

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tiago de Sá Ferreira

Implementação de Modulador para Aumento de
Banda Passante de um Sistema de Condicionamento
de Energia Baseado em um Conversor Multinível

Belo Horizonte

2021



Universidade Federal de Minas Gerais

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Implementação de Modulador para Aumento de Banda
Passante de um Sistema de Condicionamento de Energia
Baseado em um Conversor Multinível

Tiago de Sá Ferreira

Tese de Doutorado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Morais

Belo Horizonte, outubro de 2021

F383i Ferreira, Tiago de Sá.
 Implementação de modulador para aumento de banda passante de um sistema de condicionamento de energia baseado em um conversor multinível [recurso eletrônico] / Tiago de Sá Ferreira. - 2021.
 1 recurso online (244 f. : il., color.) : pdf.

 Orientador: Lenin Martins Ferreira Morais.

 Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

 Apêndices: f. 233-244.

 Bibliografia: f. 223-232.
 Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

 1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores - Teses. 3. Modulação (Eletrônica) - Teses. 4. Energia elétrica - Qualidade - Teses. I. Morais, Lenin Martins Ferreira. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

 CDU: 621.3(043)

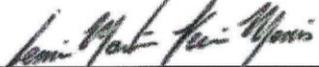
"Implementação de Modulador Para Aumento de Banda Passante de Um Sistema de Condicionamento de Energia Baseado Em Um Conversor Multinível"

Tiago de Sá Ferreira

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 08 de outubro de 2021.

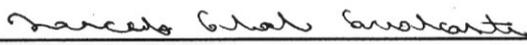
Por:



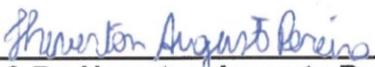
Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG) - Orientador



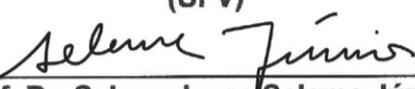
Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva
(UTFPR)



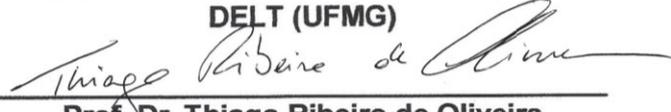
Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti
(UFPE)



Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira
(UFV)



Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Thiago Ribeiro de Oliveira
(UFMG)

*À minha família e
aos meus amigos.*

*“Vivendo, se aprende; mas o que se aprende,
mais, é só a fazer outras maiores perguntas.”*

*João Guimarães Rosa,
em "Grande Sertão: Veredas"*

Agradecimentos

Agradeço

a Deus por iluminar meu caminho.

aos meus pais, o amor e dedicação incondicionais.

ao meu irmão, a amizade e o exemplo.

à Bê, o carinho e atenção.

ao professor Lenin Martins Ferreira Moraes, a amizade, dedicação e orientação. E por compartilhar comigo seu conhecimento e constantemente me incentivar e motivar.

ao Guilherme, irmão de armas e amigo de longa data, a amizade e apoio perenes.

ao Camilo e ao Clodualdo, a camaradagem e paciência, além da contribuição e auxílio no desenvolvimento do projeto e das bancadas de testes.

aos professores do GEP, o suporte, auxílio e disposição de me ensinar e auxiliar.

ao Thierry, ao Jérémi, ao Didier e ao Bernardo, que me acolheram em seus locais de trabalho e na cidade de Toulouse e compartilharam seu conhecimento técnico-científico.

ao Seleme, ao Fred e ao Victor, o apoio no estágio sanduíche.

aos pesquisadores e aos discentes do CCEE, o trabalho realizado com dedicação e esmero.

aos colegas de trabalho, o convívio e alegria no dia a dia.

às novas amizades feitas em Toulouse que fizeram minha estadia na cidade ainda mais agradável e proveitosa.

aos meus amigos, as risadas, companhia e camaradagem.

à UNIFEI, ao CCEE, ao GEP e ao LAPLACE, o investimento em minha capacitação.

ainda ao PPGEE/UFMG e à CAPES o apoio logístico e financeiro ao meu trabalho.

Resumo

Os problemas de qualidade de energia, apesar de críticos para a rede e/ou cargas sendo alimentadas, não são novos. Afundamentos e elevações de tensão, desbalanços de tensão e de corrente, circulação de correntes reativa e distorções de corrente e de tensão são fenômenos que impactam não só na eficiência da rede elétrica mas também na continuidade e na conformidade do fornecimento de energia a cargas que sofrerão com eles mais ou menos severamente, dependendo de sua sensibilidade. Tais adversidades foram largamente investigadas no passado e seus estudos continuam extremamente pertinentes no presente. De fato, os problemas de qualidade de energia se tornam ainda mais relevantes nos dias de hoje com a instalação de usinas de energia renováveis baseada em inversores como a fotovoltaica e a eólica de grande escala, a popularização de veículos elétricos e do conceito de *vehicle-to-grid* (V2G) e o crescimento da geração distribuída, dentre outros.

O Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC), ainda que relativamente complexo, é considerado um dos dispositivos de condicionamento com maior potencial e versatilidade para superar esses problemas de qualidade de energia. Isso, pois ele possui a capacidade de mitigar quase todos os problemas de qualidade de energia relacionados à tensão e à corrente quando devidamente projetado e operado. Nesse sentido, tendo como objeto de estudo um UPQC, são abordados nesse trabalho tópicos relacionados ao projeto do filtro LCL de conexão do sistema à rede/carga, as estratégias de controle das variáveis elétricas de interesse e ao modulador PWM utilizado quando topologias de conversores multiníveis são consideradas para emprego em tal condicionador de energia.

À vista disso, em especial, propõe-se uma estratégia de modulação multi-taxas compatível com conversores multicélulas série e/ou paralelo com portadoras entrelaçadas e um número qualquer de células. Tal modulador faz proveito da possibilidade de atualizar os comandos das

chaves semicondutoras em cada subciclo do período de chaveamento definido pelo entrelaçamento das portadoras ao invés de fazê-lo apenas uma ou duas vezes por ciclo como é típico nas modulações clássicas simetricamente amostrada (apenas no pico ou no vale da portadora) e assimetricamente amostrada (no pico e no vale da portadora), respectivamente. Além disso, ele é completamente implementado a nível de *software* (código) e possui como característica importante a capacidade de evitar naturalmente o chaveamento excessivo, ou seja, o envio de pulsos extras de chaveamento por ciclo de portadora dos dispositivos semicondutores.

Com isso, resultados experimentais de um UPQC baseado em inversores trifásicos a dois níveis são apresentados e discutidos. Em adição, propostas de melhoria do desempenho desse sistema no que diz respeito à sua resposta dinâmica e erro em regime permanente são analisadas a nível teórico e de simulação para uma estrutura de conversores trifásicos a dois níveis e, também, multiníveis. De fato, essas soluções incluem o uso do modulador multi-taxas proposto para promover o aumento da banda passante do condicionador de energia, o que é possível devido às características de resposta em frequência e princípio de funcionamento desse modulador.

Palavras-chave: *UPQC, conversores multiníveis, modulador multi-taxas, controle de conversores conectados à rede, qualidade da energia*

Abstract

Power quality issues, while critical to the network and/or loads being powered, are not new. Voltage sags and swells, voltage and current unbalances, reactive current circulation and current and voltage distortions are phenomena that impact not only the efficiency of the electrical grid, but also the continuity and compliance of power supply to loads that will suffer from them more or less severely depending on their sensitivity. Such adversities have been widely investigated in the past and their studies remain pertinent in the present. In fact, power quality issues are even more relevant these days due to the installation of inverter-based renewable energy power plants such as large-scale wind and photovoltaics, the popularization of electric vehicles and the vehicle-to-grid (V2G) concept, and the growth of distributed generation, among others.

The Unified Power Quality Conditioner (UPQC), although relatively complex, is considered one of the power conditioning devices with both the greatest potential and versatility to overcome these power quality problems. This is because it can mitigate almost all voltage and current related power quality issues when properly designed and operated. In this sense, having as its object of study a UPQC, this work addresses topics such as the design of the LCL filter connecting the system to the grid/load, the control strategies of the electrical variables of interest, and the PWM modulator used when multilevel converter topologies are considered for use in such a power conditioner.

In view of this, in particular, a multirate modulation strategy compatible with series and/or parallel multicell converters with interleaved carriers and any number of cells is proposed. Such a modulator takes advantage of the possibility of updating the switch commands in each sub-cycle of the switching period defined by the interleaving of the carriers instead of doing it only once or twice per cycle as is typical in classical symmetrically sampled modulations (only at

the carrier's peak or at its valley) and asymmetrically sampled (at both the carrier's peak and valley), respectively. In addition, it is fully implemented at a software (code) level and has as an important feature the ability to naturally avoid overswitching, i.e., several extra switching pulses per carrier cycle of the semiconductor devices.

Thus, experimental results of a UPQC based on two-level three-phase inverters are presented and discussed. Furthermore, proposals for improving the performance of this system regarding its dynamic response and steady state error are analyzed at the theoretical and simulation level for two-level and multilevel three-phase converters. In fact, these solutions include the use of the proposed multirate modulator to allow increasing the power conditioner's bandwidth, which is possible due to the frequency response characteristics and working principle of the modulator.

Keywords: *UPQC, multilevel converters, multirate modulator, control of grid connected converters, power quality*

