas. Desta maneira, as seguintes funções de transferência são obtidas para o sistema completo:

$$\begin{bmatrix} Z_{LLd} & H_{vvd} \\ H_{iid} & Y_{ssd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_d L_{fpd} s}{D_d(s)} & \frac{L_{fpd}}{D_d(s)} \\ \frac{L_{fpd}}{D_d(s)} & \frac{C_{fpd} L_{fpd} s^2 + 1}{s D_d(s)} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} G_{dvd} & G_{dvd} \\ G_{did} & G_{did} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_d V_{dc}}{2D_d(s)} & \frac{L_{fpd} V_{dc}}{2D_d(s)} \\ -\frac{V_{dc}}{2sD_d(s)} & \frac{V_{dc}(C_{fpd} L_{fpd} s^2 + 1)}{2sD_d(s)} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$D_d(s) = C_{fpd} L_d L_{fpd} s^2 + L_d + L_{fpd} \quad (3.12)$$

Já no caso dos sistemas individuais, as funções de transferência simplificadas que descrevem a relação entre a saída e o distúrbio e a saída e a entrada de controle são respectivamente apresentadas para os conversores paralelo e série, como segue:

$$Z_{LLd} = \left[-\frac{L_{fpd} s}{C_{fpd} L_{fpd} s^2 + 1} \right], \quad Y_{ssd} = \left[\frac{1}{L_d s} \right], \quad G_{dvd} = \left[\frac{V_{dc}}{2(C_{fpd} L_{fpd} s^2 + 1)} \right], \quad G_{did} = \left[\frac{V_{dc}}{2L_d s} \right] \quad (3.13)$$

Analisando as equações características das funções de transferência do sistema completo, verifica-se que a frequência de ressonância dos polos complexos conjugados é igual a:

$$\omega_{Mpd} = \sqrt{\frac{1}{C_{eqd} L_{eqd}}} = \sqrt{\frac{1}{C_{fpd}} \frac{L_d + L_{fpd}}{L_d L_{fpd}}} \quad (3.14)$$

Além disso, conforme observado na Figuras 15 (d), a função $Y_{ssd}(s)$ e a função $G_{did}(s)$ apresentam um par de zeros complexos conjugados com frequência definida por:

$$\omega_{MY_{ssz_d}} = \omega_{MG_{d_i z_d}} = \sqrt{\frac{1}{C_{fp_d} L_{fp_d}}} \quad (3.15)$$

Já para o sistema individual, o par de polos complexos conjugados é observado somente no conversor paralelo em Z_{LL_d} e em $G_{d_v v_d}$, com frequência de ressonância dada por:

$$\omega_{P_{p_d}} = \sqrt{\frac{1}{C_{fp_d} L_{fp_d}}} \quad (3.16)$$

A partir das deduções anteriores, verifica-se que os polos do sistema completo são influenciados pelas impedâncias de ambos os conversores, uma vez que a frequência dos polos depende da associação em paralelo dos indutores de ambos os conversores. Tal associação em paralelo pode ser facilmente verificada no circuito equivalente completo do UPQC apresentado na Figuras 15, considerando todas as entradas como nulas. Por outro lado, os polos complexos dos sistemas individuais não representam fielmente a dinâmica do sistema, pois desconsideram a influência da impedância equivalente.

Do ponto de vista do controle, essa imprecisão impacta diretamente o projeto do controlador e o desempenho do sistema, uma vez que as frequências dos polos são próximas às frequências dos termos ressonantes.

3.2.4 Análise dos modelos através de controladores SISO

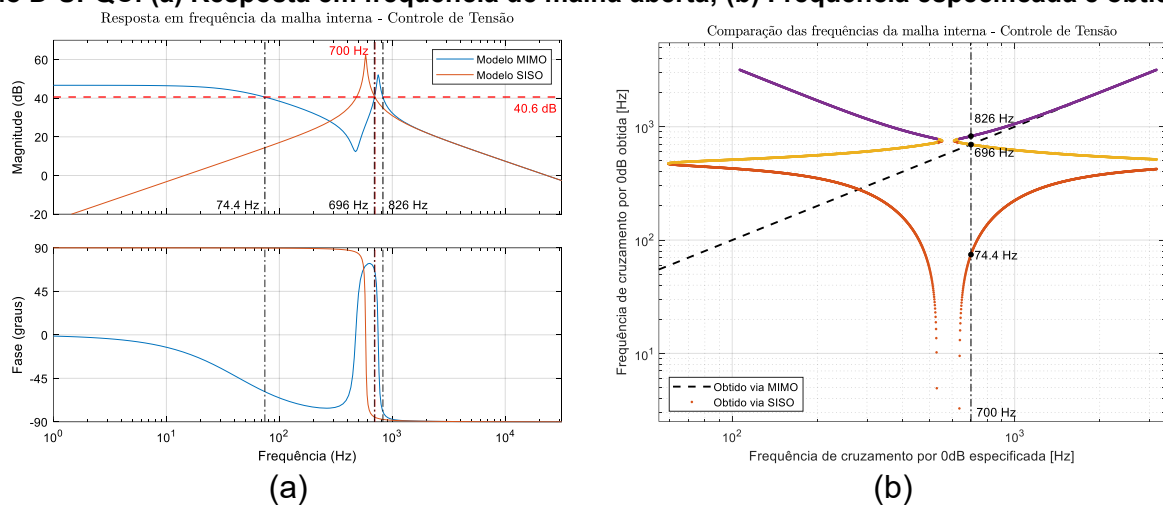
Para a análise dos erros de modelagem a partir de controladores SISO, será utilizada a metodologia estabelecida anteriormente, aplicando o projeto de controladores por meio das especificações de frequência de cruzamento e margem de fase. Esta abordagem consiste na comparação entre os valores de desempenho projetados (via modelo simplificado SISO) e aqueles efetivamente obtidos no sistema real ao se aplicar a lei de controle no modelo MIMO.

Para viabilizar tal análise, faz-se necessário primeiramente definir as funções de transferência que representam a dinâmica de cada malha do D-UPQC. Dessa forma, o controle de corrente do conversor série é realizado através de uma única malha, representada por $G_{d_i i_d}(s)$. Já para o conversor paralelo, utiliza-se o controle de tensão multi-malha, composto pela malha interna de corrente $G_{d_v i_{L_{fp_d}}}(s)$ e a malha externa de tensão $G_{i_{L_{fp_d}} v_d}(s)$. As funções de transferência utilizadas são dadas por:

$$G_{d_{i_d}}(s) = \frac{\hat{I}_{s_d}}{\hat{D}_{i_d}}, \quad G_{d_{v_{i_{L_{f_p}d}}}}(s) = \frac{\hat{I}_{L_{f_p}d}}{\hat{D}_{v_d}}, \quad G_{i_{L_{f_p}v_d}} = \frac{\hat{V}_{L_d}}{\hat{I}_{L_{f_p}d}} \quad (3.17)$$

A Figura 17 apresenta as respostas em frequência de malha aberta, comparando o modelo simplificado SISO (curva laranja) com o modelo completo MIMO (curva azul) para a malha interna do controle de tensão $G_{d_{v_{i_{L_{f_p}d}}}}$. Para esta análise, definiu-se uma frequência de cruzamento de ganho desejada de 700 Hz (destacada em vermelho).

Figura 17 – Comparação da frequência de cruzamento da malha interna do controle de tensão do D-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.



Fonte: Autoria própria (2025).

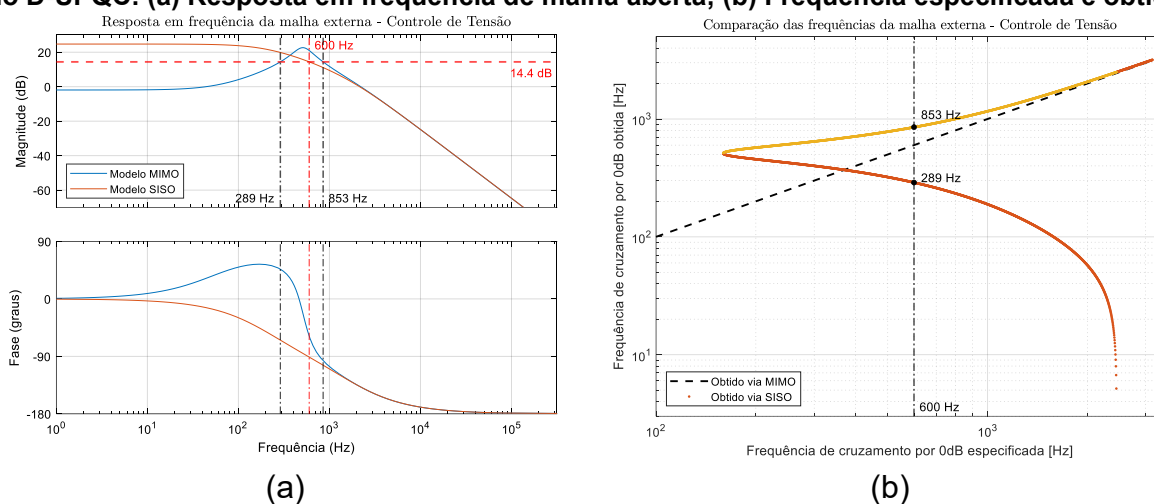
Observa-se no gráfico de magnitude que, na frequência de cruzamento projetada de 700 Hz, a planta SISO apresenta uma magnitude de aproximadamente 40,6 dB. De acordo com o critério estabelecido em (2.10), o ganho do controlador ($|C|$) deve ser ajustado para ser exatamente o inverso da magnitude da planta ($|G|$) na frequência de interesse. Portanto, para garantir que o ganho de malha aberta seja unitário (0 dB), o controlador é sintonizado para fornecer uma atenuação equivalente a esse valor.

Entretanto, ao projetarmos essa magnitude de referência sobre a resposta do modelo MIMO, nota-se a discrepância causada pela ressonância do sistema. A curva azul intercepta esse patamar em três frequências distintas: 74,4 Hz (baixa frequência), 696 Hz (próxima ao projeto) e 826 Hz (pico de ressonância). Conforme ilustrado na Figura 17 (b), isso gera múltiplas soluções para a frequência de cruzamento. Pelo critério de estabilidade, prevalece a maior frequência (826 Hz), indicando que o sistema real se torna mais rápido do que o projetado nessa região.

Por outro lado, nota-se nos gráficos que, para altas frequências (região após o pico de ressonância), os modelos tornam-se muito próximos, com as curvas praticamente sobrepostas. Como geralmente são escolhidas frequências de cruzamento mais elevadas para o controle da malha interna de tensão, essa convergência natural tende a minimizar as diferenças práticas entre a utilização dos modelos SISO e MIMO nessas faixas de operação, tornando o projeto simplificado mais assertivo para larguras de banda maiores.

A Figura 18 apresenta as respostas em frequência de malha aberta para a malha externa de controle de tensão. Diferentemente da análise anterior, a função de transferência de malha aberta neste caso é composta pela malha externa $G_{iL,fp} v_d$ em série com a malha interna de corrente em malha fechada.

Figura 18 – Comparação da frequência de cruzamento da malha externa do controle de tensão do D-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.



Fonte: Autoria própria (2025).

Para validar a premissa de desacoplamento entre as malhas, a malha interna de corrente foi previamente sintonizada com uma frequência de cruzamento elevada, de 2000 Hz. Essa medida visa assegurar que a dinâmica da corrente seja muito mais rápida que a da tensão, sem comprometer a faixa de interesse da malha externa.

Ao analisar o gráfico de magnitude do modelo SISO (curva laranja) na Figura 18(a), identifica-se que, na frequência especificada para o projeto de 600 Hz (destacada em vermelho), a planta apresenta uma magnitude de aproximadamente 14,34 dB. Aplicando-se diretamente o critério estabelecido em (2.10), o controlador é ajustado para compensar essa magnitude e forçar o cruzamento de 0 dB no modelo simplificado.

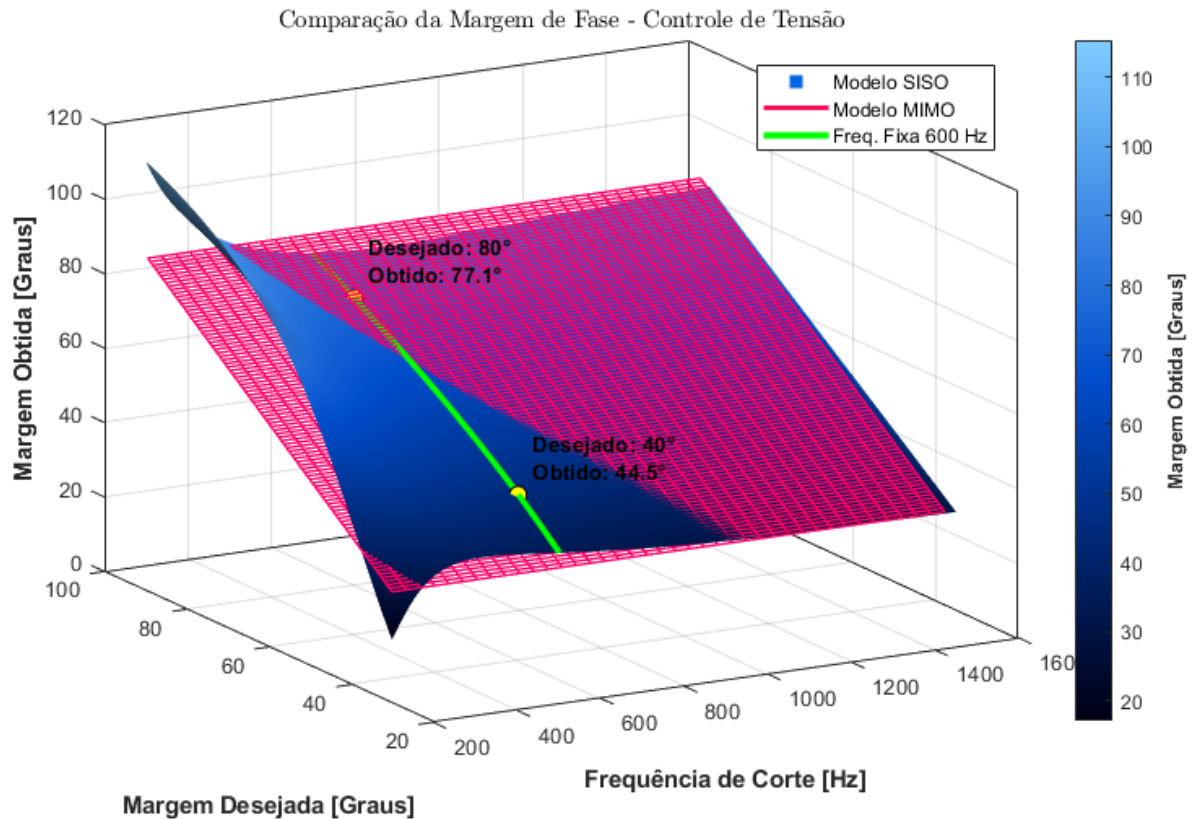
No entanto, a resposta do modelo MIMO (curva azul) revela uma discrepância acentuada. Ao projetar a magnitude de referência (14,34 dB) sobre a curva real, o cruzamento não ocorre em 600 Hz, mas sim em dois pontos distintos: em 289 Hz e em 853 Hz.

Este comportamento, detalhado na Figura 18(b), evidencia que, para frequências mais baixas, região típica de atuação da malha de tensão, as diferenças dinâmicas entre os modelos SISO e MIMO tornam-se críticas devido ao acoplamento entre eixos. Como consequência, o sistema real apresenta uma indefinição de largura de banda, ou seja, ao utilizar o ganho projetado pelo SISO, a planta pode operar de forma lenta (289 Hz) ou assumir uma dinâmica mais rápida (853 Hz), divergindo significativamente do ponto de operação desejado.

A análise da Figura 19 complementa a discussão de desempenho, focando na robustez e na estabilidade relativa do sistema através do mapeamento da margem de fase. Neste gráfico, a superfície reticulada em magenta atua como a referência ideal de desempenho, indicando que, se o controlador compensasse perfeitamente toda a dinâmica da planta, a margem de fase obtida coincidiria exatamente com a especificada. Em contrapartida, a superfície sólida azul ilustra a resposta efetiva da planta real quando controlada pelos parâmetros calculados via modelo simplificado utilizando em (2.9). A distância vertical entre a superfície azul (obtido) e a magenta (referência) quantifica, portanto, o erro de modelagem.

Para ilustrar o impacto prático desse erro na dinâmica temporal, destaca-se na figura a linha verde correspondente à frequência fixa de 600 Hz. Ao analisar o ponto inferior amarelo, onde se desejava uma margem de fase de 40° , o sistema real entregou $44,5^\circ$. Nesse caso, a superfície azul flutua acima da superfície de referência magenta, indicando que o modelo SISO foi conservador; ele previu uma estabilidade menor do que a planta real possui. Na prática, isso resulta em um sistema mais amortecido e com menor tendência à oscilação do que o previsto, embora potencialmente mais lento do que o necessário.

Figura 19 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para a malha externa do controle de tensão do D-UPQC.



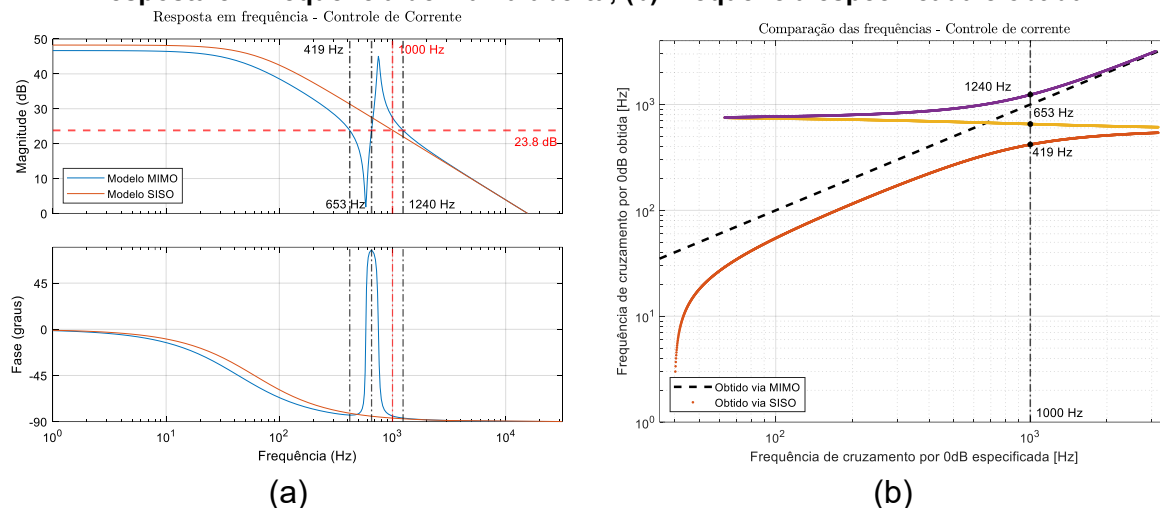
O comportamento oposto ocorre no ponto superior amarelo, onde se exigia uma robustez maior, de 80° . Nesse ponto, a margem efetivamente obtida caiu para $77,1^\circ$, fazendo com que a superfície azul "mergulhe" abaixo da referência (superfície magenta). Isso sinaliza uma perda de estabilidade relativa, pois o modelo simplificado subestimou o atraso de fase real da planta. Consequentemente, o sistema real tenderá a apresentar maior sobressinal e oscilações mais acentuadas do que o desejado pelo projetista, comprometendo a robustez especificada.

Analisando a topologia global, observa-se que as superfícies se cruzam brevemente próximo à ressonância, mas divergem na maior parte do espaço de operação. As regiões onde a superfície azul fica abaixo da superfície magenta são as mais críticas para o projeto, pois indicam que o uso do modelo SISO resulta em uma margem de estabilidade inferior à projetada, aumentando o risco de comportamento oscilatório não previsto.

A Figura 20 apresenta a análise de resposta em frequência para o controle de corrente $G_{d_{i_d}}$. Diferentemente da malha externa de tensão, o controle de corrente

opera em uma única malha. Para esta análise, definiu-se uma frequência de cruzamento de ganho desejada de 1000 Hz (destacada em vermelho).

Figura 20 – Comparação da frequência de cruzamento do controle de corrente do D-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.



Fonte: Autoria própria (2025).

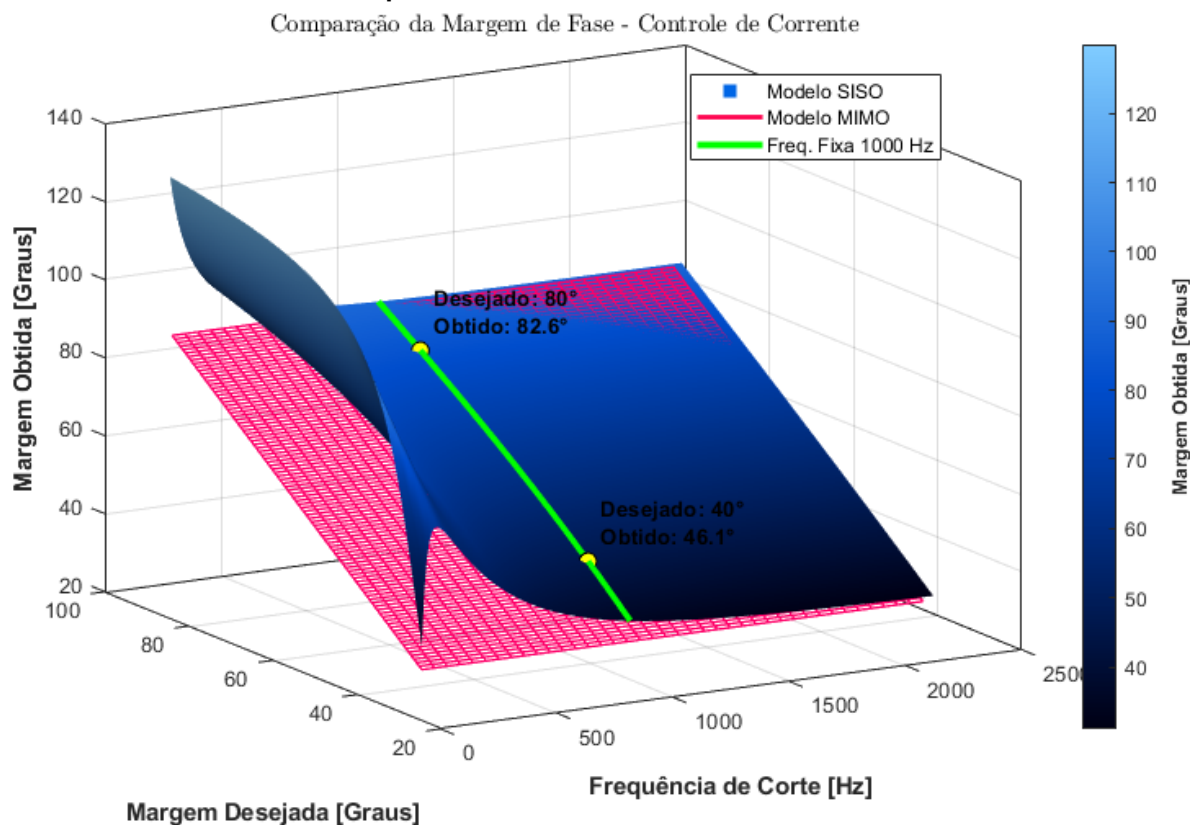
Ao observar o gráfico de magnitude do modelo SISO (curva laranja) na Figura 20(a), nota-se que, na frequência projetada de 1000 Hz, a planta apresenta uma magnitude de aproximadamente 23,8 dB. Aplicando-se o critério estabelecido na metodologia, o ganho do controlador é calculado para ser o inverso dessa magnitude, com o objetivo de impor o cruzamento de 0 dB exato no modelo simplificado.

Entretanto, ao aplicar esse ganho à planta real (modelo MIMO, curva azul), a dinâmica de ressonância provoca desvios significativos. A linha de magnitude projetada intercepta a curva real em três frequências distintas: 419 Hz, 653 Hz e 1240 Hz. Conforme detalhado na Figura 20(b), a ressonância gera incertezas na largura de banda. Pelo critério de estabilidade, prevalece a maior frequência (1240 Hz), indicando que o sistema real reage mais rapidamente do que o previsto pelo projeto via modelo simplificado.

A análise de robustez é complementada pela Figura 21, que compara a margem de fase especificada com a efetivamente obtida. A superfície reticulada em magenta serve como a referência ideal, enquanto a superfície sólida azul representa o desempenho real obtido ao usar o controlador calculado pelo modelo simplificado.

Destaca-se na figura a linha verde referente à frequência de 1000 Hz. Ao analisarmos o ponto inferior amarelo, onde se desejava uma margem de fase de 40° , o sistema obteve $46,1^\circ$. Neste caso, a superfície azul flutua acima da referência magenta, indicando um comportamento conservador do modelo SISO.

Figura 21 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para o controle de corrente do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

O mesmo padrão repete-se no ponto superior amarelo, onde se exigia uma robustez de 80° e obteve-se $82,6^\circ$. Diferente da malha de tensão, onde o erro levava à perda de estabilidade, no controle de corrente a 1000 Hz, o erro de modelagem atua a favor da segurança. O modelo simplificado previu um atraso de fase maior do que o existente na planta real nessa faixa, resultando em um sistema com sobras de margem de fase. Isso não apenas garante maior robustez, mas também contribui para uma menor amplificação de ruídos em malha fechada, uma vez que o maior amortecimento atenua os picos de ressonância da função de sensibilidade.

Por fim, nota-se que, apesar das discrepâncias pontuais causadas pela ressonância, o controle de corrente opera em uma região de frequências mais altas, onde os modelos SISO e MIMO tendem a apresentar uma convergência natural de comportamento fora das faixas de pico, facilitando o ajuste em comparação às malhas lentas de tensão.

3.3 Projeto do controlador MV-MR-SF

Nesta seção são apresentados os projetos dos controladores SISO e MIMO para os modelos individuais e completos, seguindo a metodologia proposta para controladores MV-MR-SF por meio da otimização com a metaheurística DE.

Para comparação dos resultados, a metodologia proposta será aplicada inicialmente ao projeto dos controladores a partir dos modelos SISO tradicionais, gerando controladores independentes para cada conversor do UPQC. Em seguida, utilizando o modelo completo proposto, será desenvolvido um controlador unificado para ambas as variáveis controladas do UPQC. Para garantir uma comparação justa, foram adotados os mesmos parâmetros de otimização apresentados na Tabela 4, com termos ressonantes de ordens ímpares adotados da 1ª à 13ª, tanto para o controle de tensão quanto para o controle de corrente. O número de indivíduos de cada população para as possíveis soluções de genes em cada otimização e o critério de parada são definidos a partir do número de genes (variáveis) N de cada sistema, para que a busca do otimizador seja equivalente em cada um dos modelos. Dessa maneira, o critério de parada para os modelos SISO e MIMO foi definido em $N * 12$ iterações por 10 tentativas.

Tabela 4 - Parâmetros para a otimização do D-UPQC.

Fator de ponderação para o THD de v_{Ld}	$w_1^{v_{Ld}} = 230$
Fator de ponderação para o erro de v_{Ld}	$w_2^{v_{Ld}} = 0,28$
Fator de ponderação para a saturação da ação de controle de v_{Ld}	$w_3^{v_{Ld}} = 1000$
Fator de ponderação para o THD de i_{sd}	$w_1^{i_{sd}} = 100$
Fator de ponderação para o erro de i_{sd}	$w_2^{i_{sd}} = 2,8$
Fator de ponderação para a saturação da ação de controle de i_{sd}	$w_3^{i_{sd}} = 100$
Fator de escala	$F_e = 0,8$
Constante de cruzamento	$\eta_{CR} = 0,7$
Tempo de simulação para a otimização	$t_{sim} = 1 s$
Possíveis soluções de genes	$P_d = N$
Número de iterações	$N * 12$

Fonte: Autoria própria (2025).

Todas as simulações foram configuradas para avaliar os regimes transitório e de estado estacionário sob diferentes condições de distúrbio. Assim, a tensão da rede para o conversor série e para o UPQC completo foi inicialmente considerada puramente senoidal e, posteriormente, com harmônicos. Da mesma forma, o sistema foi testado com e sem carga. Portanto, tanto o sistema completo do UPQC quanto o conversor paralelo foram avaliados nessas duas condições. Os degraus dos distúrbios são apresentados nas estruturas de simulação mostradas na Figura 22, na Figura 25

e na Figura 28, cada uma com suas particularidades. O tempo total de simulação foi configurado para 1 s, suficiente para que todos os termos ressonantes atinjam o estado estacionário após os dois passos de distúrbio.

Além disso, as simulações emulam o comportamento dos filtros *anti-aliasing* presentes nas placas de condicionamento de sinal, os efeitos da amostragem e o atraso entre o cálculo das ações de controle e a atuação efetiva do modulador PWM nos interruptores. Vale destacar também que o passo fixo da solução numérica foi configurado para operar com $f_{solver} = 2$ MHz. Todas essas considerações são fundamentais para que o comportamento simulado do sistema se aproxime ao máximo do comportamento real do sistema de controle.

3.3.1 Metaheurística por DE para a otimização para o sistema independente

Para o controle do sistema baseado no modelo individual, são projetados dois controladores independentes seguindo a metodologia definida. O primeiro controla a tensão da carga do conversor paralelo, enquanto o segundo controla a corrente da rede por meio do conversor série.

3.3.1.1 Conversor paralelo como sistema independente SISO

Para o projeto de controle do conversor paralelo, o modelo obtido em (3.3) é inserido no sistema de malha aberta genérico para espaço de estados com ressonantes (2.16), utilizando os parâmetros de sistema da Tabela 5.

Tabela 5 - Parâmetros do sistema do conversor paralelo SISO do D-UPQC.

Número de estados originais da planta	$n_i = 2$
Número de saídas	$n_o = 1$
Número de entradas de controle	$n_u = 1$
Número de distúrbios	$n_w = 1$
Número de termos ressonantes	$n_r^v = 7$
Número de genes	$N_{pd} = 11$

Fonte: Autoria própria (2025).

Em seguida, foram definidos os limites mínimos e máximos dos genes, apresentados na Tabela 6, para compor a matriz populacional de possíveis soluções do algoritmo de otimização.

Tabela 6 – Matriz populacional para otimização do conversor paralelo SISO do D-UPQC.

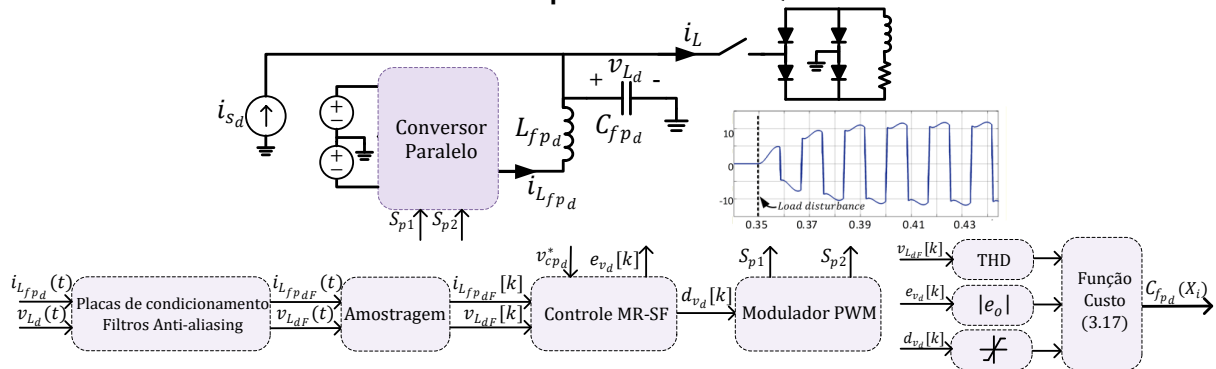
		Melhor	Mínimo	Máximo
Genes dos estados	q_x^d	$[40 * 10^{-2} \ 0]$	$[0 \ 0]$	$[1 \ 1]$
Genes da integral do erro	$q_{e,1}^d$	$[38,3 * 10^2]$	$[1 * 10^2]$	$[1 * 10^4]$
	$q_{r,1}^{d,1}$	$[99,9 * 10^9]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,3}$	$[56,6 * 10^8]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,5}$	$[21,0 * 10^8]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,7}$	$[92,1 * 10^9]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
Genes dos termos ressonantes	$q_{r,1}^{d,9}$	$[87,7 * 10^8]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,11}$	$[23,2 * 10^8]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,13}$	$[37,6 * 10^9]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$r_{u,1}^d$	$[100]$	$[1 * 10^{-1}]$	$[1 * 10^2]$

Fonte: Autoria própria (2025).

Já a função custo utilizada para otimização foi definida de acordo com (2.27), onde o *THD* e o erro são referentes à malha de controle de tensão da carga v_{Ld} , resultando em:

$$C_{f_{pd}} = w_1^{v_{Ld}} THD_{v_{Ld}} + \frac{w_2^{v_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n k T_s |e_{v_d}[k]| + \frac{w_3^{v_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n (k T_s |d_{v_{dmax}}[k]| + k T_s |d_{v_{dmin}}[k]|) \quad (3.18)$$

A simulação para a otimização considerou o inversor do conversor paralelo operando com duas fontes de tensão ideais no barramento CC, uma fonte de corrente senoidal controlada representando a corrente da rede elétrica e uma carga não linear gerando alto conteúdo harmônico, configurando um cenário crítico para o projeto do controle, conforme o diagrama da Figura 22.

Figura 22 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor paralelo do D-UPQC.

Fonte: Autoria própria (2025).

Após 10 tentativas com 132 iterações cada, foi selecionada a melhor solução de genes obtida em uma das tentativas, apresentada na Tabela 6. A partir dessa solução, os ganhos de controle foram calculados pelo método LQR, mostrados na Tabela 7.

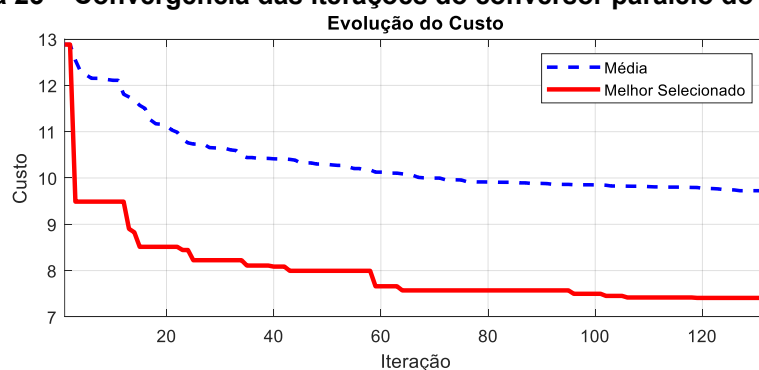
Tabela 7 - Parâmetros de controle do conversor paralelo SISO do D-UPQC.

Ganhos dos estados	$K_{x,1}^d = [89,6m \ 18,4m]$
Ganhos da integral do erro	$K_{e,1}^d = [-58,42]$
Ganhos dos termos ressonantes	$K_{r,1}^{d,1} = [-24,8k \ 4,91M]$
	$K_{r,1}^{d,3} = [-6,65k \ 0,66M]$
	$K_{r,1}^{d,5} = [-2,06k \ 6,60M]$
	$K_{r,1}^{d,7} = [-8,47k \ 67,5M]$
	$K_{r,1}^{d,9} = [-2,31k \ 27,1M]$
	$K_{r,1}^{d,11} = [1,39k \ 16,7M]$
	$K_{r,1}^{d,13} = [9,53k \ 70,2M]$

Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 23 são apresentados os valores da função custo ao longo das iterações, comparando a média das tentativas com a melhor solução encontrada para o conversor paralelo. O menor custo obtido foi de $C_{f_{pd}} = 7,41$, associado a um THD da tensão da carga de $THD_{v_d} = 2,9\%$, um erro de tensão de $e_{v_d} = 2,41$ V e ausência de saturação das ações de controle.

Observa-se que o algoritmo converge gradualmente, atingindo o menor custo por volta da iteração 110, comportamento típico do DE em problemas multiobjetivo. Em termos de esforço computacional, o tempo médio gasto em cada tentativa (132 iterações) foi de aproximadamente 2 horas e 51 minutos, utilizando um processador Intel i3-N305 com 8 GB de RAM no MATLAB R2024b.

Figura 23 – Convergência das iterações do conversor paralelo do D-UPQC.

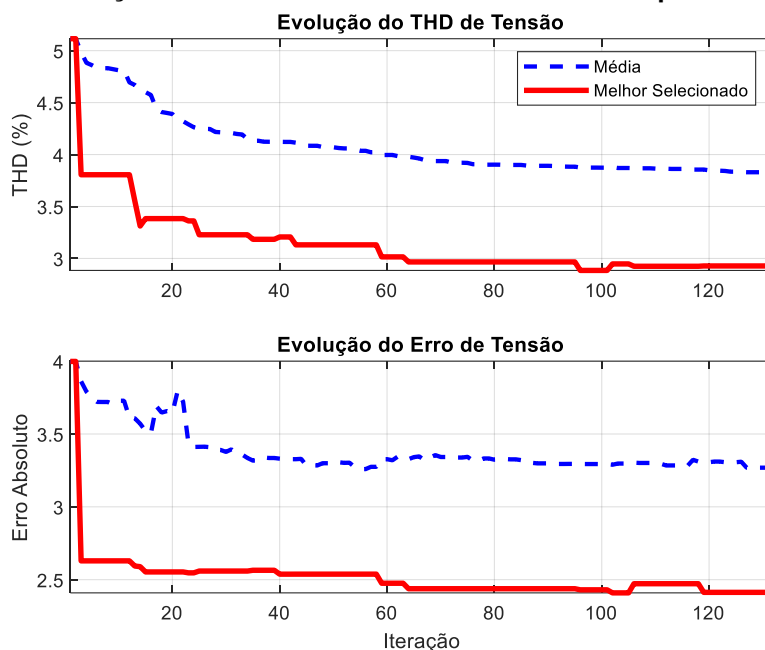
Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 24 apresenta a evolução do THD e do erro de tensão para a melhor tentativa e para a média populacional. Nota-se que tanto o erro quanto o THD da melhor solução permaneceram consistentemente abaixo da média, indicando um desempenho superior em todos os objetivos da função custo.

A diferença entre as curvas evidencia a diversidade da população durante a otimização: enquanto alguns indivíduos exploram regiões do espaço de busca que podem elevar isoladamente o erro ou o THD, a melhor solução (linha vermelha)

representa o ponto de equilíbrio selecionado pelos pesos da função de custo, atendendo simultaneamente aos requisitos de qualidade de energia e rastreamento.

Figura 24 – Evolução do THD e erro da tensão do conversor paralelo do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

3.3.1.2 Conversor série como sistema independente SISO

Para o projeto do controlador do conversor série, o modelo obtido em (3.4) também foi substituído no sistema de malha aberta genérico (2.16), utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 - Parâmetros do sistema do conversor série SISO do D-UPQC.

Número de estados originais da planta	$n_i = 1$
Número de saídas	$n_o = 1$
Número de entradas de controle	$n_u = 1$
Número de distúrbios	$n_w = 1$
Número de termos ressonantes	$n_r^i = 7$
Número de genes	$N_{sd} = 10$

Fonte: Autoria própria (2025).

Foram definidos os limites mínimos e máximos dos genes, apresentados na Tabela 9, para compor a matriz populacional de possíveis soluções do algoritmo de otimização.

Tabela 9 – Matriz populacional para otimização do conversor série SISO do D-UPQC.

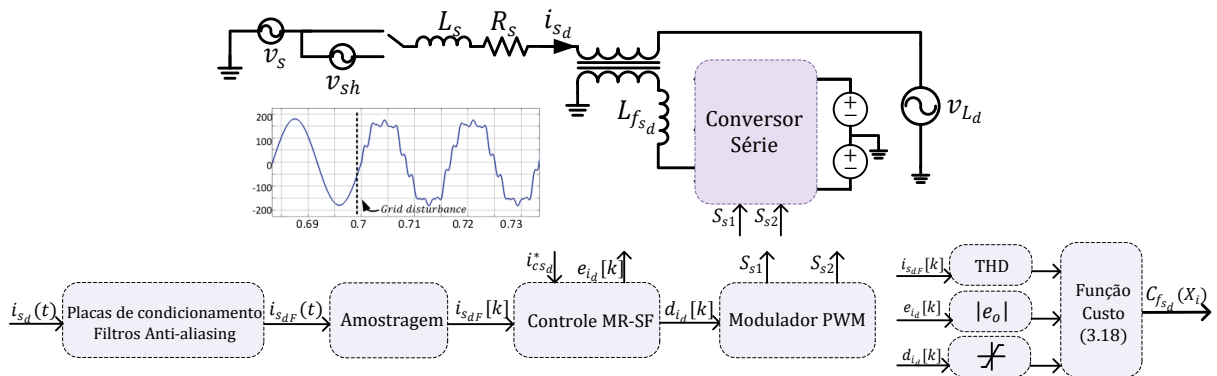
		Melhor	Mínimo	Máximo
Genes dos estados	q_x^d	$[13,1 * 10^{-2}]$	$[0]$	$[1]$
Genes da integral do erro	$q_{e,1}^d$	$[1,35 * 10^4]$	$[0]$	$[1 * 10^5]$
	$q_{r,1}^{d,1}$	$[13,1 * 10^9]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
Genes dos termos ressonantes	$q_{r,1}^{d,3}$	$[10,0 * 10^{10}]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,5}$	$[13,1 * 10^9]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,7}$	$[13,2 * 10^9]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,9}$	$[10,0 * 10^{10}]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,11}$	$[19,4 * 10^8]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{d,13}$	$[13,2 * 10^9]$	$[1 * 10^4]$	$[1 * 10^{11}]$
Genes das entradas de controle	$r_{u,1}^d$	$[19,7]$	$[1 * 10^{-1}]$	$[1,5 * 10^2]$

Fonte: Autoria própria (2025).

A função custo também seguiu a equação genérica definida em (2.27), porém com o THD e o erro referentes à corrente da rede controlada i_s , conforme apresentado:

$$C_{f_{s_d}} = w_1^{i_{s_d}} THD_{i_{s_d}} + \frac{w_2^{i_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_{i_d}[k]| + \frac{w_3^{i_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n (kT_s |d_{i_{d,max}}[k]| + kT_s |d_{i_{d,min}}[k]|) \quad (3.19)$$

A simulação foi realizada considerando o inversor do conversor série operando com duas fontes ideais no barramento CC, uma fonte de tensão senoidal controlada representando o conversor paralelo, e a tensão da rede com elevado conteúdo harmônico, representando um cenário crítico, como ilustrado na Figura 25.

Figura 25 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor série do D-UPQC.

Fonte: Autoria própria (2025).

O algoritmo de otimização foi novamente configurado para 10 tentativas com 120 iterações cada, resultando na melhor solução de genes para o conversor série, apresentada na Tabela 9. A partir das matrizes de pesos dessa solução, foram obtidos os ganhos de controle, mostrados na Tabela 10.

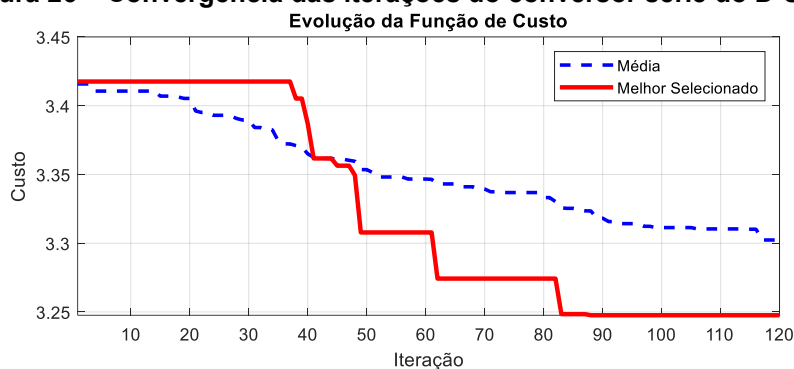
Tabela 10 - Parâmetros de controle do conversor série SISO do D-UPQC.

Ganhos dos estados	$K_{x,1}^d = [87,9m]$
Ganhos da integral do erro	$K_{e,1}^d = [-161,87]$
Ganhos dos termos ressonantes	$K_{r,1}^{d,1} = [-14,7k \ 6,92M]$
	$K_{r,1}^{d,3} = [-40,7k \ 57,2M]$
	$K_{r,1}^{d,5} = [-13,8k \ 35,8M]$
	$K_{r,1}^{d,7} = [-6,40k \ 60,1M]$
	$K_{r,1}^{d,9} = [-13,4k \ 215M]$
	$K_{r,1}^{d,11} = [-1,12k \ 37,3M]$
	$K_{r,1}^{d,13} = [1,19k \ 115M]$

Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 26 apresenta a evolução dos valores da função custo ao longo das iterações, comparando a média de todas as execuções com o desempenho da melhor solução encontrada para o conversor série. Nesta configuração, o custo mínimo obtido foi de $C_{f_{s_d}} = 3,24$, resultando em um THD de $THD_{i_{s_d}} = 1,6\%$ para a corrente da rede, erro de controle $e_{i_d} = 0,55$ A e ausência de saturação na ação de controle.

Observa-se a convergência do algoritmo, marcada pela estabilização do menor custo por volta da iteração 85. Em termos de esforço computacional, o tempo médio despendido em cada tentativa (120 iterações) foi 2 horas e 42 minutos, utilizando um processador Intel i3-N305 com 8 GB de RAM no MATLAB R2024b.

Figura 26 – Convergência das iterações do conversor série do D-UPQC.

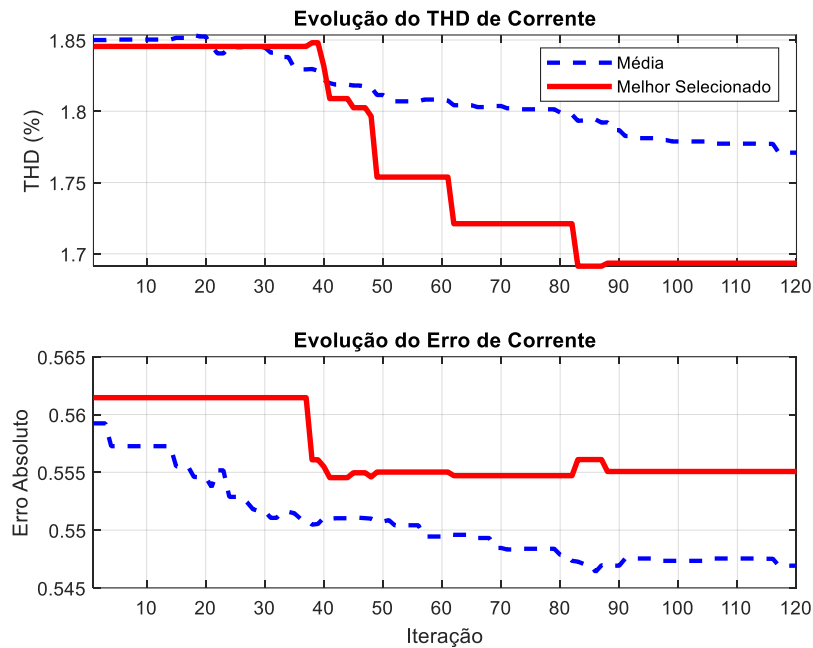
Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 27 detalha as trajetórias do THD e do erro de corrente. Nota-se que o THD da melhor tentativa permaneceu consistentemente abaixo da média geral, apresentando aumento acentuado em sincronia com o aumento da função custo (Figura 26). Esse comportamento indica que o algoritmo atribuiu um peso significativo à minimização da distorção harmônica para alcançar o melhor desempenho global.

Em contrapartida, a trajetória do erro de rastreamento da melhor solução situou-se acima da média populacional. Esse fenômeno evidencia o compromisso inerente a um processo de otimização multiobjetivo: para minimizar o custo total, o

algoritmo considerou vantajoso aceitar uma penalização no erro em troca de uma redução expressiva no THD da corrente da rede. Enquanto parte da população prioriza a diminuição do erro em detrimento da qualidade de energia, influenciando a média, a melhor solução encontrou o ponto de equilíbrio definido pelos pesos da função custo, garantindo a robustez do sistema sem violar os requisitos de qualidade de energia.

Figura 27 – Evolução do THD e erro de corrente do conversor série do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

3.3.2 Metaheurística por DE para a otimização para o UPQC completo como sistema MIMO

Nesta subseção, é apresentada em detalhe a aplicação da metodologia proposta para o projeto do controlador multivariável do UPQC. Para isso, foram considerados os parâmetros listados na Tabela 11 e o modelo definido em (3.8), que foi inserido na estrutura genérica de malha aberta com controladores ressonantes (2.16), o critério de parada foi definido para 10 tentativas com 252 iterações .

Tabela 11 - Parâmetros do sistema completo MIMO do D-UPQC.

Número de estados originais da planta	$n_i = 3$
Número de saídas	$n_o = 2$
Número de entradas de controle	$n_u = 2$
Número de distúrbios	$n_w = 2$
Número de termos ressonantes para a saída v_L	$n_r^v = 7$
Número de termos ressonantes para a saída i_s	$n_r^i = 7$
Número de genes	$N_d = 21$

Fonte: Autoria própria (2025).

Os limites mínimos e máximos dos genes foram estabelecidos para compor a matriz populacional de soluções candidatas do algoritmo de otimização DE.

Tabela 12 – Matriz populacional para otimização do sistema completo MIMO do D-UPQC.

		Melhor	Mínimo	Máximo
Genes dos estados	q_x^d	[22,1 * 10 ⁻² 0 99,3 * 10 ⁻²]	[0 0 0]	[1 1 1]
Genes das integrais dos erros	$q_{e,1}^d$	[94,9 * 10 ²]	[0]	[1 * 10 ⁴]
	$q_{e,2}^d$	[70,1 * 10 ³]	[0]	[1 * 10 ⁵]
Genes dos termos ressonantes	$q_{r,1}^{d,1}$	[82,8 * 10 ⁸]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{d,3}$	[30,9 * 10 ⁸]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{d,5}$	[39,5 * 10 ⁸]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{d,7}$	[24,6 * 10 ⁸]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{d,9}$	[26,5 * 10 ⁷]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{d,11}$	[92,7 * 10 ⁷]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{d,13}$	[68,4 * 10 ⁷]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,2}^{d,1}$	[38,3 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,2}^{d,3}$	[16,5 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,2}^{d,5}$	[10 * 10 ¹⁰]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,2}^{d,7}$	[75,3 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,2}^{d,9}$	[92,8 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,2}^{d,11}$	[10 * 10 ¹⁰]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]
$q_{r,2}^{d,13}$	[34,2 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁴]	[1 * 10 ¹¹]	
Genes das entradas de controle	$r_{u,1}^d$	[42,52]	[1 * 10 ⁻¹]	[1 * 10 ²]
	$r_{u,2}^d$	[139,41]	[1 * 10 ⁻¹]	[1.5 * 10 ²]

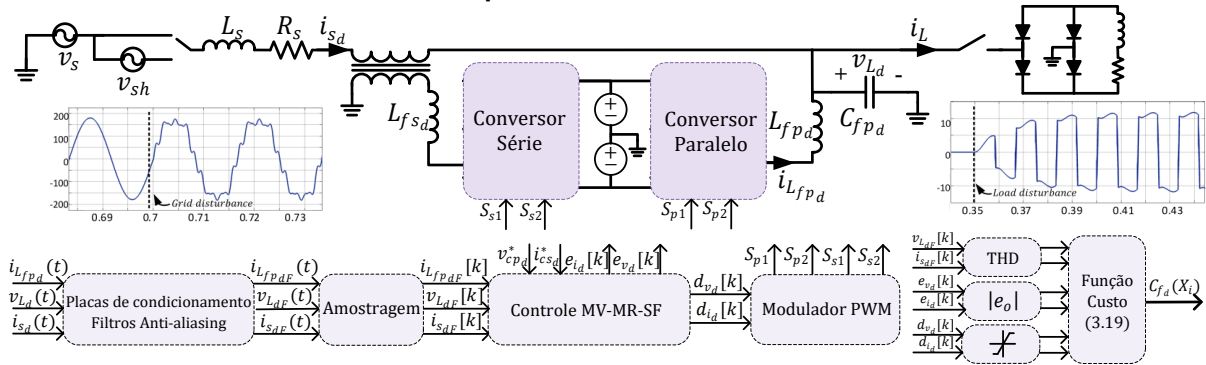
Fonte: Autoria própria (2025).

Com base na função custo genérica definida em (2.27), foi construída uma função custo específica para o sistema com duas saídas. Nessa formulação, os termos de THD e erro são relativos à tensão da carga e à corrente da rede, incluindo também os termos de saturação para ambas as ações de controle, resultando em:

$$\begin{aligned}
 C_{fd} = & w_1^{vL_d} THD_{vL_d} + \frac{w_2^{v_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_{v_d}[k]| + \frac{w_3^{v_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n \left(kT_s |d_{v_{d_{max}}}[k]| + kT_s |d_{v_{d_{min}}}[k]| \right) \\
 & + w_1^{i_s d} THD_{i_s d} + \frac{w_2^{i_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_{i_d}[k]| + \frac{w_3^{i_d}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n \left(kT_s |d_{i_{d_{max}}}[k]| + kT_s |d_{i_{d_{min}}}[k]| \right)
 \end{aligned} \quad (3.20)$$

A simulação computacional utilizada na otimização considera os dois inversores chaveados alimentados por duas fontes de tensão ideais no barramento CC, como ilustrado na Figura 28.

Figura 28 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do sistema completo MIMO do D-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A melhor solução obtida entre todas as tentativas está apresentada na Tabela 12, a partir da qual foram calculados os ganhos de realimentação de estado para o controle MV-MR-SF, listados na Tabela 13.

Tabela 13 - Parâmetros de controle MIMO do D-UPQC.

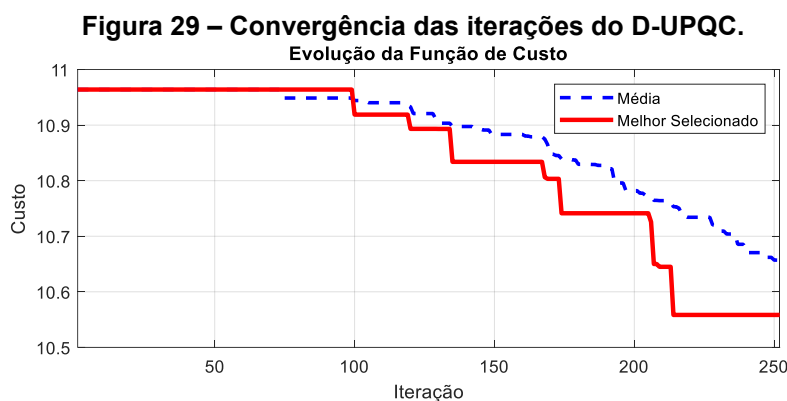
Ganhos dos estados para v_{L_d}		Ganhos dos estados para i_{s_d}	
$K_{x,1}^d = [87,6 m \ 13,4 m \ 9,3 m]$		$K_{x,2}^d = [1,7 m \ -0,182 m \ 85,1 m]$	
Ganhos da integral do erro para v_{L_d}		Ganhos da integral do erro para i_{s_d}	
$K_{e,1}^d = [-35,36 \ 76,46]$		$K_{e,2}^d = [-10,07 \ -85,31]$	
Ganhos dos termos ressonantes para i_{s_d}		Ganhos dos termos ressonantes para v_{L_d}	
$K_{r,2}^{d,v1} = [-9,79 k \ 1,91 M]$	$K_{r,2}^{d,v3} = [-5,82 k \ 3,73 M]$	$K_{r,1}^{d,v1} = [-2,82 k \ 0,53 M]$	$K_{r,1}^{d,v3} = [-1,75 k \ 1,05 M]$
$K_{r,2}^{d,v5} = [-4,41 k \ 11,3 M]$	$K_{r,2}^{d,v7} = [-1,62 k \ 14,9 M]$	$K_{r,1}^{d,v5} = [-1,59 k \ 3,23 M]$	$K_{r,1}^{d,v7} = [-863,7 \ 4,33 M]$
$K_{r,2}^{d,v9} = [475,9 \ 6,35 M]$	$K_{r,2}^{d,v11} = [2,12 k \ 12,7 M]$	$K_{r,1}^{d,v9} = [-226,6 \ 1,94 M]$	$K_{r,1}^{d,v11} = [31,23 \ 4,15 M]$
$K_{r,2}^{d,v13} = [2,44 k \ 10,6 M]$	$K_{r,2}^{d,i1} = [7,92 k \ -3,49 M]$	$K_{r,1}^{d,v13} = [264,2 \ 3,64 M]$	$K_{r,1}^{d,i1} = [-8,93 k \ 3,85 M]$
$K_{r,2}^{d,i3} = [2,65 k \ -8,78 M]$	$K_{r,2}^{d,i5} = [1,11 k \ -39,6 M]$	$K_{r,1}^{d,i3} = [-3,06 k \ 9,39 M]$	$K_{r,1}^{d,i5} = [-3,56 k \ 40,0 M]$
$K_{r,2}^{d,i7} = [-2,08 k \ -48,0 M]$	$K_{r,2}^{d,i9} = [-10,6 k \ -59,6 M]$	$K_{r,1}^{d,i7} = [-1,60 k \ 49,0 M]$	$K_{r,1}^{d,i9} = [-1,35 k \ 69,8 M]$
$K_{r,2}^{d,i11} = [-10,5 k \ -63,7 M]$	$K_{r,2}^{d,i13} = [-5,94 k \ -39,4 M]$	$K_{r,1}^{d,i11} = [950,2 \ 92,0 M]$	$K_{r,1}^{d,i13} = [1,94 k \ 64,1 M]$

Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 29 apresenta a evolução da função custo global ao longo das iterações para a otimização completa do D-UPQC, destacando tanto a média populacional quanto o desempenho da melhor solução encontrada. Nesta configuração, que realiza a sintonia conjunta dos conversores série e paralelo, foi alcançado um custo mínimo de $C_{f_d} = 10,55$.

Os índices de qualidade de energia obtidos para a melhor solução incluem um THD de tensão na carga de $THD_{v_{L_d}} = 2,70\%$ e um THD de corrente na rede de $THD_{i_{s_d}} = 2,16\%$. Os erros de rastreamento foram de $e_{v_d} = 2,21\text{ V}$ para a tensão e $e_{i_d} = 0,55\text{ A}$ para a corrente, ambos com saturação nula das ações de controle.

Observa-se que o menor custo é atingido em torno da iteração 220. Esse comportamento era esperado, uma vez que o problema possui alta dimensionalidade, envolvendo a otimização simultânea de 21 ganhos. Como consequência, foi necessário um número maior de iterações para garantir a convergência do DE, o que elevou o tempo médio de cada tentativa (252 iterações) para aproximadamente 21 horas e 30 minutos, quando comparado à otimização dos conversores individuais, utilizando a mesma configuração de hardware descrita anteriormente.



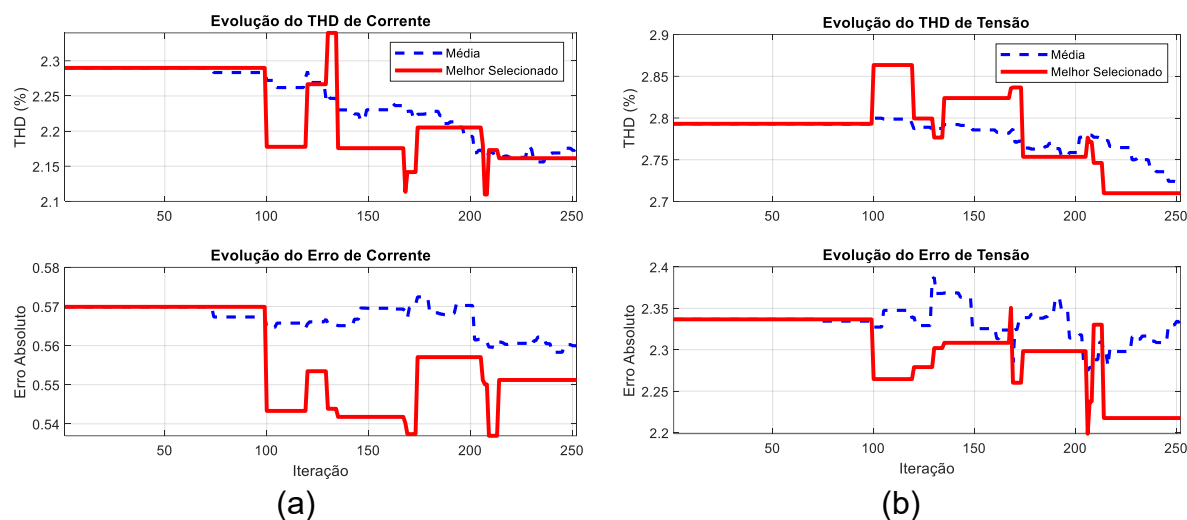
Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 30 detalha a evolução dos objetivos da função custo, separando os termos associados à corrente [Figura 30 (a)] e à tensão [Figura 30 (b)]. Nos objetivos relacionados à corrente, o algoritmo deu maior ênfase à redução do erro, mantendo a melhor solução sempre abaixo da média da população. Em contrapartida, permitiu-se que o THD apresentasse valores ligeiramente maiores do que a média em alguns momentos. Essa priorização do erro é fundamental para garantir que o sistema rastreie as referências com precisão, assegurando a estabilidade da malha de controle.

Comportamento semelhante é observado para a tensão da carga, onde o erro foi continuamente reduzido, enquanto o THD apresentou pequenas oscilações acima da média em instantes específicos. Esse padrão reforça que, na otimização completa do D-UPQC, é essencial priorizar a minimização dos erros de rastreamento para garantir a operação coordenada dos conversores.

No conjunto, os resultados demonstram que o DE foi capaz de realizar a sintonia fina dos dois conversores de forma acoplada, atendendo aos requisitos de estabilidade e qualidade de energia sem comprometer a robustez do sistema.

Figura 30 – Evolução dos THDs e erros do D-UPQC. a) Corrente; b) Tensão.



Fonte: Autoria própria (2025).

3.3.3 Análise da resposta em frequência de malha fechada

Para a análise das respostas em frequência em malha fechada, e consequentemente da atuação dos controladores projetados via otimização sobre os modelos, é utilizada a equação (2.19), que representa o sistema com realimentação. Como observado nas respostas de frequência em malha aberta, os modelos independentes SISO não representam com fidelidade o comportamento do sistema. Dessa forma, para garantir uma comparação justa entre os controladores projetados, a análise das respostas em frequência para ambos os casos (SISO e MIMO) será realizada utilizando exclusivamente o modelo multivariável completo.

No caso do controle MIMO, o modelo completo foi diretamente associado ao vetor de ganhos de realimentação de estados K_{LQR} , aplicado na equação (2.19) para obtenção das respostas em frequência de malha fechada.

Já para o controle SISO, os modelos individuais não foram utilizados. Em vez disso, empregou-se o modelo multivariável completo com uma matriz K_{LQR} específica, construída com base na equação (2.18), considerando $n_u = 2$ entradas e $n_o = 2$ saídas. Essa matriz foi composta a partir dos ganhos dos controladores SISO, com a restrição de que os estados do conversor série não influenciam o controle do conversor paralelo, e vice-versa. Para isso, todas as posições da matriz que

multiplicam os estados do conversor oposto foram zeradas, garantindo que o controle permaneça desacoplado, ainda que baseado no modelo completo.

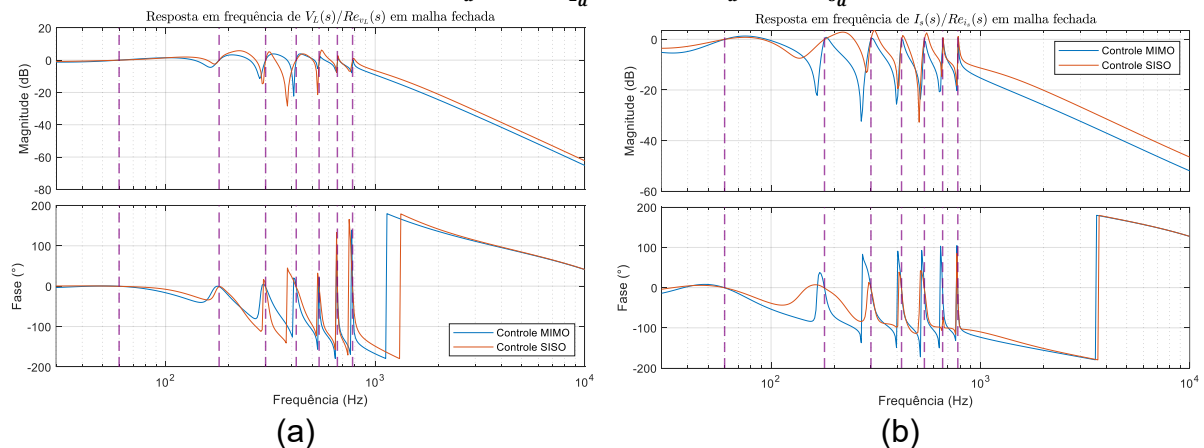
Nesse contexto, a Figura 31 apresenta as respostas em frequência dos sistemas com controle em malha fechada, considerando as saídas $\hat{V}_L(s)$ e $\hat{I}_s(s)$ em relação às suas referências $\hat{V}_{cp}(s) = \widehat{R}e_{v_L}(s)$ e $\hat{I}_{cs}(s) = \widehat{R}e_{i_s}(s)$.

Os resultados em malha fechada refletem diretamente os critérios adotados no processo de otimização dos controladores. Como os controladores devem rastrear referências em 60 Hz e seus harmônicos, a Figura 31 mostra que ambas as estratégias apresentam magnitude unitária (0 dB) e fase nula (0°) nas frequências destacadas pelas linhas verticais, confirmando erro nulo em regime permanente para os componentes de interesse.

Entretanto, o comportamento entre esses picos evidencia diferenças relevantes entre as estratégias. O controlador MIMO, otimizado de forma conjunta a partir do modelo completo, apresenta maior seletividade em frequência, promovendo uma atenuação mais acentuada nas regiões intermediárias entre os harmônicos. Isso indica que a ação de controle permanece concentrada nas componentes da referência, evitando a amplificação de frequências indesejadas.

Observa-se ainda que, para frequências superiores ao último modo ressonante, em torno de 780 Hz, o controlador MIMO apresenta um decaimento de magnitude mais rápido quando comparado ao SISO. Esse comportamento é desejável, pois contribui para maior imunidade a ruídos de medição e a componentes de alta frequência fora da faixa de atuação dos controladores ressonantes.

Figura 31 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha fechada do D-UPQC. (a) $\hat{V}_{L_d}(s)/\widehat{R}e_{v_{L_d}}(s)$ e; (b) $\hat{I}_{s_d}(s)/\widehat{R}e_{i_{s_d}}(s)$.



Fonte: Autoria própria (2025).

3.4 Considerações Parciais

Neste capítulo, foram desenvolvidos os algoritmos de geração de referências, os modelos individuais e o modelo completo, bem como os projetos dos controladores para a estratégia de compensação ativa dual. O diagrama de potência do UPQC foi definido, juntamente com os parâmetros do protótipo utilizado. Para essa estratégia, o conversor paralelo é controlado como uma fonte de tensão senoidal, enquanto o conversor série é controlado como uma fonte de corrente senoidal. O controle de tensão do barramento atua no algoritmo de geração de referência de corrente, enquanto o controle de desbalanço influencia o algoritmo de geração de referência de tensão.

Os modelos independentes (SISO) e o modelo completo (MIMO) foram desenvolvidos e comparados por meio de suas respostas em frequência de malha aberta, considerando tanto as entradas de distúrbio quanto as entradas de controle. Adicionalmente, a fidelidade dos modelos foi avaliada a partir da comparação entre as respostas do modelo linear e do circuito chaveado para excitações em diferentes frequências, permitindo verificar a capacidade de cada modelo em representar o comportamento dinâmico do sistema. Foi possível identificar limitações dos modelos individuais SISO, principalmente pela ausência de funções de transferência que descrevem o acoplamento entre os conversores, bem como diferenças nas frequências de ressonância quando comparados ao modelo multivariável. Além disso, controladores monovariáveis foram utilizados como uma estratégia para avaliar os erros de modelagem entre os modelos SISO e MIMO. Para isso, os controladores projetados a partir dos modelos independentes foram aplicados ao modelo multivariável, permitindo analisar o impacto do acoplamento do sistema real nas frequências de cruzamento, nas margens de estabilidade e no desempenho em frequência. Essa abordagem possibilitou quantificar as diferenças entre os modelos e evidenciar os efeitos dos erros de modelagem associados ao uso de representações desacopladas no projeto dos controladores. Esses resultados confirmam que o modelo completo representa o sistema com maior fidelidade, ao incorporar a interação entre as impedâncias dos conversores, sendo adequado para comparações com a estratégia convencional no Capítulo 6.

Com base nos modelos matemáticos, foi aplicada a metodologia de projeto apresentada no Capítulo 2 para o desenvolvimento dos controladores SISO, a partir

dos modelos independentes, e do controlador MIMO, a partir do modelo completo do sistema. Foram apresentadas a configuração das simulações, os pesos da função custo, os limites dos genes do algoritmo de otimização e, por fim, os ganhos dos controladores multirressonantes por realimentação de estados, tanto monovariáveis quanto multivariáveis.

Por fim, os controladores projetados foram comparados por meio das respostas em frequência em malha fechada, considerando a referência como entrada. Para garantir uma comparação justa, utilizou-se exclusivamente o modelo multivariável, que representa o sistema com maior fidelidade, para a avaliação de ambas as estratégias de controle. Verificou-se que tanto os controladores SISO quanto o MIMO garantem erro nulo em regime permanente para referências senoidais a 60 Hz e seus harmônicos. Entretanto, o controlador MIMO apresentou maior seletividade em frequência, com atenuação mais acentuada fora da banda de interesse e melhor comportamento em altas frequências, refletindo diretamente os critérios adotados no processo de otimização e indicando maior robustez frente a ruídos de medição e componentes indesejados fora da faixa de atuação dos controladores ressonantes.

Os controladores SISO e MIMO projetados neste capítulo serão avaliados por meio de resultados experimentais estáticos e dinâmicos no Capítulo 5, permitindo verificar o impacto dessas diferenças no desempenho do sistema em condições reais de operação.

4 C-UPQC – ESTRATÉGIA DE COMPEMSAÇÃO ATIVA CONVENCIONAL

Este capítulo apresenta o sistema UPQC operando sob a estratégia de compensação de potência ativa convencional, também conhecida como C-UPQC. Assim como no caso do D-UPQC, este capítulo aborda as especificações do sistema, os algoritmos de geração de referências, os modelos individuais e o modelo completo, além da análise das respostas em frequência da estrutura.

Na compensação convencional, o conversor série é controlado como uma fonte de tensão não senoidal. A tensão sintetizada por esse conversor, aplicada ao transformador de acoplamento, contém as componentes harmônicas da tensão da rede elétrica. Com isso, ao impor em contra fase essas componentes no transformador, pela Lei de Kirchhoff, garante-se que apenas a parcela fundamental da tensão da rede seja aplicada à carga. Nessa configuração, o conversor série opera como um filtro ativo de potência série (S-APF), tanto no princípio de funcionamento quanto na geração das referências.

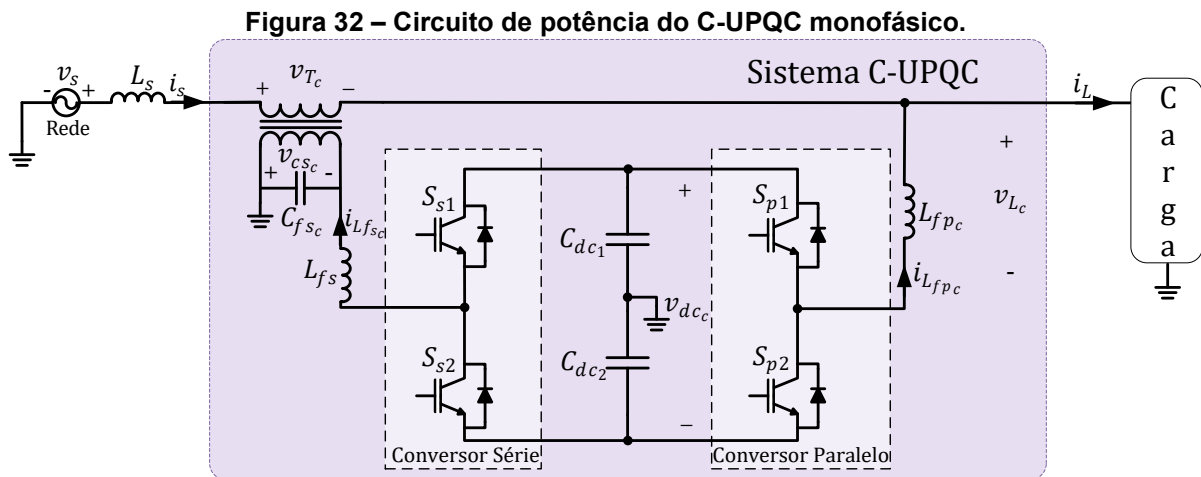
Por outro lado, o conversor paralelo é controlado como uma fonte de corrente não senoidal, responsável por sintetizar as componentes harmônicas e reativas da corrente da carga. Em outras palavras, o sistema fornece à carga a parcela de corrente não senoidal e reativa, de modo que a rede fique responsável por fornecer apenas a corrente fundamental, em fase com a tensão, funcionando como um filtro ativo de potência paralelo (P-APF). A integração dessas duas estruturas permite ao sistema compensar distúrbios tanto de corrente quanto de tensão, em regimes transitórios e estacionários de maneira indireta, já que não são controladas as grandezas de interesse, mas sim as de compensação. Entretanto os controladores de ambos os conversores devem ser capazes de sintetizar referências compostas por diversas componentes harmônicas.

Diante disso, este capítulo apresenta as características do sistema, bem como os algoritmos de geração de referência de tensão para o conversor série e de corrente para o conversor paralelo. Em seguida, são desenvolvidos os modelos matemáticos independentes (SISO) de cada conversor. Posteriormente, os modelos são integrados a fim de se obter uma representação completa do C-UPQC, considerando a estrutura como um sistema MIMO. Por meio dos modelos individuais e completo, é realizada uma análise do sistema em malha aberta destacando as particularidades de cada representação.

A partir dos modelos desenvolvidos, são projetados os controladores MR-SF com base nos modelos individuais e os controladores MV-MR-SF com base do modelo completo. Tais projetos utilizam o algoritmo de otimização baseado na metaheurística DE para a sintonia dos ganhos dos controladores, descrita anteriormente. Por fim, este capítulo se encerra com a análise das respostas em frequência em malha fechada dos controladores projetados pelos modelos SISO e MIMO avaliando o desempenho e a capacidade de rejeição a distúrbios dos sistemas controlados.

4.1 Definição do sistema

No C-UPQC, o conversor série é conectado entre a rede e a carga por meio de um transformador de acoplamento, com um filtro LC, composto pelo indutor L_{fs_c} e o capacitor C_{fs_c} , ambos posicionados entre o transformador e o inversor. O controle é realizado sobre a tensão nos terminais do capacitor e do transformador. Por outro lado, o conversor paralelo é ligado à carga por meio de um filtro L, formado pelo indutor L_{fp_c} . Neste caso, o controle é aplicado sobre a corrente que flui pelo indutor. O circuito de potência do C-UPQC pode ser visualizado na Figura 32.



Fonte: Autoria própria (2025).

Tabela 14 - Parâmetros do sistema do C-UPQC.

Indutor do filtro do conversor paralelo	$L_{fp_c} = 1,75 \text{ mH}$
Resistência interna no indutor do filtro do conversor paralelo	$R_{L_{fp_c}} = 170 \text{ m}\Omega$
Capacitor do filtro do conversor paralelo	$C_{fp_c} = 10 \text{ }\mu\text{F}$
Capacitor do filtro do conversor série	$C_{fs_c} = 50 \text{ }\mu\text{F}$
Indutor do filtro do conversor série	$L_{fs_c} = 1,5 \text{ mH}$
Resistência interna no indutor do filtro do conversor série	$R_{L_{fs_c}} = 170 \text{ m}\Omega$

Fonte: Autoria própria (2025).

Os principais parâmetros empregados no projeto dos controladores e na construção do protótipo do UPQC na estratégia convencional utilizado nos resultados experimentais estão apresentados na Tabela 14.

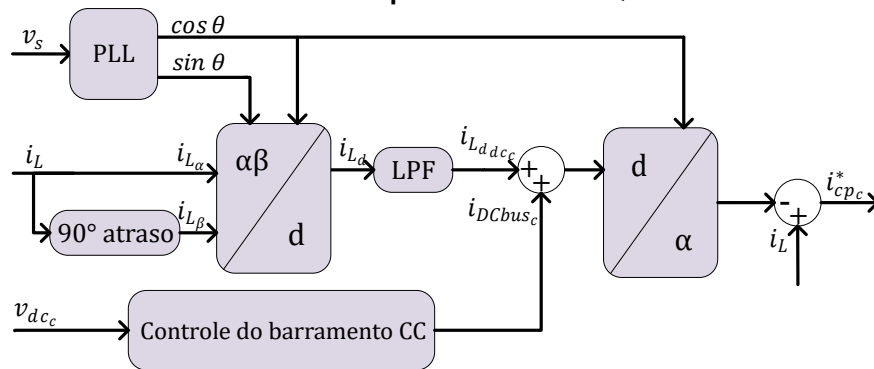
4.1.1 Geração das referências de tensão e corrente

Na estratégia de controle convencional, o conversor paralelo é controlado como uma fonte de corrente não senoidal. Dessa maneira, a composição total do sinal de referência de corrente deve ser formada pelas parcelas harmônicas e reativa da corrente da carga, somadas à corrente necessária para compensar as perdas nos conversores.

Para obter o sinal com as componentes harmônicas e reativas da carga, o sinal de referência senoidal i_s^* , composto pela componente fundamental da corrente da carga mais a corrente para manutenção do barramento CC, obtido pelo SRF da equação (2.6), é subtraído da corrente da carga, como mostrado na Figura 33, sendo expresso pela seguinte relação:

$$i_{cp_c}^* = i_L - (i_{L_{d_{dc}}} + i_{DCbus_c}) \cos \theta \quad (4.1)$$

Figura 33 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência $i_{cp_c}^*$ para o controle do conversor paralelo do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

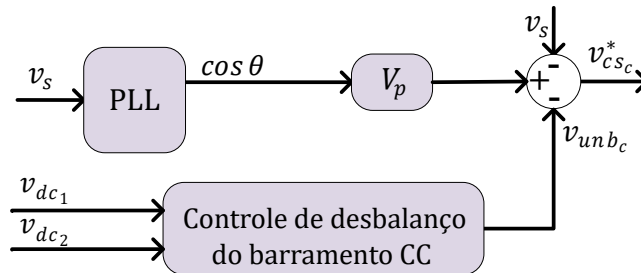
Por sua vez, o conversor série é controlado como uma fonte de tensão não senoidal. Por conta disso, o sinal de tensão de referência deve ser composto pelas componentes harmônicas da tensão da rede, bem como pela diferença entre a componente fundamental da tensão da rede e a desejada na carga, a fim de compensar elevações e afundamentos e à componente de corrente contínua utilizada para o controle do desbalanço de tensão entre os capacitores do barramento CC dividido. Para isso, basta subtrair o sinal desejado da tensão da carga da tensão da

rede e subtrair a tensão utilizada para o controle do desbalanço de tensão, como mostrado na Figura 34, obtendo-se $v_{cs_c}^*$, conforme segue:

$$v_{cs_c}^* = v_{s_c} - V_p \cos \theta - v_{unb_c} \tag{4.2}$$

onde a grandeza denominada V_p representa a tensão de pico da rede.

Figura 34 – Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência $v_{cs_c}^*$ para o controle do conversor série do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

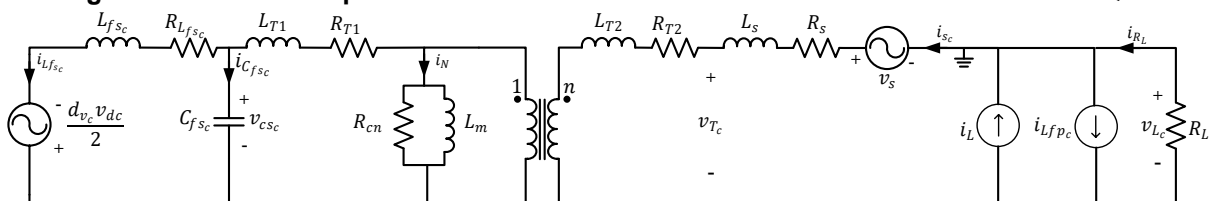
4.2 Modelo Multivariável

Nesta seção, são desenvolvidos os modelos matemáticos do C-UPQC, contemplando os modelos individuais dos conversores série e paralelo, bem como o modelo completo que abrange todo o sistema.

4.2.1 Modelo independente dos conversores como sistemas SISO

A partir da análise do diagrama completo do C-UPQC, apresentado na Figura 32, é possível obter o circuito equivalente do conversor série, mostrado na Figura 35. Neste, o inversor é representado por uma fonte de tensão controlada, proporcional à tensão do barramento multiplicada pelo sinal modulante de tensão do conversor série d_{v_c} . Devido à presença do transformador de acoplamento, o circuito equivalente do conversor série inclui as resistências dos enrolamentos primário e secundário, R_{T1} e R_{T2} , as indutâncias do primário e secundário, L_{T1} e L_{T2} , a resistência de perdas no núcleo R_{cn} e a indutância de magnetização L_m . Com a inclusão desses elementos, o transformador pode ser considerado ideal.

Figura 35 – Circuito equivalente do conversor série com o transformador do C-UPQC.

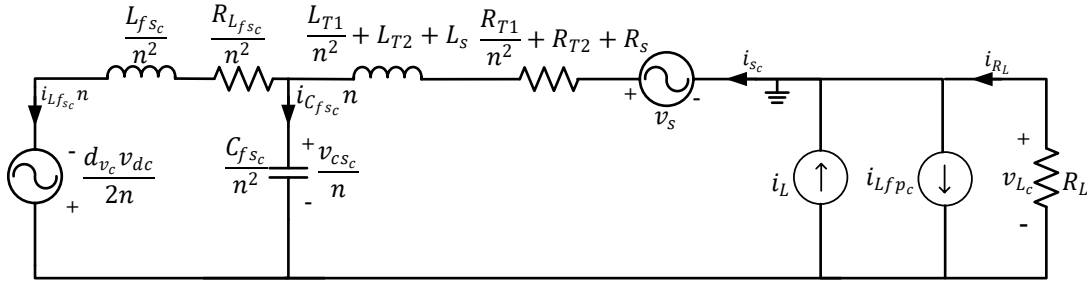


Fonte: Autoria própria (2025).

Considerando as indutâncias do transformador e a da rede como um único elemento armazenador de energia, o circuito equivalente do conversor série apresenta a corrente da rede i_{s_c} como a entrada de distúrbio do sistema. Já a corrente que flui pelo indutor de filtragem $L_{f_{s_c}}$ se torna uma variável de estado do conversor série. Por fim, a variável controlada é a tensão sobre o capacitor $C_{f_{s_c}}$, presente no primário do transformador. Para que todo o sistema esteja referenciado à rede, os elementos do primário são referenciados ao secundário por meio da razão de transformação n .

As correntes do primário e do secundário ($i_{L_{f_s}}$ e i_s) são normalmente muito maiores que a corrente de magnetização i_N , que pode, portanto, ser desconsiderada. Com isso, obtém-se o circuito equivalente simplificado da Figura 36.

Figura 36 – Circuito equivalente do conversor série do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Nesse circuito, a variável controlada $v_{C_{s_c}}$ depende da corrente da rede i_{s_c} que corresponde a uma variável de estado do modelo do conversor paralelo. Assim, o modelo matemático independente do conversor série é dado por:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{f_{s_c}}} \\ \hat{v}_{C_{s_c}} \end{bmatrix}_{x_{s_c}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{L_{f_{s_c}}}}{L_{f_{s_c}}} & \frac{1}{L_{f_{s_c}}} \\ \frac{n^4}{C_{f_{s_c}}} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{s_c}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{f_{s_c}}} \\ \hat{v}_{C_{s_c}} \end{bmatrix}_{x_{s_c}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n^3}{C_{f_{s_c}}} \end{bmatrix}}_{B_{s_{i_c}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{s_c} \end{bmatrix}}_{u_{s_{i_c}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2L_{f_{s_c}}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{s_{d_c}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{v_c} \end{bmatrix}}_{u_{s_{d_c}}} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{C_{s_c}} \end{bmatrix}_{y_{s_c}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{s_c}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{f_{s_c}}} \\ \hat{v}_{C_{s_c}} \end{bmatrix}_{x_{s_c}}$$

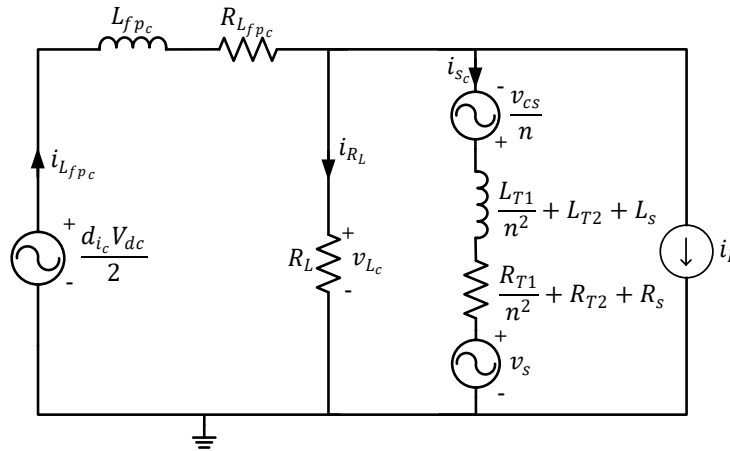
onde as matrizes A_{s_c} , $B_{s_{i_c}}$, $B_{s_{d_c}}$, C_{s_c} são, respectivamente, as matrizes de estado, de entrada de distúrbio da corrente da rede, de controle e de saída. Os vetores x_{s_c} , $u_{s_{i_c}}$, $u_{s_{d_c}}$, y_{s_c} representam os vetores de estado, distúrbio da corrente da rede, entrada de controle e saída.

Para obter o circuito equivalente do conversor paralelo do C-UPQC, também é considerado o diagrama de potência da Figura 32, resultando no circuito mostrado

na Figura 37, já com as impedâncias do transformador referenciadas para a rede. Nele, o inversor é representado por uma fonte de tensão controlada pela tensão média de saída do inversor, que corresponde à tensão do barramento $V_{dc}/2$, multiplicada pelo sinal modulante de corrente do conversor paralelo d_{i_c} .

Na estratégia convencional, a variável controlada é a corrente de compensação $i_{L_{fpc}}$, que depende de três entradas de distúrbio: a corrente da carga i_L , a tensão da rede v_s e a tensão do conversor série v_{cs} , sendo esta última uma variável de estado do conversor série, já referenciada para o lado da rede do transformador. As três são representadas no circuito como fontes de corrente ou de tensão ideais. Devido à presença das impedâncias da rede e do transformador, o conversor paralelo apresenta a adição do estado da corrente da rede i_s . Dessa maneira, para que seja possível obter as relações da corrente da rede foi inserido um resistor fictício em paralelo com a carga, com resistência tendendo ao infinito $R_L \rightarrow \infty$, representando um circuito aberto com tensão igual à da carga v_{L_c} .

Figura 37 – Circuito equivalente do conversor paralelo do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Dessa maneira, por meio do circuito equivalente do conversor paralelo, é possível obter o modelo matemático independente, dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{L_{fpc}} \\ \dot{\hat{i}}_{s_c} \end{bmatrix}_{x_{pc}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_L - R_{L_{fpc}} & -R_L \\ L_{fpc} & L_{fpc} \\ -R_L & -R_L - R_C \\ L_c & L_c \end{bmatrix}}_{A_{pc}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fpc}} \\ \hat{i}_{s_c} \end{bmatrix}_{x_{pc}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{nL_c} \end{bmatrix}}_{B_{pvc}} u_{pvc} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{pdc}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{i_c} \end{bmatrix}}_{u_{pdc}} + \underbrace{\begin{bmatrix} R_L & 0 \\ L_{fpc} & R_L \\ L_c & L_c \end{bmatrix}}_{B_{pwc}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix}}_{u_{pwc}} \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fpc}} \\ \hat{v}_{L_c} \end{bmatrix}_{y_{pc}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_{pc}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fpc}} \\ \hat{i}_{s_c} \end{bmatrix}_{x_{pc}}$$

onde L_{fp_c} é a indutância do indutor do filtro do conversor paralelo, R_{Lfp_c} é a resistência do indutor de filtragem, A_{p_c} , B_{pv_c} , B_{pd_c} , B_{pw_c} , C_{p_c} são as matrizes de estado, de entrada de distúrbio da tensão do conversor série, de controle, de distúrbio e de saída, respectivamente, x_{p_c} , u_{pv_c} , u_{pd_c} , u_{pw_c} , y_{p_c} representam, respectivamente, os vetores de estado, distúrbio da tensão do conversor série, entrada de controle, distúrbio e saída.

As grandezas equivalentes L_c e R_c são definidas por:

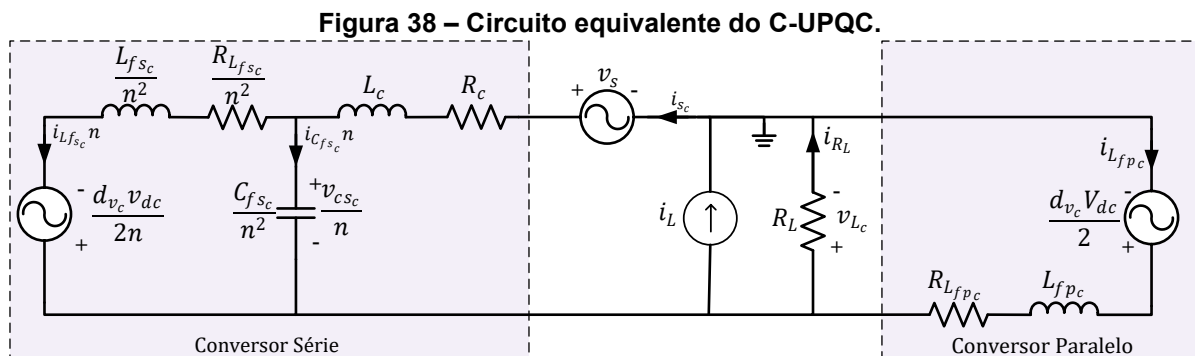
$$\begin{aligned} L_c &= \frac{L_{T1}}{n^2} + L_{T2} + L_s \\ R_c &= \frac{R_{T1}}{n^2} + R_{T2} + R_c \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde L_s é a indutância da impedância da rede.

Nesta representação independente, os modelos dos conversores paralelo e série são SISO e possuem, como variáveis de estado, as entradas de distúrbio no modelo do outro conversor. Assim como na estratégia dual, ao tratá-las como entradas independentes, os controladores tornam-se mais simples de projetar e implementar, embora mais suscetíveis a erros na rejeição desses distúrbios.

4.2.2 Modelo completo dos conversores como sistemas MIMO

Para obter o circuito equivalente completo do C-UPQC, os circuitos equivalentes dos conversores série e paralelo são acoplados por meio das fontes de distúrbio. Assim, o conversor paralelo substitui a fonte ideal v_{L_c} no circuito equivalente do conversor série. Da mesma forma, o conversor série substitui a fonte de corrente i_{s_c} no circuito equivalente do conversor paralelo. O resultado desse acoplamento é o circuito equivalente completo do C-UPQC, apresentado na Figura 38.



Fonte: Autoria própria (2025).

Com o objetivo de obter o modelo unificado do C-UPQC, é necessário modificar as matrizes de saída do modelo do conversor paralelo, para que a saída do conversor atue como entrada no conversor série. Dessa maneira, define-se um novo vetor de saída contendo a corrente da rede \hat{i}_{sc} , representado por \hat{y}_{pv_c} . A nova matriz correspondente de saída C_{pv_c} é dada por:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{sc} \\ \hat{y}_{pi} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{pv_c}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp_c} \\ \hat{i}_{sc} \end{bmatrix}_{x_{pv_c}} \quad (4.6)$$

Com essas definições, os vetores de distúrbio $[\hat{v}_{cs_c}]$ e $[\hat{i}_{sc}]$, originalmente presentes nos modelos individuais, podem ser substituídos pelas saídas \hat{y}_{s_c} e \hat{y}_{pi_c} , respectivamente, como segue:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Lfp_c} \\ \dot{\hat{i}}_{sc} \end{bmatrix}_{x_{p_c}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -R_L - R_{Lfp_c} & -R_L \\ L_{fp_c} & L_{fp_c} \\ -R_L & -R_L - R_C \\ L_c & L_c \end{bmatrix}}_{A_{p_c}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp_c} \\ \hat{i}_{sc} \end{bmatrix}_{x_{p_c}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -nL_c \end{bmatrix}}_{B_{pv_c}} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{s_c}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfs_c} \\ \hat{v}_{cs_c} \end{bmatrix}_{x_{s_c}} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 2L_{fp_c} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{pdc}} \underbrace{[\hat{d}_{i_c}]}_{u_{pdc}} + \underbrace{\begin{bmatrix} R_L & 0 \\ L_c & R_L \\ 1 & L_c \end{bmatrix}}_{B_{pwc}} \underbrace{[\hat{v}_s]}_{u_{pwc}} \\ \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Lfs_c} \\ \dot{\hat{v}}_{cs_c} \end{bmatrix}_{x_{s_c}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -R_{Lfs_c} & 1 \\ L_{fs_c} & L_{fs_c} \\ -n^4 & 0 \\ -C_{fs_c} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{s_c}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfs_c} \\ \hat{v}_{cs_c} \end{bmatrix}_{x_{s_c}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ n^3 \\ -C_{fs_c} \end{bmatrix}}_{B_{sic}} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{pv_c}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp_c} \\ \hat{i}_{sc} \end{bmatrix}_{x_{pv_c}} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} \\ 2L_{fs_c} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{sdc}} \underbrace{[\hat{d}_{v_c}]}_{u_{sdc}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

onde A_{sp_c} e A_{ps_c} são as matrizes de acoplamento, que conectam os estados dos dois conversores.

Através de (4.7), pode-se observar que todos estados de um conversor passaram a ser representados como distúrbios de outro, e vice-versa, configurando um sistema interdependente. Com isso, é possível consolidar os cinco estados dos dois conversores em uma única representação matricial, expressa por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Lfp_c} \\ \dot{\hat{i}}_{sc} \\ \dot{\hat{i}}_{Lfs_c} \\ \dot{\hat{v}}_{cs_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A_{p_c}]_{2 \times 2} & [A_{sp_c}]_{2 \times 2} \\ [A_{ps_c}]_{2 \times 2} & [A_{s_c}]_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp_c} \\ \hat{i}_{sc} \\ \hat{i}_{Lfs_c} \\ \hat{v}_{cs_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0]_{2 \times 1} & [B_{pdc}]_{2 \times 1} \\ [B_{sdc}]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{v_c} \\ \hat{d}_{i_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{pwc} & [0]_{2 \times 1} \\ [0]_{2 \times 1} & [0]_{2 \times 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_s \\ \hat{v}_s \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

A forma expandida que representa ambos os conversores de forma interligada com as matrizes dos sistemas independentes, as de acoplamento e as de entrada substituídas, é apresentada a seguir:

$$\begin{aligned}
\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fp_c}} \\ \hat{i}_{s_c} \\ \hat{i}_{L_{fs_c}} \\ \hat{v}_{cs_c} \end{bmatrix}}_{x_{M_c}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -R_L - R_{L_{fp_c}} & -\frac{R_L}{L_{fp_c}} & 0 & 0 \\ \frac{R_L}{L_c} & -R_L - R_c & 0 & -\frac{1}{nL_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{L_{fs_c}}}{L_{fs_c}} & \frac{1}{L_{fs_c}} \\ 0 & \frac{n^3}{C_{fs_c}} & -\frac{n^4}{C_{fs_c}} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{M_c}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fp_c}} \\ \hat{i}_{s_c} \\ \hat{i}_{L_{fs_c}} \\ \hat{v}_{cs_c} \end{bmatrix}}_{x_{M_c}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{V_{dc}}{2L_{fp_c}} \\ 0 & 0 \\ \frac{V_{dc}}{2L_{fs_c}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{Md_c}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{v_c} \\ \hat{d}_{i_c} \end{bmatrix}}_{u_{Md_c}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_L}{L_{fp_c}} & 0 \\ \frac{R_L}{L_c} & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{Mw_c}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix}}_{u_{Mw_c}} \\
\hat{y}_{M_c} = \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_{cs_c} \\ \hat{i}_{L_{fp_c}} \end{bmatrix}}_{y_{M_c}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_{M_c}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fp_c}} \\ \hat{i}_{s_c} \\ \hat{i}_{L_{fs_c}} \\ \hat{v}_{cs_c} \end{bmatrix}}_{x_{M_c}}
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Neste modelo completo, os vetores x_{M_c} , u_{Md_c} , u_{Mw_c} , y_{M_c} representam, respectivamente, os estados, as entradas de controle, os distúrbios e as saídas do sistema. A matriz A_{M_c} representa a dinâmica de estado do sistema completo, B_{Md_c} , B_{Mw_c} representam, respectivamente, as entradas de controle e os distúrbios e C_{M_c} é a matriz de saída. As quatro juntas caracterizam o modelo de espaço de estados do sistema multivariável do C-UPQC.

Por fim, ressalta-se que o modelo completo do C-UPQC é um sistema MIMO, pois as entradas e saídas de ambos os conversores estão integradas. Essa representação permite analisar as saídas controladas, bem como as demais do sistema em função de todas as entradas de controle e distúrbios, viabilizando a avaliação das entradas que no modelo independente são tratadas como ideais.

4.2.3 Análise da resposta em frequência de malha aberta

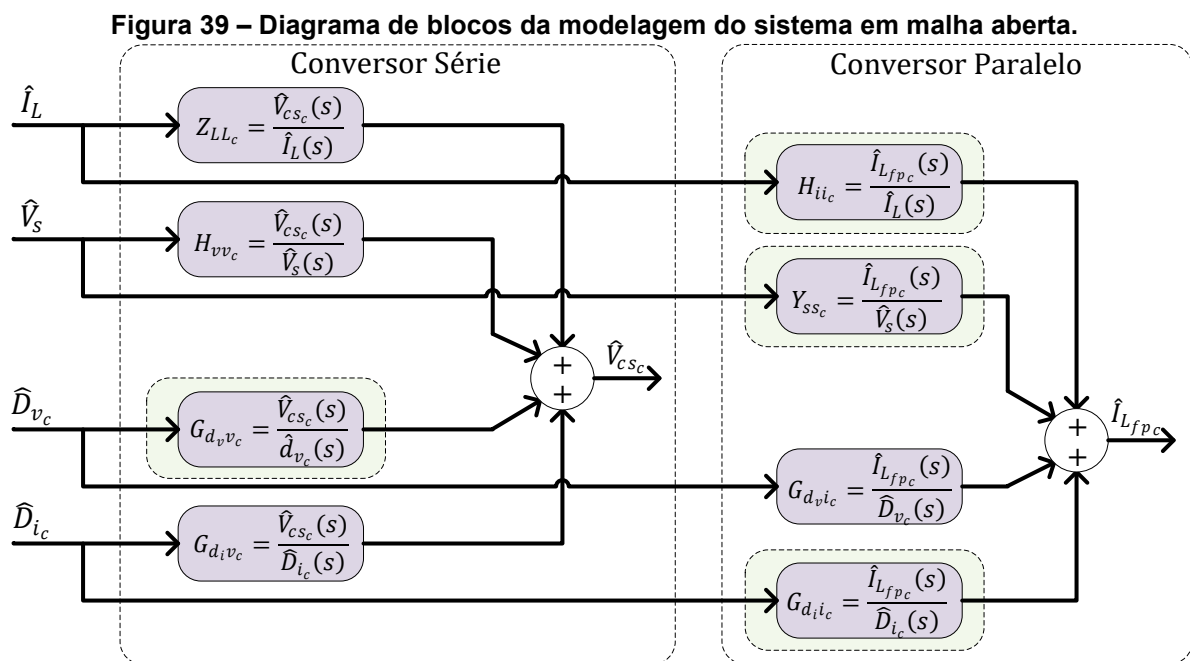
A análise das respostas em frequência de malha aberta será realizada comparando as respostas do circuito chaveado, para as diferentes entradas e frequências, com as funções de transferência obtidas com o modelo completo para ambas as entradas, em relação às funções de transferência correspondentes dos modelos individuais. Para isso, o conjunto de funções de transferência é obtido por meio da equação (2.8), aplicada às duas matrizes de entrada do sistema. Assim, para a entrada dos distúrbios do modelo completo, obtém-se o conjunto das quatro funções de transferência, como segue:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{cs_c} \\ \hat{i}_{L_{fp_c}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{LL_c} & H_{vv_c} \\ H_{ii_c} & Y_{ss_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

considerando as saídas de controle do C-UPQC. Já para as entradas de controle dos inversores, obtém-se o seguinte conjunto de quatro funções de transferência:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{cs_c} \\ \hat{I}_{L_{fpc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{d_{vv_c}} & G_{d_{iv_c}} \\ G_{d_{v_i_c}} & G_{d_{i_i_c}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{D}_{v_c} \\ \hat{D}_{i_c} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

A partir desses conjuntos de funções de transferência, é possível observar o diagrama de blocos da modelagem do sistema, apresentado na Figura 39. Nela, são indicadas quais funções de transferência correspondem aos modelos individual e completo. As representações dos modelos individuais estão destacadas. Conseqüentemente, é possível visualizar a lacuna na representação do sistema que o modelo individual apresenta. Tal lacuna pode ser descrita como a ausência de relação entre todas as entradas e as saídas, já que, no sistema real implementado e representado pelo modelo completo, há diversas fontes de entrada independentes, e a saída real é a somatória dos efeitos de todas essas entradas. Entretanto, nos modelos individuais, metade dessas entradas é desconsiderada na construção das saídas.



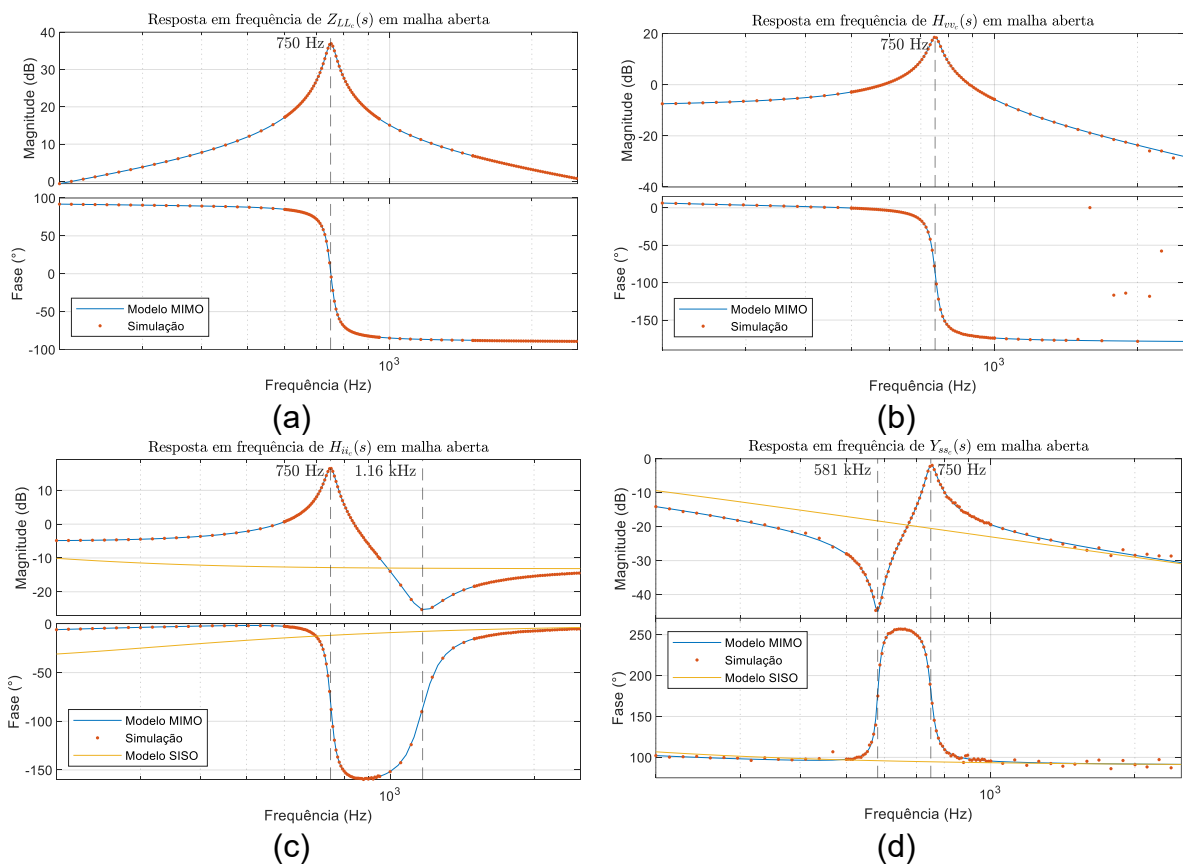
Fonte: Autoria própria (2025).