Lista de figuras

Figura 1.1 – Diagrama de um UPQC genérico.....	31
Figura 2.1 – Diagrama unifilar do UPQC em estudo.....	37
Figura 2.2 – Resposta em frequência de <i>Givps</i>	41
Figura 2.3 – Curvas na fase A do FAP de: (a) corrente na saída do conversor, na saída do ramo LC e no transformador trifásico e tensão de linha da rede; e (b) <i>ripple</i> de corrente na saída do FAP (corrente efetivamente injetada na rede) e na saída do conversor.....	42
Figura 2.4 – Resposta em frequência de: (a) <i>Givss</i> ; e (b) <i>Gvss</i>	43
Figura 2.5 – Diagrama de blocos do (a) DDSRFPLL com células de desacoplamento e (b) da célula genérica de desacoplamento de componentes $\pm dq$ para o DDSRFPLL.....	44
Figura 2.6 – Diagrama de blocos de controle de corrente do FAP.....	46
Figura 2.7 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência de corrente; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente.....	47
Figura 2.8 – Barramento c.c. do FAP com a representação da corrente de descarga do mesmo.....	47
Figura 2.9 – Diagrama de blocos de controle de tensão do barramento c.c. do FAP.....	48
Figura 2.10 – Curvas referentes ao controle de tensão do barramento c.c. do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência de tensão e esforço de controle da malha do barramento c.c.; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle.....	49
Figura 2.11 – Diagrama de blocos de controle de potência reativa do FAP.....	50
Figura 2.12 – Curvas referentes ao controle de potência reativa do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência de potência reativa; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle.....	51
Figura 2.13 – Resposta em frequência dos controladores PI e PIR de corrente do FAP em malha fechada: (a) visão geral; e (b) ampliação do gráfico em torno das frequências ressonantes de interesse.....	53
Figura 2.14 – Diagrama de blocos de controle completo do FAP.....	54
Figura 2.15 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência de corrente; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente.....	55
Figura 2.16 – Diagrama do FAS representando a corrente no transformador como perturbação.....	56
Figura 2.17 – Curvas referentes ao controle de tensão dos transformadores monofásicos do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência de tensão; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle.....	57
Figura 2.18 – Resposta em frequência dos controladores PI e PIR de corrente do FAS em malha fechada: (a) visão geral; e (b) ampliação do gráfico em torno das frequências ressonantes de interesse.....	58

Figura 2.19 – Resposta em frequência dos controladores PI e PIR de tensão do FAS em malha fechada: (a) visão geral; e (b) ampliação do gráfico em torno das frequências ressonantes de interesse	58
Figura 2.20 – Diagrama de blocos de controle completo do FAS.....	59
Figura 2.21 – Resposta ao degrau dos controladores: (a) corrente de eixo de quadratura do FAP; (b) tensão do barramento c.c. do FAP; (c) potência reativa do FAP; e (d) tensão de eixo direto do FAS.	60
Figura 2.22 – Síntese simultânea de componentes harmônicas: espectros de frequência (a) da corrente i_g de saída da fase A do filtro LCL durante a operação do FAP; e (b) da tensão sintetizada no transformador monofásico da fase A durante a operação do FAS	62
Figura 2.23 – Referência de controle e corrente i_g da fase A para o FAP: (a) $5a$ harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste	63
Figura 2.24 – Referência de controle e corrente i_g da fase A para o FAP: (a) $7a$ harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste	63
Figura 2.25 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas $5a$ harmônica	64
Figura 2.26 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas $7a$ harmônica	64
Figura 2.27 – Referência de controle e tensão vt' sintetizada pelo FAS na fase A: (a) teste com apenas $5a$ harmônica; e (b) teste com apenas $7a$ harmônica.....	65
Figura 2.28 – Referência de controle e tensão vt' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas $5a$ harmônica.....	65
Figura 2.29 – Referência de controle e tensão vt' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas $7a$ harmônica.....	65
Figura 2.30 – Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAS: (a) referência trifásica e sinais sintetizados e; (b) defasamento entre a referência e tensão da fase A	66
Figura 2.31 – Referência de controle e tensão vt' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com síntese de tensão desbalanceada	66
Figura 3.1 – Protótipo do UPQC: (a) visão geral do sistema; e (b) visão interna do painel elétrico.....	70
Figura 3.2 – Diagrama de potência do protótipo do UPQC.....	71
Figura 3.3 – Filtros de saída do FAP e do FAS.....	72
Figura 3.4 – Transformadores de conexão do FAP e do FAS à rede/PAC.....	73
Figura 3.5 – SSRs utilizados para <i>by-pass</i> do FAS quando sua operação não é necessária	74
Figura 3.6 – Placas de comando e condicionamento de sinais do UPQC.....	74
Figura 3.7 – Conversor <i>back-to-back</i> utilizado no protótipo do UPQC	75
Figura 3.8 – Ângulo do DDSRFPLL sobreposto à tensão fase A da rede para sincronismo com a tensão: (a) da rede da concessionária e (b) do PAC após injeção de harmônicas e desbalanço pelo FAS	78
Figura 3.9 – Resposta dos controladores do FAP a degraus nas referências de (a) corrente de eixo de quadratura; (b) de tensão do barramento c.c.; (c) de potência reativa	79
Figura 3.10 – Resposta do FAS a degraus de referências de tensões de (a) eixo direto e (b) quadratura	80
Figura 3.11 – Resposta dos controladores de corrente de saída do conversor de eixo de quadratura do FAP para injeção de componentes de: (a) 5^a harmônica; (b) 7^a harmônica	81