Dessa maneira, considerando as entradas como distúrbios, com o modelo independente não é possível obter as funções de transferência Z_{LL_c} e H_{vv_c} , já que a saída controlada do conversor paralelo $\hat{I}_{L_{fpc}}(s)$ é influenciada tanto pelo distúrbio $\hat{I}_L(s)$, quanto pelo distúrbio $\hat{V}_s(s)$ devido a impedância da rede L_s e R_s . Enquanto a tensão $\hat{V}_{cs_c}(s)$, que é a saída controlada do conversor série, sofre apenas pelo distúrbio

da corrente da rede $\hat{I}_{s_c}(s)$, que é um estado do conversor paralelo. Como a interação entre os conversores não é representada, não é possível acessar essas informações por meio do modelo individual. Assim, no modelo independente, somente as FT Y_{ss_c} e H_{ii_c} podem ser obtidas, respectivamente, a partir dos modelos do conversor série e paralelo.

Já para as entradas de controle, com o controle independente, não é possível obter as funções de transferência $G_{d_{v_c}}(s)$ e $G_{d_{i_c}}(s)$, pois a relação entre a saída do conversor paralelo $\hat{I}_{L_{fp_c}}(s)$ e a entrada de controle do conversor série \hat{D}_{v_c} , bem como a relação entre a saída do conversor série $\hat{V}_{cs_c}(s)$ e a entrada de controle do conversor paralelo \hat{D}_{i_c} , não são representadas no modelo independente.

Figuras 40 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta com os distúrbios do C-UPQC: (a) $Z_{LL_c}(s)$; (b) $H_{vv_c}(s)$; (c) $H_{ii_c}(s)$ e; (d) $Y_{ss_c}(s)$.



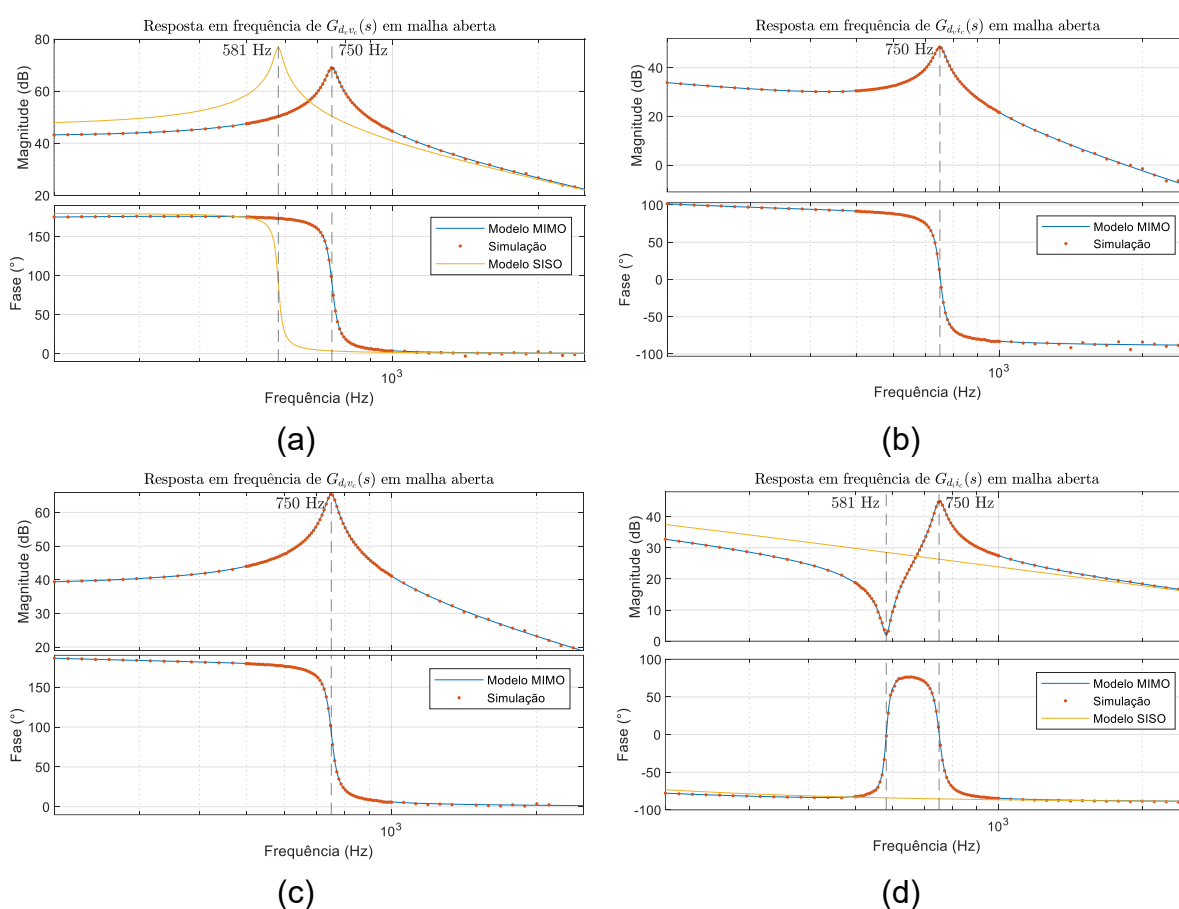
Fonte: Autoria própria (2025).

Os diagramas de Bode dos modelos SISO e MIMO em malha aberta são apresentados nas Figuras 40, relacionando os distúrbios \hat{V}_s e \hat{I}_L com as saídas \hat{V}_{cs_c} e $\hat{I}_{L_{fp_c}}$, e nas Figuras 41, relacionando as entradas de controle \hat{D}_{v_c} e \hat{D}_{i_c} com as mesmas

saídas. Além disso, em ambas as figuras estão presentes as respostas da simulação dos circuitos chaveados.

Os modelos individual e completo, para as entradas de distúrbio, são comparados nas Figuras 40 (c) e (d) referentes ao conversor paralelo. Assim como no D-UPQC, observa-se pela resposta do circuito chaveado que o modelo completo representa de forma fiel o comportamento real do sistema, já que as respostas do circuito e do modelo coincidem em todo o espectro de frequência.

Figuras 41 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha aberta do C-UPQC: (a) $G_{d_v v_c}(s)$; (b) $G_{d_i v_c}(s)$; (c) $G_{d_v i_c}(s)$ e; (d) $G_{d_i i_c}(s)$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Comparando os modelos, nota-se que o sistema representado pelo modelo individual apresenta comportamento de primeira ordem [ver (4.14)], com zero na origem e sem polos complexos conjugados associados à frequência de ressonância de 750 Hz (ver $\omega_{M p_c}$ em (4.15)), nem zeros complexos conjugados que resultem na frequência de atenuação máxima de 1.16 kHz [ver $\omega_{M H i i z_c}$ em (4.16)(4.17)] para a Figuras 40 (c) e de 581 Hz (ver $\omega_{M Y z_c}$ em (4.18)) para a Figuras 40 (d), como ocorre no modelo completo. Além disso, quando comparado ao sistema completo, o modelo

individual apresenta maior transferência do distúrbio de tensão da rede e menor transferência do distúrbio de corrente da carga até a frequência de ressonância do modelo completo.

Já para a entrada de controle, os modelos individuais (SISO) e completo (MIMO) são comparados pelas Figuras 41 (a) e (c), respectivamente do conversor série e paralelo. Nota-se que os polos do sistema para o modelo completo e do conversor paralelo, não se alteram em relação à resposta em frequência à entrada de distúrbios, uma vez que a matriz A, permanece inalterada, já para o conversor série da Figuras 41 (a) observa-se a presença de um par de polos complexos conjugados na frequência de ressonância de 581 Hz [ver ω_{Sp_c} em (4.16)] não analisados anteriormente. Entretanto, o numerador das funções de transferência está relacionado às entradas, o que faz com que os zeros possam ser modificados, alterando a magnitude e fase da saída. Devido a isso, observa-se que a dinâmica do sistema se altera. Para a entrada de controle o modelo individual apresenta uma maior relação entre a entrada e a saída controlada nas frequências até o pico de ressonância associado aos polos complexos, em comparação com o modelo individual.

Assim como na representação matemática do D-UPQC, a diferença na frequência de ressonância dos polos e zeros entre os sistemas SISO e MIMO do C-UPQC, para ambas as entradas, está associada à interação entre as impedâncias dos conversores série e paralelo, consideradas apenas no modelo completo. Para analisar essas interações, serão avaliadas as frequências dos polos complexos conjugados nas funções de transferência obtidas pelos modelos SISO e MIMO, considerando resistências nulas. Assim, as funções de transferência que descrevem a relação entre a saída e o distúrbio, bem como entre a saída e a entrada de controle, para o modelo completo, são as seguintes:

$$\begin{bmatrix} Z_{LLc} & H_{vv_c} \\ H_{ii_c} & Y_{ss_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{fp_c} L_{fs_c} s}{D_c(s)} & \frac{L_{fs_c}}{D_c(s)} \\ \frac{C_{fs_c} L_c L_{fs_c} s^2 + L_c + L_{fs_c}}{D_c(s)} & -\frac{(C_{fs_c} L_{fs_c} s^2 + 1)}{s(D_c(s))} \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} G_{d_vv_c} & G_{d_iv_c} \\ G_{d_vic} & G_{d_ii_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}(L_c + L_{fp_c})}{2D_d(s)} & -\frac{L_{fs_c} V_{dc}}{2D_d(s)} \\ -\frac{V_{dc}}{2sD_d(s)} & \frac{V_{dc}(1 + C_{fs_c} L_{fs_c} s^2)}{2sD_d(s)} \end{bmatrix}$$

$$D_c(s) = (L_c + L_{fp_c} + L_{fs_c} + (C_{fs_c}(L_c L_{fs_c} + L_{fp_c} L_{fs_c})) s^2) \quad (4.13)$$

Para os sistemas individuais, as funções de transferência simplificadas para os conversores paralelo e série são dadas por:

$$\begin{aligned} H_{ii_{pc}} &= \left[\frac{L_c}{s(L_c + L_{fp_c})} \right], & Y_{ss_{pc}} &= \left[-\frac{1}{s(L_c + L_{fp_c})} \right], \\ G_{di_{pc}} &= \left[\frac{V_{dc}}{2s(L_c + L_{fp_c})} \right], & G_{dv_{sc}} &= \left[-\frac{V_{dc}}{2(C_{fs_c}L_{fs_c}s^2 + 1)} \right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

Analisando as equações características do sistema MIMO, verifica-se que a frequência de ressonância do par de polos complexos conjugados é:

$$\omega_{M_{pc}} = \sqrt{\frac{L_c + L_{fp_c} + L_{fs_c}}{C_{fs_c}L_{fs_c}(L_c + L_{fp_c})}} \quad (4.15)$$

onde $\omega_{M_{pc}}$ é a frequência de ressonância do par de polos do modelo completo.

Para o sistema SISO o conversor série possui um par de polos complexos conjugados com frequência de ressonância dada por:

$$\omega_{s_{pc}} = \sqrt{\frac{1}{C_{fs_c}L_{fs_c}}} \quad (4.16)$$

onde $\omega_{s_{pc}}$ é a frequência de ressonância do par de polos complexos do conversor série.

Esses resultados mostram que a frequência $\omega_{M_{pc}}$ é influenciada pelas impedâncias dos dois conversores, enquanto a frequência de ressonância $\omega_{s_{pc}}$ é influenciada apenas pelas impedâncias do conversor série, da mesma maneira o conversor paralelo não apresenta frequência de ressonância já que é composto somente por um elemento armazenador de energia. Assim, os polos dos conversores série e paralelo são alterados no modelo completo, proporcionando uma representação mais fidedigna da dinâmica do sistema.

Além disso, conforme evidenciado nas respostas em frequência e nas FTs (4.12), o modelo completo apresenta também pares de zeros complexos conjugados. A frequência de atenuação máxima pode ser deduzida a partir dos numeradores das funções de transferência. Para a função H_{ii_c} , representadas na Figuras 40 (c), que relacionam \hat{I}_L com $\hat{I}_{L_{fp_c}}$, a frequência de atenuação máxima é dada por:

$$\omega_{MH_{iizc}} = \sqrt{\frac{L_c + L_{fs_c}}{C_{fs_c}L_{fs_c}L_c}} \quad (4.17)$$

Para a função Y_{ss_c} e G_{di_c} , das Figuras 40 (d) e Figuras 41 (d), que relaciona respectivamente \hat{V}_s com $\hat{I}_{L_{fp_c}}$ e \hat{D}_{i_c} com $\hat{I}_{L_{fp_c}}$, tem-se:

$$\omega_{MY_{zc}} = \omega_{MG_{di_{zc}}} = \sqrt{\frac{1}{C_{fs_c} L_{fs_c}}} \quad (4.18)$$

A característica de apresentar pares de zeros complexos conjugados é observada apenas no modelo completo, pois os zeros são resultados da interação entre entradas e saídas. Dessa forma, a combinação entre as entradas e saídas dos conversores série e paralelo gera atenuações em frequências específicas que não aparecem nos modelos individuais.

Por fim, a resposta em frequência mostra que o modelo individual apresenta maior efeito da entrada de controle sobre a saída em determinadas faixas, especialmente antes do pico de ressonância. Isso ocorre devido à interação entre os conversores série e paralelo. No modelo individual, essa interação não é observada, o que leva à superestimação do ganho nesse intervalo. Também se observa que o modelo individual transmite mais distúrbios para a saída de tensão da rede e menos distúrbio para a saída de corrente da carga até a frequência de ressonância do modelo completo. Isso não condiz com a realidade observada no modelo completo, que representa o sistema com maior fidelidade.

Em relação aos polos, o modelo completo apresenta um par de polos complexos conjugados, enquanto o modelo do conversor paralelo não apresenta polos complexos conjugados e o modelo do conversor série um par de polos, refletindo a dinâmica combinada dos dois conversores. Quanto aos zeros, o modelo completo apresenta múltiplos pares de zeros complexos que não estão presentes nos modelos individuais, devido à ausência de interação entre as variáveis de entrada e saída dos conversores.

Do ponto de vista do controle, essas imprecisões impactam diretamente o projeto do controlador e o desempenho do sistema, pois os polos e zeros estão localizados próximos às frequências harmônicas dos controladores ressonantes sintonizados. Dessa forma, o uso do modelo completo permite obter um controlador mais alinhado com o comportamento real do sistema, o que pode resultar em melhor desempenho e robustez.

4.2.4 Análise do sistema através de controladores SISO

Assim como no D-UPQC, a análise dos erros de modelagem a partir dos controladores SISO no C-UPQC é conduzida segundo a metodologia previamente estabelecida, baseada nas especificações de frequência de cruzamento e margem de

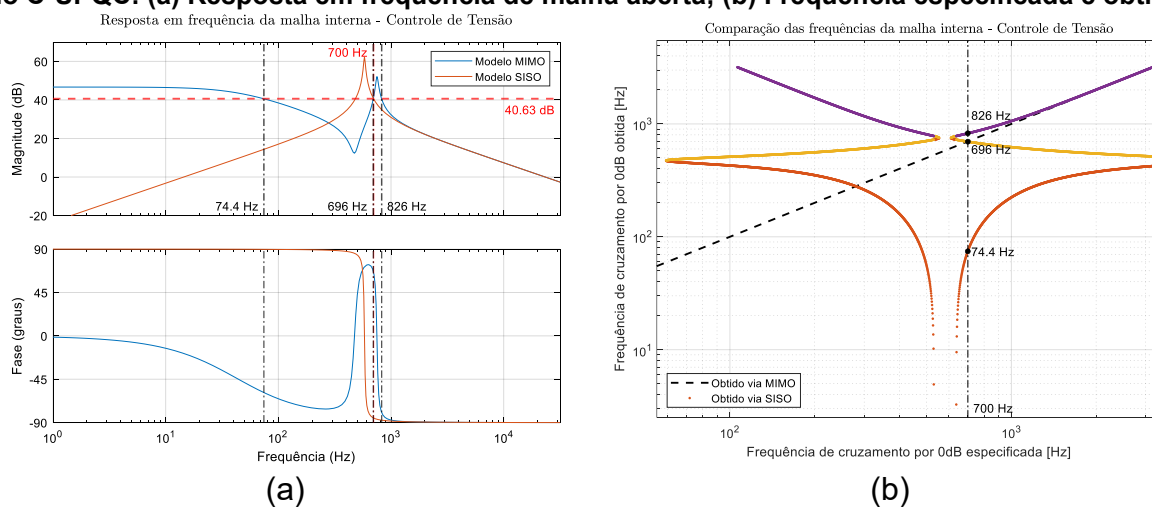
fase. Ressalta-se que, como os valores dos filtros de tensão e corrente adotados são os mesmos em ambas as estratégias de compensação, espera-se um comportamento dinâmico semelhante, refletido em resultados próximos nas análises em frequência. Essa abordagem permite comparar os valores de desempenho definidos no projeto, obtidos a partir do modelo simplificado SISO, com aqueles efetivamente alcançados quando o controle é aplicado à planta real representada pelo modelo completo MIMO.

Para viabilizar essa análise, inicialmente definem-se as funções de transferência que descrevem a dinâmica de cada malha do C-UPQC. A tensão do conversor série é controlado por meio da estrutura multi-malha, composta por uma malha interna de corrente $G_{dviL_{fs}c}(s)$ e uma malha externa de tensão $G_{iL_{fs}vc}(s)$. Já o conversor paralelo utiliza um controle de corrente em malha única, representado por $G_{dii_c}(s)$. As funções de transferência associadas a essas malhas são expressas conforme:

$$G_{dii_c}(s) = \frac{\hat{I}_{L_{fp}c}}{\hat{D}_{i_c}}, \quad G_{dviL_{fs}c}(s) = \frac{\hat{I}_{L_{fs}c}}{\hat{D}_{vc}}, \quad G_{iL_{fs}vc} = \frac{\hat{V}_{cs_c}}{\hat{I}_{L_{fs}c}} \quad (4.19)$$

A Figura 42 apresenta as respostas em frequência de malha aberta da malha interna do controle de tensão do conversor série, comparando o modelo SISO com o modelo MIMO. Para essa malha, definiu-se uma frequência de cruzamento desejada de 700 Hz. Observa-se que, nessa frequência, o modelo SISO apresenta magnitude de aproximadamente 40,63 dB, valor que é utilizado para o ajuste do ganho do controlador de modo a garantir o cruzamento em 0 dB no projeto simplificado.

Figura 42 – Comparação da frequência de cruzamento da malha interna do controle de tensão do C-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.



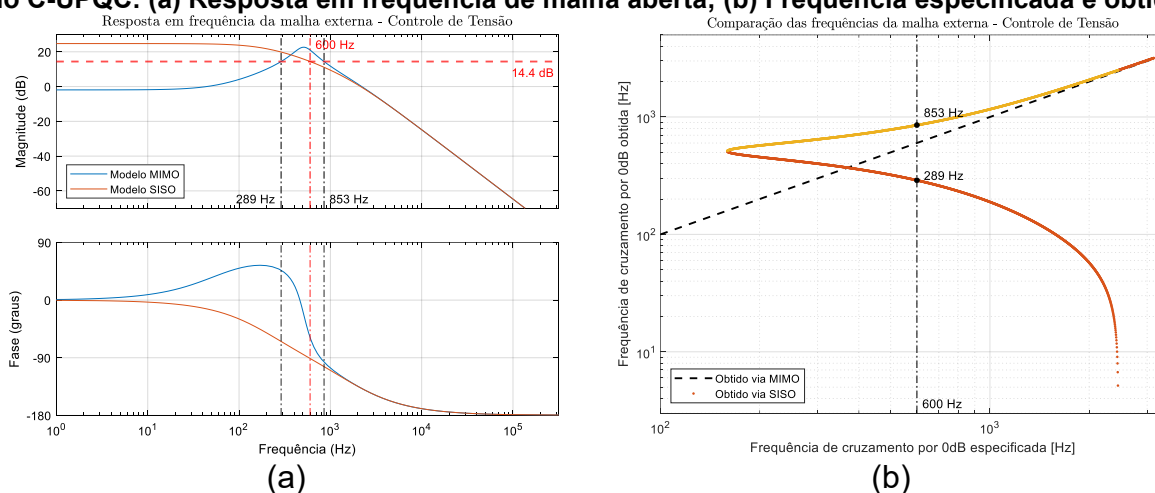
Fonte: Autoria própria (2025).

Ao aplicar esse mesmo ganho ao modelo MIMO, nota-se a influência da ressonância do sistema, que provoca múltiplos cruzamentos da magnitude de referência, ocorrendo em 74,4 Hz, 696 Hz e 826 Hz. Conforme indicado na Figura 42 (b), pelo critério de estabilidade, prevalece o maior valor, resultando em uma frequência efetiva de aproximadamente 826 Hz. Isso indica que o sistema real apresenta uma dinâmica mais rápida do que a prevista pelo projeto baseado no modelo SISO.

Observa-se ainda que, em frequências mais elevadas, após a região de ressonância, os modelos SISO e MIMO apresentam comportamento bastante semelhante, com curvas praticamente coincidentes. Como a malha interna de tensão normalmente opera em faixas de frequência mais altas, essa convergência reduz o impacto prático dos erros de modelagem, tornando o uso do modelo simplificado mais adequado para larguras de banda elevadas.

A Figura 43 apresenta a análise da malha externa de controle de tensão, cuja função de transferência em malha aberta é composta pela malha externa em série com a malha interna de corrente já fechada. Para assegurar o desacoplamento entre as malhas, a malha interna de corrente foi previamente sintonizada com frequência de cruzamento de 2000 Hz, garantindo uma dinâmica significativamente mais rápida que a da malha externa.

Figura 43 – Comparação da frequência de cruzamento da malha externa do controle de tensão do C-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.



Fonte: Autoria própria (2025).

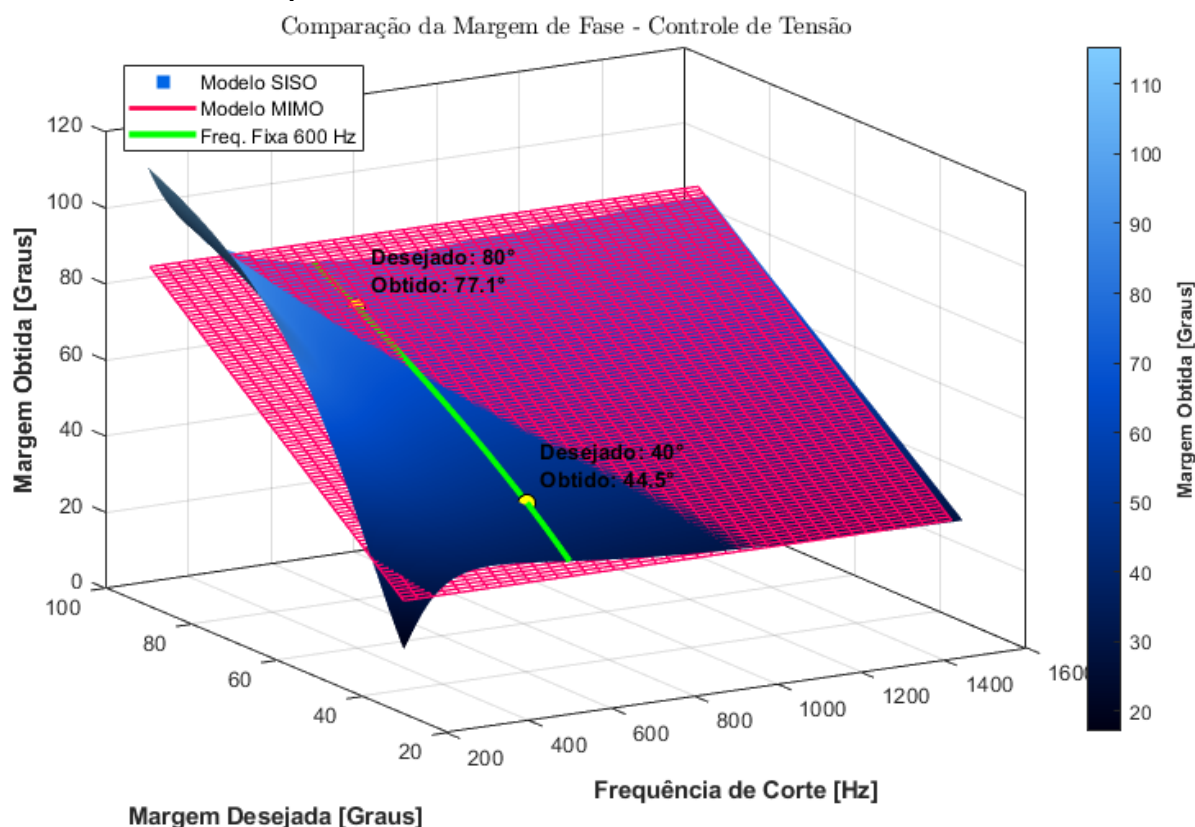
No modelo SISO, observa-se que, na frequência de projeto de 600 Hz, a planta apresenta magnitude aproximada de 14,4 dB, valor utilizado para o ajuste do ganho do controlador. Entretanto, ao analisar a resposta do modelo MIMO, verifica-se

que essa mesma magnitude é atingida em duas frequências distintas, aproximadamente 289 Hz e 853 Hz, conforme ilustrado na Figura 43 (b).

Esse comportamento evidencia que, na faixa de frequências típica da malha externa de tensão, o acoplamento entre os eixos torna-se mais relevante, ampliando as diferenças entre os modelos SISO e MIMO. Como consequência, a largura de banda efetiva do sistema real torna-se indefinida, podendo resultar em uma resposta mais lenta ou mais rápida do que a desejada, dependendo do ponto de operação considerado.

A análise de robustez é apresentada na Figura 44, por meio do mapeamento da margem de fase. A superfície reticulada em magenta representa o desempenho ideal especificado, enquanto a superfície azul indica os valores efetivamente obtidos com o controlador projetado a partir do modelo SISO. A diferença entre essas superfícies quantifica o erro de modelagem.

Figura 44 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para a malha externa do controle de tensão do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Considerando a linha correspondente à frequência fixa de 600 Hz, observa-se que, para uma margem de fase especificada de 40° , o sistema real apresenta $44,5^\circ$, indicando um comportamento conservador do modelo SISO. Nesse caso, o sistema

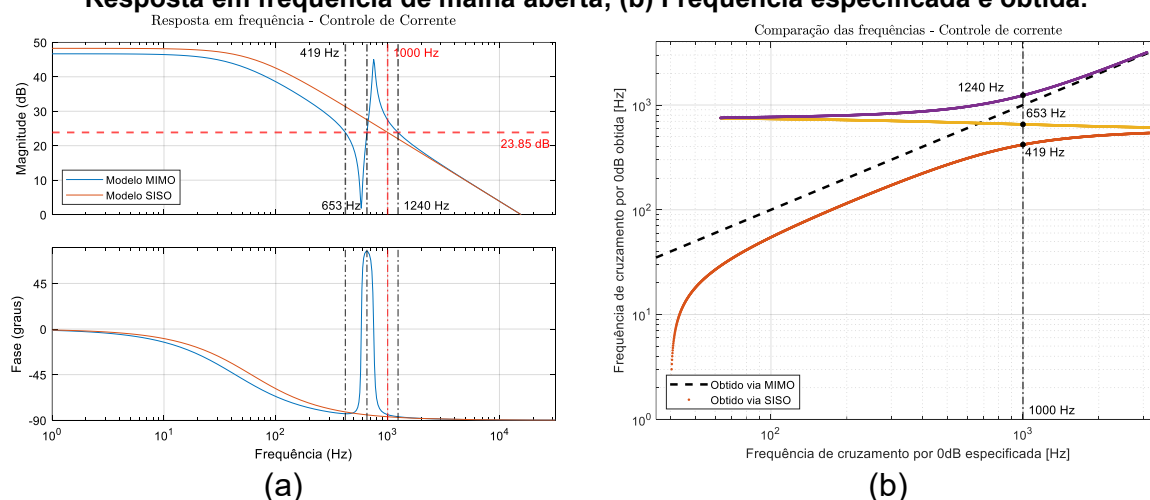
torna-se mais amortecido e menos suscetível a oscilações, ainda que potencialmente mais lento. Por outro lado, para uma margem de fase desejada de 80° , a margem efetivamente obtida reduz-se para $77,1^\circ$, caracterizando uma subestimação do atraso de fase pelo modelo simplificado e, conseqüentemente, uma redução da robustez do sistema real.

De forma global, observa-se que as superfícies se aproximam apenas em regiões próximas à ressonância, divergindo na maior parte do domínio analisado. As regiões em que a margem de fase obtida é inferior à especificada são particularmente críticas, pois indicam maior propensão a oscilações não previstas no projeto.

A Figura 45 apresenta a análise da resposta em frequência do controle de corrente do conversor paralelo, que opera em malha única. Para essa malha, foi definida uma frequência de cruzamento de 1000 Hz. No modelo SISO, a magnitude da planta nessa frequência é de aproximadamente 23,85 dB, valor utilizado para o ajuste do ganho do controlador.

Ao aplicar esse ganho ao modelo MIMO, observa-se novamente a influência da ressonância, resultando em cruzamentos em aproximadamente 419 Hz, 653 Hz e 1240 Hz. Pelo critério de estabilidade, considera-se a maior frequência, indicando que o sistema real apresenta uma resposta mais rápida do que a prevista no projeto.

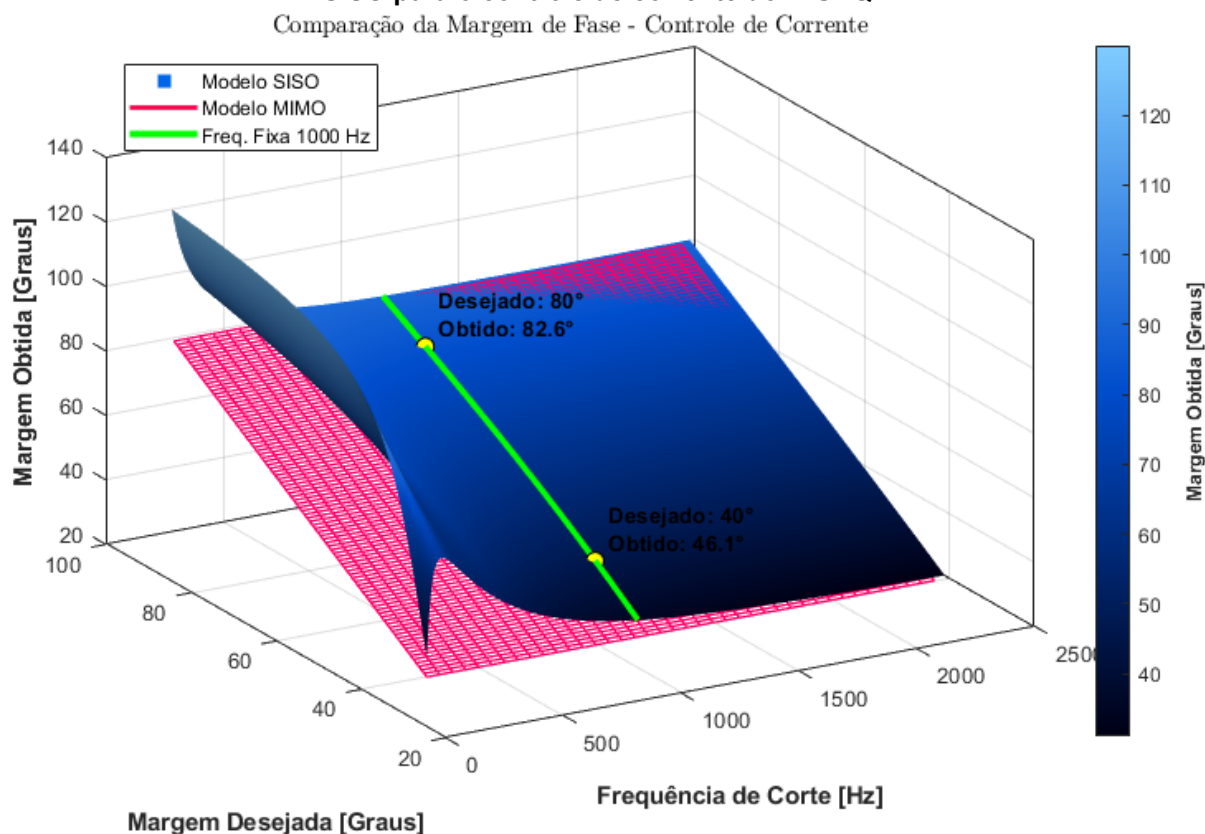
Figura 45 – Comparação da frequência de cruzamento do controle de corrente do C-UPQC: (a) Resposta em frequência de malha aberta; (b) Frequência especificada e obtida.



Fonte: Autoria própria (2025).

A análise da margem de fase, apresentada na Figura 21, indica que, para uma especificação de 40° , a margem efetivamente obtida é de $46,1^\circ$.

Figura 46 – Comparação entre a margem de fase especificada e a obtida com o modelo MIMO e SISO para o controle de corrente do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Da mesma forma, quando se especifica uma margem de fase de 80° , o valor alcançado pelo sistema é de $82,6^\circ$. Em ambos os casos, observa-se que a superfície azul permanece acima da referência, evidenciando que, no controle de corrente, o erro de modelagem associado ao uso do modelo SISO apresenta caráter conservador, resultando em um aumento da robustez do sistema.

Diferentemente do observado na malha externa de tensão, esse comportamento favorece a estabilidade e contribui para a redução da amplificação de ruídos em malha fechada. Além disso, como o controle de corrente opera em faixas de frequência mais elevadas, onde os modelos SISO e MIMO tendem a convergir fora das regiões de ressonância, o ajuste dessa malha torna-se mais simples e previsível.

4.3 Projeto do controlador MV-MR-SF

Nesta seção são descritos os projetos dos controladores SISO e MIMO para os modelos individual e completo do C-UPQC, utilizando a metodologia MV-MR-SF associada à otimização via DE. Inicialmente, os controladores são obtidos a partir dos modelos SISO tradicionais, resultando em soluções independentes para cada

conversor. Em seguida, emprega-se o modelo completo para sintetizar um controlador único, capaz de atuar sobre todas as variáveis controladas do sistema. Para assegurar uma comparação coerente, utilizam-se os mesmos parâmetros de otimização da Tabela 15, com 10 tentativas como critério de parada e inclusão dos termos ressonantes ímpares da 1ª à 13ª ordem no controle de tensão e de corrente.

O tamanho da população e o número de iterações por tentativa são ajustados conforme o número de genes N de cada modelo, garantindo um esforço de busca equivalente entre as diferentes estruturas analisadas.

Tabela 15 - Parâmetros para a otimização do C-UPQC.

Fator de ponderação para o THD de v_{csc}	$w_1^{v_{csc}} = 145$
Fator de ponderação para o erro de v_{csc}	$w_2^{v_{csc}} = 0,1$
Fator de ponderação para a saturação da ação de controle de v_{csc}	$w_3^{v_{csc}} = 1000$
Fator de ponderação para o THD de i_{fpc}	$w_1^{i_{fpc}} = 150$
Fator de ponderação para o erro de i_{fpc}	$w_2^{i_{fpc}} = 1$
Fator de ponderação para a saturação da ação de controle de i_{fpc}	$w_3^{i_{fpc}} = 1000$
Fator de escala	$F_e = 0,8$
Constante de cruzamento	$\eta_{CR} = 0,7$
Tempo de simulação para a otimização	$t_{sim} = 1 \text{ s}$
Possíveis soluções de genes	$P_c = N$
Número de iterações	$N * 12$

Fonte: Autoria própria (2025).

As simulações foram configuradas para analisar os regimes transitório e permanente sob diferentes condições de distúrbio. A tensão da rede aplicada ao conversor série e ao C-UPQC completo foi considerada inicialmente senoidal e, em seguida, com componentes harmônicas. O sistema também foi avaliado com e sem carga, de modo que tanto o arranjo completo quanto o conversor paralelo foram testados nessas duas situações. Os degraus aplicados em cada caso seguem as estruturas de simulação das Figura 50, Figura 47 e na Figura 53. O tempo total de 1 s foi adotado por garantir que os termos ressonantes atinjam regime estacionário após os dois passos de distúrbio.

As simulações também reproduzem o comportamento dos filtros anti-aliasing das placas de condicionamento, os efeitos da amostragem e o atraso entre o cálculo do controle e a atuação do modulador PWM. O passo fixo da solução numérica foi configurado com frequência $f_{solver} = 2 \text{ MHz}$. Essas escolhas asseguram que o modelo simulado se aproxime do comportamento real do sistema de controle.

4.3.1 Metaheurística por DE para a otimização para o sistema independente

No modelo individual, são sintetizados dois controladores independentes conforme a metodologia adotada: um dedicado ao controle da tensão da carga pelo conversor paralelo e outro responsável pelo controle da corrente da rede por meio do conversor série.

4.3.1.1 Conversor paralelo como sistema independente SISO

No projeto do controlador do conversor paralelo, o modelo obtido em (4.4) foi substituído no sistema de malha aberta genérico (2.16), utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 16.

Tabela 16 - Parâmetros do sistema do conversor paralelo SISO do C-UPQC.

Número de estados originais da planta	$n_i = 2$
Número de saídas	$n_o = 1$
Número de entradas de controle	$n_u = 1$
Número de distúrbios	$n_w = 1$
Número de termos ressonantes	$n_r^l = 7$
Número de genes	$N_{pc} = 11$

Fonte: Autoria própria (2025).

Os limites mínimos e máximos dos genes definidos são apresentados na Tabela 17, para compor a matriz populacional de possíveis soluções do algoritmo de otimização.

Tabela 17 – Matriz populacional para otimização do conversor paralelo SISO do C-UPQC.

		Melhor	Mínimo	Máximo
Genes dos estados	q_x^c	[1 43,3 * 10 ⁻³]	[0 0]	[1 3 * 10 ⁻¹]
Genes da integral do erro	$q_{e,1}^c$	[23,2 * 10 ²]	[0]	[1 * 10 ⁴]
	$q_{r,1}^{c,1}$	[46,5 * 10 ⁸]	[1 * 10 ⁵]	[1 * 10 ¹¹]
Genes dos termos ressonantes	$q_{r,1}^{c,3}$	[53,1 * 10 ⁸]	[1 * 10 ⁵]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{c,5}$	[36,5 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁵]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{c,7}$	[17,3 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁵]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{c,9}$	[78,2 * 10 ⁷]	[1 * 10 ⁵]	[1 * 10 ¹¹]
	$q_{r,1}^{c,11}$	[38,2 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁵]	[1 * 10 ¹¹]
Genes das entradas de controle	$q_{r,1}^{c,13}$	[34,3 * 10 ⁹]	[1 * 10 ⁵]	[1 * 10 ¹¹]
	$r_{u,1}^c$	[61,4]	[0]	[2 * 10 ²]

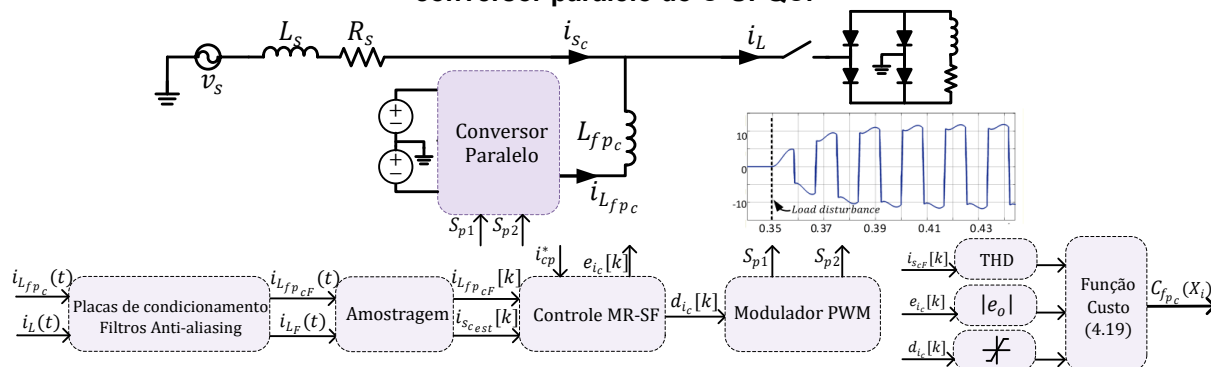
Fonte: Autoria própria (2025).

A função custo segue a expressão genérica definida em (2.27), utilizando o THD e o erro associados à corrente controlada do conversor paralelo i_{Lfp_c} , conforme:

$$C_{f_{pc}} = w_1^{i_{sc}} THD_{i_{sc}} + \frac{w_2^{i_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_{i_c}[k]| + \frac{w_3^{i_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n \left(kT_s |d_{i_{cmax}}[k]| + kT_s |d_{i_{cmin}}[k]| \right) \quad (4.20)$$

A simulação foi realizada considerando o inversor do conversor paralelo alimentado por duas fontes ideais no barramento CC, uma fonte de tensão senoidal representando a tensão da rede e uma carga não linear com elevado conteúdo harmônico, caracterizando um cenário crítico, como mostrado na Figura 47.

Figura 47 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor paralelo do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A otimização foi executada em 10 tentativas, cada uma composta por 132 iterações. Ao final desse processo, obteve-se a configuração de genes que apresentou o melhor desempenho para o conversor paralelo, conforme a Tabela 17. Com base nos pesos dessa solução, foram calculados os ganhos de controle, apresentados na Tabela 18.

Tabela 18 - Parâmetros de controle do conversor paralelo SISO do C-UPQC.

Ganhos dos estados	$K_{x,1}^c = [92,4m \quad -26,0m]$
Ganhos da integral do erro	$K_{e,1}^c = [-60,55]$
Ganhos dos termos ressonantes	$K_{r,1}^{c,1} = [-2,04k \quad 2,84M]$
	$K_{r,1}^{c,3} = [-619,4 \quad 9,41M]$
	$K_{r,1}^{c,5} = [105,4 \quad 41,2M]$
	$K_{r,1}^{c,7} = [775,4 \quad 39,7M]$
	$K_{r,1}^{c,9} = [515,7 \quad 10,7M]$
	$K_{r,1}^{c,11} = [5,36k \quad 90,1M]$
	$K_{r,1}^{c,13} = [5,78k \quad 100M]$

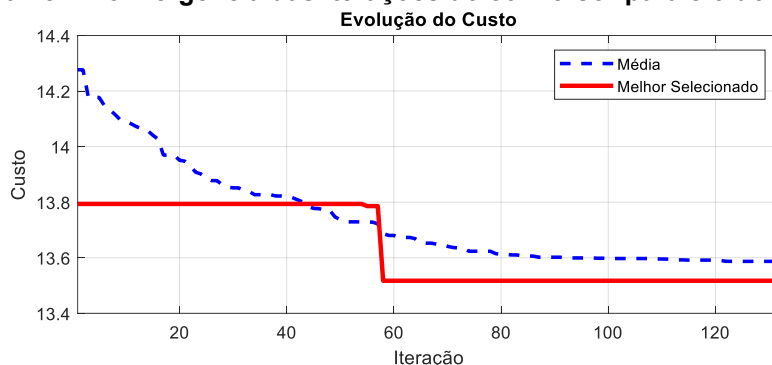
Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 48 são apresentados os valores da função custo ao longo das iterações, comparando a média das tentativas com a melhor solução encontrada para o conversor paralelo do C-UPQC. O menor custo obtido foi de $C_{fpc} = 13,5$, associado a um THD de corrente da rede de $THD_{i_{s_c}} = 8,56\%$, um erro de controle de $e_{i_c} = 0,67$ A e ausência de saturação na ação de controle.

Observa-se que o processo converge de forma mais acentuada na primeira metade das iterações, atingindo o menor custo e estabilizando-se por volta da iteração

60. Em termos de esforço computacional, o tempo médio gasto em cada tentativa (132 iterações) foi de aproximadamente 3 horas e 40 minutos, utilizando um processador Intel i3-N305 com 8 GB de RAM no MATLAB R2024b.

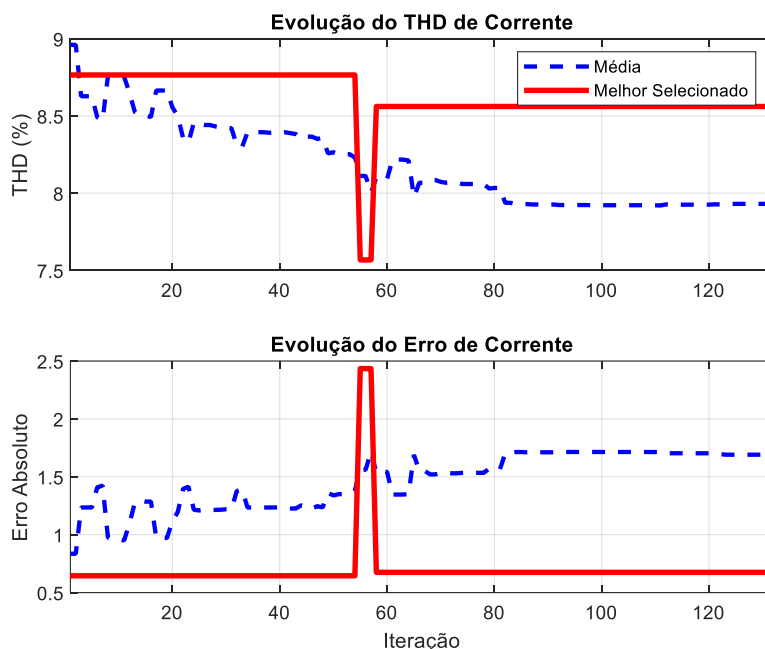
Figura 48 – Convergência das iterações do conversor paralelo do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 49 apresenta a evolução do THD e do erro de corrente para a melhor tentativa e para a média populacional. Nota-se um comportamento distinto entre os dois objetivos: enquanto o erro de corrente da melhor solução (linha vermelha) permaneceu consistentemente abaixo da média, o THD da corrente estabilizou-se acima da média da população.

Figura 49 – Evolução do THD e erro de corrente do conversor paralelo do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A diferença observada entre as curvas evidencia o conflito entre os objetivos durante o processo de otimização multiobjetivo. A melhor solução representa o ponto de equilíbrio definido pelos pesos da função custo, que, neste caso, priorizou a

minimização do erro de rastreamento da corrente, aceitando um valor de THD mais elevado para reduzir o custo global.

4.3.1.2 Conversor série como sistema independente SISO

Para o projeto de controle do conversor série, o modelo obtido em (4.3) é inserido no sistema de malha aberta genérico para espaço de estados com ressonantes (2.16), utilizando os parâmetros de sistema da Tabela 19.

Tabela 19 - Parâmetros do sistema do conversor série SISO do C-UPQC.

Número de estados originais da planta	$n_i = 2$
Número de saídas	$n_o = 1$
Número de entradas de controle	$n_u = 1$
Número de distúrbios	$n_w = 1$
Número de termos ressonantes	$n_r^v = 7$
Número de genes	$N_{sc} = 11$

Fonte: Autoria própria (2025).

Em seguida, foram definidos os limites mínimos e máximos dos genes, apresentados na Tabela 20, para compor a matriz populacional de possíveis soluções do algoritmo de otimização.

Tabela 20 – Matriz populacional para otimização do conversor série SISO do C-UPQC.

		Melhor	Mínimo	Máximo
Genes dos estados	q_x^c	$[96 * 10^{-3} \ 30 * 10^{-4}]$	$[0 \ 0]$	$[0,1 \ 0,1]$
Genes da integral do erro	$q_{e,1}^c$	$[57,3 * 10^2]$	$[0]$	$[1 * 10^4]$
	$q_{r,1}^{c,1}$	$[89,1 * 10^9]$	$[1 * 10^5]$	$[1 * 10^{11}]$
Genes dos termos ressonantes	$q_{r,1}^{c,3}$	$[96,6 * 10^9]$	$[1 * 10^5]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{c,5}$	$[11,7 * 10^9]$	$[1 * 10^5]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{c,7}$	$[20,2 * 10^9]$	$[1 * 10^5]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{c,9}$	$[24,3 * 10^9]$	$[1 * 10^5]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{c,11}$	$[51,7 * 10^9]$	$[1 * 10^5]$	$[1 * 10^{11}]$
	$q_{r,1}^{c,13}$	$[81,7 * 10^9]$	$[1 * 10^5]$	$[1 * 10^{11}]$
Genes das entradas de controle	$r_{u,1}^c$	$[193,1]$	$[0]$	$[2 * 10^2]$

Fonte: Autoria própria (2025).

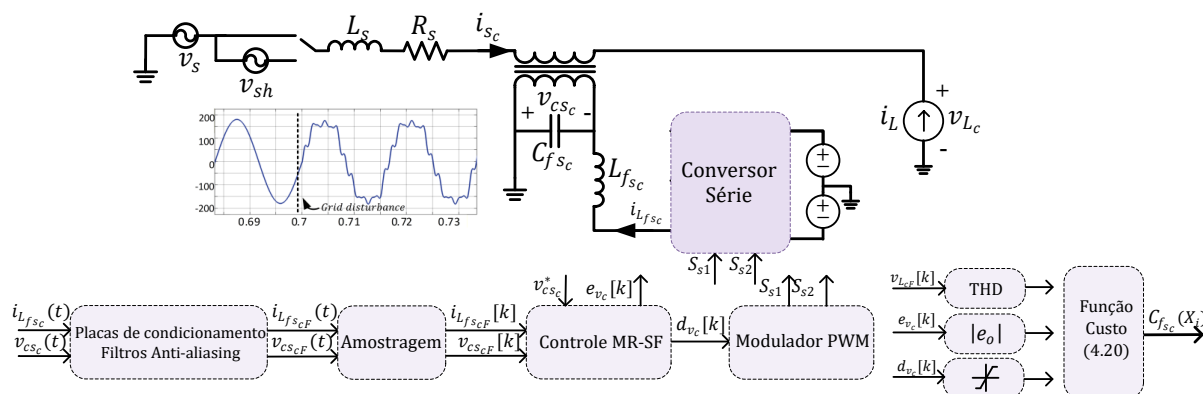
Já a função custo utilizada para otimização foi definida de acordo com (2.27), onde o THD e o erro são referentes à malha de controle de tensão do conversor série v_{csc} , resultando em:

$$C_{f_{sc}} = w_1^{v_{lc}} THD_{v_{lc}} + \frac{w_2^{v_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_{v_c}[k]| + \frac{w_3^{v_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n (kT_s |d_{v_{cmax}}[k]| + kT_s |d_{v_{cmin}}[k]|) \quad (4.21)$$

A simulação utilizada no processo de otimização considerou o inversor do conversor série conectado, por meio de um transformador, em série com a rede e a carga. O inversor opera com duas fontes de tensão ideais no barramento CC, uma fonte de corrente senoidal controlada representando a corrente da carga e uma fonte

de tensão controlada representando a rede elétrica com elevado conteúdo harmônico. Essa configuração estabelece um cenário crítico para o projeto do controle de tensão, conforme ilustrado no diagrama da Figura 50.

Figura 50 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do conversor série do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Após 10 tentativas, cada uma composta por 132 iterações, foi selecionada a melhor solução de genes obtida em uma das execuções, apresentada na Tabela 20. A partir dessa solução, os ganhos de controle foram calculados por meio do método LQR, sendo apresentados na Tabela 21.

Tabela 21 - Parâmetros de controle do conversor série SISO do C-UPQC.

Ganhos dos estados	$K_{x,1}^c = [66,3m \quad -15m]$
Ganhos da integral do erro	$K_{e,1}^c = [56,33]$
Ganhos dos termos ressonantes	$K_{r,1}^{c,1} = [15,7k \quad -4,5M]$
	$K_{r,1}^{c,3} = [19,8k \quad -6,2M]$
	$K_{r,1}^{c,5} = [6,61k \quad -5,2M]$
	$K_{r,1}^{c,7} = [5,09k \quad -20,8M]$
	$K_{r,1}^{c,9} = [1,39k \quad -34,6M]$
	$K_{r,1}^{c,11} = [-2,5k \quad -61,4M]$
	$K_{r,1}^{c,13} = [-4,58k \quad -89,8M]$

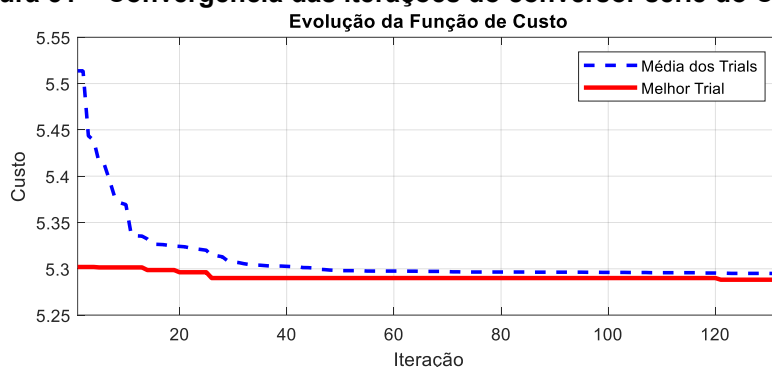
Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 51 são apresentados os valores da função custo ao longo das iterações, comparando a média das tentativas com a melhor solução encontrada para o conversor série do C-UPQC. O menor custo obtido foi de $C_{f_{sc}} = 5,28$, associado a um THD da tensão da carga de $THD_{v_{L_c}} = 3,5\%$, um erro de rastreamento de $e_{v_c} = 1,31$ V e ausência de saturação na ação de controle.

Observa-se que o algoritmo converge rapidamente, com a estabilização do menor custo ocorrendo nas primeiras dezenas de iterações, aproximadamente por volta da iteração 50, embora cada tentativa tenha sido executada com um total de 132 iterações. Em termos de esforço computacional, o tempo médio gasto em cada

tentativa foi de 3 horas e 30 minutos, utilizando um processador Intel i3-N305 com 8 GB de RAM no MATLAB R2024b.

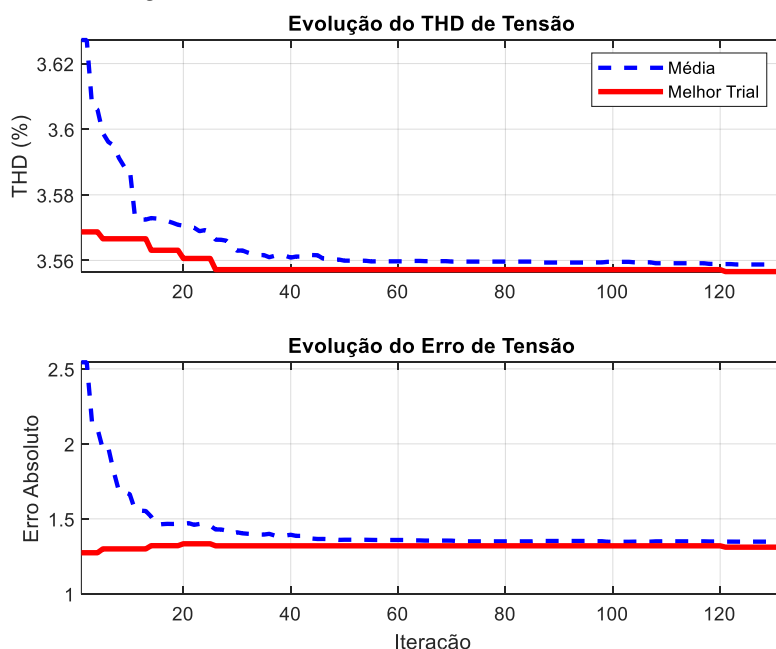
Figura 51 – Convergência das iterações do conversor série do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 52 apresenta a evolução do THD e do erro de tensão para a melhor tentativa e para a média populacional. Nota-se que tanto o THD quanto o erro de rastreamento da tensão da melhor solução permaneceram ligeiramente abaixo da média ao longo de praticamente todo o processo de otimização. Esse comportamento indica que a solução selecionada foi capaz de reduzir simultaneamente ambos os objetivos, resultando em um desempenho global superior sem a necessidade de compromissos significativos entre os termos da função custo.

Figura 52 – Evolução do THD e erro de tensão do conversor série do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A convergência mais rápida observada na Figura 51, em comparação com os demais sistemas analisados, pode ser explicada pela baixa conflitualidade entre os objetivos da função custo. Conforme evidenciado na Figura 52, a permanência de

baixos valores de THD e erro de rastreamento indica que a região de soluções com bom desempenho é relativamente ampla. Dessa forma, o algoritmo identificou rapidamente uma combinação adequada de ganhos, atingindo o mínimo da função custo ainda nas primeiras iterações, seguido apenas por refinamentos marginais.

4.3.2 Metaheurística por DE para a otimização para o UPQC completo como sistema MIMO

Nesta subseção, é apresentada em detalhe a aplicação da metodologia de projeto do controlador multivariável do C-UPQC. Para isso, foram considerados os parâmetros listados na Tabela 22 e o modelo definido em (4.9), que foi inserido na estrutura genérica de malha aberta com controladores ressonantes (2.16).

Tabela 22 - Parâmetros do sistema completo MIMO do C-UPQC.

Número de estados originais da planta	$n_i = 4$
Número de saídas	$n_o = 2$
Número de entradas de controle	$n_u = 2$
Número de distúrbios	$n_w = 2$
Número de termos ressonantes para a saída v_L	$n_r^v = 7$
Número de termos ressonantes para a saída i_s	$n_r^i = 7$
Número de genes	$N_c = 22$

Fonte: Autoria própria (2025).

Os limites mínimos e máximos estabelecidos para compor a matriz populacional de soluções candidatas da otimização DE estão descritos na Tabela 23.

Tabela 23 – Matriz populacional para otimização do sistema completo MIMO do C-UPQC.

		Melhor	Mínimo	Máximo
Genes dos estados	q_x^c	[0,99 0,29 $2,9 * 10^{-4}$ $9,3 * 10^{-4}$]	[0 0 0 0]	[1 0,3 0,1 0,1]
Genes das integrais dos erros	$q_{e,1}^c$	[0]	[0]	[$1 * 10^4$]
	$q_{e,2}^c$	[$91,5 * 10^2$]	[0]	[$1 * 10^4$]
Genes dos termos ressonantes	$q_{r,1}^{c,1}$	[$50,2 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,1}^{c,3}$	[$37,2 * 10^8$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,1}^{c,5}$	[$42,7 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,1}^{c,7}$	[$84,4 * 10^8$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,1}^{c,9}$	[$19,3 * 10^8$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,1}^{c,11}$	[$48,0 * 10^8$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,1}^{c,13}$	[$60,8 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,2}^{c,1}$	[$23,3 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,2}^{c,3}$	[$84,8 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,2}^{c,5}$	[$99,0 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,2}^{c,7}$	[$10,1 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,2}^{c,9}$	[$94,0 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
	$q_{r,2}^{c,11}$	[$38,7 * 10^9$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]
$q_{r,2}^{c,13}$	[$10,0 * 10^{10}$]	[$1 * 10^5$]	[$1 * 10^{11}$]	
Genes das entradas de controle	$r_{u,1}^c$	[159,06]	[0]	[$2 * 10^2$]
	$r_{u,2}^c$	[104,74]	[0]	[$2 * 10^2$]

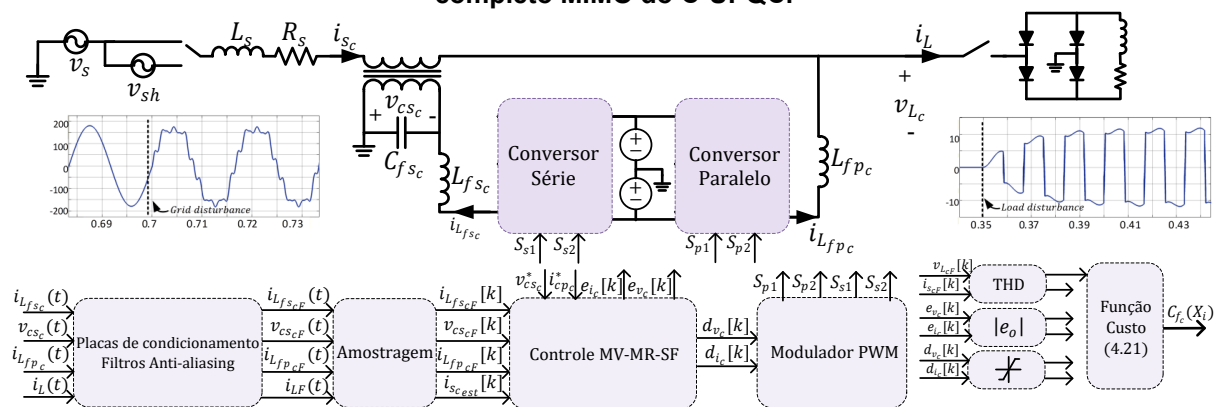
Fonte: Autoria própria (2025).

Com base na função custo genérica definida em (2.27), foi construída uma função custo específica para o sistema com duas saídas. Nessa formulação, os termos de THD e erro são relativos à tensão da carga e à corrente da rede, incluindo também os termos de saturação para ambas as ações de controle, resultando em:

$$C_{fc} = w_1^{v_{Lc}} THD_{v_{Lc}} + \frac{w_2^{v_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_{v_c}[k]| + \frac{w_3^{v_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n (kT_s |d_{v_{cmax}}[k]| + kT_s |d_{v_{cmin}}[k]|) \\ + w_1^{i_{sc}} THD_{i_{sc}} + \frac{w_2^{i_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n kT_s |e_{i_c}[k]| + \frac{w_3^{i_c}}{t_{sim}} \sum_{k=1}^n (kT_s |d_{i_{cmax}}[k]| + kT_s |d_{i_{cmin}}[k]|) \quad (4.22)$$

A simulação computacional utilizada no processo de otimização considera ambos os inversores chaveados do C-UPQC, alimentados por duas fontes de tensão ideais no barramento CC, uma fonte de tensão controlada representando a rede elétrica com elevado conteúdo harmônico e uma carga não linear. Essa configuração estabelece um cenário crítico de operação, conforme ilustrado na Figura 53.

Figura 53 – Estrutura da simulação computacional para o processo de otimização do sistema completo MIMO do C-UPQC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A melhor solução obtida entre todas as tentativas está apresentada na Tabela 23, a partir da qual foram calculados os ganhos de realimentação de estado para o controle MV-MR-SF, listados na Tabela 24.

A Figura 54 apresenta a evolução da função custo ao longo das iterações, considerando 264 iterações por tentativa, e comparando a média das tentativas com aquela que apresentou o menor custo final. Na melhor solução encontrada, foi obtido um custo de $C_{fc} = 16,8$, resultando em um THD da tensão da carga de $THD_{v_{Lc}} = 5,24 \%$, um THD da corrente da rede de $THD_{i_{sc}} = 4,5 \%$, erro de tensão $e_{v_c} = 17,81 \text{ V}$,

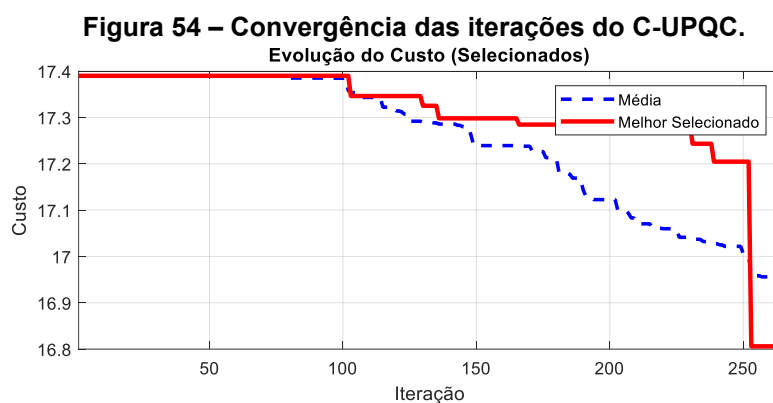
erro de corrente $e_{i_c} = 0,57$ A, e ausência de saturação em ambas as ações de controle.

Tabela 24 - Parâmetros de controle MIMO do C-UPQC.

Ganhos dos estados para v_L		Ganhos dos estados para i_s	
$K_{x,1}^c = [7,4 m \quad -2,1 m \quad 49,3 m \quad -9,4 m]$		$K_{x,2}^c = [83,8 m \quad -23,6 m \quad 8,5 m \quad -70,7 m]$	
Ganhos da integral do erro para v_L		Ganhos da integral do erro para i_s	
$K_{e,1}^c = [35,98 \quad 34,50]$		$K_{e,2}^c = [17,57 \quad -90,71]$	
Ganhos dos termos ressonantes para i_s		Ganhos dos termos ressonantes para v_L	
$K_{r,2}^{c,v1} = [12,4 k \quad -3,32 M]$		$K_{r,1}^{c,v1} = [6,42 k \quad -1,58 M]$	
$K_{r,2}^{c,v3} = [3,83 k \quad -1,79 M]$		$K_{r,1}^{c,v3} = [2,02 k \quad -0,69 M]$	
$K_{r,2}^{c,v5} = [10,4 k \quad -17,4 M]$		$K_{r,1}^{c,v5} = [6,23 k \quad -7,34 M]$	
$K_{r,2}^{c,v7} = [4,62 k \quad -10,8 M]$		$K_{r,1}^{c,v7} = [2,96 k \quad -4,30 M]$	
$K_{r,2}^{c,v9} = [667,8 \quad -9,56 M]$		$K_{r,1}^{c,v9} = [959,4 \quad -5,03 M]$	
$K_{r,2}^{c,v11} = [-2,16 k \quad -16,7 M]$		$K_{r,1}^{c,v11} = [-313,7 \quad -11,3 M]$	
$K_{r,2}^{c,v13} = [-8,43 k \quad -67,4 M]$		$K_{r,1}^{c,v13} = [-1,76 k \quad -48,9 M]$	
$K_{r,2}^{c,i1} = [1,73 k \quad -1,60 M]$		$K_{r,1}^{c,i1} = [-5,09 k \quad 4,31 M]$	
$K_{r,2}^{c,i3} = [1,41 k \quad -9,91 M]$		$K_{r,1}^{c,i3} = [-6,01 k \quad 26,0 M]$	
$K_{r,2}^{c,i5} = [217,5 \quad -18,4 M]$		$K_{r,1}^{c,i5} = [-4,59 k \quad 47,4 M]$	
$K_{r,2}^{c,i7} = [-602,2 \quad -8,39 M]$		$K_{r,1}^{c,i7} = [-194,0 \quad 21,4 M]$	
$K_{r,2}^{c,i9} = [-4,36 k \quad -33,1 M]$		$K_{r,1}^{c,i9} = [2,28 k \quad 82,0 M]$	
$K_{r,2}^{c,i11} = [-3,47 k \quad -24,1 M]$		$K_{r,1}^{c,i11} = [2,75 k \quad 63,7 M]$	
$K_{r,2}^{c,i13} = [-6,48 k \quad -45,2 M]$		$K_{r,1}^{c,i13} = [6,26 k \quad 118 M]$	

Fonte: Autoria própria (2025).

O tempo médio despendido por tentativa foi de aproximadamente 24 horas e 19 minutos, utilizando um processador Intel i3-N305 com 8 GB de RAM no MATLAB R2024b.



Fonte: Autoria própria (2025).

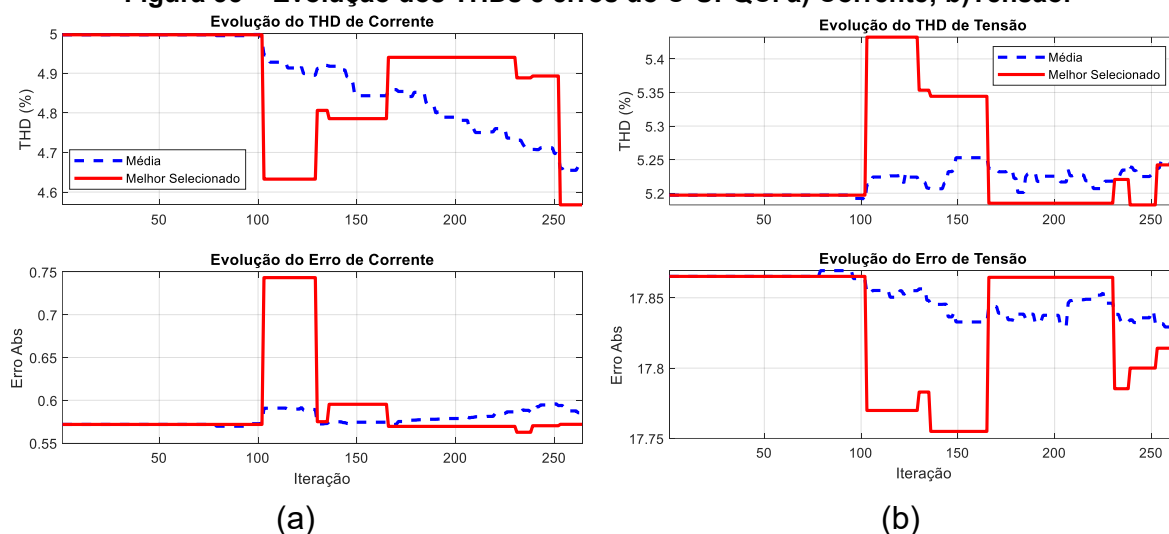
Observa-se, a partir da Figura 54, que a convergência da função custo ocorre de forma mais gradual quando comparada aos casos individuais dos conversores série e paralelo. A curva da melhor tentativa apresenta reduções sucessivas do custo ao longo do processo, com quedas mais pronunciadas concentradas nas iterações

finais, por volta da iteração 255, o que indica um processo de busca mais complexo e sensível ao ajuste simultâneo dos parâmetros.

A Figura 55 apresenta a evolução dos valores de THD e erro associados à corrente da rede e à tensão da carga. Para a corrente, observa-se que a melhor solução apresenta oscilações ao longo das iterações, refletindo o impacto das modificações nos ganhos do conversor série sobre o desempenho do conversor paralelo. Ainda assim, ao final do processo, os valores de THD e erro de corrente permanecem próximos ou inferiores à média populacional.

Para a tensão da carga, nota-se um comportamento semelhante, com variações mais acentuadas ao longo do processo de otimização. Essas oscilações evidenciam o conflito entre os objetivos da função custo multiobjetivo, uma vez que melhorias em um dos indicadores tendem a provocar degradações momentâneas em outros. A melhor solução final representa, portanto, um ponto de compromisso entre os requisitos de qualidade da tensão e da corrente.

Figura 55 – Evolução dos THDs e erros do C-UPQC. a) Corrente; b) Tensão.



Fonte: Autoria própria (2025).

De forma geral, a dinâmica observada na Figura 54 e na Figura 55 evidencia que a otimização do C-UPQC completo impõe um problema mais desafiador ao algoritmo, devido à interação simultânea entre os conversores série e paralelo. Diferentemente dos casos individuais, o espaço de soluções apresenta maior grau de conflitualidade, o que justifica a convergência mais lenta e a necessidade de um número maior de iterações para a obtenção de uma solução globalmente satisfatória.

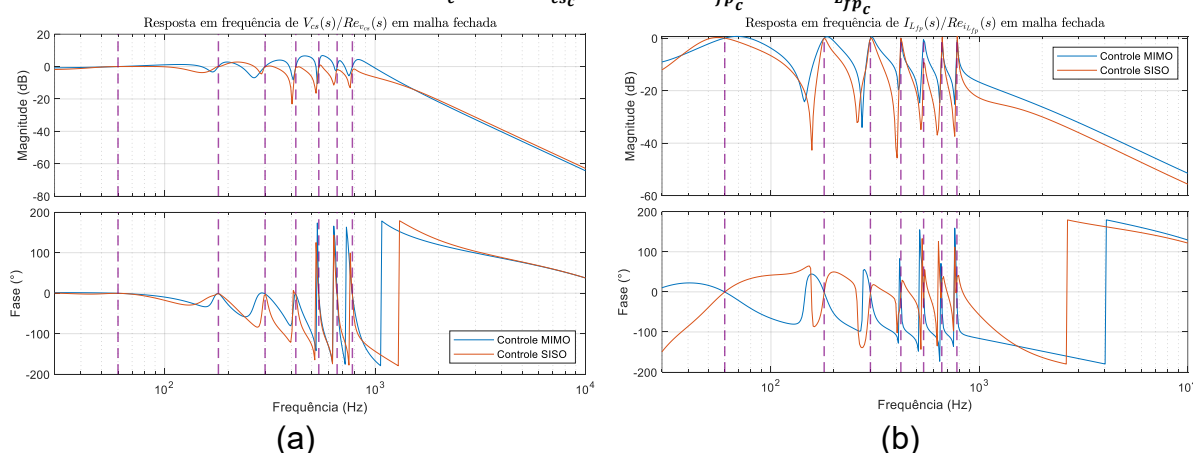
4.3.3 Análise da resposta em frequência de malha fechada

Na estratégia de compensação convencional, as referências aplicadas aos controladores são compostas diretamente pelos harmônicos a serem compensados. Dessa forma, o sistema de controle deve ser capaz de rastrear simultaneamente múltiplas componentes senoidais em diferentes frequências, o que impõe requisitos distintos daqueles observados na estratégia de compensação ativa dual, na qual a referência é predominantemente senoidal.

Para avaliar esse comportamento, as respostas em frequência em malha fechada são obtidas a partir do modelo multivariável completo do C-UPQC, ao qual são aplicados tanto o controlador MIMO quanto os controladores SISO projetados a partir dos modelos independentes. Essa abordagem permite analisar o desempenho de rastreamento das referências harmônicas e, simultaneamente, investigar o impacto dos erros de modelagem associados à representação desacoplada do sistema.

A Figura 56 apresenta as respostas em frequência em malha fechada das funções de transferência $\hat{V}_{cs_c}(s)/\hat{R}e_{vcs_c}(s)$ e $\hat{I}_{Lfp_c}(s)/\hat{R}e_{iLfp_c}(s)$, considerando os controladores SISO e MIMO. Observa-se que ambas as estratégias atingem magnitude unitária (0 dB) e fase nula (0°) nas frequências correspondentes aos harmônicos presentes na referência, assegurando erro nulo em regime permanente para essas componentes.

Figura 56 – Resposta em frequência para funções de transferência em malha fechada do C-UPQC. (a) $\hat{V}_{cs_c}(s)/\hat{R}e_{vcs_c}(s)$ e; (b) $\hat{I}_{Lfp_c}(s)/\hat{R}e_{iLfp_c}(s)$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Entre as frequências harmônicas, o controlador MIMO apresenta valores de magnitude superiores aos observados no caso SISO, permanecendo acima de 0 dB em parte do espectro analisado. Esse comportamento está associado ao projeto do

controlador multivariável a partir do modelo completo, no qual o acoplamento entre os conversores é explicitamente considerado, exigindo maior ganho de malha fechada para garantir o rastreamento simultâneo das múltiplas componentes harmônicas da referência.

Observa-se ainda que, em frequências mais elevadas, o controlador MIMO mantém ganho superior ao do controlador SISO. Diferentemente do observado no D-UPQC, no qual a atenuação fora das frequências de interesse é desejável, esse comportamento reflete a prioridade da estratégia convencional em preservar o desempenho de rastreamento das referências harmônicas. Esse resultado está diretamente relacionado aos critérios adotados no processo de otimização dos controladores, que priorizam o erro de rastreamento nas frequências harmônicas da referência em detrimento da atenuação em regiões do espectro que não comprometem o objetivo de compensação.

4.4 Considerações Parciais

Neste capítulo foi apresentado o sistema UPQC operando sob a estratégia de compensação de potência ativa convencional. Foram definidos o diagrama de potência, os parâmetros do sistema do C-UPQC, os algoritmos de geração de referência, bem como o desenvolvimento dos modelos matemáticos individual e completo do sistema.

Nessa estratégia, o conversor paralelo é controlado como uma fonte de corrente não senoidal, enquanto o conversor série atua como uma fonte de tensão não senoidal. Os controladores do barramento CC, responsáveis pela regulação da tensão e do desbalanço, influenciam as referências de corrente do conversor paralelo, refletindo a forma como a estratégia convencional organiza as ações de controle entre os conversores.

Os modelos matemáticos individual (SISO) e completo (MIMO) do C-UPQC foram desenvolvidos e comparados por meio das respostas em frequência de malha aberta, considerando tanto as entradas de distúrbio quanto as entradas de controle. Adicionalmente, a fidelidade dos modelos foi avaliada a partir da comparação entre as respostas do modelo linear e do circuito chaveado para entradas em diferentes frequências, permitindo verificar a capacidade de cada representação em descrever o comportamento do sistema.

As análises realizadas evidenciaram limitações dos modelos individuais SISO, principalmente pela ausência de funções de transferência que descrevem o acoplamento entre os conversores. As respostas em frequência obtidas a partir do modelo completo indicaram diferenças nas frequências de ressonância e no comportamento dinâmico do sistema quando comparadas às obtidas com os modelos independentes, evidenciando a importância da consideração explícita das interações entre os conversores na modelagem do C-UPQC.

Como forma de avaliar o impacto dos erros de modelagem associados ao uso de representações desacopladas, os controladores projetados a partir dos modelos SISO foram aplicados ao modelo multivariável completo. Essa abordagem permitiu analisar os efeitos do acoplamento do sistema real nas frequências de cruzamento, nas margens de estabilidade e no desempenho em frequência, fornecendo uma medida direta das limitações impostas pelo uso de modelos independentes no projeto de controladores para o C-UPQC.

Com base nos modelos matemáticos, foi aplicada a metodologia de projeto apresentada no Capítulo 2 para o desenvolvimento dos controladores SISO, a partir dos modelos individuais, e do controlador MIMO, a partir do modelo completo do sistema. Foram detalhadas a configuração das simulações, os pesos da função custo, os limites dos genes do algoritmo de otimização e os ganhos obtidos para os controladores multirressonantes por realimentação de estados. Os resultados obtidos evidenciam o impacto do acoplamento do sistema tanto no processo de otimização quanto no desempenho final dos controladores projetados.

Por fim, os controladores projetados foram comparados por meio das respostas em frequência em malha fechada, considerando a referência como entrada e utilizando exclusivamente o modelo multivariável completo para garantir uma comparação consistente. Verificou-se que tanto os controladores SISO quanto o MIMO asseguram erro nulo em regime permanente para os harmônicos presentes na referência. Entretanto, o controlador MIMO apresentou comportamento em frequência distinto, refletindo a prioridade da estratégia convencional em garantir o rastreamento simultâneo das múltiplas componentes harmônicas da referência, de acordo com os critérios adotados no processo de otimização.

Os controladores projetados neste capítulo, obtidos por meio do processo de otimização, serão avaliados por meio de resultados experimentais estáticos e

dinâmicos no Capítulo 5, permitindo verificar o impacto das diferenças observadas no desempenho do sistema em condições reais de operação.

Diante da maior fidelidade do modelo multivariável completo na representação do comportamento dinâmico do C-UPQC, esse modelo será utilizado como base para a comparação entre as estratégias de compensação ativa dual e convencional, apresentada no Capítulo 6 deste trabalho.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos para o UPQC monofásico a partir de um protótipo desenvolvido e implementado em bancada. São analisados os desempenhos estáticos e dinâmicos do sistema operando sob as estratégias de compensação ativa dual e convencional.

Inicialmente, é apresentada a descrição do protótipo experimental, incluindo imagens do sistema real, bem como as especificações dos principais componentes e parâmetros adotados. Também são descritas as condições de teste e os instrumentos utilizados para a aquisição de dados, responsáveis pela medição das formas de onda, distorções harmônicas e fluxos de potência.

Em seguida, os resultados experimentais são organizados de acordo com diferentes condições de operação, contemplando combinações entre formas de onda da tensão da rede (senoidais e não senoidais) e tipos de carga (lineares e não lineares). Os detalhes completos de cada caso são apresentados ao longo do capítulo. Essa organização visa avaliar o desempenho da estrutura frente a diferentes tipos de distúrbios, tanto do lado da rede quanto do lado das cargas.

Nesta etapa do trabalho, é apresentada ainda a comparação entre os desempenhos dinâmicos e estáticos dos controladores MR-SF SISO e MV-MR-SF MIMO, aplicados à mesma estrutura física do UPQC, operando sob as estratégias de compensação dual e convencional. A partir dos resultados experimentais, busca-se verificar a capacidade de rejeição de distúrbios na tensão da rede e na corrente da carga, bem como a aplicabilidade do controlador multivariável por realimentação de estados multirressonante no UPQC.

5.1 Descrição do protótipo experimental

O desempenho do UPQC operando com os controladores SISO e MIMO foi avaliado experimentalmente por meio do protótipo apresentado na Figura 57. Os circuitos de potência dos conversores série e paralelo foram construídos utilizando módulos IGBT SKM100GB124D, acionados por drivers de porta isolados SKHI22.

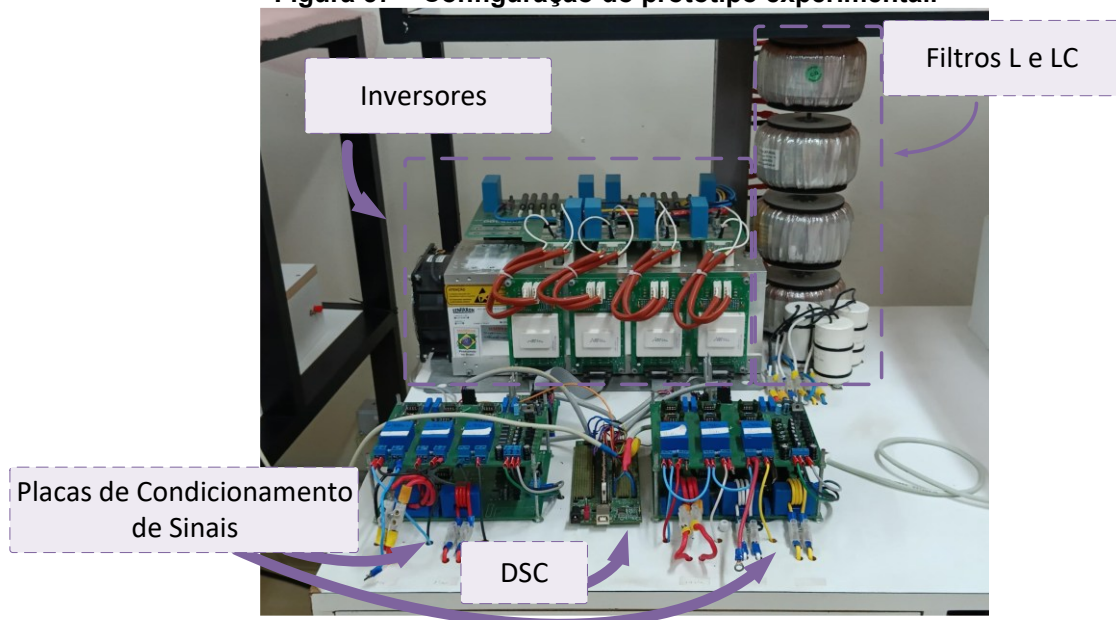
Os controladores, o PLL e os algoritmos responsáveis pela geração das referências de corrente e tensão foram implementados em um controlador digital de sinais de ponto flutuante (DSC – *digital signal controller*) TMS320F28335.

Para a medição das grandezas utilizadas no controle do sistema, foram empregadas placas de condicionamento de sinais associadas aos transdutores de efeito Hall de corrente LEM LA100-P e de tensão LEM LV25-P. Ressalta-se que, embora o circuito de potência do protótipo apresentado na Figura 57 tenha sido construído com quatro inversores de meia ponte, apenas dois foram utilizados na implementação do UPQC monofásico deste trabalho, juntamente com os elementos de filtragem e os circuitos de condicionamento de sinal.

A Tabela 1 apresenta os principais parâmetros empregados na construção do protótipo, enquanto a Tabela 3 e a Tabela 14 apresentam os parâmetros utilizados, respectivamente, para o D-UPQC e para o C-UPQC. Os ganhos dos controladores do barramento CC são apresentados na Tabela 2. Para o D-UPQC, os ganhos dos controladores MIMO estão listados na Tabela 13, enquanto os ganhos dos controladores SISO são apresentados nas Tabelas 7 e 10. Para o C-UPQC, os ganhos dos controladores MIMO encontram-se na Tabela 24, e os ganhos dos controladores SISO nas Tabelas 18 e 21.

Todos os ganhos foram multiplicados pelo ganho do modulador PWM, $K_{PWM} = 1875$, antes de serem implementados no código do DSC.

Figura 57 – Configuração do protótipo experimental.



Fonte: Autoria própria (2025).

As formas de onda de tensão e corrente foram obtidas por meio do osciloscópio digital modelo 190-204/S, fabricado pela FLUKE. As medições da

distorção harmônica total (THD) e dos espectros harmônicos foram realizadas com o analisador de qualidade de energia modelo 435-II, também da FLUKE.

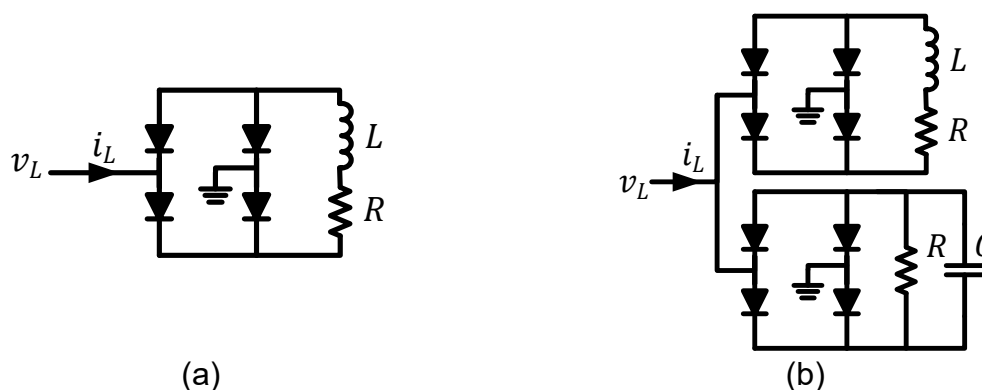
5.2 Especificação da fonte e das cargas

Para avaliar a operação do sistema sob diferentes tipos de distúrbios, os resultados experimentais foram organizados em quatro casos distintos, combinando diferentes condições da tensão da rede e tipos de carga, conforme descrito a seguir:

1. Tensão da rede senoidal associada à carga 1, não linear;
2. Tensão da rede senoidal associada à carga 2, não linear;
3. Tensão da rede não senoidal associada à carga 3, linear;
4. Tensão da rede não senoidal associada à carga 2, não linear.

As cargas não lineares são compostas por retificadores em ponte completa seguidos por cargas RL e RC, conforme ilustrado na Figura 58, conectadas ao sistema por meio de um indutor de acoplamento de 1,5 mH.

Figura 58 – Configuração das cargas: (a) Carga 2 – Retificador com RL; (b) Carga 1 – Retificadores com RC e RL.



Fonte: Autoria própria (2025).

As características das cargas e da rede elétrica utilizadas nos ensaios experimentais estão apresentadas na Tabela 25.

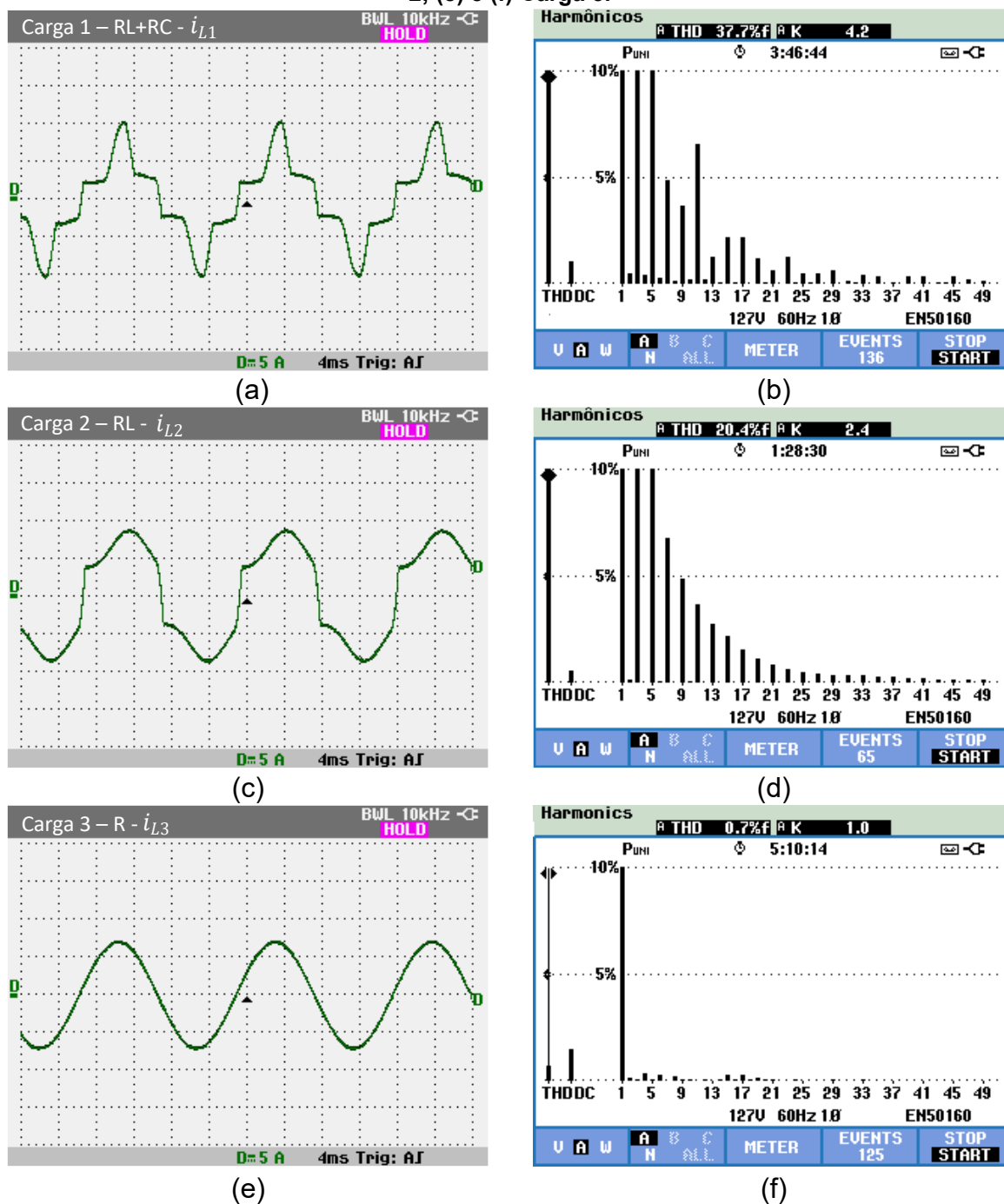
Tabela 25 – Parâmetros das cargas e da rede.

Caso	Rede	Configuração da Carga	Carga
Caso 1	Rede senoidal	Carga 1 – Não linear RC+RL	$R = 100 \Omega$
			$C = 410 \mu\text{F}$
			$R = 40 \Omega$
			$L = 150 \text{ mH}$
Caso 2	Rede senoidal	Carga 2 – Não linear RL	$R = 18 \Omega$ $L = 150 \text{ mH}$
Caso 3	Rede não-senoidal	Carga 3 - Linear R	$R = 25 \Omega$
Caso 4	Rede não-senoidal	Carga 2 – Não linear RL	$R = 18 \Omega$ $L = 150 \text{ mH}$

Fonte: Autoria própria (2025).

Para os Casos 1 e 2, além dos resultados estáticos, foram realizados ensaios dinâmicos para avaliar as respostas transitórias do sistema diante de degraus de carga. Para os Casos 3 e 4, são apresentados, além dos resultados estáticos, resultados dinâmicos considerando distúrbios na tensão da rede, com afundamentos de 80% durante 3 e 30 ciclos.

Figura 59 – Forma de onda e THD das correntes das cargas i_L : (a) e (b) Carga 1; (c) e (d) Carga 2; (e) e (f) Carga 3.

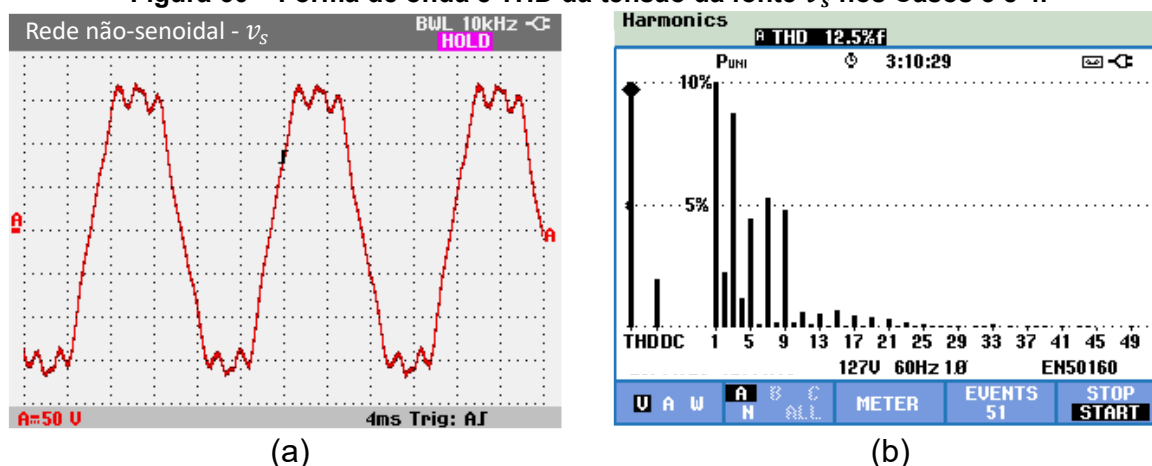


Fonte: Autoria própria (2025).

As cargas não lineares drenam correntes compostas por componentes harmônicas, o que permite avaliar a capacidade do controlador multivariável em rejeitar essas componentes. As formas de onda e os espectros harmônicos das correntes das cargas 1 a 3 são apresentados na Figura 59. Observa-se que, para a carga 1, a combinação das configurações RL e RC resulta em elevada concentração de componentes harmônicas em baixas frequências. Já a carga 2 apresenta maior concentração de componentes harmônicas próximas à frequência fundamental da rede.

Para representar distúrbios na tensão da rede, foi utilizada uma fonte de tensão programável para emular a tensão v_s com THD de 12,6 %, contendo harmônicos de 3^a, 5^a, 7^a e 9^a ordens, conforme ilustrado na Figura 60.

Figura 60 – Forma de onda e THD da tensão da fonte v_s nos Casos 3 e 4.



Fonte: Autoria própria (2025).

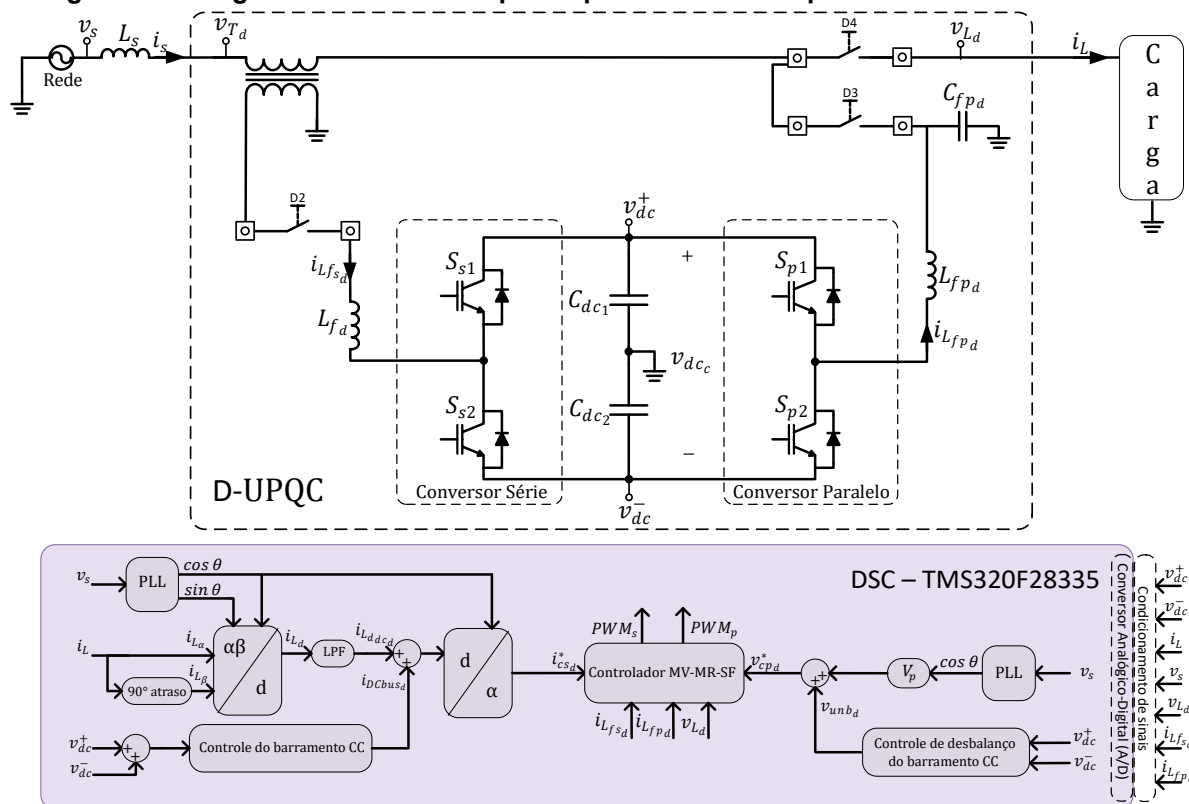
5.3 Estratégia de Compensação Ativa Dual

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais obtidos com o D-UPQC operando sob os controladores SISO e MIMO. Os resultados estão organizados em análises estáticas e dinâmicas, de acordo com os casos de carga e rede previamente descritos. O principal objetivo dessa comparação é demonstrar a viabilidade da aplicação de um controlador MIMO no D-UPQC, comprovando que é possível realizar o controle simultâneo das variáveis de tensão e corrente por meio de uma estrutura única de controle com realimentação multivariável.

Diferentemente da abordagem SISO, amplamente utilizada na literatura e baseada em malhas de controle independentes, o controlador MIMO considera explicitamente o acoplamento entre os canais, o que pode ser vantajoso em situações mais complexas de operação.

Assim, além de comprovar que a operação do sistema sob controle MIMO é funcional e estável, os resultados obtidos evidenciam que seu desempenho é, em diversos casos, similar ou superior ao do controle SISO, especialmente quando há interações significativas entre ambos os conversores série e paralelo. Dessa forma, busca-se não apenas validar o uso do controle MIMO no contexto do D-UPQC, mas também apresentar uma alternativa promissora em termos de desempenho do sistema. Para isso, o diagrama em blocos da montagem do sistema do D-UPQC em laboratório é apresentado na Figura 61, destacando os locais das medições.

Figura 61 – Diagrama em blocos do protótipo do D-UPQC implementado em laboratório.



Fonte: Autoria própria (2025).

5.3.1 Resultados Dinâmicos

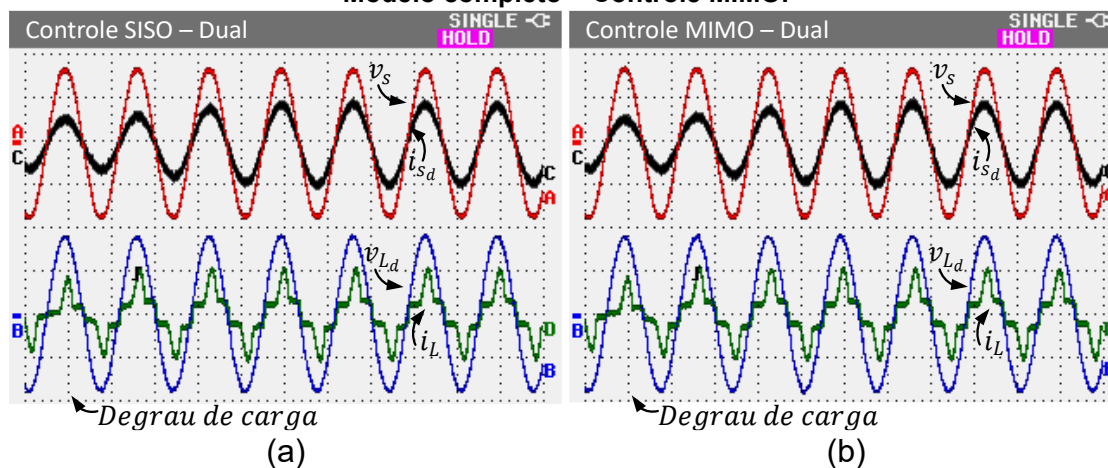
Como definido anteriormente, os resultados dinâmicos são apresentados para quatro casos, conforme a combinação entre rede e carga.

- Caso 1 – Rede senoidal e carga não linear RC+RL

As Figuras 62 e 63 apresentam os resultados dinâmicos do Caso 1, com a configuração de rede senoidal e carga não linear RC+RL, submetida a um degrau de carga de 80%. As tensões e correntes para o controle SISO, projetado a partir do modelo independente, são apresentadas na Figura 62 (a), enquanto as formas de

onda correspondentes ao controle MIMO, projetado a partir do modelo completo, são mostradas na Figura 62 (b).

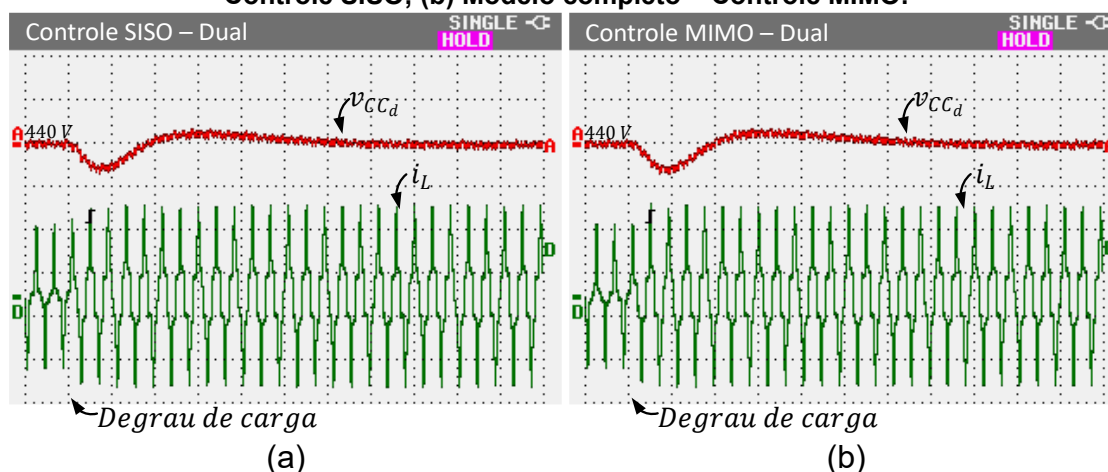
Figura 62 – Resultados dinâmicos para o caso 1 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes (i_{s_d} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Como pode ser observado, para ambos os controladores os resultados dinâmicos com a carga 1 foram bastante similares. As saídas observadas na Figura 62, v_{L_d} e i_{s_d} permaneceram estáveis durante o degrau na corrente de carga (i_L), sem a ocorrência de variações bruscas, distorções significativas ou oscilações de baixa frequência. Esse comportamento indica que o sistema se mantém adequadamente amortecido mesmo sob uma condição de carga fortemente não linear.

Figura 63 – Resultados dinâmicos para o caso 1 do D-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC_d} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 63 observa-se o comportamento do barramento CC durante o degrau de carga. Em ambos os casos, a tensão do barramento sofre uma queda momentânea e se reestabelece para o valor de referência de 440 V em

aproximadamente 200 ms após a aplicação do degrau. O perfil de recuperação é suave e similar para os dois controladores, evidenciando que ambas as estratégias são capazes de manter a regulação do barramento CC de forma satisfatória.

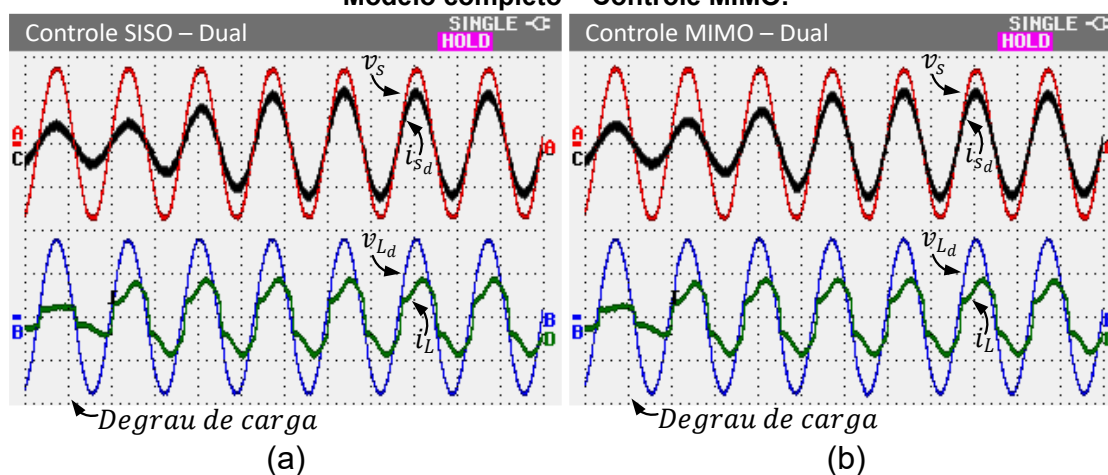
- Caso 2 – Rede senoidal e carga não linear RL

As Figuras 64 e 65 apresentam os resultados dinâmicos do Caso 2, considerando uma rede senoidal e uma carga não linear do tipo RL, submetida a um degrau de carga de 64%. A partir da Figura 64, observa-se que tanto as tensões v_s e v_{L_d} quanto as correntes i_{s_d} e i_L mantêm formas de onda semelhantes para os dois controladores, com perfis senoidais bem preservados mesmo após a ocorrência do distúrbio.

Na Figura 65, é apresentado o comportamento do barramento CC durante o degrau de carga. Em ambos os casos, a tensão do barramento retorna ao valor de referência em aproximadamente 240 ms após o degrau. Nota-se que o transitório observado neste caso é menos severo quando comparado ao Caso 1, o que está associado à natureza da carga RL, que impõe variações instantâneas de potência menos abruptas ao sistema.