Figura 3.12 – Resposta dos controladores de tensão do FAS para injeção de componentes de 5ª harmônica: (a) tensão de eixo direto sintetizada; e (b) tensão de eixo de quadratura sintetizada.....	82
Figura 3.13 – Comparação da tensão sintetizada nos transformadores monofásicos do FAS para injeção de componentes de 5ª e 7ª harmônicas: (a) tensão de eixo direto; e (b) tensão de eixo de quadratura	82
Figura 3.14 – Potência medida na saída do FAP com referência de injeção de potência reativa nula ..	84
Figura 3.15 – Potência na saída do FAP para referências de: (a) 3425VAr _{cap} ; e (b) 2575VAr _{ind}	84
Figura 3.16 – Tensão do barramento c.c. (CH1), correntes de saída da fase A do conversor (CH2) e do FAP (CH3) e tensão de linha AB da rede (CH4) para referências de: (a) 3425VAr _{cap} ; e (b) 2575VAr _{ind}	84
Figura 3.17 – Injeção de correntes harmônicas de 5ª e 7ª ordens de valor eficaz 1,41A: (a) espectro de frequências da corrente de saída do FAP; e (b) correntes da fase A na rede (CH1), na saída do FAP e na saída do conversor (CH3) e tensão de linha AB da rede (CH4).....	86
Figura 3.18 – Tensões de linha na rede e no PAC: (a) subtensão (caso #1); e (b) sobretensão (caso #2)	87
Figura 3.19 – Tensões de fase no PAC (estimadas a partir das grandezas de linha) e tensões sintetizadas nos transformadores do FAS: (a) subtensão na rede (caso #1); e (b) sobretensão na rede (caso #2)....	88
Figura 3.20 – Ondas teóricas de: (a) referências de tensão de fase e linha a serem impostas ao FAS; (b) tensão de fase e de linha de uma rede elétrica similar à qual o protótipo está conectado; e as tensões de linha esperadas no PAC após a correta (c) subtração e (d) soma das tensões desequilibradas à rede...	89
Figura 3.21 – Ondas de tensões de linha medidas no PAC: (a) subtração (queda de tensão nos transformadores); e (b) soma (elevação de tensão nos transformadores) das tensões desequilibradas à rede	90
Figura 3.22 – UPQC operando com SSRs em curto: (a) tensões no PAC; e (b) espectro de frequências	90
Figura 3.23 – Síntese de tensões harmônicas de linha de 5ª e 7ª ordens de valor eficaz 24,5V: (a) espectro de frequências das tensões de linha no PAC; e (b) formas de onda das tensões de linha no PAC	91
Figura 3.24 – Teste de funcionamento completo do UPQC: (a) tensões de linha no PAC; e (b) correntes de linha circulando na rede.....	93
Figura 4.1 – Diagrama equivalente de fase do filtro LCL do FAP.....	102
Figura 4.2 – Índices do filtro LCL do FAP para $f_s = 3420\text{Hz}$ com $V\%FAP_{queda} = 26,4\%$: (a) atenuação total de corrente na saída do filtro; (b) atenuação relativa entre sinais sintetizados na frequência fundamental e componentes na ordem do chaveamento; (c) queda de tensão em Leq percentual em relação à tensão nominal de fase da rede; e (d) frequência de ressonância.....	103
Figura 4.3 – Fluxograma de definição das indutâncias e capacitância do filtro LCL do FAP	104
Figura 4.4 – Resposta em frequência de $igsvcs$	105
Figura 4.5 – Resposta em frequência de $igsvcs$ do filtro reprojeto comparada com a do original: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas próximo da ressonância	106
Figura 4.6 – Diagrama equivalente de fase do filtro LCL do FAS	109
Figura 4.7 – Fluxograma de definição da indutância e capacitância do filtro LCL do FAS	110
Figura 4.8 – Frequência de ressonância do filtro LCL do FAS para $f_s = 3420\text{Hz}$ e $V\%FAS_{queda} = 136\%$	110
Figura 5.1 – Conversor multicélulas (a) série-paralelo c.c.-c.c. (duas células em paralelo e três em série) e (b) série-paralelo c.c.-c.a. (duas células em paralelo e três em série).....	115