De forma geral, os resultados indicam que ambas as abordagens de controle são capazes de mitigar os efeitos do degrau de carga de maneira eficaz, mantendo a estabilidade do sistema e a qualidade das formas de onda durante o regime transitório.

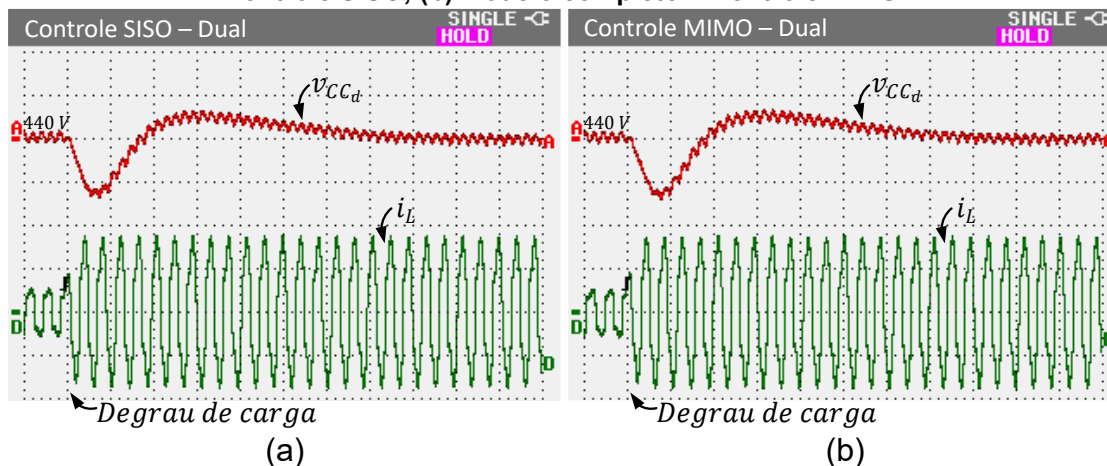
Figura 64 – Resultados dinâmicos para o caso 2 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes (i_{s_d} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

De forma geral, os resultados indicam que ambas as abordagens de controle são capazes de mitigar os efeitos do degrau de carga de maneira eficaz, mantendo a estabilidade do sistema e a qualidade das formas de onda durante o regime transitório.

Figura 65 – Resultados dinâmicos para o caso 2 do D-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC_d} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



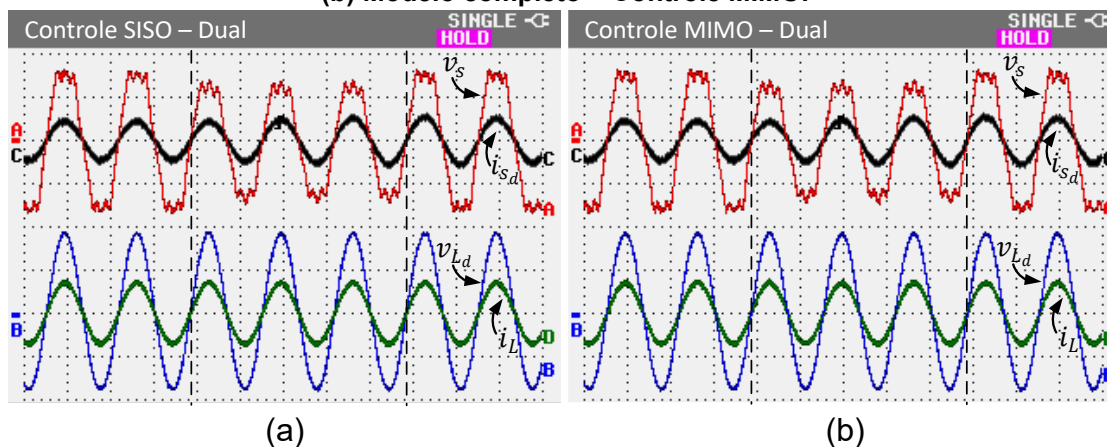
Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 3 – Rede não-senoidal e carga linear

As Figuras 66 e 67 apresentam os resultados dinâmicos do Caso 3, considerando a operação do D-UPQC sob uma condição de rede não senoidal e carga linear, submetida a um afundamento de 80% na tensão da rede.

Na Figura 66, observa-se o comportamento das tensões v_s e v_{L_d} bem como das correntes i_{s_d} e i_L , durante um afundamento de tensão com duração de três ciclos da rede. Nota-se que, apesar da redução significativa da tensão da rede, a tensão aplicada à carga permanece praticamente inalterada, mantendo forma de onda senoidal e amplitude próxima de 180 V de pico. Esse comportamento evidencia a atuação adequada do conversor série na compensação do afundamento de tensão.

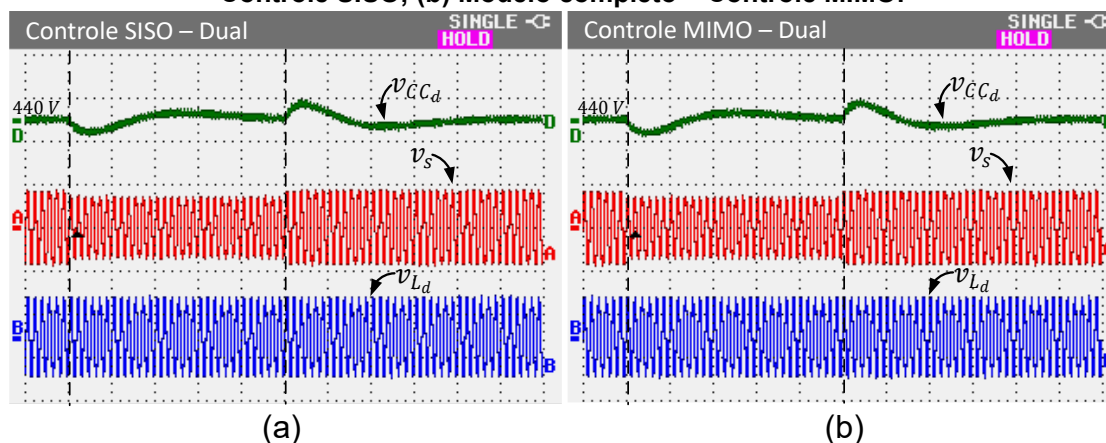
Figura 66 – Resultados dinâmicos para o caso 3 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes i_{s_d} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Observa-se ainda que a corrente da rede aumenta de forma suave durante o evento, de modo a garantir o fornecimento da potência requerida pela carga, mesmo sob a condição de afundamento. Em ambos os casos, controle SISO e MIMO, as formas de onda apresentam comportamento semelhante e estável, sem a ocorrência de oscilações ou distorções relevantes durante o transitório.

Figura 67 – Resultados dinâmicos para o caso 3 do D-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCd} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{Ld}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 67, é apresentado o comportamento do barramento CC durante um afundamento de tensão com duração de 30 ciclos. Nota-se a dinâmica do barramento tanto no início quanto no término do afundamento da tensão da rede.

Para ambos os controladores, a tensão do barramento CC retorna ao valor de referência em aproximadamente 500 ms após a recuperação da tensão da rede, indicando que o sistema mantém a estabilidade e a regulação do barramento mesmo sob um distúrbio prolongado. Além disso, pode-se observar que a tensão da carga permaneceu inalterada durante todo o afundamento e retorno da rede, validando a operação do D-UPQC.

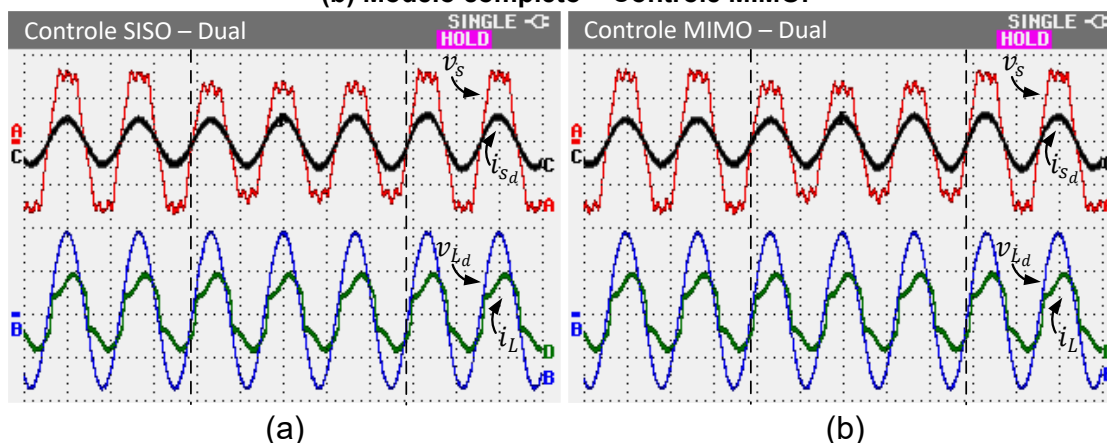
- Caso 4 – Rede não-senoidal e carga não linear RL

As Figuras 68 e 69 apresentam os resultados dinâmicos do Caso 4, considerando a operação do D-UPQC sob uma condição mais severa, caracterizada por rede não senoidal associada a uma carga não linear do tipo RL, também submetida a um afundamento de 80% na tensão da rede.

Na Figura 68, observa-se o comportamento das tensões v_s e v_{Ld} , bem como das correntes i_{sd} e i_L durante um afundamento de tensão com duração de três ciclos. Assim como no Caso 3, a tensão aplicada à carga permanece praticamente inalterada,

mantendo forma de onda senoidal e amplitude próxima de 180 V de pico, evidenciando a eficácia da compensação de tensão realizada pelo conversor série. Mesmo com a presença de componentes harmônicas na corrente da carga a serem compensadas, tanto o controle SISO quanto o MIMO mantêm o sistema estável, com correntes da rede i_{s_d} ajustando-se de forma contínua para assegurar o fornecimento de potência à carga durante o afundamento da tensão da rede.

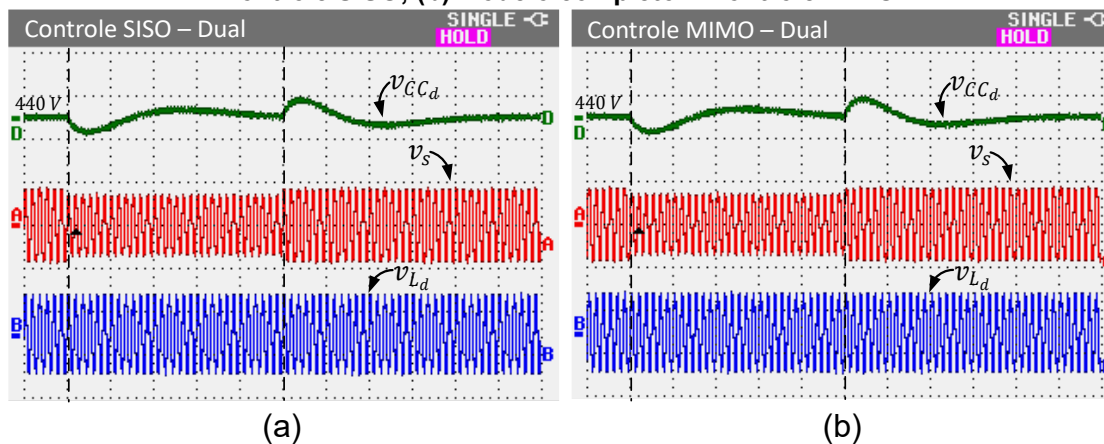
Figura 68 – Resultados dinâmicos para o caso 4 do D-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes i_{s_d} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 69, é apresentado o comportamento do barramento CC durante um afundamento de tensão com duração de 30 ciclos. Observa-se que a tensão do barramento sofre variações transitórias tanto no início quanto no término do afundamento, retornando ao valor de referência novamente em aproximadamente 500 ms após a recuperação da tensão da rede para ambos os controladores.

Figura 69 – Resultados dinâmicos para o caso 4 do D-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC_d} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{L_d}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Mesmo com a presença da carga não linear durante um afundamento mais prolongado, o sistema mantém estabilidade e o fornecimento da tensão senoidal para a carga, indicando a robustez da estratégia de controle adotada frente a distúrbios simultâneos na rede e na carga.

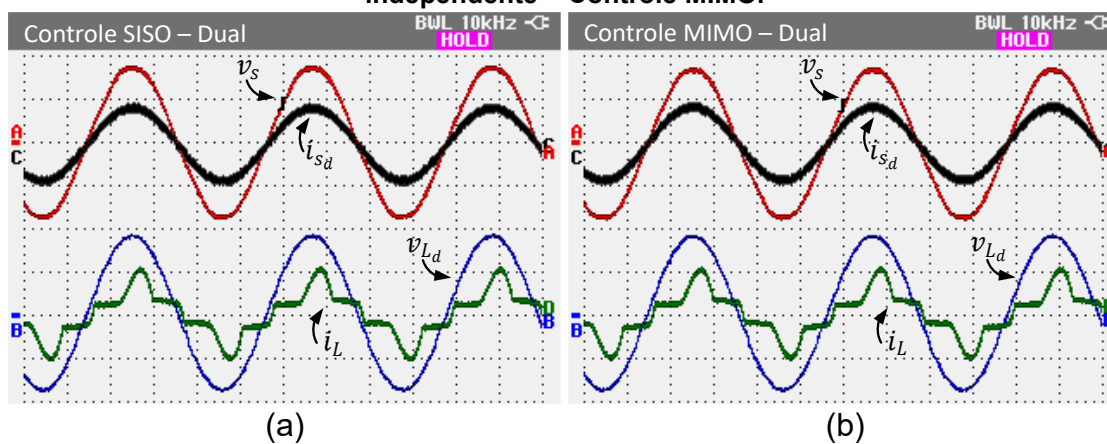
5.3.2 Resultados Estáticos

Nesta subseção, são apresentados os resultados experimentais estáticos do D-UPQC para os quatro casos de operação definidos anteriormente, considerando diferentes combinações entre condições da rede e tipos de carga. Os resultados incluem as formas de onda de tensão e corrente, bem como os espectros harmônicos correspondentes, permitindo avaliar o desempenho do sistema em regime permanente sob os controladores SISO e MIMO.

- Caso 1 – Rede senoidal e carga não linear RC+RL

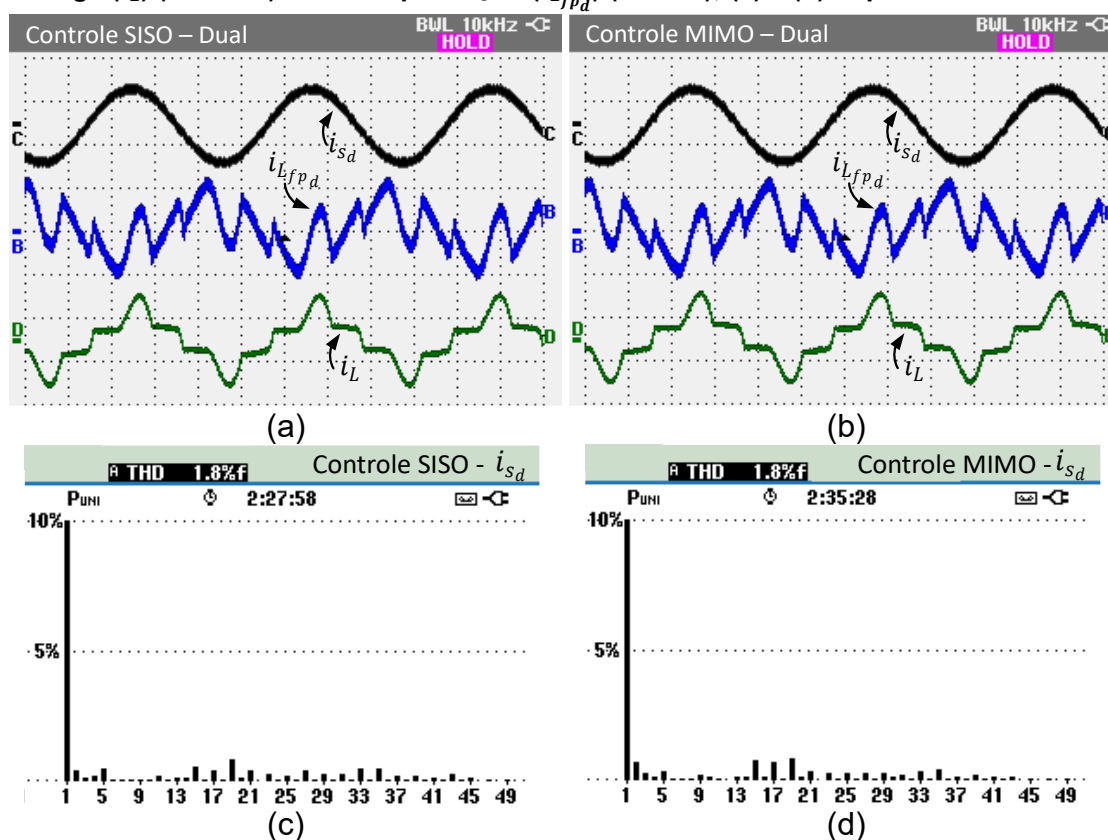
As Figuras 70 a 72 apresentam os resultados estáticos do Caso 1. Na Figura 70, observam-se as formas de onda das tensões da rede v_s e da carga v_{L_d} , bem como das correntes da carga i_L e da rede i_{s_d} . Visualmente, os sinais obtidos com ambos os controladores são bastante semelhantes. Nota-se que, apesar da natureza não linear da carga, a tensão aplicada à carga permanece aproximadamente senoidal, evidenciando a atuação adequada do conversor série na compensação das distorções introduzidas pela corrente da carga.

Figura 70 – Resultados estáticos para o Caso 1 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes (i_{s_d} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 71 – Resultados estáticos para o Caso 1 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sd}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfpd}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.

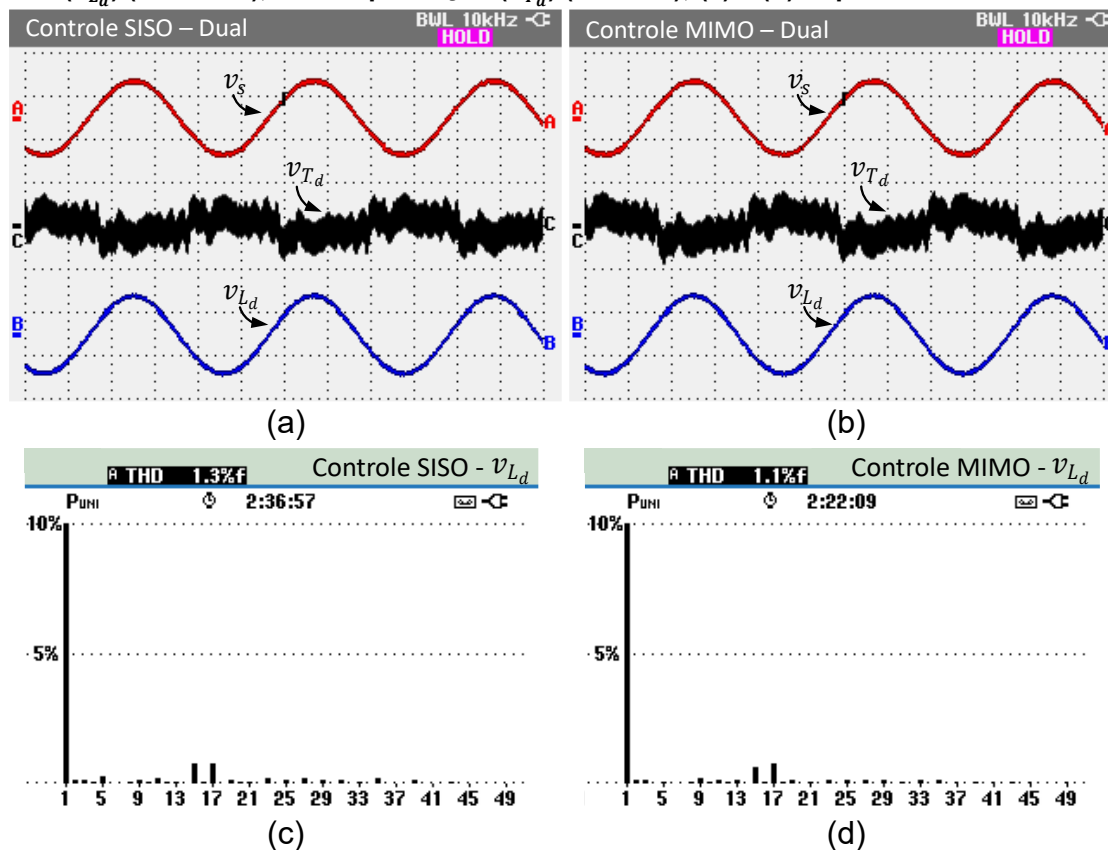


Fonte: Autoria própria (2025).

Nas Figuras 71 (a) e (b), são apresentadas com mais detalhes as correntes da rede (i_{sd}), de compensação do conversor paralelo (i_{Lfpd}) e da carga (i_L). Observa-se que, diante de um distúrbio restrito à corrente da carga, o D-UPQC operou adequadamente em regime permanente para ambos os controladores. A corrente da rede foi sintetizada como uma senoide, enquanto as componentes harmônicas e reativas da corrente da carga foram absorvidas pelo conversor paralelo por meio da corrente de compensação.

Os espectros harmônicos das correntes da rede são apresentados nas Figuras 71 (c) e (d) apresentam os espectros harmônicos das correntes da rede. Para ambos os controles SISO e MIMO, o THD obtido foi de 1,8%, valor inferior ao limite de 5% estabelecido pela norma IEEE 519 (2014) para correntes.

Figura 72 – Resultados estáticos para o Caso 1 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_d}) (200 V/div), de compensação (v_{T_d}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

Nas Figuras 72 (a) e (b), são mostradas as tensões de compensação (v_{T_d}), da carga (v_{L_d}) e da rede elétrica (v_s). Observa-se que ambos os controladores foram capazes de formar adequadamente a tensão sobre a carga. Já os espectros harmônicos da tensão da carga, apresentados nas Figuras 71 (c) e (d), indicam THDs de 1,3% para o controle SISO e 1,1% para o controle MIMO, ambos abaixo do limite de 8% recomendado pela norma IEEE 519 para tensões.

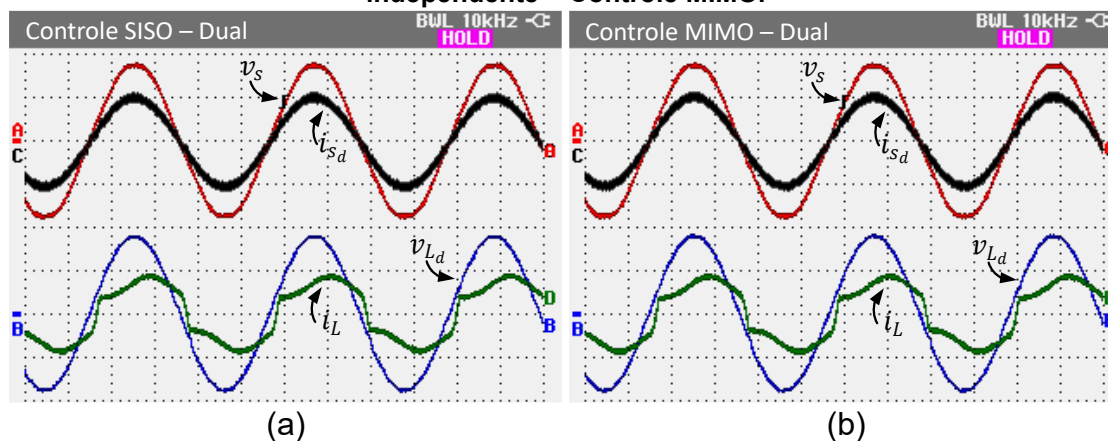
Destaca-se ainda a ausência significativa das componentes harmônicas da 3ª até a 13ª ordem, correspondentes aos termos ressonantes sintonizados no controlador, o que comprova sua eficácia na rejeição dessas componentes mesmo diante do distúrbio causado pela corrente da carga, conforme observado anteriormente nas Figura 59 (a) e (b), referente à carga 1.

- Caso 2 – Rede senoidal e carga não linear RL

Na Figura 73, são apresentados os resultados experimentais das tensões e correntes da rede e da carga para o Caso 2. Observa-se que a compensação de

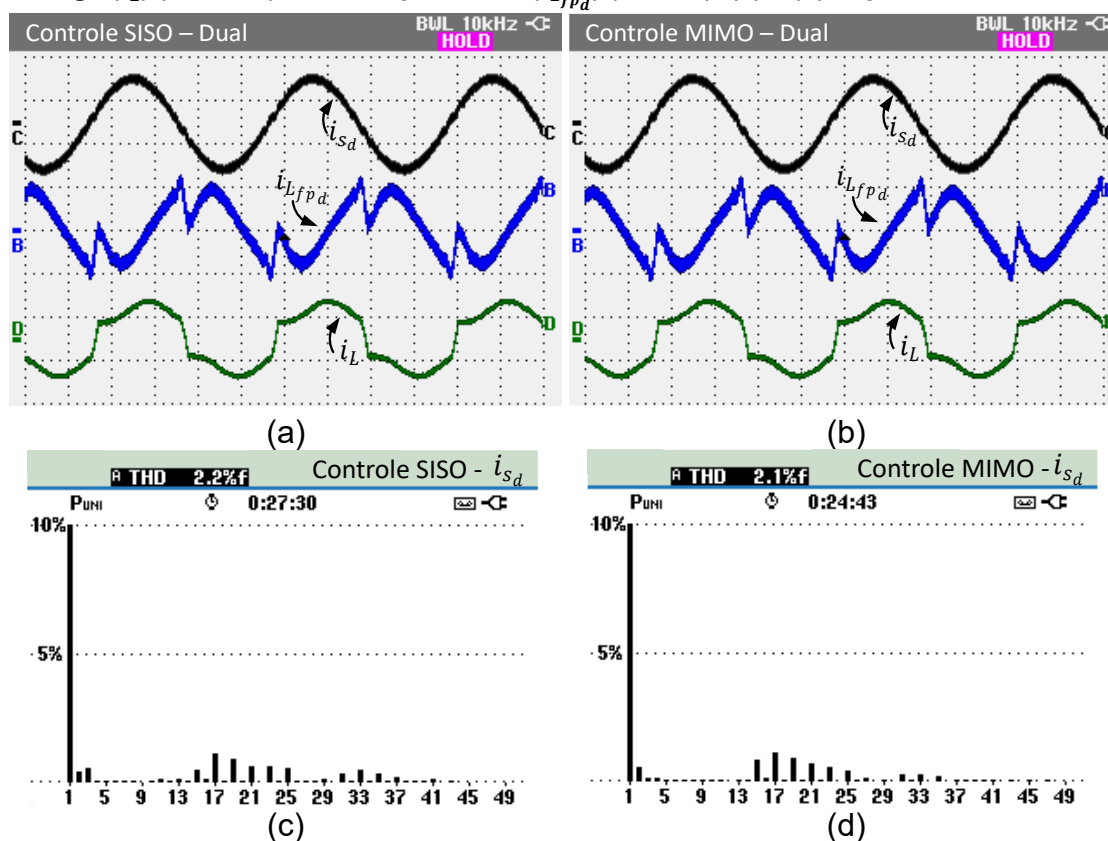
corrente e tensão ocorreu de maneira adequada, sem diferenças visuais relevantes entre os sinais controlados pelos controladores SISO e MIMO.

Figura 73 – Resultados estáticos para o Caso 2 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes (i_{s_d} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 74 – Resultados estáticos para o Caso 2 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{s_d}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação ($i_{L_{fpd}}$) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

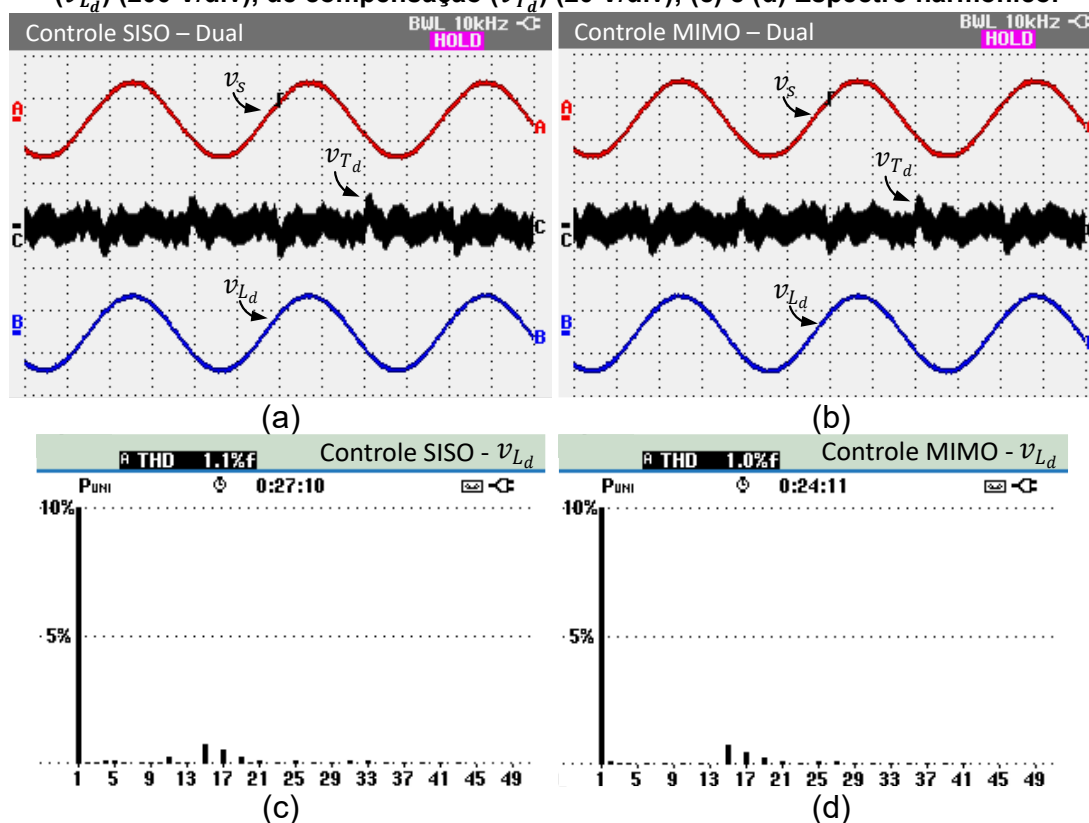
As correntes i_{s_d} , $i_{L_{fpd}}$ e i_L podem ser analisadas com mais detalhes nas Figuras 74 (a) e (b), enquanto seus respectivos espectros harmônicos são

apresentados nas Figuras 74 (c) e (d). Assim como no Caso 1, o D-UPQC foi capaz de rejeitar as componentes harmônicas e reativas da corrente da carga, garantindo que a corrente da rede apresentasse forma aproximadamente senoidal. As componentes não desejadas da corrente da carga fluíram pelo conversor paralelo por meio da corrente de compensação.

Observa-se uma leve redução da componente harmônica de 3ª ordem e das ordens acima da 17ª no controle MIMO, resultando em um THD de 2,1%, enquanto o controle SISO apresentou um THD de 2,2%.

As formas de onda das tensões são apresentadas nas Figuras 75 (a) e (b), com seus espectros harmônicos nas Figuras 75 (c) e (d). A tensão da carga apresentou desempenho semelhante em ambos os controles, com THDs de 1,0% para o controlador MIMO e 1,1% para o controlador SISO, ambos dentro dos limites normativos.

Figura 75 – Resultados estáticos para o Caso 2 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_d}) (200 V/div), de compensação (v_{T_d}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



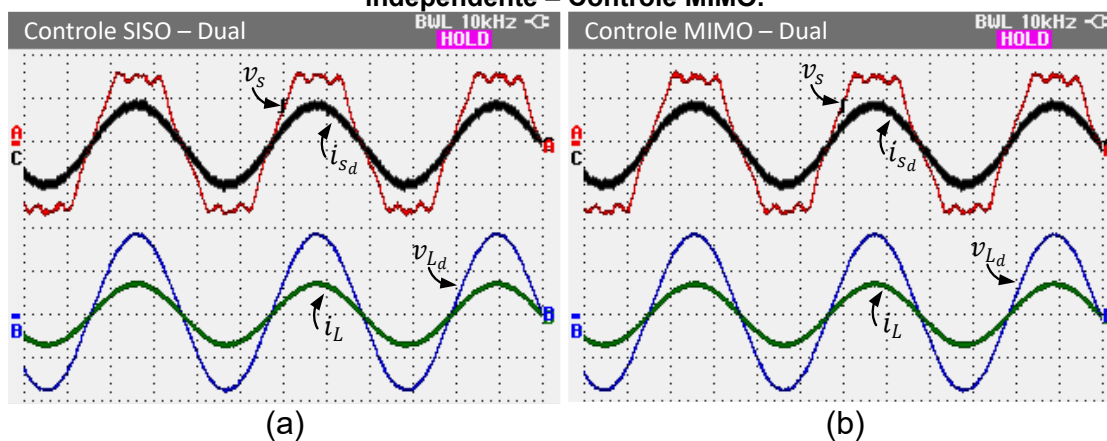
Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 3 – Rede não-senoidal e carga linear

No Caso 3, foi aplicada distorção na tensão da rede com carga linear, permitindo analisar exclusivamente a compensação dos distúrbios de tensão. A Figura

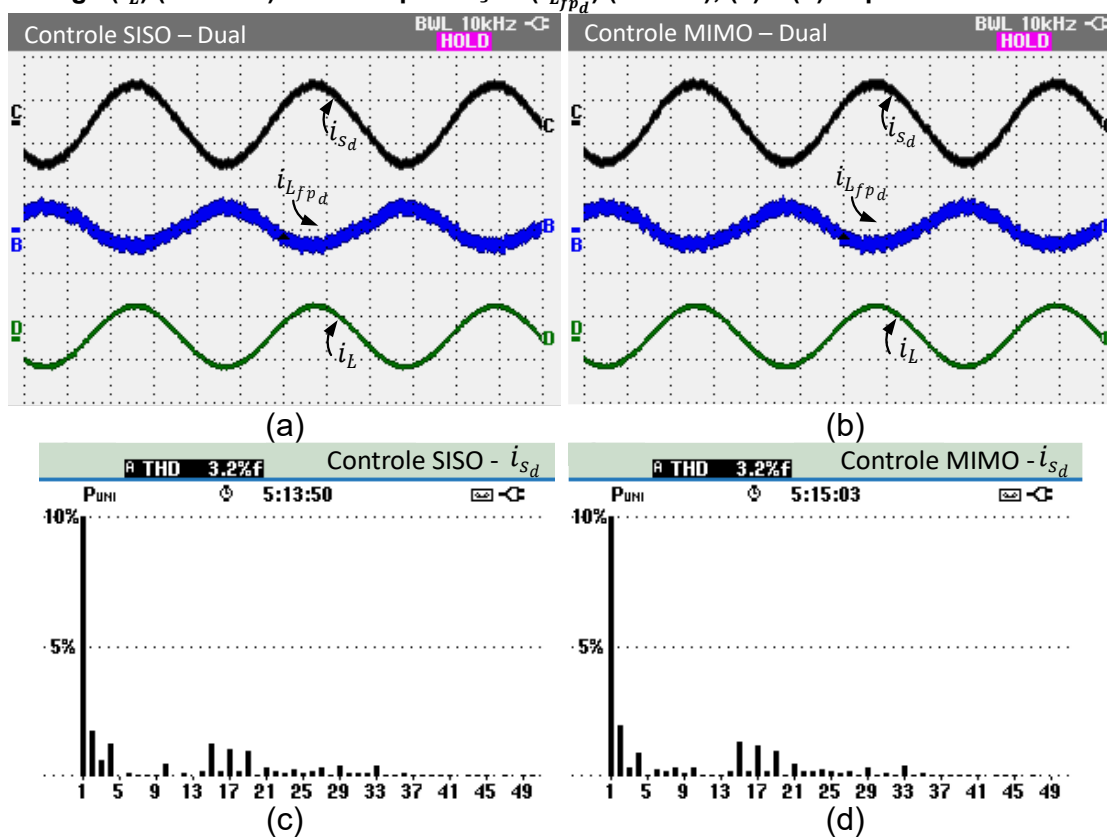
76 apresenta as tensões e correntes da rede e da carga para ambos os controladores. Observa-se que, mesmo com a presença de distorções na tensão da rede, a tensão aplicada à carga permaneceu praticamente senoidal.

Figura 76 – Resultados estáticos para o Caso 3 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes (i_{s_d} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 77 – Resultados estáticos para o Caso 3 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{s_d}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação ($i_{L_{fpd}}$) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



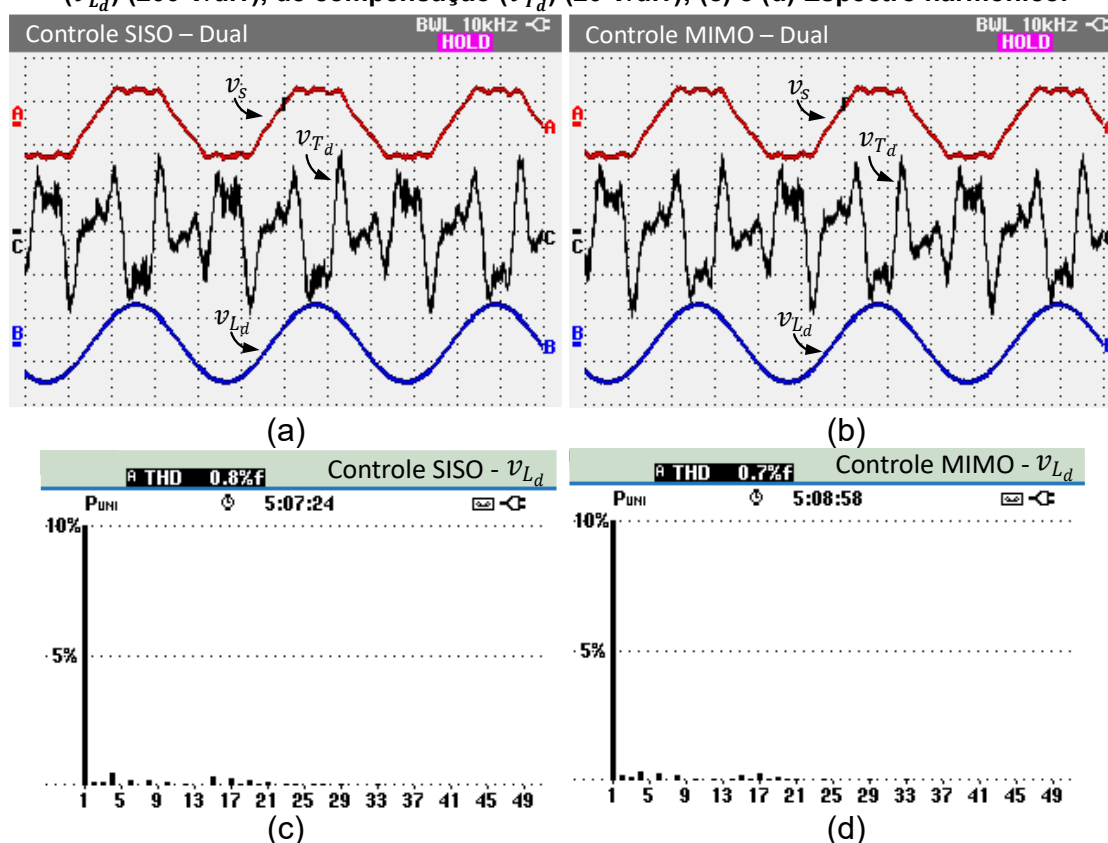
Fonte: Autoria própria (2025).

As Figuras 77 (a) e (b), apresentam a corrente da carga (i_L), a corrente de compensação ($i_{L_{fpd}}$) e a corrente compensada (i_{s_d}). Como a carga é linear, a corrente de compensação é composta predominantemente pela parcela necessária para suprir as perdas do conversor. Conforme a equação (3.8), a tensão da rede v_s influencia a equação diferencial de \hat{i}_{s_d} . Assim, sem a rejeição harmônica adequada via \hat{d}_{i_d} , a corrente da rede conteria componentes harmônicas.

No entanto, conforme evidenciado nos espectros harmônicos das Figuras 77 (c) e (d), os harmônicos foram rejeitados com sucesso por ambos os controladores, resultando em THDs de 3,2% para o controle SISO e para o controle MIMO.

Nas Figuras 78 (a) e (b), observa-se a tensão distorcida da rede (v_s), a tensão de compensação (v_{T_d}) e a tensão da carga (v_{L_d}). Os harmônicos da rede concentram-se nos terminais do transformador em série, enquanto a tensão da carga permanece senoidal, conforme a relação $v_s = v_{T_d} + v_{L_d}$. Os espectros harmônicos da tensão da carga, apresentados nas Figuras 78 (c) e (d), indicam THDs de 0,8% para o controle SISO e 0,7% para o controle MIMO.

Figura 78 – Resultados estáticos para o Caso 3 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_d}) (200 V/div), de compensação (v_{T_d}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.

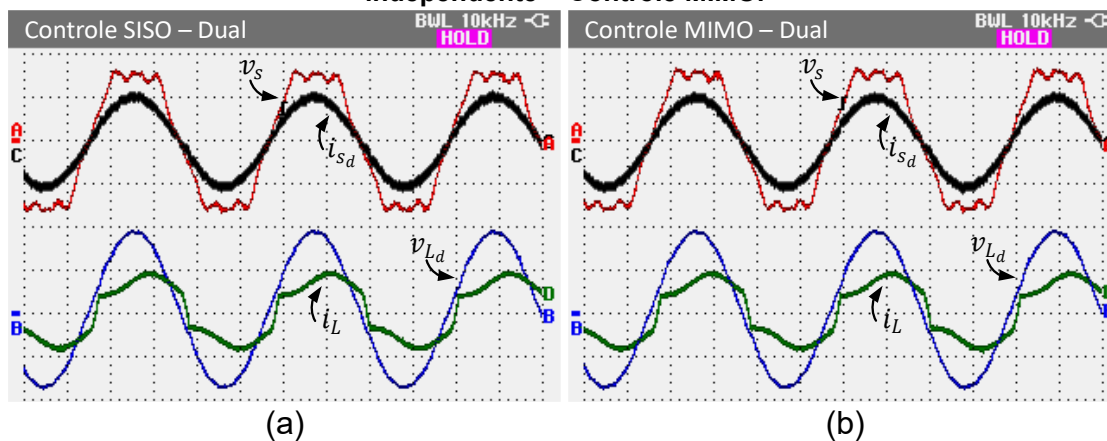


Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 4 – Rede não-senoidal e carga não linear RC+RL

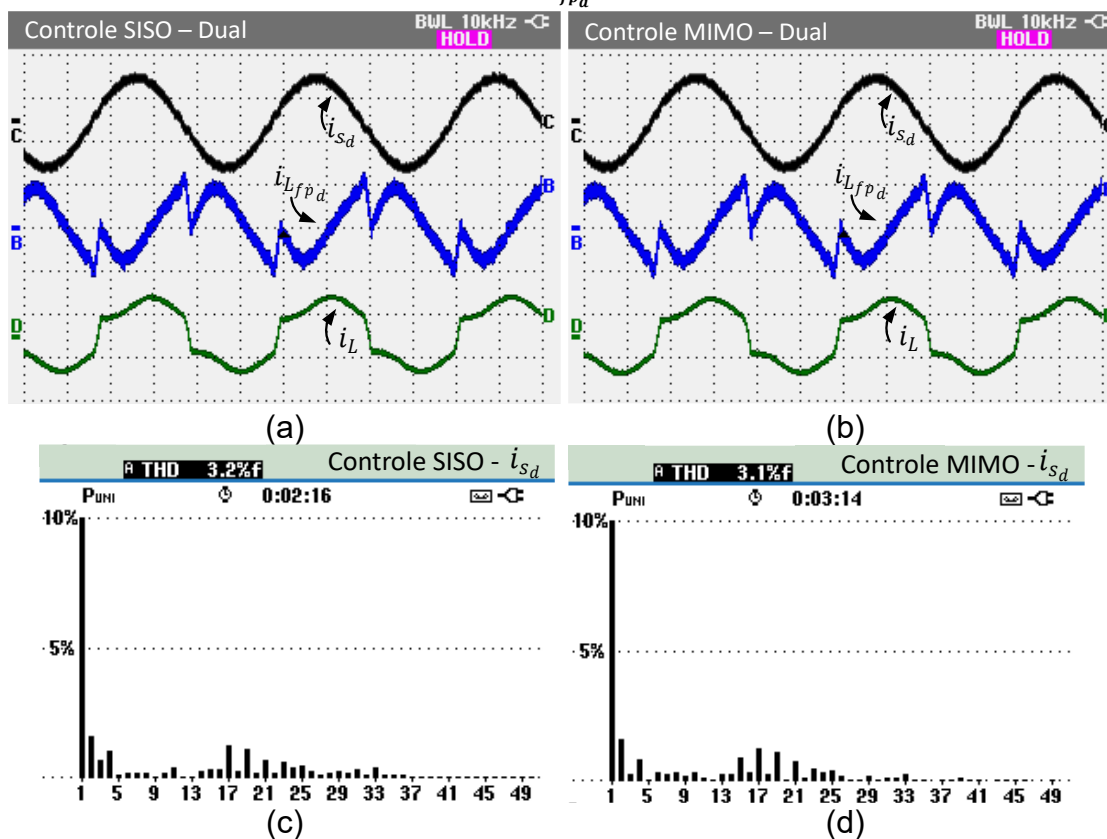
No Caso 4, foram avaliadas condições mais severas, com distorções simultâneas na tensão da rede e na corrente da carga.

Figura 79 – Resultados estáticos para o Caso 4 do D-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_d}) (100 V/div) e correntes (i_{s_d} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 80 – Resultados estáticos para o Caso 4 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{s_d}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação ($i_{L_{fpd}}$) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

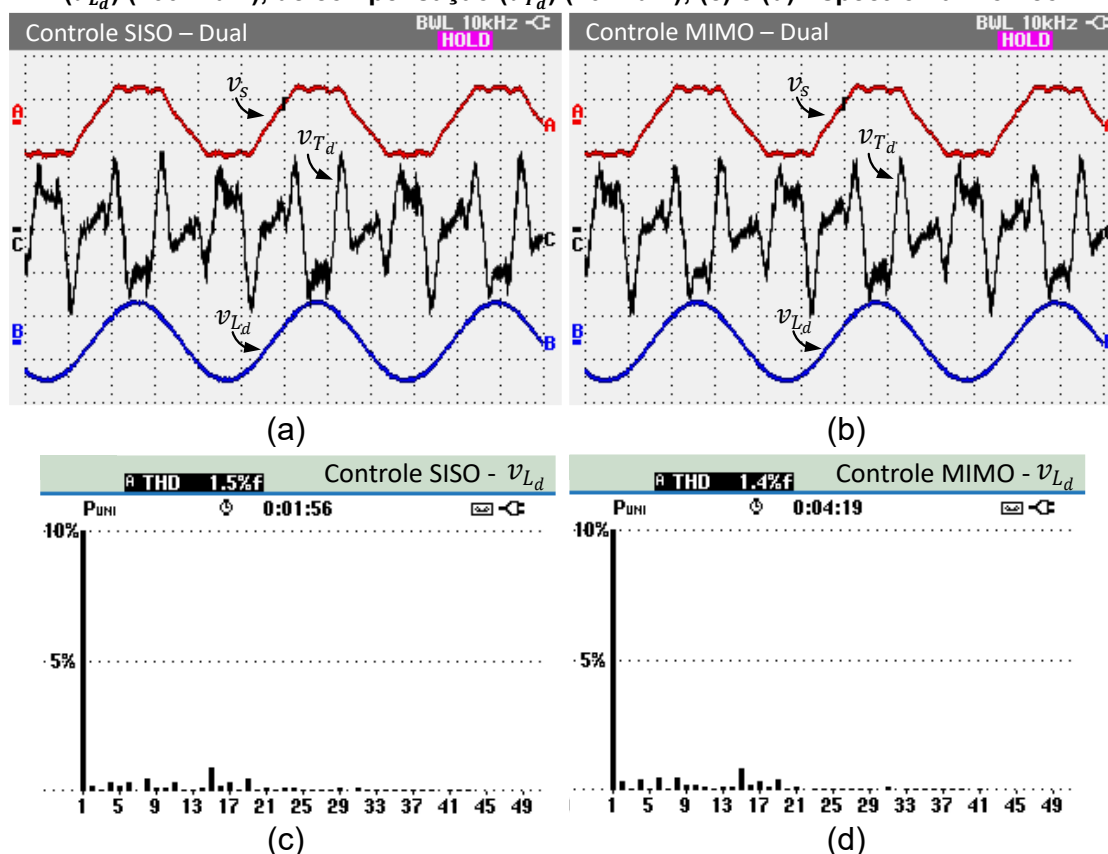
A Figura 79 apresenta as tensões e correntes do sistema, evidenciando que ambos os controladores foram capazes de rejeitar efetivamente os harmônicos. As

componentes harmônicas e reativas da corrente da carga foram direcionadas ao conversor paralelo, enquanto os harmônicos da tensão da rede permaneceram restritos ao transformador em série.

As correntes do sistema são detalhadas nas Figuras 80 (a) e (b), enquanto os espectros harmônicos da corrente da rede são apresentados nas Figuras 80 (c) e (d). Em regime permanente, os THDs obtidos foram de 3,1% para o controle MIMO e 3,2% para o controle SISO.

As tensões do sistema são apresentadas nas Figuras 81 (a) e (b), com os respectivos espectros harmônicos da tensão da carga nas Figuras 81 (c) e (d). Os THDs obtidos foram de 1,4% para o controle MIMO e 1,5% para o controle SISO, ambos dentro dos limites recomendados.

Figura 81 – Resultados estáticos para o Caso 4 do D-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_d}) (200 V/div), de compensação (v_{T_d}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

A Tabela 16 apresenta uma síntese dos valores de THD das entradas (i_L e v_s) e das saídas controladas (i_s e v_L) para os quatro casos analisados. De modo geral, observa-se que os controladores baseados no modelo MIMO apresentaram

desempenhos semelhantes ou ligeiramente superiores aos obtidos com o modelo SISO.

Embora os resultados teóricos do processo de otimização indiquem menores valores de THD da corrente da rede para o controle SISO, os resultados experimentais mostraram uma discrepância maior em relação às previsões teóricas. Em contrapartida, os resultados obtidos com o controle MIMO apresentaram maior aderência aos valores previstos na etapa de otimização, evidenciando que o modelo completo representa de forma mais fiel o comportamento real do D-UPQC.

Esses resultados comprovam a eficácia e a viabilidade prática do controle MIMO, reforçando seu potencial como alternativa mais robusta e consistente para aplicações em sistemas D-UPQC, especialmente diante das variações e complexidades inerentes a esses sistemas.

Tabela 26 – Resultados para o controle MIMO e SISO do D-UPQC.