Figura 5.2 – Conversor c.c.-c.c. abaixador multicélulas paralelo genérico.....	118
Figura 5.3 – Filtro de saída equivalente para as topologias (a) paralela e (b) série.....	119
Figura 5.4 – Controle por espaço de estados realizado no domínio do tempo discreto	120
Figura 5.5 – Estratégia SS-PWM clássica para um conversor de três células: (a) sinais de portadoras deslocadas e comando, (b) ciclo de trabalho da célula e (c) ciclo de trabalho resultante	122
Figura 5.6 – Conversor paralelo de três células hipotético no qual a segunda célula já comutou: (a) portadoras em um período de amostragem; (b) possíveis contribuições de tensão de cada célula; e (c) perfil v_o disponível quando só a primeira e terceira células ainda podem comutar (no caso, $v_o = v_1 + v_3$)	124
Figura 5.7 – Exemplo de formas de onda das portadoras para um conversor paralelo a cinco células	127
Figura 5.8 – $v_{o\alpha}$ para uma situação em que só as células ímpares podem comutar e $posPeriod = 2$.	129
Figura 5.9 – Formas de onda das portadoras de um conversor a cinco células hipotético: (a) divisão de uma única portadora em segmentos $cellk$ e subsegmentos $subcellk$ e (b) portadoras de um segmento	135
Figura 5.10 – Definição das regiões R referentes às portadoras.....	137
Figura 5.11 – Bancada experimental: conversor c.c.-c.c. abaixador a três células em paralelo.....	141
Figura 5.12 – Resultados experimentais em malha aberta e amostragem simétrica: (a) $acelli$ com o algoritmo MSS-PWM e (b) comparação entre aeq determinado através do NS-PWM, SS-PWM e MSS-PWM durante uma etapa de referência.....	142
Figura 5.13 – Resultados experimentais (tempo de resposta) do conversor paralelo de três células em malha aberta com carga nominal: tensões medidas na carga $rLoad = 5 \Omega$ com (a) o SS-PWM, NS-PWM e MSS-PWM e (b) o AS-PWM, NS- PWM e MAS-PWM.....	143
Figura 5.14 – Resultados experimentais e simulados em malha fechada do conversor paralelo de três células operado com os quatro moduladores em teste: (a) tensão na carga e (b) ciclo de trabalho aeq	146
Figura 5.15 – Resultados experimentais do conversor paralelo de três células com resistência de carga nominal $rload = 5\Omega$ para referências de tensão de $10V$ e $90V$: tensões na carga em estado estacionário com os moduladores clássico e multi-taxas em (a) malha aberta e (b) malha fechada	147
Figura 6.1 – Resposta em frequência com variação do resistor de amortecimento: (a) $igsvcs$ do novo filtro do FAP à $fs = 9780Hz$; e (b) $issvos$ do novo filtro do FAS à $fs = 9780Hz$	155
Figura 6.2 – Resposta em frequência de $igsvcs$ do novo filtro do FAP à $fs = 9780Hz$ comparada com a do original à $fs = 3420Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas.....	155
Figura 6.3 – Resposta em frequência de $issvos$ do novo filtro do FAS à $fs = 9780Hz$ comparada com a do original à $fs = 3420Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas.....	156
Figura 6.4 – Resposta em frequência de $vt'svos$ do novo filtro do FAS à $fs = 9780Hz$ comparada com a do original à $fs = 3420Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas.....	156
Figura 6.5 – Resposta em frequência de $isvcs$ do novo filtro do FAP à $fs = 9780Hz$ comparada com a do original à $fs = 3420Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas.....	157
Figura 6.6 – Resposta em frequência de $it'svos$ do novo filtro do FAS à $fs = 9780Hz$ comparada com a do original à $fs = 3420Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas.....	157
Figura 6.7 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente	159

Figura 6.8 – Comparação dos controladores novo e original de tensão do FAP: resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão do barramento ..	159
Figura 6.9 – Comparação dos controladores novo e original de potência do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de potência reativa	160
Figura 6.10 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAP: (a) resposta em frequência da malha fechada com o PIR; e (b) aproximação das curvas nas frequências de interesse.	161
Figura 6.11 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente	162
Figura 6.12 – Comparação dos controladores novo e original de tensão do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão	163
Figura 6.13 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAS: (a) resposta em frequência da malha fechada com o PIR; e (b) aproximação das curvas nas frequências de interesse.	164
Figura 6.14 – Comparação dos controladores novo e original de tensão do FAS: (a) resposta em frequência da malha fechada com o PIR; e (b) aproximação das curvas nas frequências de interesse	164
Figura 6.15 – Resposta a uma variação em degrau da referência dos novos controladores de: (a) corrente de eixo de quadratura do FAP; (b) tensão do barramento c.c. do FAP; (c) potência reativa do FAP; e (d) tensão de eixo direto do FAS	166
Figura 6.16 – Síntese simultânea de componentes harmônicas com os novos controladores: espectros de frequência (a) da corrente ig do filtro LCL e (b) da corrente i do conversor para a operação do FAP (fase A); e (c) da tensão vt' sintetizada no transformador monofásico para a operação do FAS (fase A)	167
Figura 6.17 – Referência de controle e corrente ig da fase A para o FAP: (a) $5a$ harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste ...	167
Figura 6.18 – Referência de controle e corrente ig da fase A para o FAP: (a) $7a$ harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste ...	168
Figura 6.19 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas $5a$ harmônica	168
Figura 6.20 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas $7a$ harmônica	169
Figura 6.21 – Referência de controle e tensão vt' sintetizada pelo FAS na fase A: (a) teste com apenas $5a$ harmônica; e (b) teste com apenas $7a$ harmônica.....	169
Figura 6.22 – Referência de controle e tensão vt' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas $5a$ harmônica.....	170
Figura 6.23 – Referência de controle e tensão vt' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas $7a$ harmônica.....	170
Figura 6.24 – Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAS com os novos controladores: (a) referência trifásica e sinais sintetizados e; (b) defasamento entre a referência e tensão da fase A	171
Figura 6.25 – Referência de controle e tensão vt' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com síntese de tensão desbalanceada	171
Figura 6.26 – Simulação de funcionamento completo e simultâneo do UPQC: (a) tensões vg de linha na rede; (b) tensões vt' de fase sintetizadas nos transformadores monofásicos do FAS; (c) tensões vg' de linha no PAC; e (d) correntes ig de linha injetadas no PAC pelo FAP	172

Figura 6.27 – Simulação de funcionamento completo e simultâneo do UPQC: espectros de frequência das (a) tensões vt' de fase sintetizadas nos transformadores monofásicos do FAS; e (b) correntes ig injetadas no PAC pelo FAP	173
Figura 6.28 – Simulação de funcionamento completo e simultâneo do UPQC: (a) tensão do barramento c.c. e (b) potência reativa medida na saída tanto do conversor quanto do filtro LCL do FAP	173
Figura 6.29 – Simulação de funcionamento do UPQC com uma carga no PAC: (a) correntes circulando na rede elétrica; e (b) tensão do barramento c.c. e seu espectro de frequências associado.....	175
Figura 6.30 – UPQC com carga no PAC e controle de tensão do barramento c.c. reajustado :(a) correntes circulando na rede elétrica; e (b) tensão do barramento e seu espectro de frequências associado.....	176
Figura 6.31 – Comparação dos controladores de tensão do FAP antes e após seu reajuste: resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle	176
Figura 6.32 – Simulação de funcionamento do UPQC já com o controlador de tensão do barramento c.c. reajustado e uma carga no PAC: (a) tensões vg de linha na rede; (b) tensões vg' de linha no PAC; e (c) espectro de frequências das tensões vg' de linha no PAC e das correntes $Irede$ circulando na rede...	177
Figura 6.33 – Diagrama do UPQC baseado em um sistema multicélulas a capacitores flutuantes ($ns = 3$ e $np = 1$).....	180
Figura 6.34 – Conversor FC com três células que passará por um estudo de varredura em frequência	182
Figura 6.35 – Variação em degrau da referência de tensão em malha aberta e pulsos associados da fase A para o NS-PWM, sendo $ts = 1fs$: (a) célula 1, (b) célula 2 e (c) célula 3	183
Figura 6.36 – Variação em degrau da referência de tensão em malha aberta e pulsos associados da fase A para o SS-PWM, sendo $ts = 1fs$: (a) célula 1, (b) célula 2 e (c) célula 3.....	183
Figura 6.37 – Variação em degrau da referência de tensão em malha aberta e pulsos associados da fase A para o MSS-PWM, sendo $ts = 1fs$: (a) célula 1, (b) célula 2 e (c) célula 3	184
Figura 6.38 – Comando equivalente para a fase A do conversor FC com três células durante a variação em degrau para os moduladores: (a) NS-PWM, (b) SS-PWM e (c) MSS-PWM	184
Figura 6.39 – Resposta em frequência dos moduladores obtida através da varredura em frequência para o conversor FC de três células com $fs = 9,78kHz$, $fsap = 29,34kHz$ e $Vrefamplitude = 220,5V$: (a) magnitude relativa à fundamental de referência e absoluta; e (b) fase em relação à fundamental de referência	186
Figura 6.40 – Resposta em frequência dos moduladores obtida através da varredura em frequência para o conversor FC de três células com $Vrefamplitude = 220,5V$: (a) magnitude relativa à fundamental de referência e (b) fase em relação à fundamental de referência para $fs1 = 14,46kHz$ e $fs2 = 4,98kHz$	187
Figura 6.41 – Resposta em frequência dos moduladores obtida através da varredura em frequência com $fs = 9,78kHz$ e $Vrefamplitude = 220,5V$: magnitude relativa à fundamental de referência e fase em relação à fundamental de referência para o conversor FC com números de células: (a) $ns = 3$ e (b) $ns = 4$	188
Figura 6.42 – Resposta em frequência de $igsvcs$ do filtro do FAP multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $fs = 9780Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas	189
Figura 6.43 – Resposta em frequência de $isvcs$ do filtro do FAP multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $fs = 9780Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas.....	190
Figura 6.44 – Comparação da operação do FAP multinível com um conversor FC a três células série: correntes $iredede$ para os moduladores (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM; correntes ig para os moduladores (c) SS-PWM e (d) MSS-PWM; e (e) comparação do espectro de frequências das correntes $iredede$ para o SS-PWM e o MSS-PWM.....	192