Casos			THD_{i_L}	THD_{v_s}	THD_{i_s}	THD_{v_L}
1	Carga 1 RL+RC	Controle MIMO	37,7%	1,8%	1,8%	1,1%
	Tensão da rede senoidal	Controle SISO	37,7%	1,8%	1,8%	1,3%
2	Carga 2 RL	Controle MIMO	29,7%	1,3%	2,1%	1,0%
	Tensão da rede senoidal	Controle SISO	29,6%	1,3%	2,2%	1,1%
3	Carga 3 R	Controle MIMO	0,7%	12,6%	3,2%	0,7%
	Tensão da rede não-senoidal	Controle SISO	0,8%	12,6%	3,2%	0,8%
4	Carga 2 RL	Controle MIMO	29,6%	12,5%	3,1%	1,4%
	Tensão da rede não-senoidal	Controle SISO	29,7%	12,6%	3,2%	1,5%

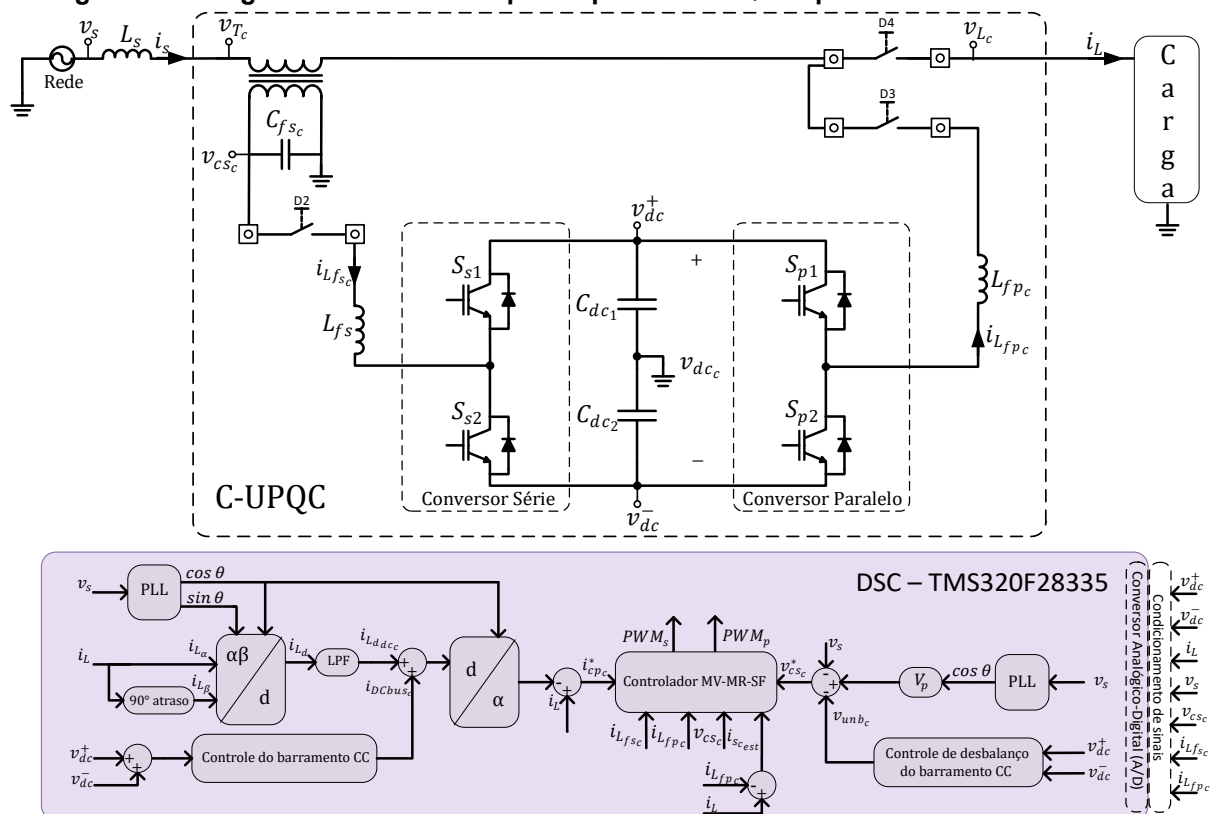
Fonte: Autoria própria (2025).

5.4 Estratégia de Compensação Ativa Convencional

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais obtidos com o C-UPQC operando sob controladores SISO e MIMO. Os resultados são organizados em análises dinâmicas e estáticas, considerando os diferentes casos de rede e carga previamente definidos.

Na Figura 82 é apresentado o diagrama em blocos da montagem do sistema do C-UPQC em laboratório, indicando o locais dos sensores e medições. Assim como no D-UPQC, o principal objetivo desta análise é demonstrar a viabilidade da aplicação de um controlador MIMO, projetado por meio do processo de otimização, no contexto do C-UPQC. Busca-se comprovar que é possível realizar o controle simultâneo das variáveis de tensão e corrente por meio de uma estrutura única de controle com realimentação multivariável. Além de validar a operação funcional e estável do sistema sob controle MIMO, os resultados obtidos evidenciam que seu desempenho é, em diversos casos, similar ou superior ao do controle SISO.

Figura 82 – Diagrama em blocos do protótipo do C-UPQC implementado em laboratório.



Fonte: Autoria própria (2025).

5.4.1 Resultados Dinâmicos

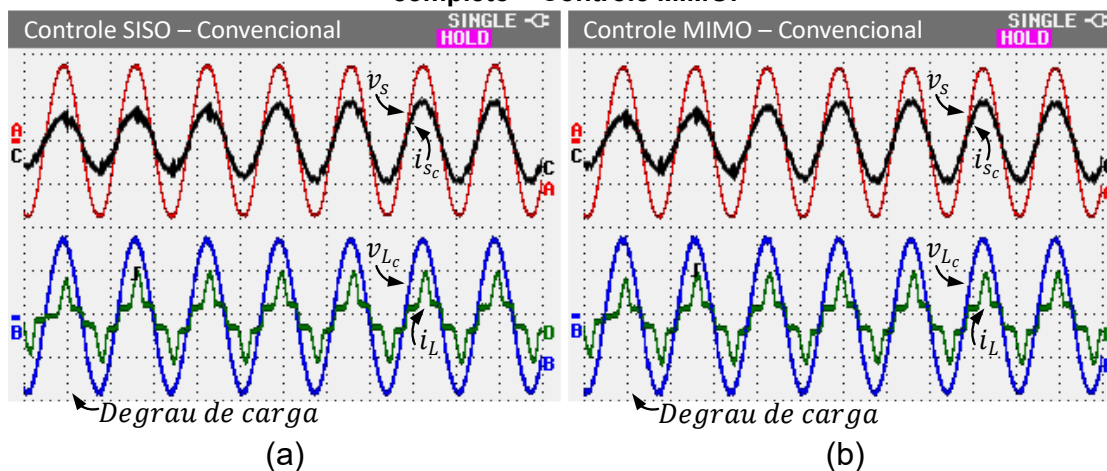
Os resultados dinâmicos são apresentados para quatro casos distintos, definidos a partir das combinações entre as condições da rede e da carga.

- Caso 1 – Rede senoidal e carga não linear RC+RL

As Figuras 83 e 84 apresentam os resultados dinâmicos do Caso 1, considerando um degrau de carga de 80%. Observa-se que ambos os controladores mantêm a estabilidade do sistema durante o transitório. No entanto, o controle MIMO apresenta resposta mais rápida na recomposição da corrente da rede, que retorna à forma senoidal em aproximadamente dois ciclos da rede, enquanto no controle SISO esse processo ocorre em cerca de três ciclos.

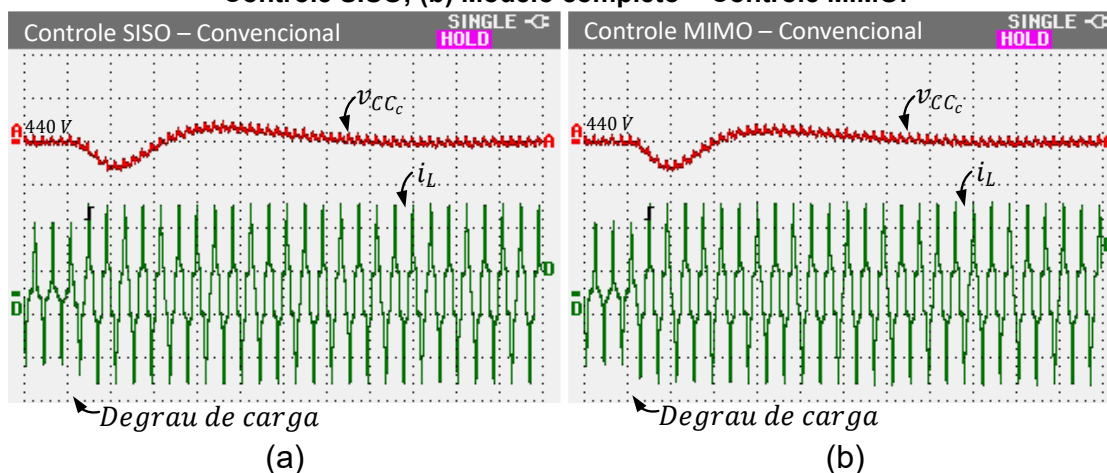
A tensão da carga permanece praticamente inalterada durante o degrau, evidenciando a adequada compensação dos distúrbios impostos pela carga não linear. O comportamento do barramento CC, mostrado na Figura 84, indica recuperação em aproximadamente 200 ms para o controle MIMO e 240 ms para o controle SISO, com dinâmica suave em ambos os casos.

Figura 83 – Resultados dinâmicos para o Caso 1 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 84 – Resultados dinâmicos para o Caso 1 do C-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CCc} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.

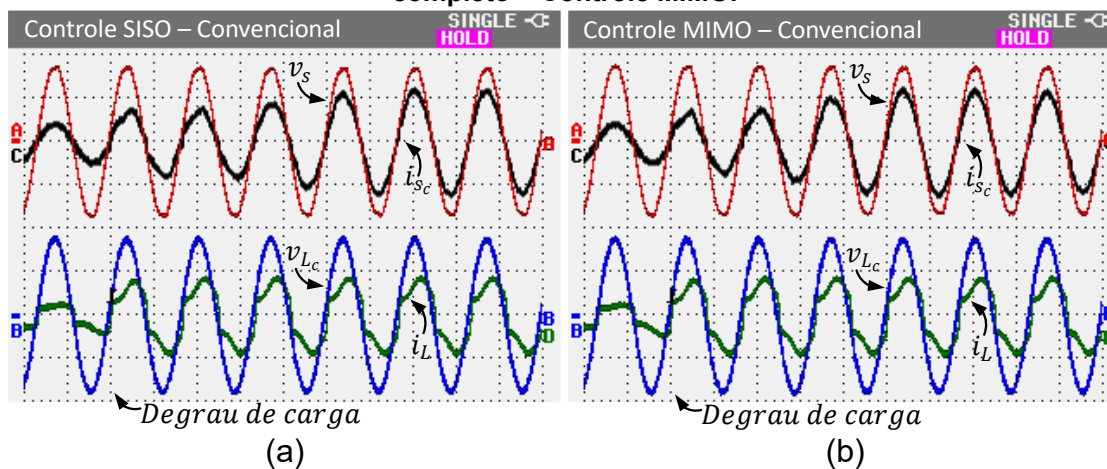


Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 2 – Rede senoidal e carga não linear RL

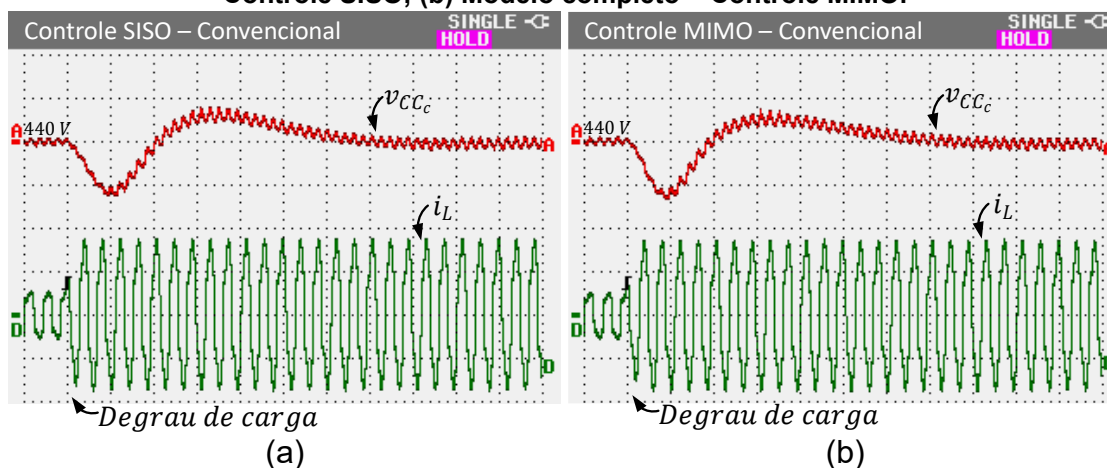
No Caso 2, apresentado nas Figuras 85 e 86, as respostas dinâmicas dos controladores são bastante semelhantes. As tensões e correntes mantêm perfis senoidais mesmo após o degrau de carga de 64%, sem oscilações ou instabilidades. O barramento CC retorna ao valor de referência em cerca de 240 ms para ambos os controles, com transitório menos severo em comparação ao Caso 1, devido à menor variação de potência impostas pela carga RL.

Figura 85 – Resultados dinâmicos para o Caso 2 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_c}) (100 V/div) e correntes (i_{s_c} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 86 – Resultados dinâmicos para o Caso 2 do C-UPQC (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC_c} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



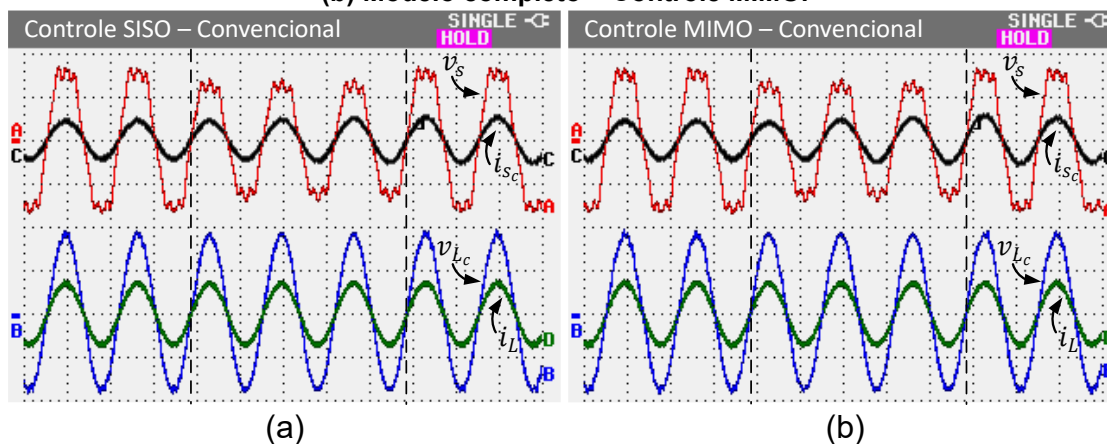
Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 3 – Rede não-senoidal e carga linear

As Figuras 87 e 88 mostram os resultados do Caso 3, no qual foi aplicado um afundamento de 80% na tensão da rede. Mesmo com a distorção da tensão de entrada, a tensão da carga permaneceu praticamente constante e senoidal durante todo o evento, com amplitude próxima de 180 V de pico. Esse comportamento evidencia a atuação efetiva do conversor série na compensação da tensão.

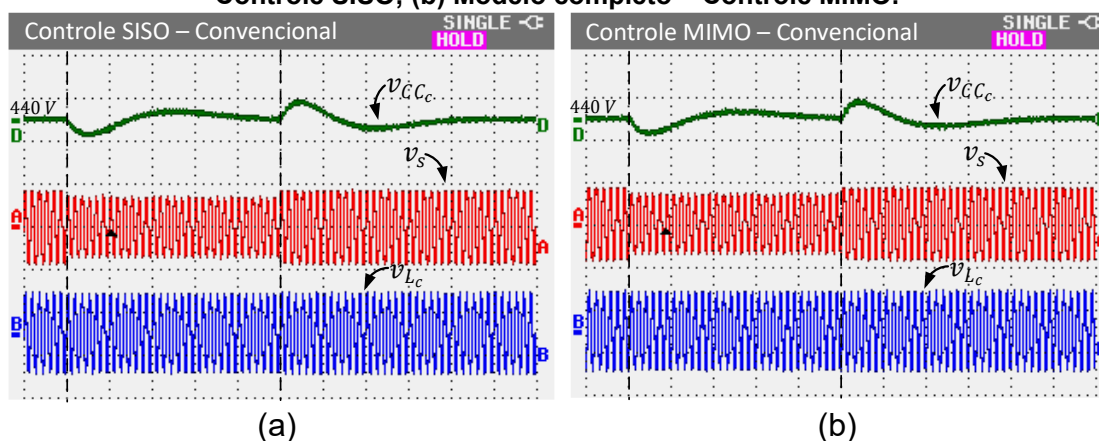
A corrente da rede aumenta de forma contínua durante o afundamento, garantindo o fornecimento da potência requerida pela carga. O barramento CC apresenta recuperação em aproximadamente 500 ms após a normalização da tensão da rede, tanto para o controle SISO quanto para o MIMO.

Figura 87 – Resultados dinâmicos para o Caso 3 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_c}) (100 V/div) e correntes i_{s_c} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 88 – Resultados dinâmicos para o Caso 3 do C-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC_c} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{L_c}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.

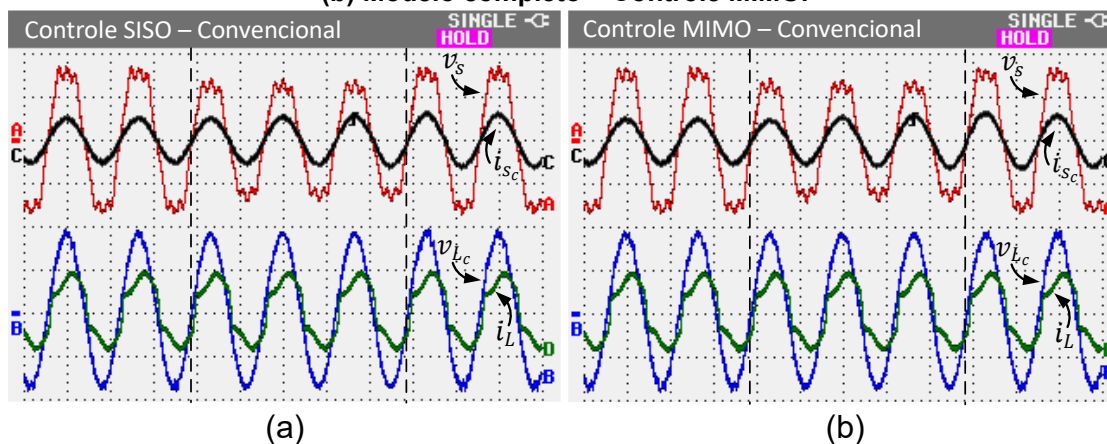


Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 4 – Rede não-senoidal e carga não linear RL

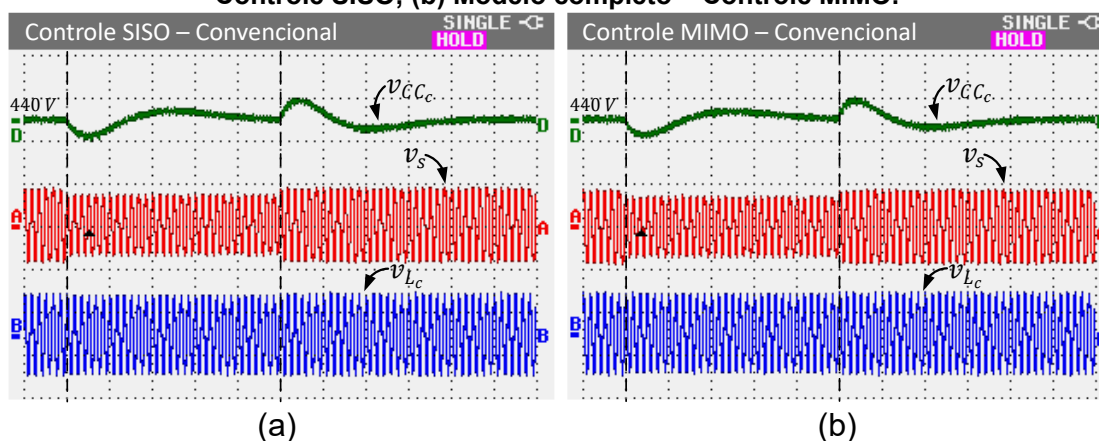
No Caso 4, apresentado nas Figuras 89 e 90, avalia-se uma condição mais severa, com distorções simultâneas na rede e na carga. Ainda assim, ambos os controladores mantêm a tensão da carga senoidal durante o afundamento de tensão. Observa-se que o sistema permanece estável mesmo com a presença de correntes harmônicas, com recuperação do barramento CC em aproximadamente 500 ms para ambos os controles.

Figura 89 – Resultados dinâmicos para o Caso 4 do C-UPQC (10 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_c}) (100 V/div) e correntes i_{s_c} (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 90 – Resultados dinâmicos para o Caso 4 do C-UPQC (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC_c} (5 V/div) e tensões (v_s e v_{L_c}) (200 V/div): (a) Modelo independente – Controle SISO; (b) Modelo completo – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

5.4.2 Resultados Estáticos

Os resultados estáticos são apresentados considerando os mesmos quatro casos analisados anteriormente.

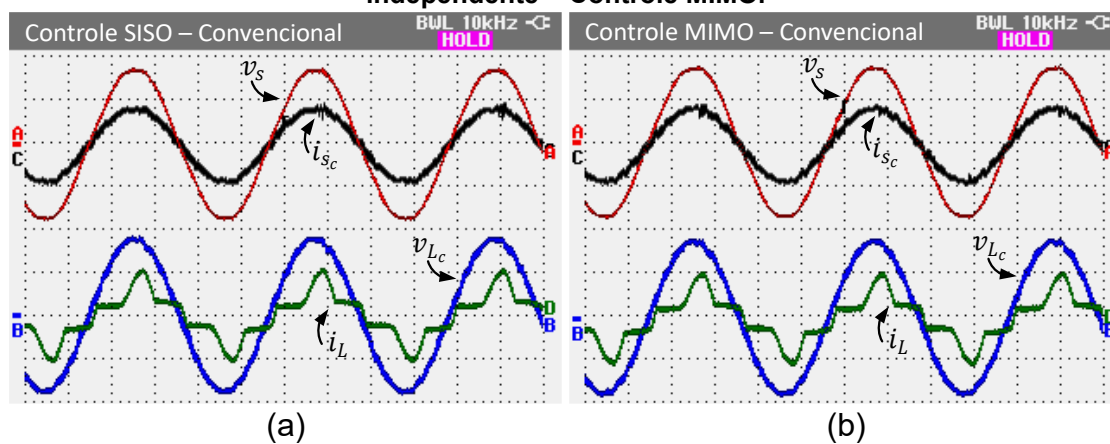
- Caso 1 – Rede senoidal e carga não linear RC+RL

A Figura 91 mostra que, em regime permanente, as tensões da carga e as correntes da rede apresentam forma senoidal para ambos os controladores. As Figuras 90 (a) e (b) evidenciam que os componentes harmônicos da corrente da carga são desviados pelo conversor paralelo, enquanto a corrente da rede é sintetizada de forma adequada.

Os espectros harmônicos das Figuras 92 (c) e (d) indicam THD de 4,5% para o controle MIMO e 4,7% para o controle SISO, ambos dentro do limite normativo.

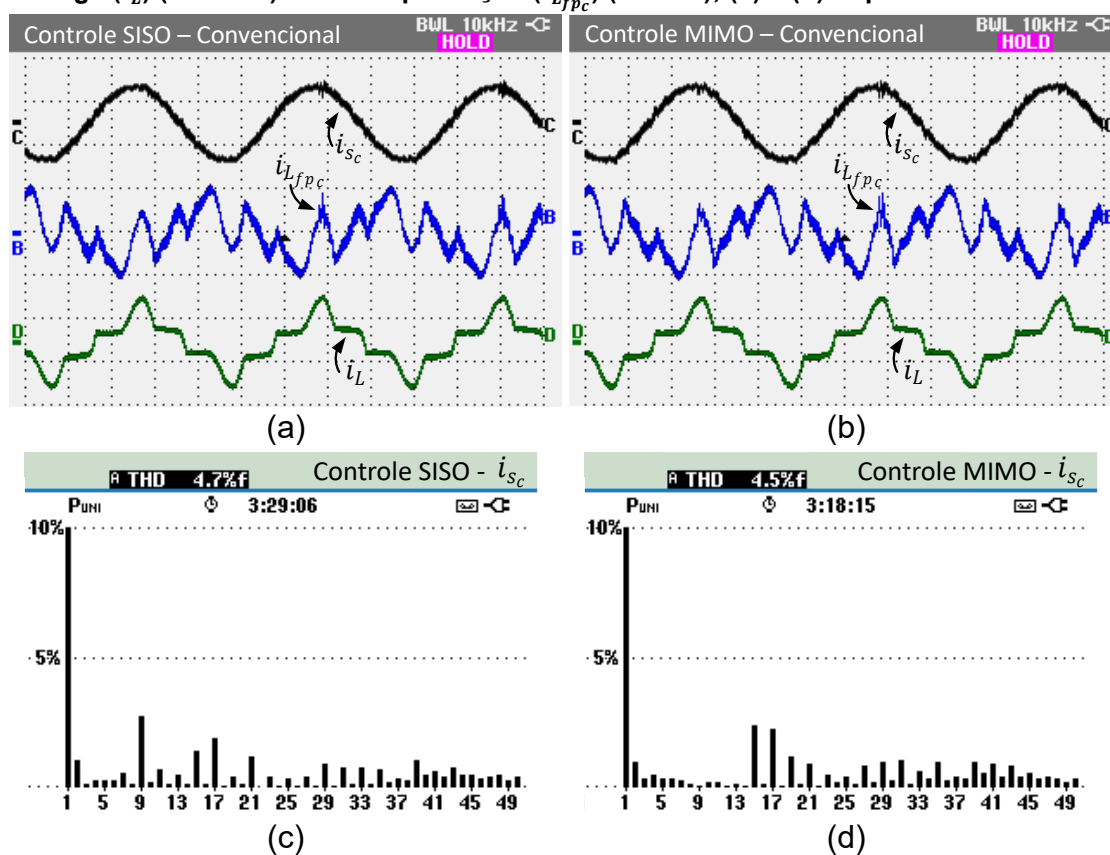
Observa-se, entretanto, maior magnitude da 9ª harmônica no controle SISO, associada à proximidade com a frequência de ressonância e às limitações do modelo independente.

Figura 91 – Resultados estáticos para o Caso 1 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

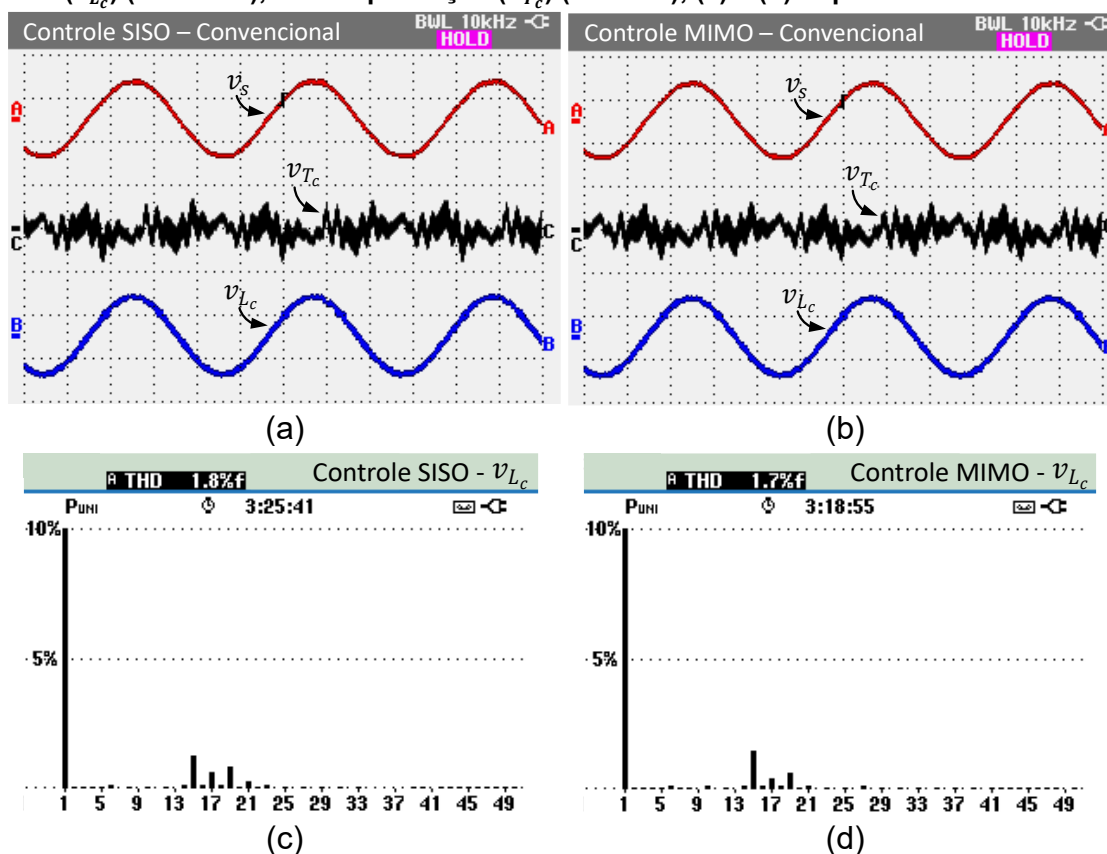
Figura 92 – Resultados estáticos para o Caso 1 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfp_c}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

As Figuras 93 (a) e (b), são mostradas as tensões de compensação, da carga e da rede elétrica. Já as Figuras 93 (c) e (d) mostram que a tensão da carga apresenta THD de 1,7% para o controle MIMO e 1,8% para o SISO, com supressão das harmônicas da 3ª à 13ª ordem, conforme previsto pelo projeto ressonante.

Figura 93 – Resultados estáticos para o Caso 1 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_c}) (200 V/div), de compensação (v_{T_c}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.

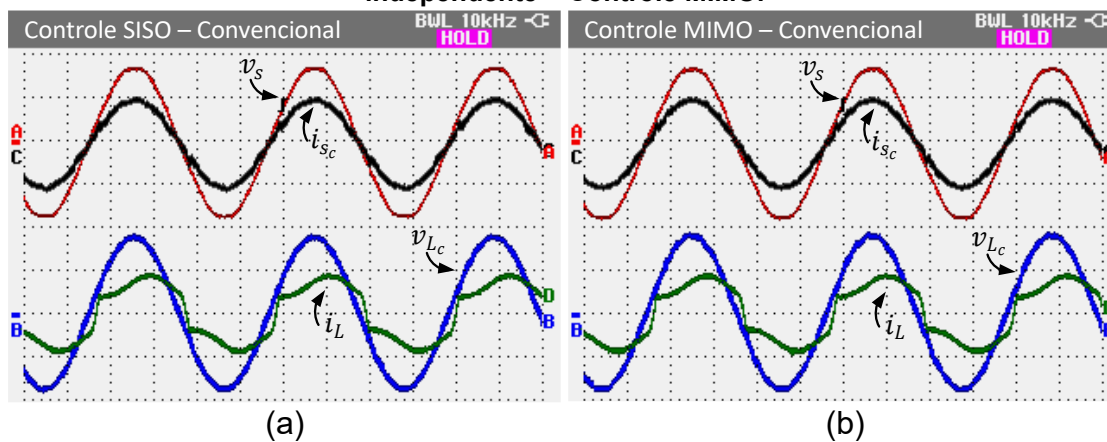


Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 2 – Rede senoidal e carga não linear RL

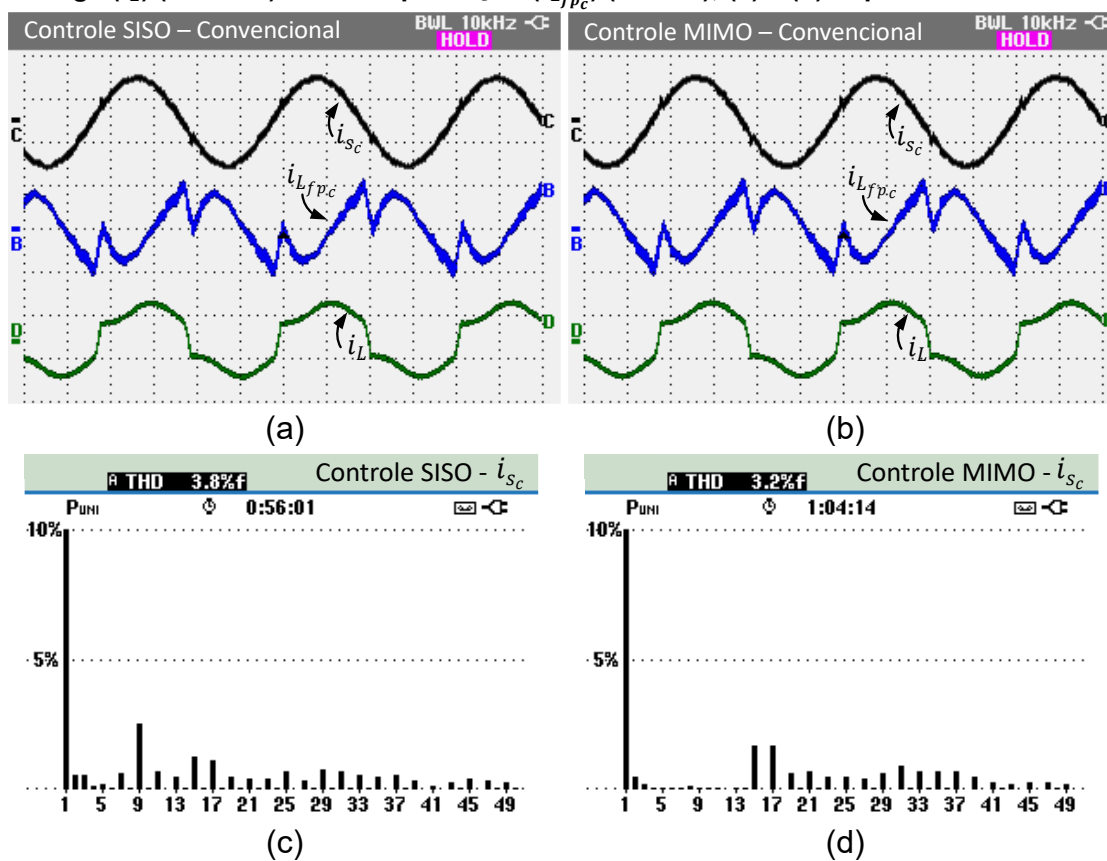
No Caso 2, apresentado nas Figuras 94 a 96, o controle MIMO apresenta redução mais acentuada das componentes harmônicas de baixa ordem e acima da 17ª ordem, resultando em THD de 3,2% na corrente da rede, enquanto o controle SISO apresenta 3,8%. Novamente, observa-se maior contribuição da 9ª harmônica no controle SISO, onde há o erro no modelo individual. As tensões da carga apresentam THDs semelhantes, de 1,4% para o MIMO e 1,5% para o SISO.

Figura 94 – Resultados estáticos para o Caso 2 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



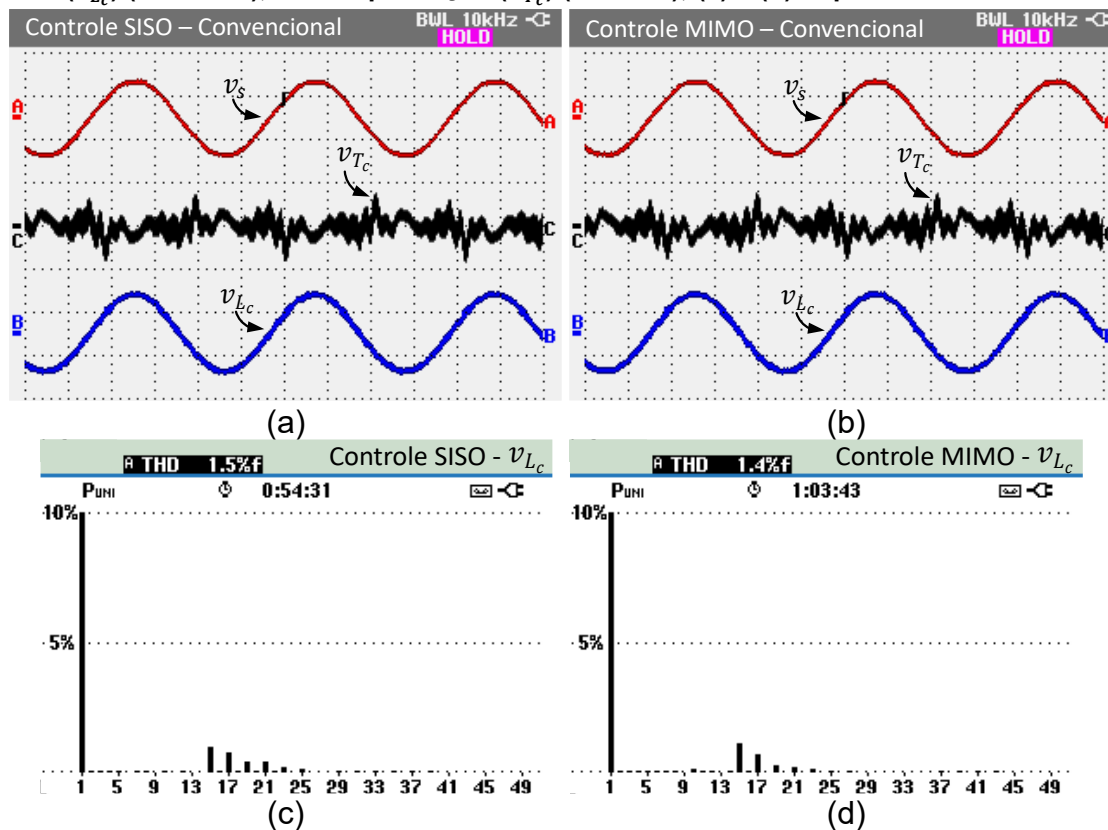
Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 95 – Resultados estáticos para o Caso 2 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{LfpC}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 96 – Resultados estáticos para o Caso 2 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{Lc}) (200 V/div), de compensação (v_{Tc}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.

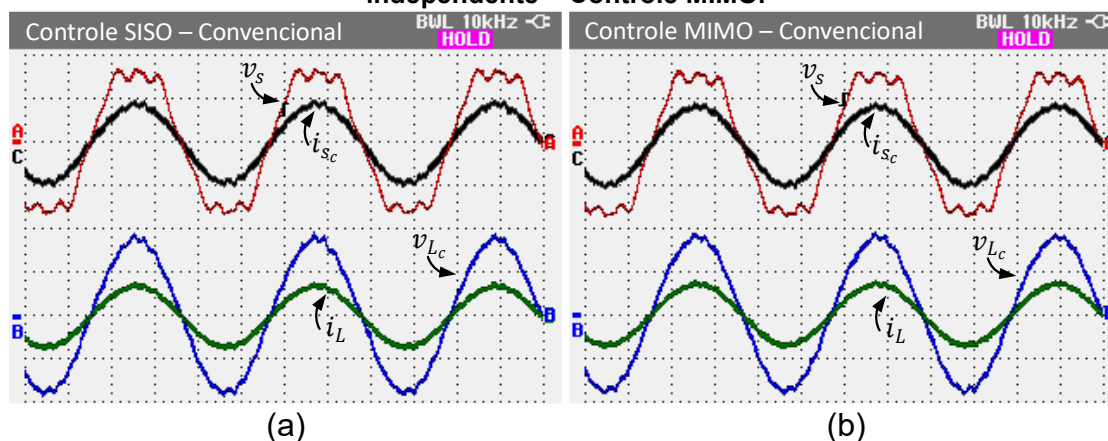


Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 3 – Rede não-senoidal e carga linear

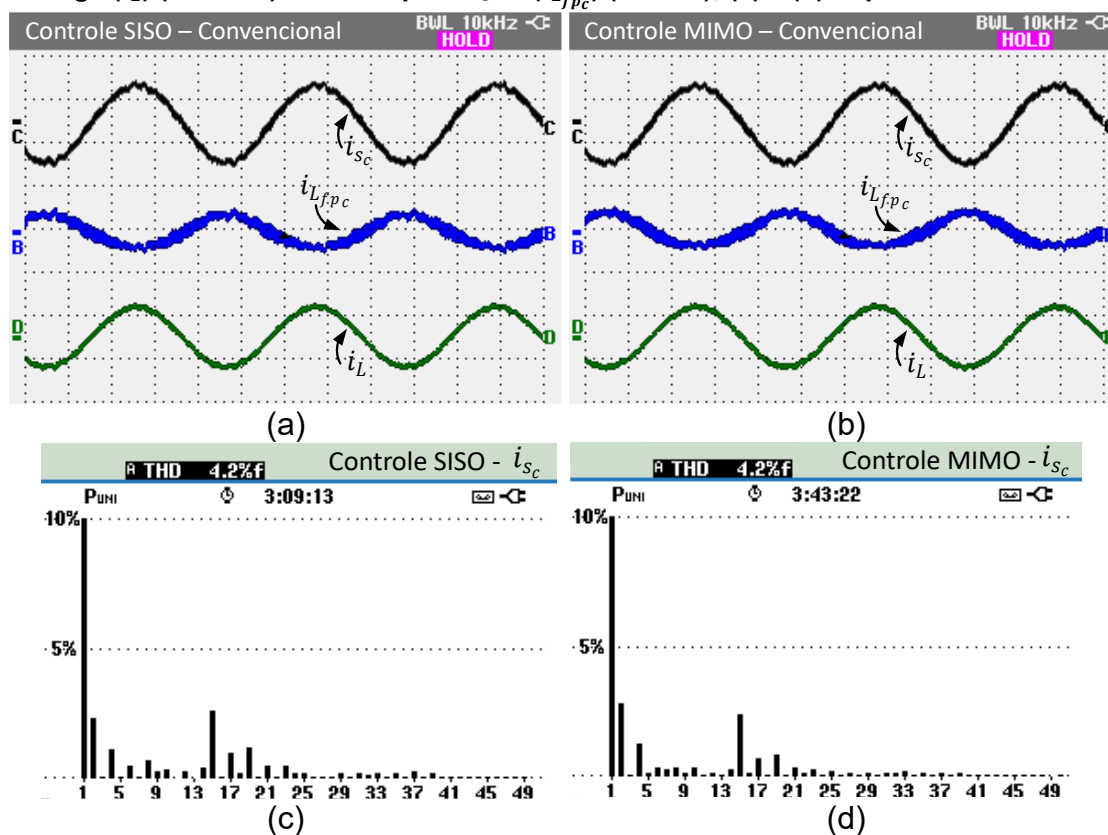
No Caso 3, foi aplicada distorção harmônica somente na tensão da rede, com o objetivo de avaliar a capacidade do C-UPQC em compensar distúrbios somente da rede. Nota-se pela Figura 97, que mesmo com a tensão da rede distorcida, os controladores mantiveram a tensão da carga com forma de onda senoidal e estável.

Figura 97 – Resultados estáticos para o Caso 3 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{Lc}) (100 V/div) e correntes (i_{sc} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

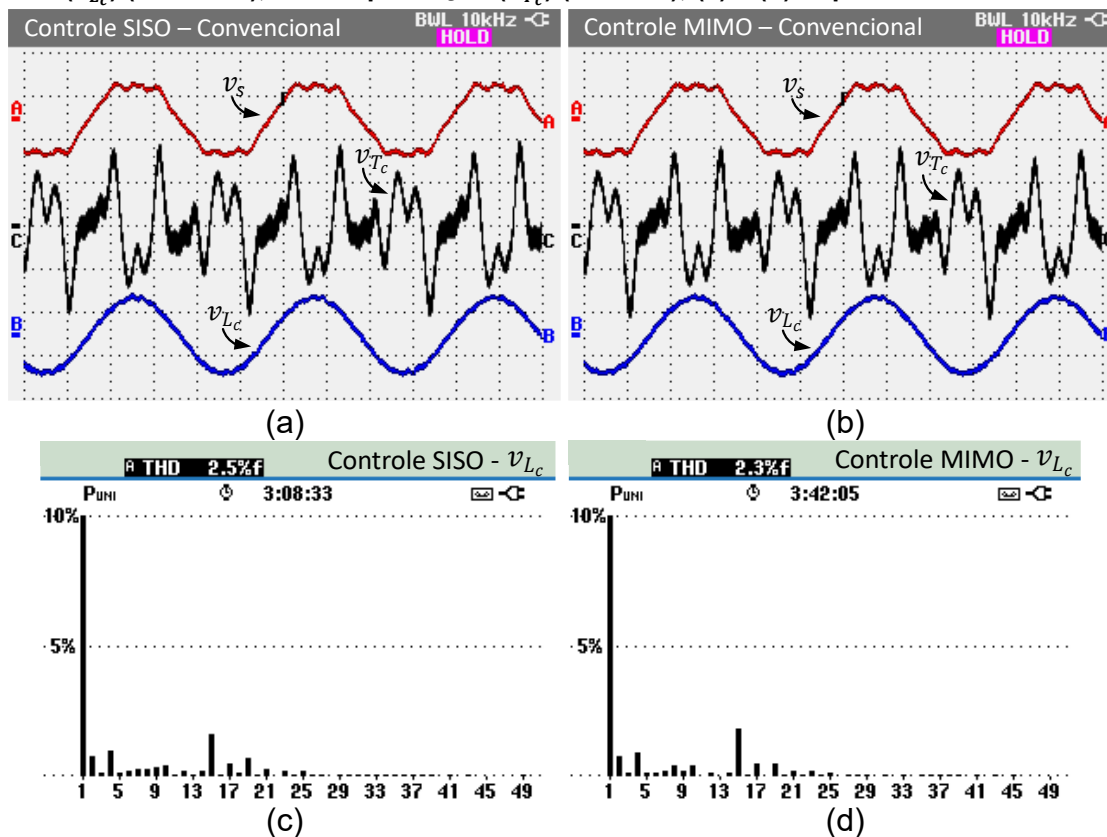
Figura 98 – Resultados estáticos para o Caso 3 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfp_c}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

Nas Figuras 98 e 99, são apresentados, respectivamente, os resultados de corrente e tensão em regime permanente. Verifica-se que a corrente de compensação é composta predominantemente pela corrente necessária para suprir as perdas do conversor, sendo que os harmônicos introduzidos pela tensão da rede foram rejeitados de forma eficaz, resultando em um THD da corrente da rede de 4,2% para ambos os controles. Em relação à tensão da carga, os espectros harmônicos indicam THD de 2,3% para o controle MIMO e 2,5% para o controle SISO, demonstrando desempenho ligeiramente superior do controle MIMO na compensação das distorções provenientes da rede.

Figura 99 – Resultados estáticos para o Caso 3 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_c}) (200 V/div), de compensação (v_{T_c}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.

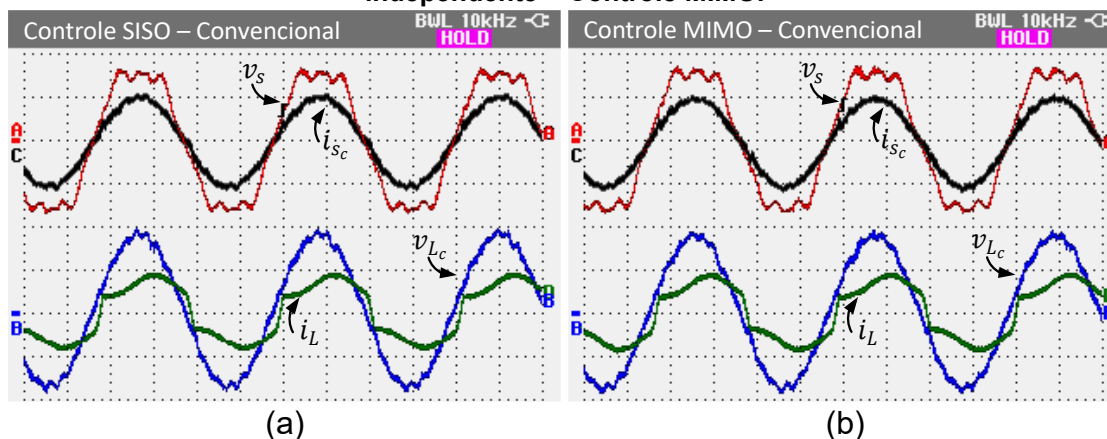


Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 4 – Rede não-senoidal e carga não linear RL

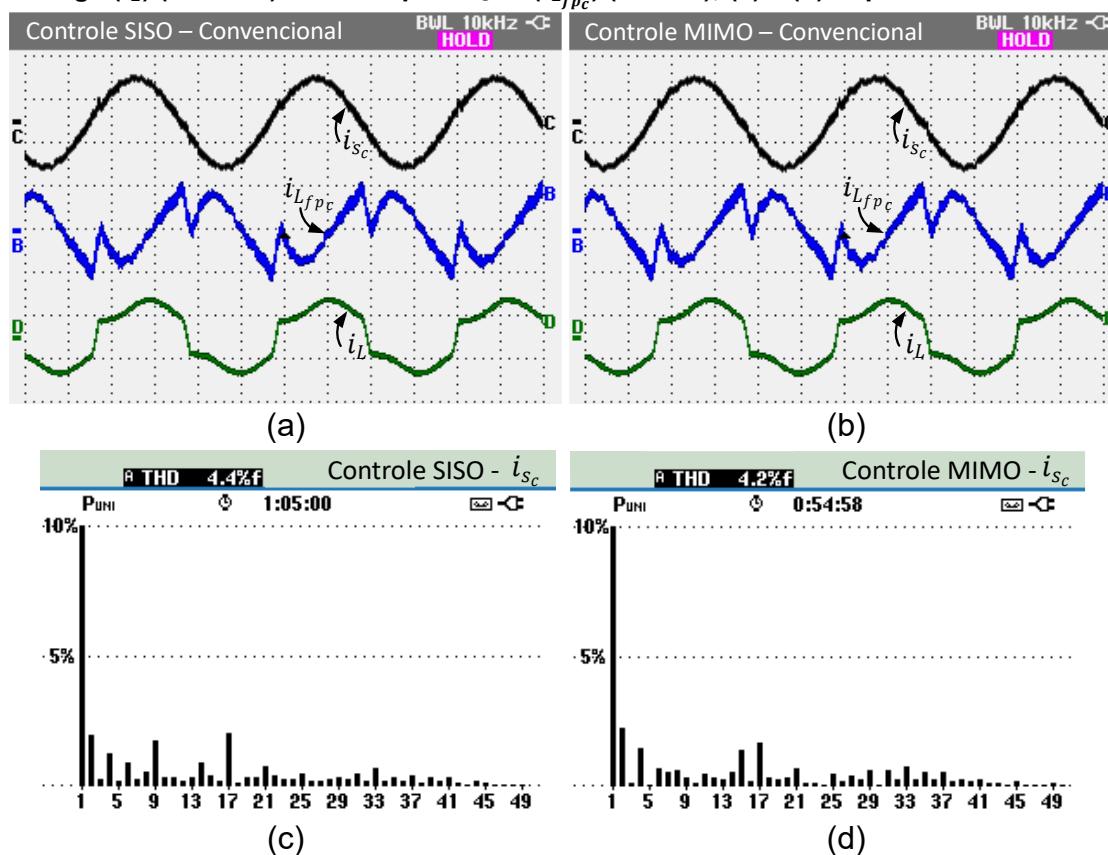
No Caso 4, foram consideradas simultaneamente distorções na tensão da rede e na corrente da carga, caracterizando uma condição de operação mais severa para o C-UPQC. A Figura 100 apresenta as tensões e correntes da rede e da carga para os controles SISO e MIMO.

Figura 100 – Resultados estáticos para o Caso 4 do C-UPQC (4 ms/div). Tensões (v_s e v_{L_c}) (100 V/div) e correntes (i_{s_c} e i_L) (10 A/div): (a) Modelo completo – Controle SISO; e (b) Modelo independente – Controle MIMO.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 101 – Resultados estáticos para o Caso 4 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Correntes da rede (i_{sc}), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação ($i_{L_{fpc}}$) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.

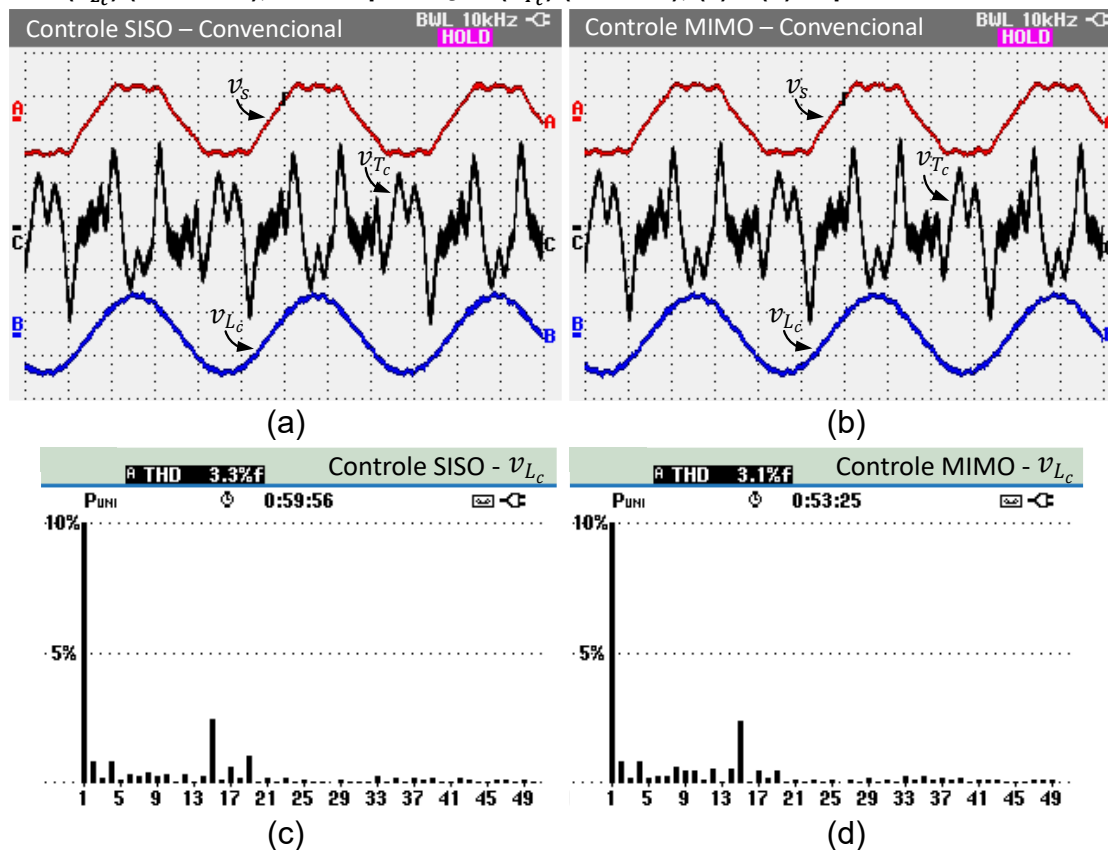


Fonte: Autoria própria (2025).