Figura 6.45 – Resposta a um degrau de $20A$ da referência de corrente de eixo de quadratura do FAP multinível para diferentes ganhos controladores PI operado com (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM	194
Figura 6.46 – Correntes ig do FAP multinível para: (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM, com $iq *= 5A$; (c) SS-PWM e (d) MSS-PWM, com $iq *= 10A$; e (e) SS-PWM e (f) MSS-PWM, com $iq *= 20A$;	196
Figura 6.47 – Resposta a um degrau de $28,3A$ da referência de corrente de eixo de quadratura do FAP multinível para diferentes ganhos controladores PI operado com (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM	198
Figura 6.48 – FAP multinível com $iq *= 28,3A$: (a) i e (b) ig do SS-PWM e (c) i e (d) ig do MSS-PWM	199
Figura 6.49 – Resposta em frequência de $issvos$ do filtro do FAS multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $fs = 9780Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas	200
Figura 6.50 – Resposta em frequência de $vt'svos$ do filtro do FAS multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $fs = 9780Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas	200
Figura 6.51 – Resposta em frequência de $it'svos$ do filtro do FAS multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $fs = 9780Hz$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas	201
Figura 6.52 – FAS multinível sintetizando 30% do valor da tensão nominal da rede: (a) vt' e (b) vo com o SS-PWM e (c) vo e (d) vt' com o MSS-PWM	202
Figura 6.53 – FAS multinível sintetizando 50% do valor da tensão nominal da rede: (a) vt' e (b) vo com o SS-PWM e (c) vo e (d) vt' com o MSS-PWM	202
Figura 6.54 – Resposta a um degrau de $20V$ da referência de tensão de eixo direto do FAS multinível operado com o (a) SS-PWM e o (b) MSS-PWM.....	204
Figura 6.55 – UPQC multicélulas: correntes $iredede$ circulando na rede elétrica com (a) o SS-PWM e (b) o MSS-PWM; e tensões vg' no PAC com (a) o SS-PWM e (b) o MSS-PWM	207
Figura 6.56 – UPQC multicélulas: comparação do espectro de frequências das tensões de linha vg' no PAC para o SS-PWM e o MSS-PWM.....	209
Figura 6.57 – UPQC multicélulas: comparação do espectro de frequências das correntes $iredede$ circulando pela rede elétrica para o SS-PWM e o MSS-PWM	209
Figura 6.58 – Correntes ig do FAP multicélulas com $iq *= 20A$ para: (a) a estratégia de controle PIR discutida nesse capítulo e (b) a estratégia alternativa de controle multivariável LQR.....	214
Figura A.1 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 0	233
Figura A.2 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 1	234
Figura A.3 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 2	235
Figura A.4 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 3	236
Figura C.1 – Resposta em frequência em malha fechada do FAP multicélulas com realimentação de estados em estudo: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas	242
Figura D.1 – Microrrede do Laboratório de Geração de Energia da UNIFEI Campus de Itabira	243
Figura D.2 – Diagrama de potência do conversor multicélulas para testes do modulador multi-taxas	244

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Parâmetros dos componentes dos filtros LCL do UPQC (separados por conversor).....	43
Tabela 2.2 – Tempos de acomodação e sobre-elevação percentual dos controladores: comparação dos parâmetros projetados com os simulados.....	61
Tabela 2.3 – Parâmetros gerais de operação do protótipo do UPQC e da rede.....	67
Tabela 3.1 – Ganhos do controlador PI utilizado no algoritmo do DDSRFPLL.....	76
Tabela 3.2 – Ganhos dos controladores PI e ressonantes utilizados no FAP	76
Tabela 3.3 – Ganhos dos controladores PI e ressonantes utilizados no FAS.....	77
Tabela 3.4 – Tempos de acomodação e sobre-elevação percentual registrados dos controladores do FAP	79
Tabela 3.5 – Testes de injeção de potência reativa pelo UPQC (valores de referência e medidos).....	85
Tabela 3.6 – Testes de síntese de corrente harmônica pelo UPQC (valores de referência e medidos) ...	86
Tabela 3.7 – Restauração de tensão pela síntese de tensões de eixo direto nos transformadores do FAS	87
Tabela 3.8 – Testes de síntese de tensões harmônicas pelo UPQC (valores de referência e medidos) ...	92
Tabela 4.1 – Parâmetros dos componentes dos filtros LCL original e reprojeto do FAP.....	105
Tabela 5.1 – Ganhos de malha fechada para cada um dos moduladores testados experimentalmente	145
Tabela 5.2 – Comparação dos tempos t_{peak} de resposta e sobressinal obtidos com o conversor c.c.-c.c. sendo operado com os moduladores PWM clássico e multi-taxas propostos.....	147
Tabela 5.3 – Eficiência do conversor c.c.-c.c. paralelo a três células operado com os moduladores NS-PWM, SS-PWM e MSS-PWM em função da corrente de modo comum de saída circulando na carga	148
Tabela 6.1 – Comparação das respostas de magnitude e fase do FAP: ressonantes original e novo....	161
Tabela 6.2 – Comparação das respostas de magnitude e fase dos controladores ressonantes de corrente do FAS: projetos original e novo	164
Tabela 6.3 – Comparação das respostas de magnitude e fase dos controladores ressonantes de tensão do FAS: projetos original e novo	165
Tabela 6.4 – Dados dos novos controladores: comparação dos parâmetros do projeto com os simulados	165
Tabela 6.5 – Simulação de operação do UPQC com carga no PAC (valores de referência e medidos)	178
Tabela 6.6 – Comparação do desempenho estático do FAP multinível com o SS-PWM e o MSS-PWM	191