As correntes e seus respectivos espectros harmônicos são apresentados na Figura 101, onde se verifica que a corrente da rede apresenta THD de 4,2% para o controle MIMO e 4,4% para o controle SISO, ambos abaixo do limite estabelecido pela norma IEEE 519. Nota-se, novamente, a presença de maior magnitude da 9ª harmônica no controle SISO, associada à limitação do modelo independente próximo à frequência de ressonância. As tensões e seus espectros, mostrados na Figura 102, indicam THD da tensão da carga de 3,1% para o MIMO e 3,3% para o SISO, confirmando o desempenho ligeiramente superior do controle MIMO em condições de distúrbios simultâneos na rede e na carga.

A Tabela 27 consolida os valores de THD obtidos nos quatro casos analisados. Os resultados indicam que o controle MIMO apresenta, de forma consistente, desempenho igual ou superior ao controle SISO, especialmente na corrente da rede.

Figura 102 – Resultados estáticos para o Caso 4 do C-UPQC (4 ms/div). Modelo completo – Controle SISO e Modelo independente – Controle MIMO: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_c}) (200 V/div), de compensação (v_{T_c}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

Além disso, os resultados experimentais do controle MIMO apresentam maior coerência com os valores previstos na etapa de otimização, evidenciando que o modelo completo representa de forma mais fiel o comportamento real do C-UPQC.

Tabela 27 – Resultados para o controle MIMO e SISO do C-UPQC.

Casos			THD_{i_L}	THD_{v_s}	THD_{i_s}	THD_{v_L}
1	Carga 1 RL+RC	Controle MIMO	37,7%	1,9%	4,5%	1,7%
	Tensão da rede senoidal	Controle SISO	37,7%	1,8%	4,7%	1,8%
2	Carga 2 RL	Controle MIMO	20,4%	1,9%	3,2%	1,4%
	Tensão da rede senoidal	Controle SISO	20,5%	1,9%	3,8%	1,5%
3	Carga 3 R	Controle MIMO	2,4%	12,5%	4,2%	2,3%
	Tensão da rede não-senoidal	Controle SISO	2,3%	12,6%	4,2%	2,5%
4	Carga 2 RL	Controle MIMO	20,5%	12,5%	4,2%	3,1%
	Tensão da rede não-senoidal	Controle SISO	20,5%	12,5%	4,4%	3,3%

Fonte: Autoria própria (2025).

5.5 Considerações Parciais

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais do UPQC monofásico operando sob as estratégias de compensação ativa dual e convencional, considerando controladores SISO e MIMO. Os resultados foram organizados em quatro casos distintos, definidos a partir de diferentes combinações entre condições

de rede e carga, possibilitando a avaliação do desempenho do sistema frente a distúrbios tanto na tensão da rede quanto na corrente da carga.

A análise dos resultados dinâmicos e estáticos evidenciou que, em todos os cenários avaliados, o controle MIMO apresentou operação estável, adequada regulação das variáveis de interesse e capacidade eficaz de rejeição de distúrbios. De modo geral, os desempenhos obtidos com o controle MIMO foram equivalentes ou superiores aos observados com o controle SISO, especialmente nos casos em que o acoplamento entre os conversores série e paralelo se torna mais significativo.

As Tabelas 16 e 27 sintetizam os valores das distorções harmônicas totais (THD) obtidos para as entradas do sistema (i_L e v_s) e das variáveis de interesse (i_s e v_L) para a estratégia dual e convencional, respectivamente. Observa-se que, do ponto de vista experimental, o controle MIMO apresentou, na maioria dos casos, menores níveis de THD, particularmente na corrente da rede, quando comparado ao controle SISO. Embora os resultados teóricos do processo de otimização indicassem valores inferiores de THD para o controle SISO, essa tendência não se confirmou experimentalmente. Os resultados obtidos com o controle MIMO mostraram maior aderência aos valores previstos na etapa de otimização, evidenciando que o modelo completo representa de forma mais fiel o comportamento real do sistema, enquanto o modelo independente apresenta limitações nessa reprodução.

Dessa forma, os resultados experimentais comprovam a viabilidade prática e a eficácia do controlador multivariável por realimentação de estados multirressonante (MV-MR-SF) aplicado ao UPQC, tanto na estratégia de compensação ativa dual quanto na convencional. Além de manter desempenho dinâmico e estático satisfatório, o controle MIMO permite a utilização de uma estrutura única de controle capaz de lidar adequadamente com o acoplamento inerente entre os conversores série e paralelo.

Com base nesses resultados, torna-se justificável a adoção do controle MIMO como referência para a comparação direta entre as estratégias de compensação ativa dual e convencional, a ser realizada no capítulo seguinte. Essa escolha permite que a análise foque exclusivamente nas diferenças entre as estratégias de compensação, mantendo fixa a estrutura de controle e garantindo maior coerência e clareza na avaliação comparativa.

6 COMPARAÇÃO ENTRE O UPQC DUAL E O UPQC CONVENCIONAL PELOS MODELOS MULTIVARIÁVEIS

A comparação entre o UPQC operando com a estratégia de compensação dual e a estratégia convencional é realizada em duas etapas complementares. A primeira consiste nas análises matemáticas das respostas em frequência a partir dos modelos multivariáveis completos. A segunda envolve as avaliações dos resultados experimentais do UPQC operando com controle MIMO em ambas as estratégias.

Na primeira etapa, são analisadas as respostas em frequência em malha aberta, com foco na relação entre as variáveis de interesse e os distúrbios do sistema. Em seguida, são avaliadas as respostas em frequência em malha fechada, considerando tanto o comportamento das variáveis de saída em relação às referências quanto a resposta dessas variáveis frente aos distúrbios. Por fim, analisa-se o desempenho das duas estratégias frente à variação da impedância da rede. A segunda etapa baseia-se nos resultados experimentais, abrangendo tanto o desempenho dinâmico quanto o regime permanente do controle MIMO aplicado às duas estratégias de compensação.

Para essa análise, utilizam-se os modelos matemáticos completos do D-UPQC e do C-UPQC, descritos pelas equações (3.8) e (4.9), respectivamente, e rerepresentados a seguir:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Lfpd} \\ \hat{v}_{Ld} \\ \dot{\hat{i}}_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{Md}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Lfpd}}{L_{fpd}} & -\frac{1}{L_{fpd}} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{L_d} & -\frac{R_d}{L_d} \end{bmatrix}}_{A_{Md}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpd} \\ \hat{v}_{Ld} \\ \hat{i}_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{Md}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2L_{fpd}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{2nL_d} \end{bmatrix}}_{B_{Md}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{vd} \\ \hat{d}_{id} \end{bmatrix}}_{u_{Md}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{fpd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}}_{B_{Mwd}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix}}_{u_{Mwd}} \quad (6.1)$$

$$\hat{y}_{Md} = \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_{Ld} \\ \hat{i}_{sd} \end{bmatrix}}_{y_{Md}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{Md}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpd} \\ \hat{v}_{Ld} \\ \hat{i}_{sd} \end{bmatrix}}_{x_{Md}}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Lfpce} \\ \dot{\hat{i}}_{sc} \\ \dot{\hat{i}}_{Lfsce} \\ \hat{v}_{csc} \end{bmatrix}}_{x_{Mc}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L - R_{Lfpce}}{L_{fpce}} & -\frac{R_L}{L_{fpce}} & 0 & 0 \\ \frac{R_L}{L_c} & \frac{-R_L - R_c}{L_c} & 0 & -\frac{1}{nL_c} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lfsce}}{L_{fsce}} & \frac{1}{L_{fsce}} \\ 0 & \frac{n^3}{C_{fsce}} & -\frac{n^4}{C_{fsce}} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{Mc}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpce} \\ \hat{i}_{sc} \\ \hat{i}_{Lfsce} \\ \hat{v}_{csc} \end{bmatrix}}_{x_{Mc}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{V_{dc}}{2L_{fpce}} \\ 0 & 0 \\ \frac{V_{dc}}{2L_{fsce}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{Md}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{d}_{vc} \\ \hat{d}_{ic} \end{bmatrix}}_{u_{Md}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_L}{L_{fpce}} & 0 \\ \frac{R_L}{L_c} & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{Mwc}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix}}_{u_{Mwc}} \quad (6.2)$$

$$\hat{y}_{Mc} = \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_{csc} \\ \hat{i}_{Lfpce} \end{bmatrix}}_{y_{Mc}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_{Mc}} \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpce} \\ \hat{i}_{sc} \\ \hat{i}_{Lfsce} \\ \hat{v}_{csc} \end{bmatrix}}_{x_{Mc}}$$

A partir dessas representações em espaço de estados, observa-se que o C-UPQC apresenta uma variável de estado adicional em relação ao D-UPQC. Essa diferença decorre da presença do capacitor C_{fs_c} , responsável por desacoplar as indutâncias da rede e do conversor série, exigindo a modelagem independente das correntes associadas a esses elementos.

Do ponto de vista do controle por realimentação de estados, essa característica implica maior complexidade no projeto do controlador, demandando maior carga computacional, um número superior de sensores ou, alternativamente, a implementação de observadores de estado para reconstrução das variáveis não mensuráveis.

6.1 Análise das Respostas em Frequência dos modelos completos

Para avaliar a capacidade intrínseca do UPQC em rejeitar harmônicos, é necessário obter as representações das variáveis de interesse em função dos distúrbios do sistema, considerando apenas as impedâncias do próprio UPQC. Nesse contexto, as matrizes C_{M_c} e D_{M_c} do C-UPQC são reescritas de modo que as saídas correspondam à corrente da rede e à tensão da carga, conforme apresentado a seguir:

$$\hat{y}_{M_{c_i}} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{L_c} \\ \hat{i}_{s_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_L & R_L & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fpc}} \\ \hat{i}_{s_c} \\ \hat{i}_{L_{fsc}} \\ \hat{v}_{csc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_s \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Dessa forma, obtém-se um conjunto comum de funções de transferência para o D-UPQC e o C-UPQC, definido como:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_L \\ \hat{I}_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{LL} & H_{vv} \\ H_{ii} & Y_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_L \\ \hat{V}_S \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

6.1.1 Respostas em Frequência de malha aberta

Os principais distúrbios atuantes no UPQC são a corrente da carga e a tensão da rede. Como o objetivo fundamental do filtro ativo é mitigar os harmônicos associados a essas grandezas, a análise em malha aberta permite avaliar a capacidade das próprias impedâncias do sistema em atenuar componentes harmônicas acima da frequência fundamental.

Para uma comparação justa entre as estratégias, foram adotados os mesmos valores para os filtros de tensão (LC) e de corrente (L), aplicados ao conversor

correspondente à estratégia de compensação. As respostas em frequência obtidas a partir dessas considerações são apresentadas na Figura 103.

Na Figura 103 (a), a função de transferência $Z_{LL}(s)$ relaciona a corrente da carga à tensão da carga. Observa-se que ambas as estratégias apresentam ressonância na mesma frequência, indicando que os polos complexos dominantes estão associados à dinâmica comum dos filtros do sistema. As diferenças observadas não decorrem da posição dos polos, mas da presença e da disposição dos zeros complexos. No C-UPQC, um zero complexo adicional modifica a forma da resposta na vizinhança da ressonância. Em altas frequências, o D-UPQC apresenta decaimento progressivo da magnitude, enquanto o C-UPQC tende a manter níveis de ganho mais elevados, indicando menor atenuação intrínseca.

A função de transferência $H_{vv}(s)$, apresentada na Figura 103 (b), expressa o quanto da tensão distorcida da rede é transmitido para a tensão da carga. Em baixas frequências, ambas as estratégias apresentam comportamento semelhante. Na região de ressonância, as diferenças novamente estão associadas à ação dos zeros. Em altas frequências, o D-UPQC apresenta atenuação contínua das componentes harmônicas, enquanto o C-UPQC mantém ganho aproximadamente constante, sem decaimento significativo.

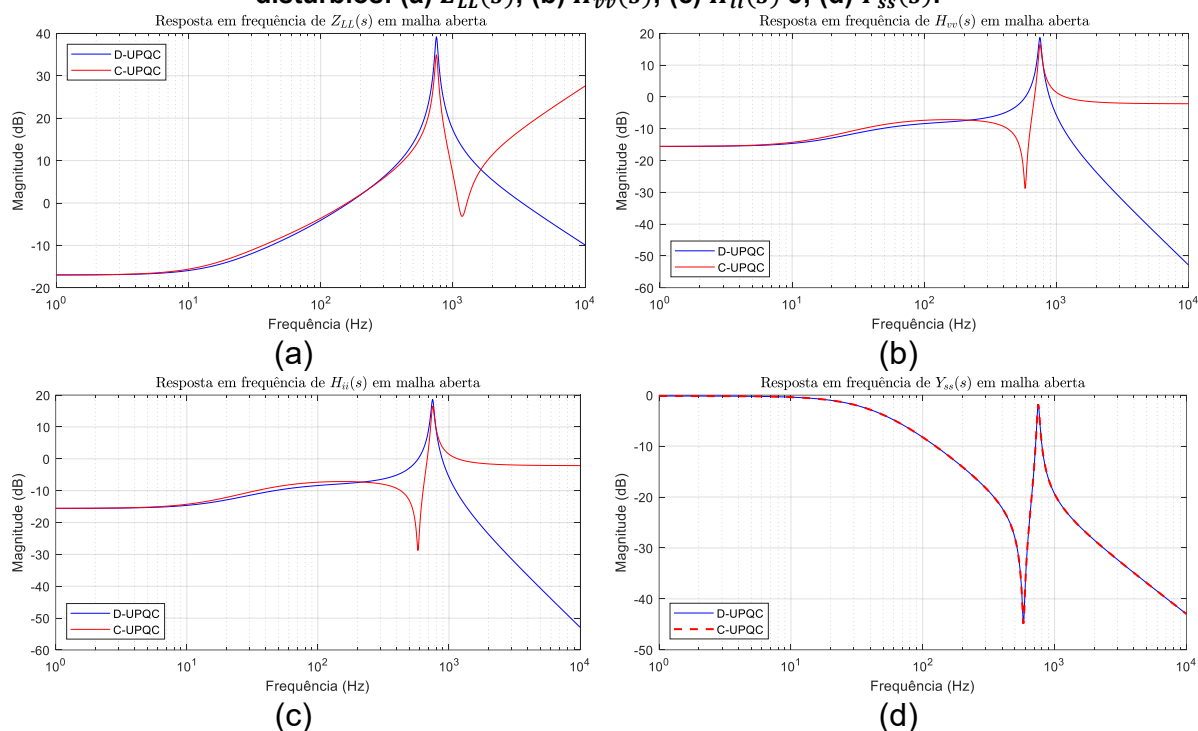
A Figura 103 (c) apresenta a função de transferência $H_{ii}(s)$, que relaciona a corrente da carga à corrente da rede. Assim como nas funções anteriores, as estratégias apresentam ressonância na mesma frequência. Após essa região, o D-UPQC apresenta maior atenuação das componentes de alta frequência, enquanto o C-UPQC mantém comportamento praticamente estável, com menor capacidade de filtragem.

Por fim, a função de transferência $Y_{ss}(s)$, ilustrada na Figura 103 (d), representa a influência da tensão da rede sobre a corrente da rede. Observa-se que as respostas do D-UPQC e do C-UPQC praticamente se sobrepõem em toda a faixa analisada, indicando comportamento dinâmico equivalente para essa relação específica.

De forma geral, a análise das funções de transferência em malha aberta indica que as frequências de ressonância são essencialmente as mesmas para o D-UPQC e o C-UPQC, uma vez que os polos complexos dominantes decorrem dos mesmos valores de filtros adotados em ambas as estratégias. As diferenças observadas nas respostas em frequência estão associadas exclusivamente à estratégia de

compensação empregada, decorrendo principalmente da presença e da posição dos zeros complexos, que modificam o comportamento do sistema na vizinhança da ressonância, bem como do desempenho em altas frequências.

Figura 103 – Resposta em frequência de malha aberta do D-UPQC e C-UPQC para entrada dos distúrbios: (a) $Z_{LL}(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) $Y_{ss}(s)$.



Fonte: Autoria própria (2025).

No D-UPQC, observa-se de forma consistente um decaimento da magnitude após a ressonância, promovendo maior atenuação das componentes de alta frequência. Esse comportamento está diretamente associado à presença do capacitor C_{fpa} no conversor paralelo. Como a impedância capacitiva diminui com o aumento da frequência, conforme $X_C = 1/(2\pi fC)$, a tensão no capacitor, correspondente à tensão da carga v_L , é naturalmente reduzida em altas frequências, contribuindo para a filtragem das componentes harmônicas elevadas.

No C-UPQC, por sua vez, o comportamento depende da variável analisada, uma vez que o capacitor de filtragem está localizado no conversor série, não atuando diretamente sobre a tensão da carga. Assim, observa-se comportamento estável em altas frequências em $H_{vv}(s)$ e $H_{ii}(s)$, ou mesmo amplificação localizada, como em $Z_{LL}(s)$, evidenciando menor atenuação intrínseca em comparação à estratégia dual.

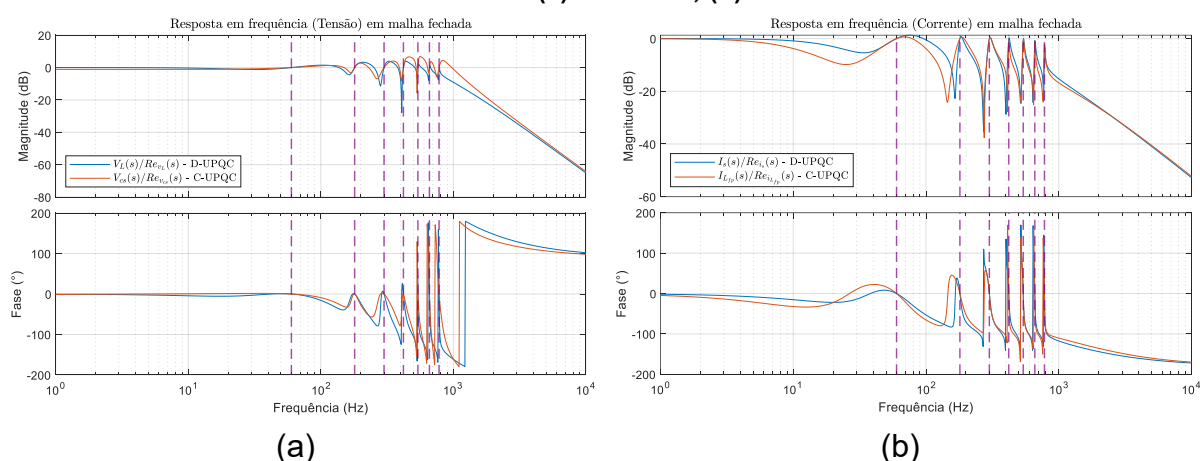
6.1.2 Respostas em Frequência de malha fechada

A Figura 104 apresenta as respostas em frequência em malha fechada para a entrada das referências de tensão e corrente. No C-UPQC, observa-se ganho unitário e fase próxima de zero nas frequências fundamental e harmônicas para as variáveis de compensação do conversor, isto é, a tensão injetada pelo conversor série v_{cs} e a corrente do conversor paralelo i_{Lfp} . Esse comportamento garante o correto rastreamento das referências internas, sem atuar diretamente sobre as variáveis finais do sistema.

Para a estratégia dual, a resposta em frequência reflete a realimentação direta das variáveis de saída. O ganho unitário na frequência fundamental está associado ao rastreamento da tensão da carga v_L , enquanto o comportamento nas frequências harmônicas corresponde à rejeição ativa das componentes indesejadas na corrente da rede i_s . Embora ambas as estratégias apresentem comportamento semelhante nas frequências sintonizadas, o significado físico é distinto, pois no D-UPQC a ação de controle incide diretamente sobre as grandezas de interesse.

Observa-se ainda que o D-UPQC apresenta transições mais suaves entre as frequências sintonizadas, com menor profundidade dos vales entre os picos ressonantes. Já no C-UPQC, os vales são mais estreitos e pronunciados, indicando maior sensibilidade a desvios de frequência.

Figura 104 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada das referências. (a) Tensão e; (b) Corrente.



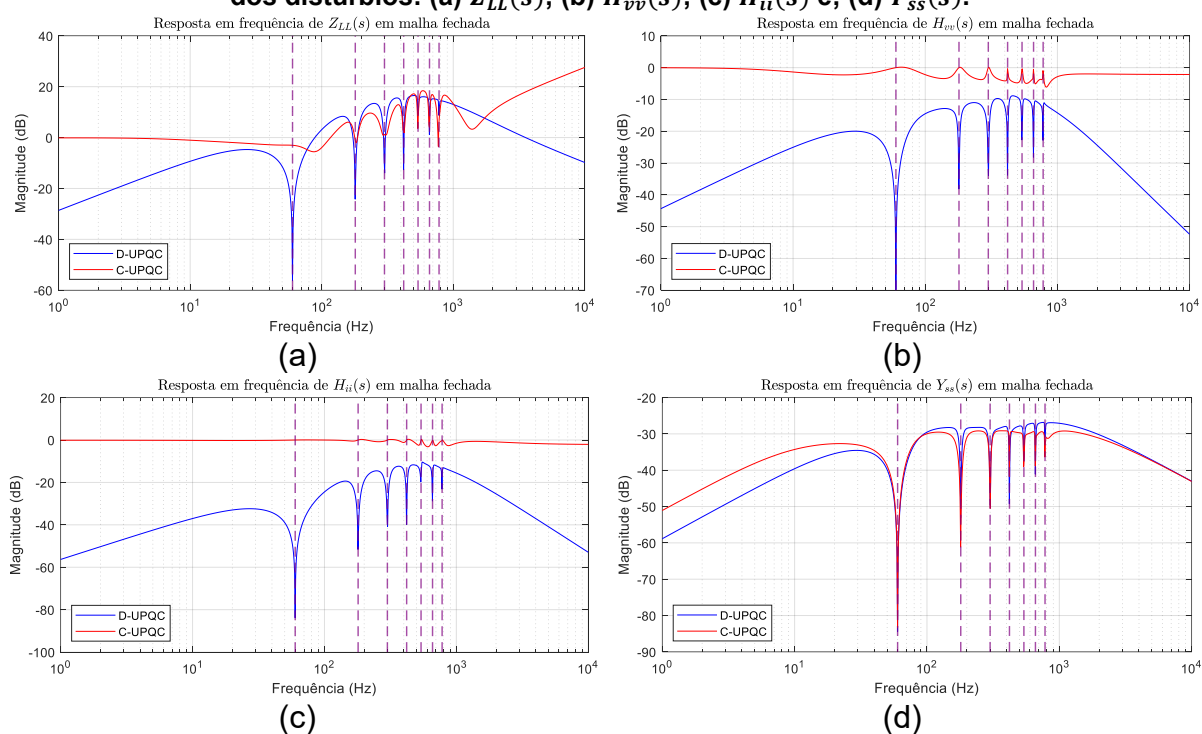
Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 105 apresenta as respostas em frequência em malha fechada para a entrada dos distúrbios associados à corrente da carga e à tensão da rede. A partir dessas respostas, torna-se evidente que a diferença entre as estratégias não está apenas nas impedâncias do sistema ou na ação do controlador isoladamente, mas

principalmente na forma como a estrutura de controle permite que a rejeição de distúrbios se propague até as variáveis de interesse

No D-UPQC, observa-se a presença de vales bem definidos nas frequências harmônicas sintonizadas diretamente nas variáveis de interesse, isto é, na tensão da carga e na corrente da rede. Como essas variáveis são realimentadas e possuem referências nulas para as relações de distúrbio, o controlador atua para mantê-las reguladas nessas frequências, o que resulta na rejeição direta dos distúrbios incidentes. Dessa forma, independentemente da origem da perturbação, rede ou carga, seu efeito é cancelado nas saídas controladas sempre que coincidente com as frequências ressonantes.

Figura 105 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada dos distúrbios: (a) $Z_{LL}(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) $Y_{ss}(s)$.



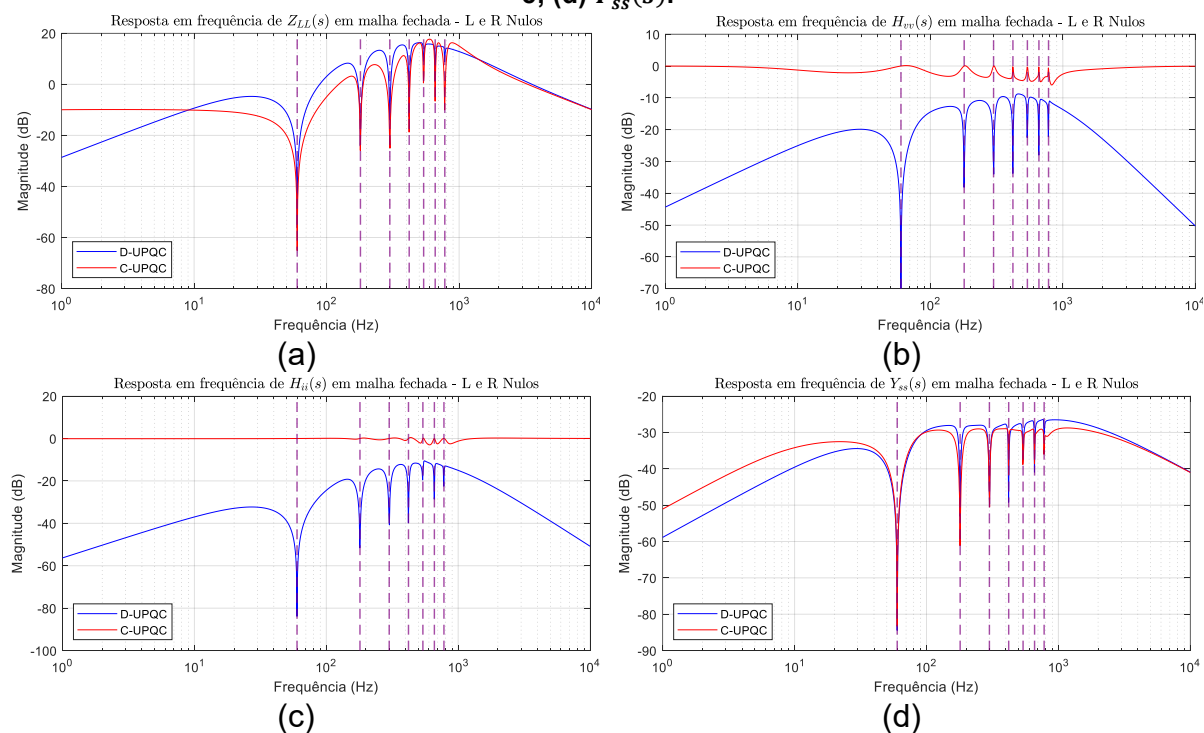
Fonte: Autoria própria (2025).

No C-UPQC, por outro lado, as funções $H_{vv}(s)$ e $H_{ii}(s)$ apresentam comportamento predominantemente plano quando observadas nas variáveis de interesse, indicando que a atuação dos compensadores ressonantes ocorre essencialmente sobre as variáveis internas de compensação do conversor. Embora essas variáveis sejam corretamente reguladas, conforme já indicado na Figura 104, tal ação não se reflete de forma efetiva na rejeição dos distúrbios na tensão da carga e na corrente da rede, que permanecem fortemente influenciadas pelas impedâncias passivas do sistema. Na função $Y_{ss}(s)$, observa-se rejeição ativa também na estratégia

convencional, uma vez que não há elementos intermediando a atuação do conversor e a corrente da rede. Em contrapartida, em $Z_{LL}(s)$, o efeito do controlador é parcialmente mascarado pelas impedâncias entre o conversor e a carga, limitando a rejeição do distúrbio na tensão da carga.

A influência das impedâncias é evidenciada na Figura 106, que apresenta as respostas em frequência em malha fechada considerando a remoção das impedâncias da rede e do transformador. Nessa condição, passam a surgir vales de atenuação também no C-UPQC, confirmando que, nessa estratégia, a rejeição de distúrbios ocorre ao nível das variáveis internas do conversor, mas pode ser ocultada pela propagação física do distúrbio até as variáveis de interesse.

Figura 106 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada dos distúrbios sem as impedâncias da rede e do transformador: (a) $Z_{LL}(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) $Y_{ss}(s)$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Essa interpretação pode ser formalizada a partir das expressões obtidas com base no circuito equivalente do C-UPQC, apresentado na Figura 38. Para a função $Z_{LL}(s)$, correspondente à Figura 106 (a), considerando $v_s = 0$, a tensão na carga pode ser expressa por:

$$v_L = -v_{CS} - (L_c s + R_c) i_L \quad (6.5)$$

Nessa condição, ainda que o controlador atue de forma efetiva para regular v_{CS} e imponha referência harmônica nula para a variável de compensação, a presença

dos termos associados à impedância L_c e R_c impede o cancelamento completo do distúrbio na tensão da carga. Assim, a rejeição efetiva em v_L somente se manifesta quando essas impedâncias são reduzidas a valores desprezíveis, o que explica o mascaramento observado na Figura 105 e o surgimento de vales de atenuação apenas após sua remoção na Figura 106 (a).

Para a função $H_{vv}(s)$, mostrada na Figura 106 (b), com $i_L = 0$, obtém-se:

$$v_L = v_s - v_{cs} \quad (6.6)$$

Nesse caso, como v_s representa diretamente o distúrbio aplicado à rede, mesmo que o controlador atue para anular v_{cs} , não é possível cancelar completamente o efeito de v_s na tensão da carga por meio da realimentação das variáveis de compensação. Assim, a rejeição do distúrbio em v_L não depende das impedâncias do sistema, mas da própria estrutura da estratégia convencional, na qual a referência é imposta às variáveis internas do conversor, e não diretamente à tensão da carga.

De maneira análoga, para a função $H_{ii}(s)$, correspondente à Figura 106 (c), considerando $v_s = 0$, a corrente da rede é dada por:

$$i_s = i_L - i_{Lfp_c} \quad (6.7)$$

Como i_L constitui o distúrbio proveniente da carga, a atuação do controlador sobre i_{Lfp_c} não é suficiente para anular completamente i_s , mesmo quando a corrente de compensação é regulada para zero nas frequências harmônicas. Nesse caso, o comportamento observado não está associado ao mascaramento por impedâncias físicas, mas sim ao fato de que a variável de interesse não é diretamente realimentada, situação estruturalmente análoga à observada em $H_{vv}(s)$.

Em contraste, para a função $Y_{ss}(s)$, apresentada na Figura 106 (d), assumindo $i_L = 0$, tem-se:

$$i_s = -i_{Lfp_c} \quad (6.8)$$

Nessa relação, não há elementos intermediando a atuação do conversor e a corrente da rede. Dessa forma, a ação do controlador sobre i_{Lfp_c} se reflete diretamente em i_s , permitindo a rejeição ativa do distúrbio mesmo na estratégia convencional, o que explica a atenuação observada nessa função independentemente da remoção das impedâncias.

No D-UPQC, a remoção das impedâncias L_d e R_d não altera qualitativamente o comportamento das funções analisadas, uma vez que o controlador atua diretamente sobre as variáveis de interesse, tensão da carga e corrente da rede. Ao

realimentar essas grandezas, o controle não depende da posição física dos filtros no sistema, compensando automaticamente os efeitos introduzidos pelos elementos passivos sempre que estes impactam as saídas controladas.

A análise em malha fechada demonstra, portanto, que a diferença fundamental entre as estratégias não está na presença ou ausência de compensadores ressonantes, mas na topologia de realimentação adotada. No C-UPQC, a rejeição de distúrbios está condicionada à correta síntese das referências de compensação e à forma como o distúrbio se propaga até as variáveis internas do conversor. Em particular, no caso de $Z_{LL}(s)$, a eficácia do controle torna-se fortemente dependente das impedâncias do caminho entre o conversor e a carga, enquanto em $H_{vv}(s)$ e $H_{ii}(s)$ o fator limitante é a impossibilidade estrutural de cancelar diretamente o distúrbio sem realimentação das variáveis de interesse.

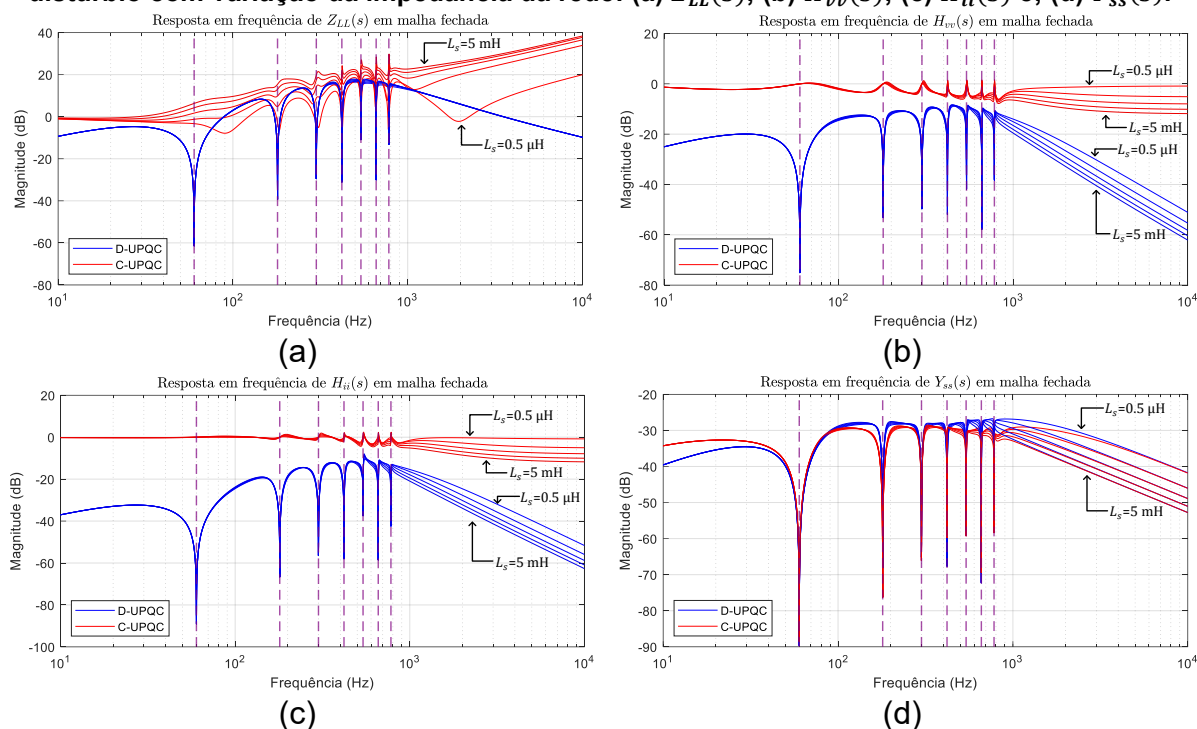
Por outro lado, no D-UPQC, a realimentação direta das variáveis de saída permite a rejeição de distúrbios de forma inerente à estrutura de controle, independentemente de sua origem e da configuração das impedâncias físicas. Essa característica torna a estratégia dual menos dependente da geração explícita de referências de compensação e mais robusta frente a variações do sistema, justificando sua superioridade em aplicações que demandam elevados níveis de qualidade da energia elétrica.

6.1.3 Influência da impedância da rede na rejeição de distúrbios

Para avaliar a robustez das estratégias frente à variação da impedância da rede, foram analisadas as respostas em frequência em malha fechada considerando a variação da indutância da rede L_s entre $0,5 \mu\text{H}$ e 5 mH , conforme apresentado na Figura 107, representando respectivamente condições de rede forte e rede fraca

No C-UPQC, a variação de L_s afeta de forma mais significativa a função $Z_{LL}(s)$, como ilustrado na Figura 107 (a). Observa-se que os vales de atenuação associados aos compensadores ressonantes sofrem deslocamentos em frequência e alterações de profundidade à medida que a impedância da rede aumenta. Esse comportamento indica que a rejeição dos distúrbios provenientes da corrente da carga na tensão da carga é fortemente dependente da condição da rede, corroborando a análise anterior de que o desempenho do controle em $Z_{LL}(s)$ é influenciado diretamente pela interação entre a corrente da carga e as impedâncias do sistema.

Figura 107 – Resposta em frequência de malha fechada do D-UPQC e C-UPQC para entrada de distúrbio com variação da impedância da rede: (a) $Z_{LL}(s)$; (b) $H_{vv}(s)$; (c) $H_{ii}(s)$ e; (d) $Y_{ss}(s)$.



Fonte: Autoria própria (2025).

Para as funções $H_{vv}(s)$, $H_{ii}(s)$ e $Y_{ss}(s)$, apresentadas nas Figuras 105 (b)–(d), a variação da impedância da rede provoca alterações predominantemente na região de altas frequências. Nessas funções, a posição dos vales associados aos compensadores ressonantes permanece praticamente inalterada, indicando que a influência de L_s é menos crítica quando comparada ao caso de $Z_{LL}(s)$. Esse comportamento é qualitativamente semelhante ao observado no D-UPQC, sobretudo no que se refere às modificações nas altas frequências.

No D-UPQC, a variação da impedância da rede também impacta a resposta em altas frequências de forma proporcional à observada no C-UPQC. Entretanto, mesmo com essa alteração, os vales de atenuação mantêm-se bem definidos e pouco sensíveis à condição da rede, preservando a capacidade de rejeição dos distúrbios ao longo de toda a faixa analisada. Isso evidencia que, embora ambos os sistemas sejam afetados pela variação de L_s nas altas frequências, a estratégia dual mantém comportamento mais consistente nas relações entre distúrbios e variáveis de interesse.

Esses resultados evidenciam que o D-UPQC apresenta desempenho mais estável frente à variação da impedância da rede, garantindo melhor rejeição de distúrbios tanto de corrente quanto de tensão. Em contrapartida, o C-UPQC mostra

elevada sensibilidade à condição da rede, principalmente em situações de rede fraca, o que pode comprometer sua eficácia na mitigação de distúrbios harmônicos, em especial na relação entre a corrente da carga e a tensão da carga.

6.2 Análise dos Resultados Experimentais

Embora tenham sido realizados ensaios adicionais contemplando diferentes combinações de rede e carga, conforme apresentado no Capítulo 5, a análise experimental comparativa entre o D-UPQC e o C-UPQC concentra-se nos Casos 1 e 4. Esses casos representam, respectivamente, uma condição base de operação e o cenário mais severo avaliado. Tal escolha é suficiente para evidenciar as diferenças estruturais entre as estratégias dual e convencional, sem prejuízo da generalidade dos resultados obtidos.

6.2.1 Resultados Dinâmicos

Os resultados dinâmicos para os Casos 1 e 4 apresentam as tensões e correntes da rede e da carga, o comportamento do barramento CC e as variáveis de compensação durante a aplicação de degraus na corrente da carga e afundamentos na tensão da rede, com duração de 3 e 30 ciclos.

- Caso 1 – Rede senoidal e carga não linear RC+RL

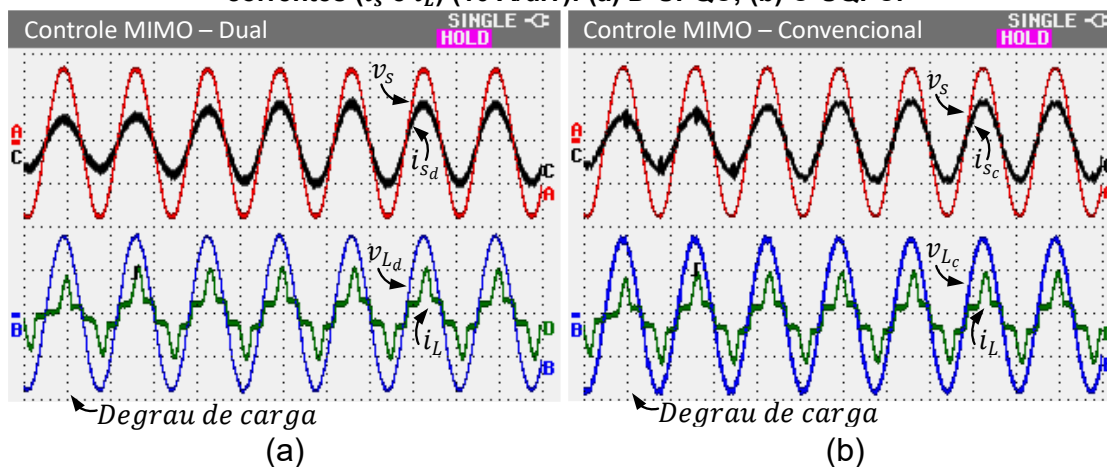
As Figuras 108 à 110 apresentam os resultados dinâmicos experimentais para o Caso 1, considerando uma rede senoidal alimentando uma carga não linear do tipo RC+RL, submetida a um degrau de carga.

Na Figura 108, observa-se que ambas as estratégias mantêm a tensão da carga v_L próxima da forma senoidal após o degrau. No entanto, diferenças claras são observadas na corrente da rede i_s . No D-UPQC, a corrente da rede apresenta comportamento praticamente senoidal desde o primeiro ciclo após a perturbação. Já no C-UPQC, a corrente i_s requer aproximadamente dois ciclos da rede para retornar ao regime senoidal, evidenciando uma resposta transitória mais lenta associada à redistribuição das correntes internas do conversor.

A Figura 109 evidencia o comportamento do barramento CC durante o degrau de carga. Em ambas as estratégias, a tensão do barramento v_{CC} permanece regulada. Entretanto, no C-UPQC observam-se oscilações mais pronunciadas tanto durante o

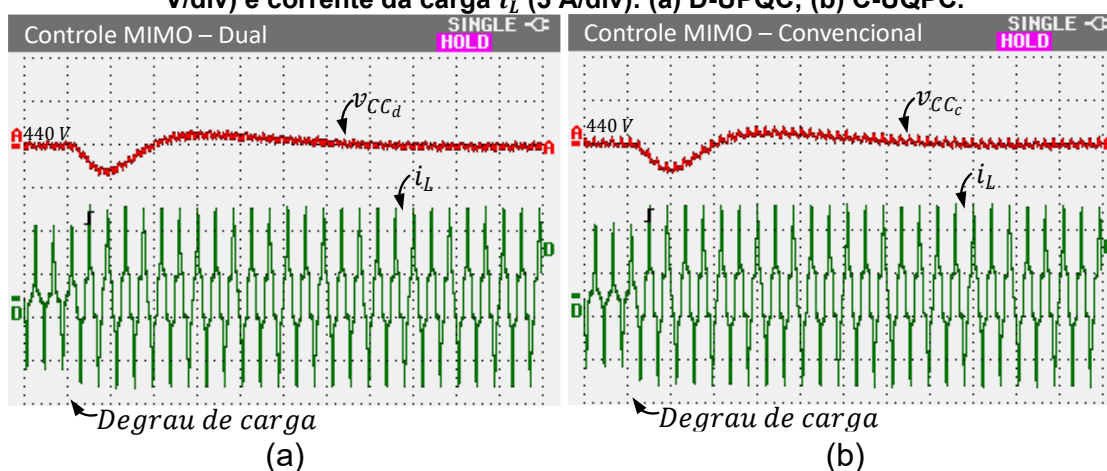
transitório quanto em regime permanente, quando comparadas ao D-UPQC, indicando maior solitação dinâmica do sistema convencional.

Figura 108 – Resultados dinâmicos para o caso 1 (10 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (100 V/div) e correntes (i_s e i_L) (10 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.



Fonte: Autoria própria (2025).

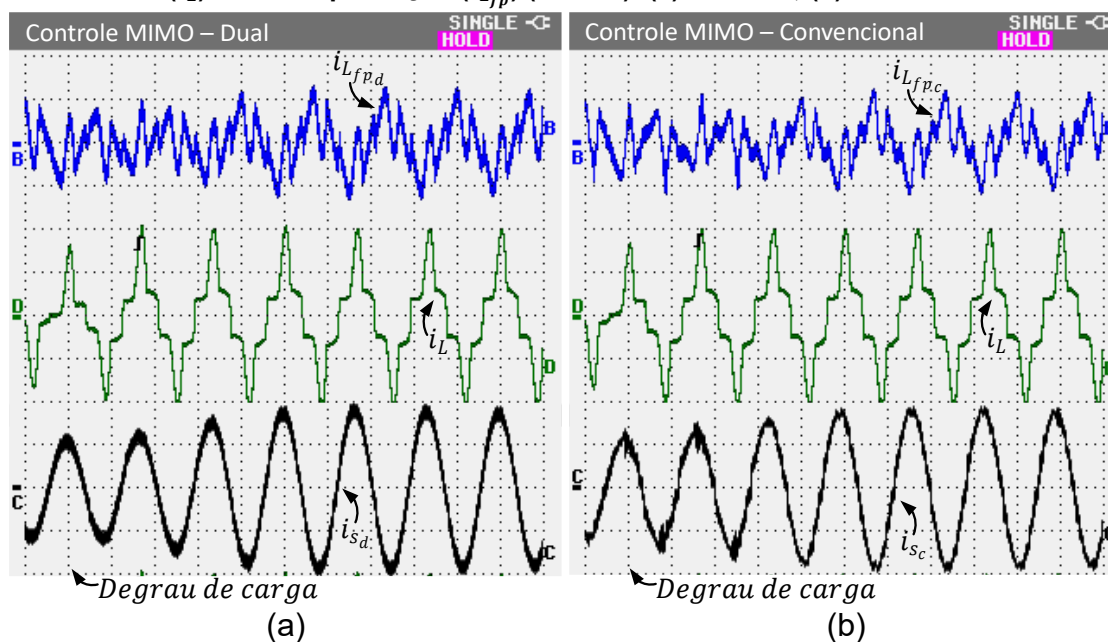
Figura 109 – Resultados dinâmicos para o caso 1 (40 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC} (2 V/div) e corrente da carga i_L (5 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 110, observa-se o mecanismo de compensação de corrente durante o degraú de carga. No instante da perturbação, a corrente de compensação i_{Lfp} é imediatamente fornecida pelo conversor para suprir a carga, enquanto a corrente da rede i_s se ajusta gradualmente ao novo regime. No D-UPQC, a corrente de compensação apresenta maior conteúdo em alta frequência, favorecido pelo caminho de baixa impedância do conversor paralelo nessas faixas, o que resulta em uma compensação mais eficaz da corrente da carga quando comparada ao C-UPQC.

Figura 110 – Resultados dinâmicos para o caso 1 (10 ms/div). Correntes da rede (i_s), da carga (i_L) e de compensação (i_{Lfp}) (5 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UPQC.

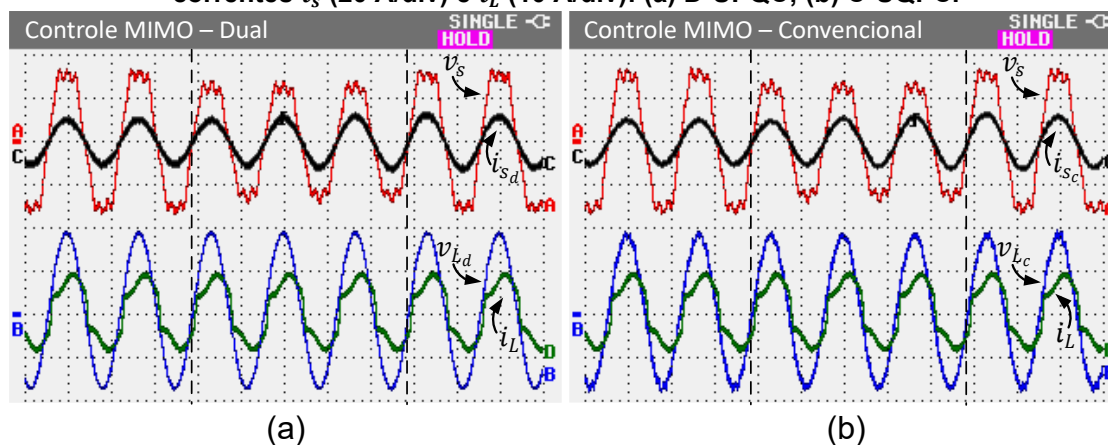


Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 4 – Rede não-senoidal e carga não linear RL

As Figuras 111 à 113 apresentam os resultados dinâmicos experimentais para o Caso 4, que representa a condição mais severa de operação, com rede não senoidal alimentando uma carga não linear do tipo RL, submetida a um degrau de carga.

Figura 111 – Resultados dinâmicos para o caso 4 (10 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (100 V/div) e correntes i_s (20 A/div) e i_L (10 A/div): (a) D-UPQC; (b) C-UPQC.

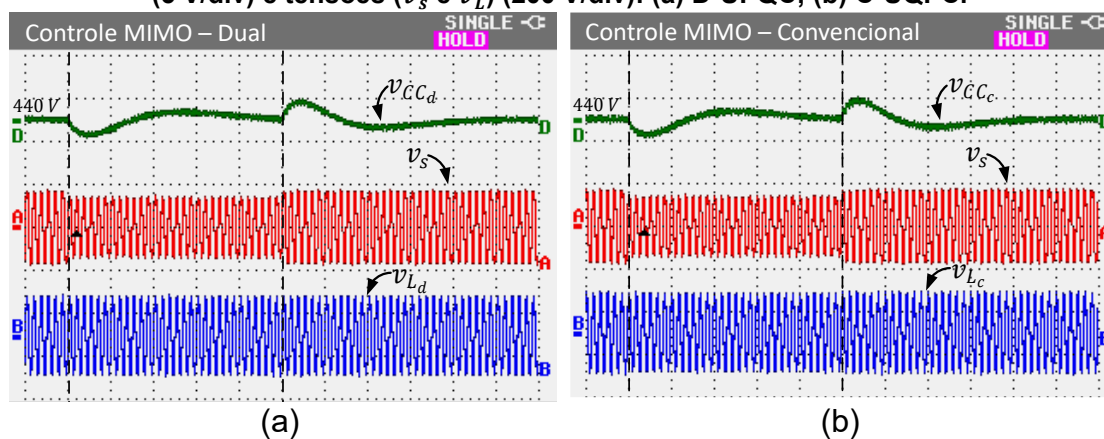


Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 111, observa-se que ambas as estratégias conseguem atenuar os efeitos das distorções da tensão da rede v_s sobre a carga. Contudo, o D-UPQC apresenta uma tensão da carga v_L significativamente mais senoidal, com menor conteúdo harmônico. No C-UPQC, embora a tensão da carga seja regulada, ainda são observadas componentes harmônicas residuais, indicando menor eficiência na

compensação sob essa condição severa. Essa diferença está diretamente associada à atuação do controle dual diretamente sobre a tensão da carga, permitindo a rejeição ativa das distorções harmônicas.

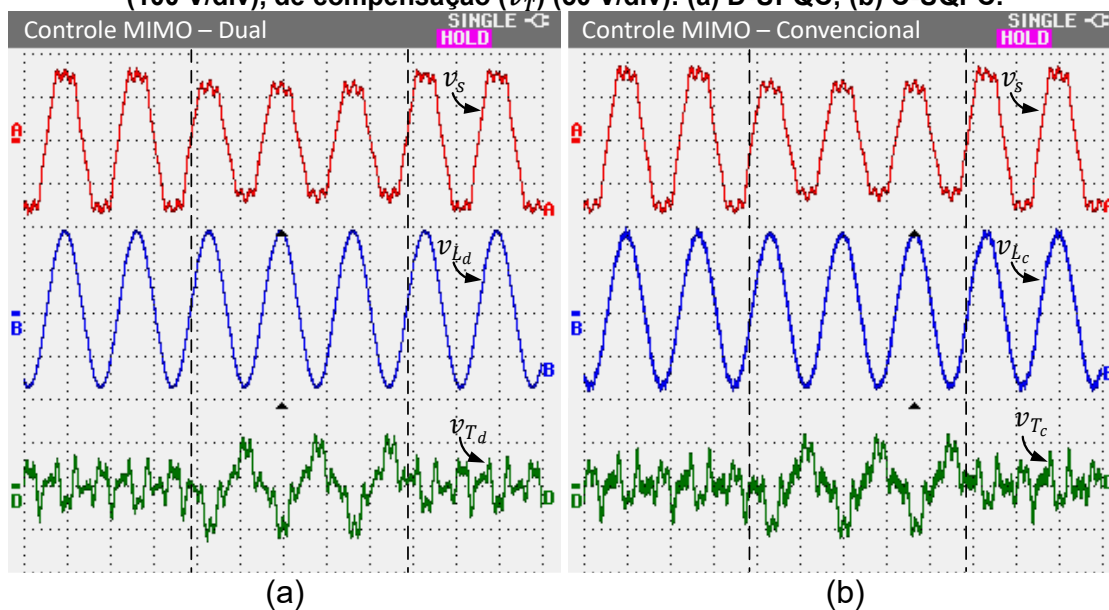
Figura 112 – Resultados dinâmicos para o caso 4 (100 ms/div). Tensão do barramento CC v_{CC} (5 V/div) e tensões (v_s e v_L) (200 V/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.



Fonte: Autoria própria (2025).

A Figura 112 apresenta a dinâmica do barramento CC durante o transitório de carga. Em ambas as estratégias, o barramento permanece regulado, com variações de magnitude semelhantes ao longo do evento. Esse resultado indica que, apesar das diferenças no desempenho de rejeição harmônica observadas nas variáveis de saída, o gerenciamento energético do barramento CC é equivalente nas duas estratégias, mesmo sob condições simultâneas de rede não senoidal e carga não linear.

Figura 113 – Resultados dinâmicos para o caso 4 (10 ms/div). Tensões da rede (v_s), carga (v_L) (100 V/div), de compensação (v_T) (50 V/div): (a) D-UPQC; (b) C-UQPC.



Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 113, observa-se o comportamento das tensões da rede v_s , da carga v_L e da tensão de compensação v_T . No D-UPQC, a tensão de compensação apresenta

maior conteúdo harmônico em alta frequência, associado à atuação do conversor paralelo como caminho de baixa impedância para essas componentes, permitindo compensação mais eficaz dos distúrbios impostos pela carga não linear. No C-UPQC, a tensão de compensação é mais limitada, refletindo a atuação indireta da estratégia convencional sobre a tensão da carga, fortemente dependente das impedâncias passivas do sistema.

6.2.2 Resultados Estáticos

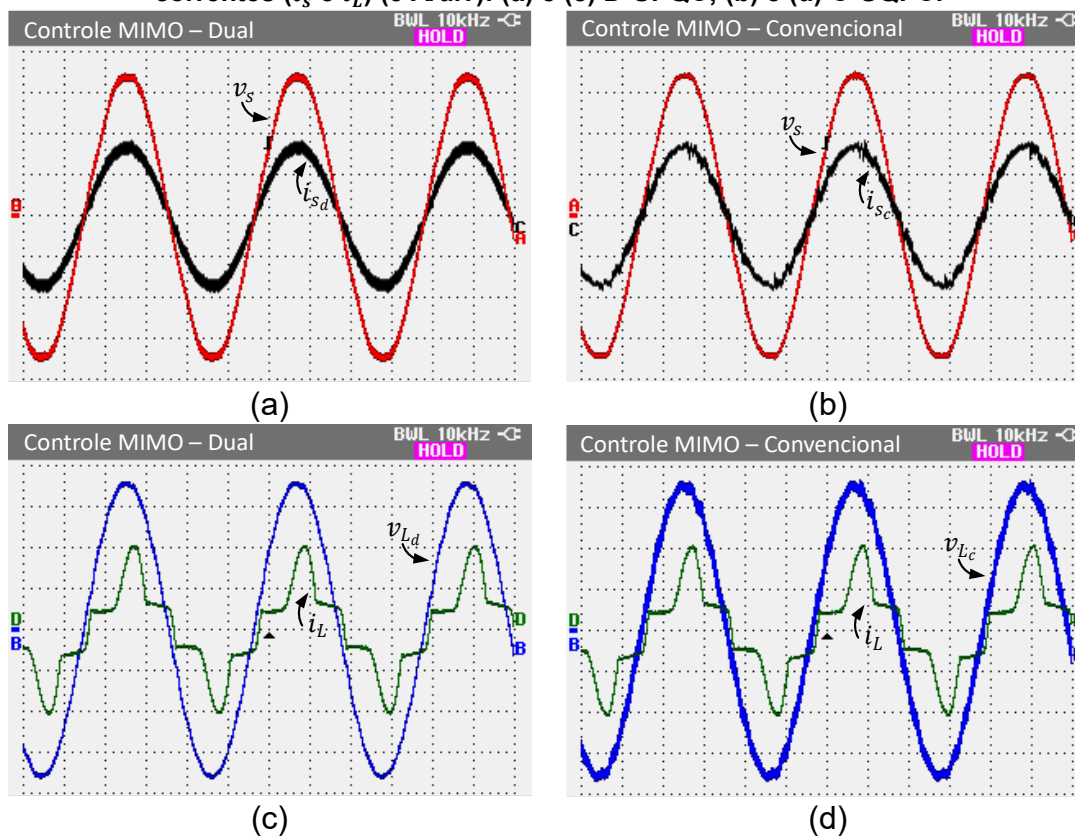
Os resultados estáticos para os Casos 1 e 4 apresentam, com maior nível de detalhe, as tensões e correntes da rede e da carga em regime permanente, bem como as variáveis de compensação e seus respectivos espectros harmônicos.

- Caso 1 – Rede senoidal e carga não linear RC+RL

As Figuras 114 à 116 apresentam os resultados estáticos para o Caso 1. Na Figura 114 (a) e (b), observa-se que a corrente da rede i_s sob a estratégia Dual apresenta forma de onda mais próxima da senoidal quando comparada à estratégia Convencional. Entretanto, nota-se maior ripple de alta frequência no D-UPQC, decorrente do menor valor do indutor do conversor paralelo L_{fp_a} , que oferece menor atenuação às componentes de alta frequência da corrente de compensação. No C-UPQC, o maior valor de L_{fp_c} proporciona maior filtragem dessas componentes, resultando em menor ripple, ainda que com maior conteúdo harmônico de baixa ordem.

De maneira similar, nas Figuras 114 (c) e (d), a tensão da carga v_L no D-UPQC apresenta menor distorção e menor ripple em alta frequência, enquanto no C-UPQC são perceptíveis componentes harmônicas residuais. Esse comportamento valida a análise realizada a partir das respostas em frequência da Figura 103, uma vez que, no D-UPQC, o capacitor do conversor paralelo atua diretamente sobre a tensão da carga, promovendo maior atenuação das componentes de alta frequência.

Figura 114 – Resultados estáticos para o caso 1 (4 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (50 V/div) e correntes (i_s e i_L) (5 A/div): (a) e (c) D-UPQC; (b) e (d) C-UQPC.

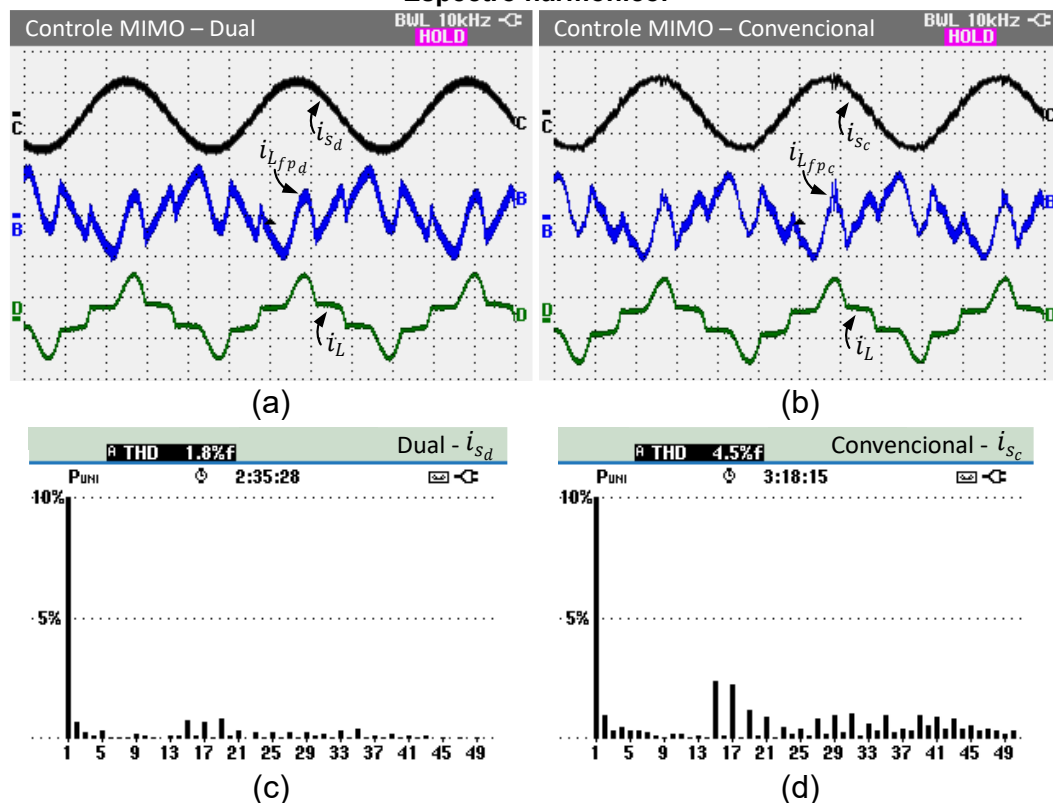


Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 115 é possível observar como as diferenças na filtragem das componentes harmônicas entre as duas estratégias afetam a distorção harmônica total. No D-UPQC, o conversor série passa a se comportar como um caminho de alta impedância para as correntes harmônicas, fazendo com que a própria topologia da estratégia force essas componentes a circulararem pelo conversor paralelo, formando a corrente de compensação i_{Lfp} . Em função desse comportamento, observa-se que o THD da corrente da rede na estratégia dual foi de 1,8%, enquanto, na estratégia convencional, esse valor atingiu 4,5% para o mesmo distúrbio na corrente da carga.

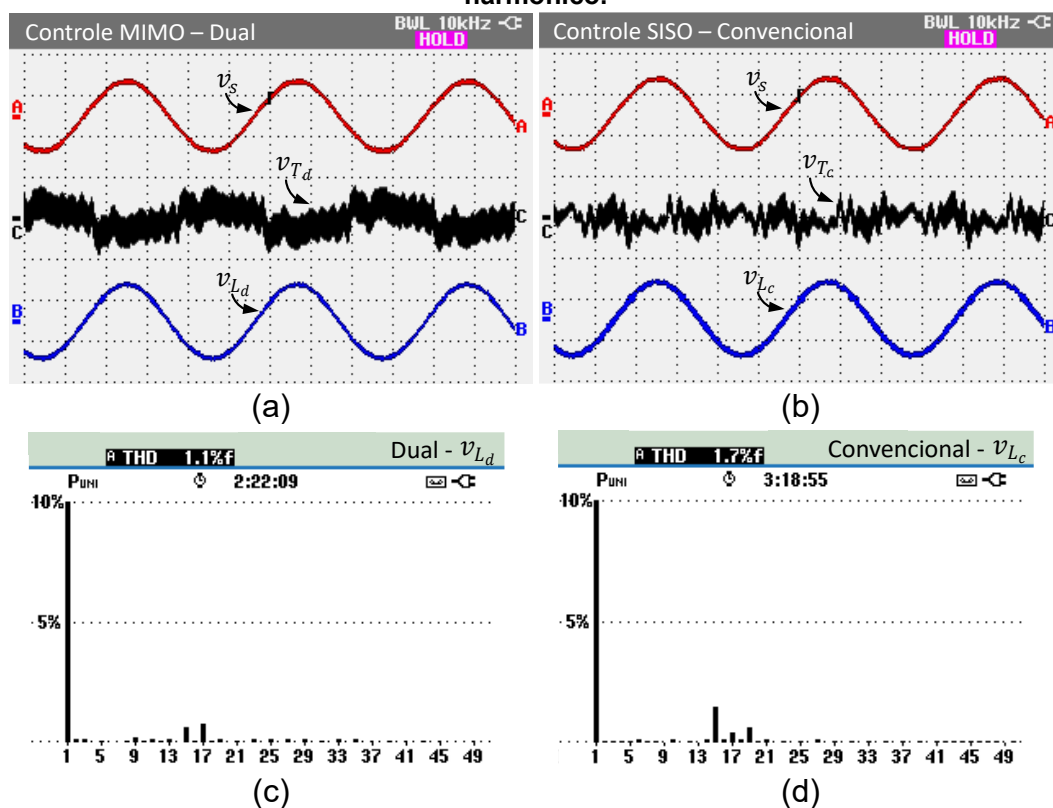
Na Figura 116, observa-se que, embora ambas as estratégias mantenham a tensão da carga regulada, o D-UPQC apresenta menor distorção harmônica total, com significativa atenuação das componentes de alta frequência. No C-UPQC, o espectro evidencia maior concentração de harmônicos, com THD de 1,7%, enquanto no D-UPQC esse valor é reduzido para 1,1%.

Figura 115 – Resultados estáticos para o Caso 1 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC: (a) e (b) Correntes da rede (i_s), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfp}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 116 – Resultados estáticos para o Caso 1 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_d}) (200 V/div), de compensação (v_{T_d}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



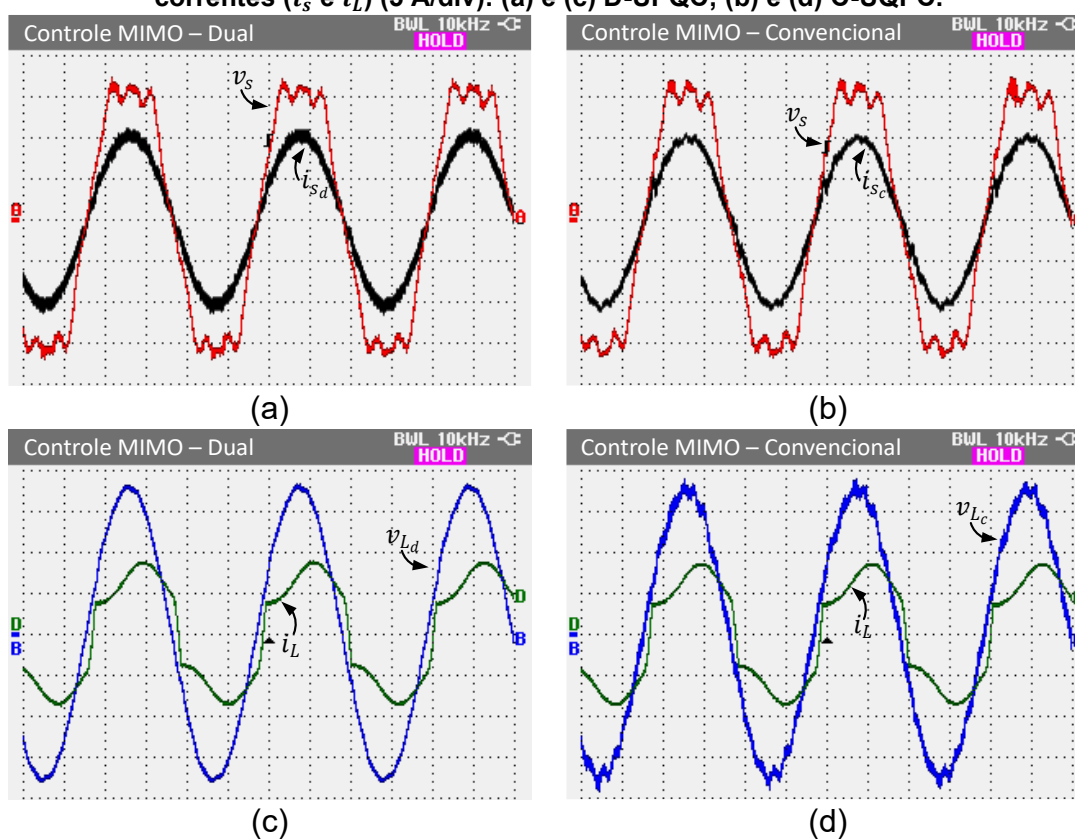
Fonte: Autoria própria (2025).

- Caso 4 – Rede não-senoidal e carga não linear RL

As Figuras 117 à 119 apresentam os resultados estáticos para o Caso 4. Nas Figuras 115 (c) e (d), observa-se que a tensão da carga v_L no D-UPQC apresenta forma significativamente mais senoidal, mesmo sob forte distorção da tensão da rede. No C-UPQC, a tensão da carga ainda carrega parte dessas distorções, evidenciando a limitação da estratégia convencional em rejeitar diretamente distúrbios da rede.

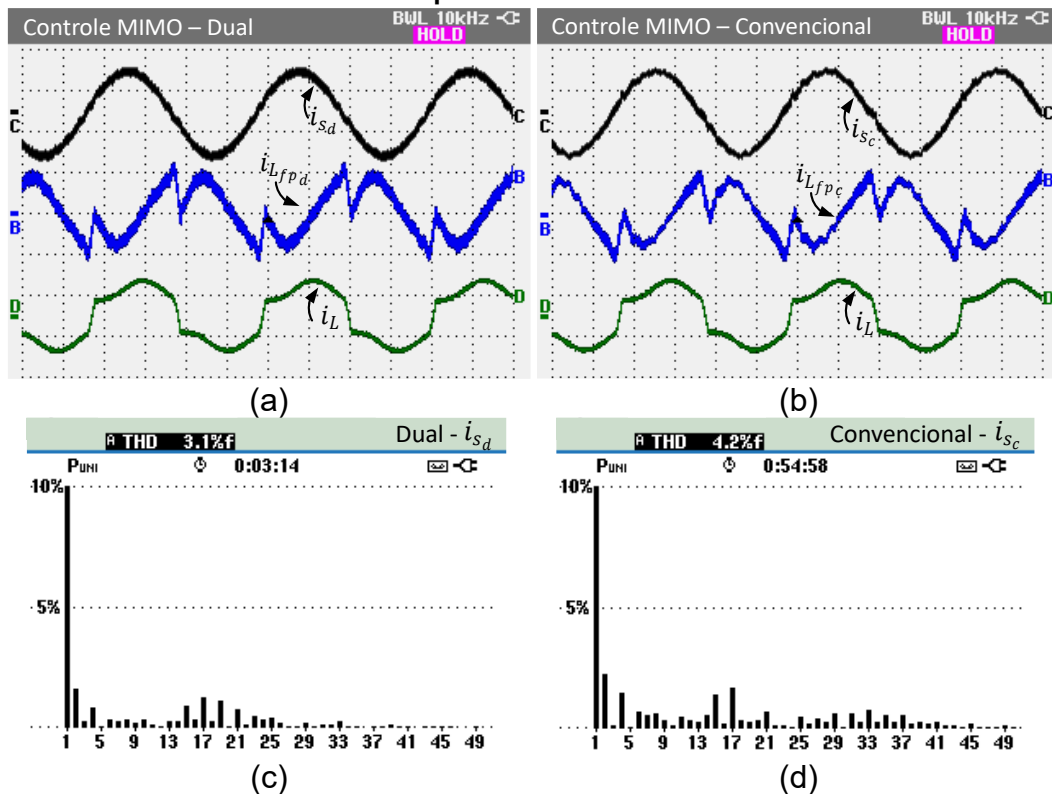
Na Figura 118, o D-UPQC apresenta menor distorção harmônica total da corrente da rede, com THD de 3,1%, enquanto no C-UPQC esse valor é de 4,4%. Assim como no Caso 1, o maior ripple da corrente de compensação no D-UPQC está associado ao menor valor da indutância do conversor paralelo, refletindo uma escolha de projeto inerente à topologia Dual.

Figura 117 – Resultados estáticos para o caso 4 (4 ms/div). Tensões (v_s e v_L) (50 V/div) e correntes (i_s e i_L) (5 A/div): (a) e (c) D-UPQC; (b) e (d) C-UPQC.



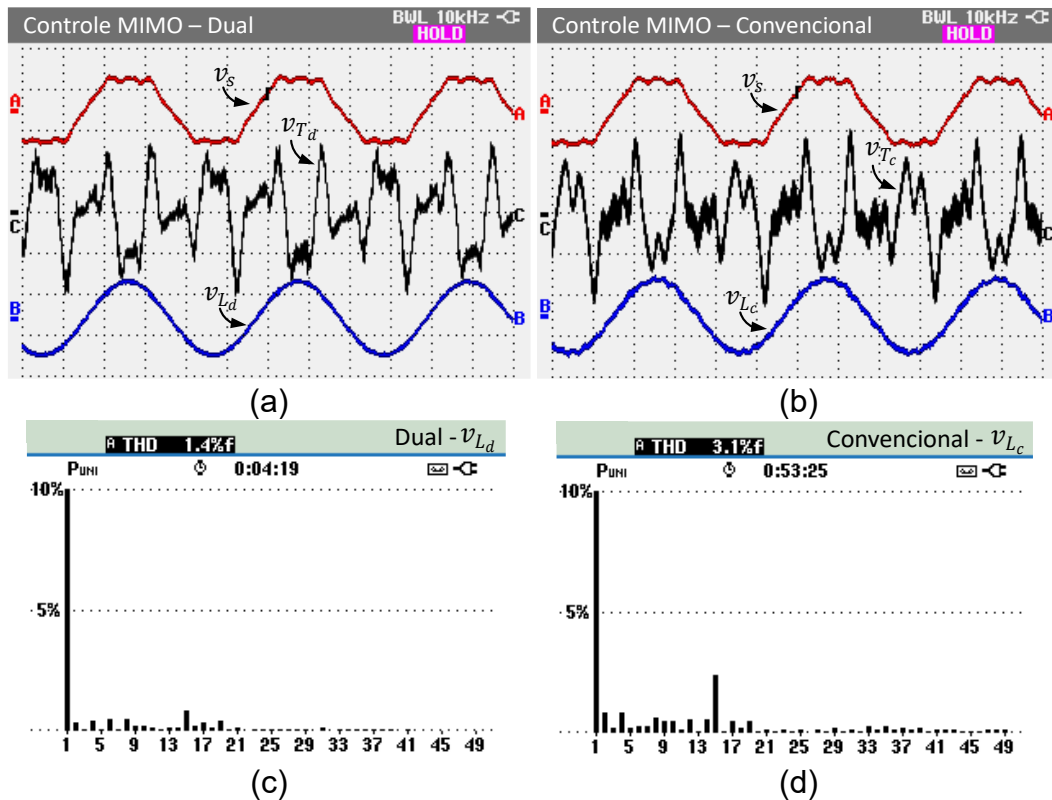
Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 118 – Resultados estáticos para o Caso 4 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC: (a) e (b) Correntes da rede (i_s), da carga (i_L) (10 A/div) e de compensação (i_{Lfp}) (5 A/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

Figura 119 – Resultados estáticos para o Caso 4 (4 ms/div). D-UPQC e C-UPQC: (a) e (b) Tensões da rede (v_s), carga (v_{L_d}) (200 V/div), de compensação (v_{T_d}) (20 V/div); (c) e (d) Espectro harmônico.



Fonte: Autoria própria (2025).

Na Figura 119, observa-se que o D-UPQC apresenta redução significativa da distorção harmônica da tensão da carga, com THD de 1,4%, mesmo sob forte distorção da tensão da rede. No C-UPQC, a tensão da carga apresenta THD de 3,3%, indicando maior dependência da estratégia convencional da correta geração de referências e das impedâncias da rede e do transformador série de acoplamento.

De forma geral, os resultados de distorção harmônica apresentados na Tabela 28, considerando todos os casos avaliados, confirmam as conclusões obtidas a partir da análise em frequência e dos resultados experimentais dinâmicos e estáticos. Observa-se que a estratégia Dual apresenta, de maneira consistente, menores níveis de distorção harmônica nas variáveis de interesse, evidenciando maior eficácia na rejeição de distúrbios.

Tabela 28 – Resultados para o controle MIMO do D-UPQC e C-UPQC.

Casos			THD_{i_L}	THD_{v_s}	THD_{i_s}	THD_{v_L}
1	Carga 1 RL+RC	D-UPQC	37,7%	1,8%	1,8%	1,1%
	Tensão da rede senoidal	C-UPQC	37,7%	1,9%	4,5%	1,7%
2	Carga 2 RL	D-UPQC	29,7%	1,3%	2,1%	1,0%
	Tensão da rede senoidal	C-UPQC	20,4%	1,9%	3,2%	1,4%
3	Carga 3 R	D-UPQC	0,7%	12,6%	3,2%	0,7%
	Tensão da rede não-senoidal	C-UPQC	2,4%	12,5%	4,2%	2,3%
4	Carga 2 RL	D-UPQC	29,6%	12,5%	3,1%	1,4%
	Tensão da rede não-senoidal	C-UPQC	20,5%	12,5%	4,4%	3,3%

Fonte: Autoria própria (2025).

Destaca-se ainda que, em alguns cenários, como no Caso 3, a corrente da carga no C-UPQC apresenta maior THD em comparação ao D-UPQC, mesmo sob os mesmos distúrbios de carga e rede. Esse comportamento está associado à menor capacidade da estratégia convencional em filtrar adequadamente a tensão da carga, o que acaba refletindo na corrente da carga. Ainda assim, para todos os casos analisados, os resultados confirmam que a estratégia Dual apresenta menor dependência das condições da rede e maior robustez frente a situações severas de operação.

6.3 Considerações Parciais

Neste capítulo, foi realizada a comparação entre o UPQC operando com as estratégias de compensação dual e convencional a partir de uma abordagem multivariável completa. A análise foi conduzida em duas etapas complementares: inicialmente, por meio das respostas em frequência dos modelos MIMO em malha aberta e em malha fechada, considerando a entrada de distúrbios e a variação da

impedância da rede; em seguida, pela avaliação dos resultados experimentais dinâmicos e estáticos obtidos com o controle MIMO aplicado a ambas as estratégias.

A análise em malha aberta permitiu avaliar a capacidade intrínseca de rejeição de distúrbios associada exclusivamente às impedâncias do sistema. Observou-se que o D-UPQC e o C-UPQC apresentam frequências de ressonância semelhantes, determinadas pelos mesmos valores de filtros adotados. As diferenças observadas nas respostas em frequência estão, portanto, associadas à estratégia de compensação e, em particular, à posição e ao efeito dos zeros complexos. De forma consistente, o D-UPQC apresentou maior atenuação das componentes de alta frequência, enquanto o C-UPQC exibiu menor capacidade de atenuação em determinadas faixas espectrais.

Na análise em malha fechada considerando a entrada das referências, verificou-se que ambas as estratégias apresentam desempenho adequado. Em ambos os casos, os compensadores ressonantes asseguram ganho unitário e fase próxima de zero nas frequências fundamental e harmônicas sintonizadas, garantindo o correto rastreamento das referências impostas pelo controle MIMO. Esse resultado confirma que, do ponto de vista de seguimento de referência, tanto o D-UPQC quanto o C-UPQC operam de forma satisfatória e estável.

Entretanto, ao se analisar a resposta em malha fechada em relação à entrada dos distúrbios, torna-se evidente a diferença estrutural entre as estratégias. No D-UPQC, a realimentação direta das variáveis de interesse, tensão da carga e corrente da rede, faz com que os vales de atenuação associados aos compensadores ressonantes se manifestem diretamente nessas grandezas, permitindo a rejeição efetiva dos distúrbios nas frequências harmônicas sintonizadas. Assim, independentemente da origem da perturbação, seja na rede ou na carga, seu efeito é cancelado nas variáveis controladas.

No C-UPQC, por outro lado, embora o controlador atue de forma efetiva sobre as variáveis internas de compensação, essa atuação não se reflete necessariamente na rejeição dos distúrbios nas variáveis de interesse. A propagação do distúrbio até a tensão da carga e a corrente da rede depende fortemente do caminho físico entre o conversor e o ponto de interesse, sendo frequentemente limitada ou mascarada pelas impedâncias passivas do sistema. Dessa forma, a rejeição harmônica no C-UPQC torna-se condicionada à correta sintetização das referências de compensação e à configuração das impedâncias do sistema.

A remoção das impedâncias da rede e do transformador no modelo evidenciou esse efeito de mascaramento na estratégia convencional, uma vez que a rejeição de distúrbios passa a se manifestar somente quando esses elementos deixam de intermediar a ação do controle. Em contraste, no D-UPQC, a remoção dessas impedâncias não altera qualitativamente o comportamento das funções analisadas, confirmando que a rejeição de distúrbios é inerente à estrutura de realimentação adotada.

Por fim, a análise da influência da impedância da rede mostrou que o C-UPQC apresenta elevada sensibilidade à variação da indutância da linha, especialmente na relação entre a corrente da carga e a tensão da carga. O D-UPQC, por sua vez, manteve desempenho mais estável, com vales de atenuação bem definidos e pouco sensíveis à condição da rede, preservando a capacidade de rejeição de distúrbios ao longo de toda a faixa de frequência analisada.

Essas diferenças estruturais são corroboradas pelos resultados experimentais dinâmicos. Durante degraus de carga e afundamentos de tensão da rede, o D-UPQC apresentou resposta mais rápida, mantendo a corrente da rede praticamente senoidal desde os primeiros ciclos após a aplicação da perturbação. No C-UPQC, observou-se uma resposta transitória mais lenta, com necessidade de alguns ciclos da rede para a recomposição da corrente, evidenciando a atuação indireta do controle sobre as variáveis de interesse.

Em regime permanente, os resultados experimentais estáticos reforçam quantitativamente as conclusões obtidas a partir das análises em frequência. Em todos os casos analisados, o D-UPQC apresentou menores valores de distorção harmônica total nas variáveis de interesse, ou seja, corrente da rede e na tensão da carga. A Tabela 28 evidencia diferenças expressivas de THD entre as estratégias, confirmando a superioridade em termos de desempenho estático do D-UPQC mesmo em condições severas de operação, como rede não senoidal e cargas não lineares.

De forma geral, os resultados analíticos e experimentais apresentados neste capítulo são coerentes e complementares, evidenciando que a estratégia Dual proporciona melhor rejeição harmônica, resposta dinâmica mais rápida e menor dependência das condições da rede. Assim, conclui-se que o D-UPQC apresenta maior robustez e desempenho superior frente a cenários severos de operação, justificando sua aplicação em sistemas que demandam elevados níveis de qualidade da energia elétrica.

7 CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

7.1 Conclusão

Este trabalho apresentou uma análise comparativa abrangente do Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC) monofásico operando com as estratégias de compensação ativa de potência dual e convencional, com foco na mitigação simultânea de distúrbios na tensão da rede elétrica e nas correntes de carga. Para isso, foram desenvolvidos modelos matemáticos completos do UPQC para ambas as estratégias, nos quais os conversores série e paralelo são integrados em uma única estrutura multivariável, permitindo a representação explícita do acoplamento dinâmico entre esses subsistemas.

Os modelos completos foram comparados às representações tradicionais baseadas em modelos individuais dos conversores, evidenciando a maior fidelidade da modelagem multivariável na descrição do comportamento dinâmico do sistema. As análises em frequência e as comparações com o circuito chaveado demonstraram que os modelos SISO apresentam limitações importantes, principalmente pela ausência de funções de transferência que descrevem as interações entre os conversores, o que pode levar a erros de projeto quando utilizados isoladamente no desenvolvimento de controladores.

Com base nesses modelos, foi proposta e detalhada uma metodologia genérica para o projeto de controladores multirressonantes por realimentação de estados, tanto monovariáveis quanto multivariáveis, utilizando um algoritmo de otimização baseado na metaheurística de evolução diferencial. A formulação da função custo, a definição dos limites dos parâmetros e a configuração das simulações foram conduzidas de forma a tornar a metodologia aplicável a sistemas com referências senoidais e harmônicas, bem como à rejeição ativa de distúrbios. Os resultados obtidos ao longo do processo de otimização evidenciaram diferenças relevantes entre as estratégias dual e convencional, não apenas em termos de desempenho final, mas também quanto à complexidade do problema de otimização.

Na estratégia dual, o controle atua diretamente sobre as variáveis finais de interesse, tensão da carga e corrente da rede, o que reduz o acoplamento funcional entre os objetivos da função custo. Esse aspecto resultou em um processo de otimização mais bem condicionado, com convergência mais previsível, menor

interferência mútua entre os conversores e trajetórias de THD e erro mais estáveis ao longo das iterações. Em contraste, na estratégia convencional, a atuação indireta sobre variáveis internas de compensação intensificou o acoplamento entre os objetivos, tornando o processo mais sensível aos parâmetros de controle e exigindo maior exploração do espaço de soluções para a obtenção de um compromisso adequado entre desempenho e robustez. Como consequência, observou-se que o tempo médio total de execução para o projeto do controlador MIMO do UPQC operando sob a estratégia de compensação dual foi de aproximadamente 21 horas e 30 minutos, enquanto o projeto do controlador MIMO do UPQC na estratégia convencional demandou, em média, 24 horas e 19 minutos, considerando o mesmo computador e o mesmo passo de cálculo da simulação.

Os controladores projetados foram avaliados experimentalmente em termos de desempenho dinâmico e estático, considerando tanto controladores SISO quanto MIMO, aplicados às duas estratégias de compensação. Os resultados experimentais confirmaram a viabilidade prática do controlador multivariável multirressonante por realimentação de estados, que apresentou desempenho equivalente ou superior ao dos controladores monovariáveis, além de maior aderência aos resultados previstos na etapa de otimização. Essa característica reforça a adequação do modelo completo como base para o projeto de controladores e para a análise comparativa entre as estratégias de compensação.

A comparação entre as estratégias dual e convencional foi realizada de forma consistente a partir do controle MIMO, permitindo isolar os efeitos da estratégia de compensação. As análises em frequência em malha aberta mostraram que, embora ambas as estratégias apresentem frequências de ressonância semelhantes, o D-UPQC possui maior atenuação intrínseca das componentes de alta frequência, enquanto o C-UPQC apresenta comportamento mais ressonante. Em malha fechada, verificou-se que ambas as estratégias asseguram adequado rastreamento das referências, entretanto, diferenças significativas surgem quando se avalia a rejeição de distúrbios.

No D-UPQC, a realimentação direta das variáveis de interesse faz com que a rejeição harmônica se manifeste diretamente na tensão da carga e na corrente da rede, independentemente da origem do distúrbio. Já no C-UPQC, a rejeição depende fortemente da propagação do distúrbio através das impedâncias do sistema, sendo frequentemente limitada ou mascarada por esses elementos. Essa diferença

estrutural foi corroborada pela análise da influência da impedância da rede, na qual o C-UPQC apresentou elevada sensibilidade à variação da indutância da linha, especialmente em redes fracas, enquanto o D-UPQC manteve desempenho mais estável e robusto.

Os resultados experimentais dinâmicos confirmaram essas conclusões, mostrando que o D-UPQC responde de forma mais rápida a degraus de carga e afundamentos de tensão, mantendo a corrente da rede praticamente senoidal desde os primeiros ciclos após a perturbação. Em regime permanente, os resultados estáticos evidenciaram diferenças expressivas nos índices de distorção harmônica total, com o D-UPQC apresentando, em todos os casos analisados, menores valores de THD nas variáveis de interesse. Esses resultados quantitativos confirmam a superioridade da estratégia dual mesmo sob condições severas de operação, como redes não senoidais e cargas não lineares.

De forma geral, os resultados analíticos, numéricos e experimentais apresentados ao longo deste trabalho são consistentes e complementares, evidenciando que as diferenças observadas entre as estratégias não se limitam ao desempenho final, mas decorrem fundamentalmente da estrutura de realimentação e da forma como cada abordagem trata a rejeição de distúrbios. A estratégia dual, ao atuar diretamente sobre as variáveis de interesse, tensão da carga e corrente da rede, mostrou-se capaz de promover rejeição harmônica efetiva em malha fechada, com menor sensibilidade às impedâncias do sistema e resposta dinâmica significativamente mais rápida. Esses aspectos refletiram-se tanto nos resultados experimentais, com menores valores de THD e melhor comportamento transitório, quanto no próprio processo de otimização, que se apresentou mais bem condicionado quando comparado à estratégia convencional. Assim, conclui-se que o D-UPQC constitui uma solução mais robusta e eficiente para aplicações que exigem elevados níveis de qualidade da energia elétrica, validando a abordagem adotada e a metodologia de projeto desenvolvida neste estudo.

7.2 Propostas de continuidade

As propostas de continuidade deste trabalho são apresentadas a seguir:

- Desenvolver o modelo multivariável de UPQCs trifásicas no sistema de coordenadas síncronas dq , considerando as estratégias de compensação ativa dual e convencional;
- Desenvolver e implementar o controle multivariável multirressonante por realimentação de estados (MV-MR-SF) no referencial dq para UPQCs trifásicas, envolvendo as estratégias de compensação ativa dual e convencional;
- Implementar o algoritmo de otimização baseado em Evolução Diferencial (DE) em uma plataforma de simulação em tempo real do tipo *Hardware-in-the-Loop* (HIL).

7.3 Publicações científicas associadas ao desenvolvimento deste trabalho

PELZ, B. M.; DA SILVA, S. A. O.; CAMPANHOL, L. B. G.; SAMPAIO, L.; PELZ, G. M. Controle de um Sistema de Armazenamento de Energia por Baterias em Conjunto com Filtro Ativo de Potência Paralelo por meio do Conversor DAB. 1a Conferência Brasileira sobre Recursos Energéticos Distribuídos. Anais..., 2024. Uberlândia: Galoá.

PELZ, B. M.; DA SILVA, S. A. O.; CAMPANHOL, L. B. G.; PELZ, G. M.; SAMPAIO, L. P. DAB converter used to the BESS control operating in conjunction with a parallel active power filter. SYMPOSIUM DE GÉNIE ELECTRIQUE SGE. Anais... , 2025. Toulouse.

PELZ, B. M.; PELZ, G. M.; DA SILVA, S. A. O.; et al. Unified and Independent UPQC Models for Improvement of Current and Voltage Controller Designs. 18th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). Anais... , 2025a. Vitória.

PELZ, B. M.; PELZ, G. M.; DA SILVA, S. A. O.; CAMPANHOL, L. B. G.; MACHADO, S. de J. M.; SAMPAIO, L. P. Design methodology for state-feedback multiresonant multivariable controllers based on DE metaheuristic applied to a single-phase UPQC. Electric Power Systems Research, v. 251, p. 112187, 1 fev. 2026. <https://doi.org/10.1016/J.EPSR.2025.112187>.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 6, p. 1312–1322, 1996.
- ALBERTOS, P.; SALA, Antonio. **Multivariable control systems**. London: Springer-Verlag, 2004. v. ISBN 1852337389
- ALFALAHI, Saad T. Y. *et al.* Supraharmonics in Power Grid: Identification, Standards, and Measurement Techniques. **IEEE Access**, v. 9, p. 103677–103690, 2021.
- ALI, Ziad M. *et al.* Complexities of Power Quality and Harmonic-Induced Overheating in Modern Power Grids Studies: Challenges and Solutions. **IEEE Access**, 2024.
- ANGÉLICO, Bruno A.; CAMPANHOL, Leonardo B. G.; OLIVEIRA DA SILVA, Sérgio A. Proportional-integral/proportional-integral derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 10, p. 2647–2659, 1 out. 2014.
- AREDES, M.; HEUMANN, K.; WATANABE, E. H. An universal active power line conditioner. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 13, n. 2, p. 545–551, 1998.
- BACON, Vinícius Dario *et al.* Stability analysis and performance evaluation of a single-phase phase-locked loop algorithm using a non-autonomous adaptive filter. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 8, p. 2081–2092, 1 ago. 2014.
- BACON, Vinícius Dário; DA SILVA, Sérgio Augusto Oliveira; GUERRERO, Josep M. Multifunctional UPQC operating as an interface converter between hybrid AC-DC microgrids and utility grids. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 136, p. 107638, mar. 2022.
- BOYLESTAD, Robert L. **Introdução à análise de circuitos**. 12. ed. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2012.
- BROGAN, William L. **Modern Control Theory**. 3 Edição ed. New Jersey: Prentice-Hall Internation, Inc, 1991.
- BUENO-CONTRERAS, Holman; RAMOS, Germán Andrés; COSTA-CASTELLÓ, Ramon. Power Quality Improvement through a UPQC and a Resonant Observer-Based MIMO Control Strategy. **Energies**, v. 14, n. 21, p. 6938, 21 out. 2021.
- CAMPANHOL, Leonardo B. G.; DA SILVA, Sérgio A. O.; GOEDTEL, Alessandro. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 11, p. 2825–2836, 1 nov. 2014.
- CAMPANHOL, Leonardo Bruno Garcia *et al.* Single-Stage Three-Phase Grid-Tied PV System With Universal Filtering Capability Applied to DG Systems and AC

Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9131–9142, dez. 2017.

CAMPANHOL, Leonardo Bruno Garcia *et al.* Power Flow and Stability Analyses of a Multifunctional Distributed Generation System Integrating a Photovoltaic System With Unified Power Quality Conditioner. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 7, p. 6241–6256, jul. 2019.

CASTILLA, M. *et al.* Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters With Damped Resonant Harmonic Compensators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p. 4492–4501, nov. 2009.

CHETHAN, M.; RAVI, K. Virtual Inertia Support for Renewable Energy Integration: A Review. **IEEE Access**, 2024.

DA SILVA, S. A. O. *et al.* A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 6, p. 1581–1590, nov. 2002.

DA SILVA, Sergio A. Oliveira *et al.* Single-phase Power Quality Conditioners with series-parallel filtering capabilities. *In: IEEE*, jun. 2011.

DA SILVA, Sergio A. Oliveira *et al.* Comparative performance analysis involving a three-phase UPQC operating with conventional and dual/inverted power-line conditioning strategies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 11, p. 11652–11665, 1 nov. 2020.

DA SILVA, Sergio A. Oliveira *et al.* Dynamic improvement of a UPQC system operating under grid voltage sag/swell disturbances. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 71, n. 5, p. 2844–2848, maio 2024.

DAVARI, M. *et al.* Modeling the combination of UPQC and photovoltaic arrays with Multi-Input Single-Output DC-DC converter. *In: IEEE*, fev. 2009.

ELNADY, A.; GOAUDA, A.; SALAMA, M. M. A. Unified power quality conditioner with a novel control algorithm based on wavelet transform. *In: IEEE*, maio 2001.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Second Edition ed. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2001.

FLEMING, P. J.; PURSHOUSE, R. C. Evolutionary algorithms in control systems engineering: a survey. **Control Engineering Practice**, v. 10, n. 11, p. 1223–1241, nov. 2002.

FRANCA, Bruno W. *et al.* An Improved iUPQC Controller to Provide Additional Grid-Voltage Regulation as a STATCOM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1345–1352, mar. 2015.

FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 2, p. 315–322, mar. 1998.

GARCIA-CERRADA, Aurelio *et al.* Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 1, p. 237–246, jan. 2007.

GHOSH, A.; JINDAL, A. K.; JOSHI, A. Inverter control using output feedback for power compensating devices. *In: IEEE*, out. 2003.

GHOSH, Arindam; LEDWICH, Gerard. A unified power quality conditioner (UPQC) for simultaneous voltage and current compensation. **Electric Power Systems Research**, v. 59, n. 1, p. 55–63, ago. 2001.

GHOSH, Arindam; LEDWICH, Gerard. **Power quality enhancement using custom power devices**. Boston, MA: Springer US, 2002.

GONZÁLEZ, Sergio A.; VALLA, María I. UPQC implemented with Cascade Asymmetric Multilevel Converters. **Electric Power Systems Research**, v. 124, p. 144–151, 2015.

HAN, B. *et al.* New configuration of UPQC for medium-voltage application. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 3, p. 1438–1444, 2006a.

HAN, B. *et al.* Combined Operation of Unified Power-Quality Conditioner With Distributed Generation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 1, p. 330–338, jan. 2006b.

HAN, Byung M.; BAE, B. Unified power quality conditioner with super-capacitor for energy storage. **European Transactions on Electrical Power**, v. 18, n. 4, p. 327–343, 18 maio 2008.

HEENKENDA, Anisha *et al.* Unified power quality conditioners based different structural arrangements: A comprehensive review. **IEEE Access**, v. 11, p. 43435–43457, 2023.

IEEE. **519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. IEEE Power and Energy Society New York, 2014.

JIN, Jianxun *et al.* An improved compensation method for voltage sags and swells of the electric vehicles charging station based on a UPQC-SMES system. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 143, p. 108501, dez. 2022.

JINDAL, Amit Kumar; GHOSH, Arindam; JOSHI, Avinash. Interline Unified Power Quality Conditioner. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 364–372, 2007.

KHADEM, Shafiuzzaman K.; BASU, Malabika; CONLON, Michael F. Intelligent Islanding and Seamless Reconnection Technique for Microgrid With UPQC. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 2, p. 483–492, jun. 2015.

KHADKIKAR, V. Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 5, p. 2284–2297, maio 2012.

KHADKIKAR, Vinod; CHANDRA, Ambrish. A Novel Structure for Three-Phase Four-Wire Distribution System Utilizing Unified Power Quality Conditioner (UPQC). **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 5, p. 1897–1902, 2009.

KHADKIKAR, Vinod; CHANDRA, Ambrish. UPQC-S: A Novel Concept of Simultaneous Voltage Sag/Swell and Load Reactive Power Compensations Utilizing Series Inverter of UPQC. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 9, p. 2414–2425, set. 2011.

KHAJEHODDIN, Sayed Ali; KARIMI-GHARTEMANI, Masoud; EBRAHIMI, Mohammad. Optimal and Systematic Design of Current Controller for Grid-Connected Inverters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 2, p. 812–824, jun. 2018.

KHORASANI, Pouria Goharshenasan; JOORABIAN, Mahmood; SEIFOSSADAT, Seyed Ghodrattollah. Smart grid realization with introducing unified power quality conditioner integrated with DC microgrid. **Electric Power Systems Research**, v. 151, p. 68–85, out. 2017.

KIAN HOONG KWAN; YUN CHUNG CHU; PING LAM SO. Model-Based Hinf Control of a Unified Power Quality Conditioner. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 7, p. 2493–2504, jul. 2009.

KOROGLU, Tahsin *et al.* Modeling and analysis of a nonlinear adaptive filter control for interline unified power quality conditioner. *In: IEEE*, maio 2013.

KUMAR, G. Siva *et al.* Minimization of VA loading of Unified Power Quality Conditioner (UPQC). *In: IEEE*, mar. 2009.

LEE, Woo Cheol; LEE, Dong Myung; LEE, Taek Kie. New Control Scheme for a Unified Power-Quality Compensator-Q With Minimum Active Power Injection. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 25, n. 2, p. 1068–1076, abr. 2010.

LI, Peng *et al.* Power Quality Control Center and Its Control Method. *In: IEEE*, 2005.

LIANG, Xiaodong. Emerging Power Quality Challenges Due to Integration of Renewable Energy Sources. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 2, p. 855–866, mar. 2017.

MACHADO, Sebastián de Jesús Manrique. **Técnicas de modelagem de pequenos sinais para microrredes CA ilhadas considerando impedância virtual e**

conversores multifuncionais controlados em corrente. São Carlos: Universidade de São Paulo, 27 jul. 2021.

MANRIQUE MACHADO, Sebastián de Jesús *et al.* Analysis of a Multifunctional Inverter Active-Filtering Function Influence on the Small-Signal Stability of Inverter-Based Islanded AC Microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 70, n. 8, p. 8108–8117, ago. 2023.

MANSOR, Muhammad Alif *et al.* Construction and Performance Investigation of Three-Phase Solar PV and Battery Energy Storage System Integrated UPQC. **IEEE Access**, v. 8, p. 103511–103538, 2020.

MILLNITZ DOS SANTOS, Raphael J.; DA CUNHA, Jean Carlo; MEZARROBA, Marcello. A simplified control technique for a dual unified power quality conditioner. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 5851–5860, nov. 2014.

MODESTO, Rodrigo Augusto *et al.* A Versatile Unified Power Quality Conditioner Applied to Three-Phase Four-Wire Distribution Systems Using a Dual Control Strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 8, p. 5503–5514, ago. 2016.

MOHAMMADI, Hamid Reza; VARJANI, Ali Yazdian; MOKHTARI, Hossein. Multiconverter Unified Power-Quality Conditioning System: MC-UPQC. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 24, n. 3, p. 1679–1686, 2009.

MUNEER, V.; BHATTACHARYA, Avik. Cascaded H Bridge Multi Level Inverter Based Unified Power Quality Conditioner. *In: IEEE*, dez. 2018.

MUNOZ, Javier A. *et al.* Design of a Modular UPQC Configuration Integrating a Components Economical Analysis. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 24, n. 4, p. 1763–1772, 2009.

NEGRÃO, Fernando A.; DA SILVA, Sergio A. O.; MODESTO, Rodrigo A. A single-phase to three-phase UPQC topology with universal filtering capabilities. *In: IEEE*, nov. 2015.

OCHOA-GIMÉNEZ, Miguel; GARCÍA-CERRADA, Aurelio; ZAMORA-MACHO, Juan Luis. Comprehensive control for unified power quality conditioners. **Journal of Modern Power Systems and Clean Energy**, v. 5, n. 4, p. 609–619, 8 jul. 2017.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno.** 5 Edição ed. São Paulo: Pearson Education Brasil, 2010.

PATTANAYAK, Bikash; NANDA, Smrutimayee; KUMAR, Niranjana. Advancement in techniques towards optimal operation of UPQC for power quality improvement. *In: IEEE*, 23 ago. 2023.

PELZ, Guilherme M. *et al.* Improvement of grid injected currents in single-phase inverters rejecting DC link voltage oscillations based on multi-resonant filtering.

International Journal of Electrical Power and Energy Systems, v. 156, 1 fev. 2024.

PELZ, Guilherme Masquetti. **Sistema híbrido de armazenamento de energia integrado a um conversor bidirecional de interface usado para suavizar intermitências entre uma microrrede CA trifásica e a rede elétrica monofásica**. Doutorado em Engenharia Elétrica—Cornélio Procópio: UTFPR - Universidade Tecnológica Federal do Paraná , 3 ago. 2023.

PELZ, Guilherme Masquetti; COSTA, Bruno Leandro Galvão; DA SILVA, Sérgio Augusto Oliveira. Tuning of state-feedback multi-resonant controllers based on LQR using differential evolution metaheuristic. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 139, 1 jul. 2022.

PELZ, Guilherme Masquetti; DA SILVA, Sergio Augusto Oliveira; SAMPAIO, Leonardo Poltronieri. Comparative analysis involving PI and state-feedback multi-resonant controllers applied to the grid voltage disturbances rejection of a unified power quality conditioner. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 115, 1 fev. 2020a.

PELZ, Guilherme Masquetti; DA SILVA, Sergio Augusto Oliveira; SAMPAIO, Leonardo Poltronieri. Distributed generation integrating a photovoltaic-based system with a single- to three-phase UPQC applied to rural or remote areas supplied by single-phase electrical power. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 117, 1 maio 2020b.

PJEVALICA, Nebojsa; PJEVALICA, Velibor; PETROVIC, Nenad. The Consumer and the Power Grid: Evolution of Problems and Solutions. **IEEE Consumer Electronics Magazine**, v. 12, n. 5, p. 24–31, 1 set. 2023.

PRAKASH MAHELA, Om; GAFOOR SHAIK, Abdul. **Topological aspects of power quality improvement techniques: A comprehensive overview**. **Renewable and Sustainable Energy Reviews** Elsevier Ltd, , 1 maio 2016.

RATNAM, Kamala Sarojini; PALANISAMY, K.; YANG, Guangya. Future low-inertia power systems: Requirements, issues, and solutions - A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 124, p. 109773, 1 maio 2020.

REYES, J. R.; ESPINOZA, J. R.; SEPULVEDA, C. A. Operating Region of Single-Phase UPQCs. *In*: IEEE, jun. 2005.

RODRIGUEZ, J.; LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002.

RONG, Yuanjie *et al.* Output Feedback Control of Single-Phase UPQC Based on a Novel Model. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 24, n. 3, p. 1586–1597, jul. 2009.

RUBILAR, Ivan A. *et al.* DC Link Voltage Unbalance Control in Three-Phase UPQCs based on NPC Topologies. *In: IEEE*, 2007.

SHI, Shuqi; LIU, Dashuang; HAN, Jian. Small signal modeling and performance analysis of conventional and dual UPQC. **IEEE Access**, v. 12, p. 11909–11925, 2024.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999.

STRZELECKI, R. *et al.* Modeling and experimental investigation of the small UPQC systems. *In: IEEE*, jun. 2005.

SUBRAMANIAN, N.; STONIER, Albert Alexander. A Comprehensive Review on Selective Harmonic Elimination Techniques and Its Permissible Standards in Electrical Systems. **IEEE Access**, v. 12, p. 141966–141998, 2024.

TEFFERI, Mattewos *et al.* Supraharmonic Measurements in Distributed Energy Resources: Power quality observations in a microgrid. **IEEE Electrification Magazine**, v. 11, n. 2, p. 88–96, 1 jun. 2023.

TOODEJI, H.; FATHI, S. H.; GHAREHPETIAN, G. B. Power management and performance improvement in integrated system of variable speed wind turbine and UPQC. *In: IEEE*, jun. 2009.

TRINH, Quoc-Nam; LEE, Hong-Hee. Improvement of unified power quality conditioner performance with enhanced resonant control strategy. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 8, n. 12, p. 2114–2123, dez. 2014.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. Power quality considerations on shunt/series current and voltage conditioners. *In: IEEE*, out. 2002.

WONG, Man-Chung *et al.* A unified approach for distribution system conditioning: Distribution System Unified Conditioner (DS-UniCon). *In: IEEE*, jan. 2000.

YANG, Yayu *et al.* Towards 100% Renewable Power Grids: A Review. **IEEE Access**, 2025.