Tabela 6.7 – Comparação das respostas do FAP multinível operado com o SS-PWM e o MSS-PWM frente à um degrau de $20A$ de para diferentes ganhos dos controladores PI de corrente de quadratura	193
Tabela 6.8 – Comparação das correntes sintetizadas pelo FAP multinível usando o SS-PWM e o MSS-PWM para diferentes referências de corrente de eixo de quadratura.....	197
Tabela 6.9 – Comparação das respostas do FAP multinível operado com o SS-PWM e o MSS-PWM frente à um degrau de $28,3A$ para diferentes ganhos dos controladores PI de corrente de quadratura	198
Tabela 6.10 – Comparação das THDs e valores eficazes das tensões sintetizadas pelo FAS multinível usando o SS-PWM e o MSS-PWM para diferentes referências relativas à tensão nominal da rede	203
Tabela 6.11 – Respostas do FAS multinível com o SS-PWM e MSS-PWM frente à um degrau de $20V$	204
Tabela 6.12 – Simulação de operação do UPQC com carga no PAC (valores de referência e medidos)	206
Tabela 6.13 – Simulação do UPQC multicélulas com carga no PAC (valores de referência e medidos)	208
Tabela 6.14 – Pesos Q e R escolhidos (normalizados em função do peso dos estados de corrente)	213
Tabela 6.15 – Comparação das correntes sintetizadas pelo FAP multicélulas usando o MSS-PWM operação com o controle PIR com amortecimento passivo e com o controle LQR	214

Lista de abreviaturas e siglas

AEL	<i>Active Electronic Load</i> (Carga Eletrônica Ativa)
BEV	Veículos elétricos a bateria
c.a.	Corrente alternada
c.c.	Corrente contínua
CEMIG	Companhia Energética de Minas Gerais
CHB	(Conversores multiníveis com) unidades ponte H em cascata
DDSRFPLL	<i>Double Decoupled Synchronous Reference Frame PLL</i>
DFIG	Gerador de indução duplamente alimentado
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
EV	Veículos elétricos
FAP	Filtro ativo paralelo
FAS	Filtro ativo série
FC	(Conversores multiníveis com) capacitores flutuantes
GaN	Nitreto de gálio
HEV	Veículos elétricos híbridos
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IHD	<i>Individual Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Individual)
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i> (Regulador Linear Quadrático)
LPF	<i>Low-pass filter</i> (filtro passa-baixas)
MMC	Conversores multiníveis modulares

NPC	Conversores multiníveis com neutro grampeado a diodos
PAC	Ponto de acoplamento comum
PHEV	Veículos elétricos híbridos <i>plug-in</i>
PEL	<i>Programmable Electronic Load</i> (Carga Eletrônica Programável)
PI	Controlador Proporcional Integral
PIR	Controlador PI com parcelas Ressonantes (ou PI Multi-Ressonante)
PI-MR	Controlador PI Multi-Ressonante
PLL	<i>Phase Lock Loop</i> ou <i>Phase-locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (modulação por largura de pulso)
QEE	Qualidade da energia elétrica
Si	Silício
SiC	Carbeto de silício
SSR	<i>Solid state relay</i> (relé de estado sólido)
SPWM	<i>Sinusoidal PWM</i> (modulação PWM senoidal)
SVPWM	<i>Space Vector PWM</i> (modulação por vetor espacial com interseção de triângulo)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
TRIAC	<i>Triode for Alternating Current</i>
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
UNIFEI	Universidade Federal de Itajubá
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i> (Condicionador Unificado de QEE)
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i> (Fonte Ininterrupta de Energia)
V2G	<i>Vehicle-to-grid</i> (Veículo para a rede)
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Tensão)

Lista de símbolos

ξ	Constante de amortecimento do controle de tensão do barramento c.c.
Δi_g	<i>Ripple</i> de corrente na saída do filtro LCL do FAP
Δi	<i>Ripple</i> de corrente na saída do conversor do FAP
$\Delta i_{\%}^{LCL}$	Atenuação percentual total do filtro LCL do FAP
$\Delta i_{\%}^{Lp1}$	Atenuação percentual associada ao indutor L_{p1} do FAP
$\Delta i_{\%}^{Lp2Cp}$	Atenuação percentual associada ao indutor L_{p2} e capacitor C_p do FAP
ω_c	Banda passante nas frequências de ressonância dos controladores PIR
ω_{ccp}	Frequência de corte da malha fechada de corrente do FAP
ω_{ccs}	Frequência de corte da malha fechada de corrente do FAS
ω_{cqp}	Frequência de corte da malha fechada de potência reativa do FAP
ω_g	Frequência angular nominal da rede elétrica da concessionária (CEMIG)
ω_{nvp}	Frequência natural da malha fechada de tensão do barramento c.c. do FAP
ω_{nvs}	Frequência natural da malha fechada de tensão do FAS
τ_{cp}	Constante de tempo da malha fechada de controle de corrente do FAP
C_{DC}	Capacitância do barramento c.c.
C_p	Capacitância do filtro LCL do FAP
C_s	Capacitância do filtro LCL do FAS
f_g	Frequência nominal da rede elétrica da concessionária (CEMIG)
f_s	Frequência de chaveamento dos conversores do UPQC

f_{sample}	Frequência de amostragem utilizada pelo DSP
f_{ress}^{FAP}	Frequência de ressonância do filtro LCL do FAP
f_{ress}^{FAS}	Frequência de ressonância do filtro equivalente LCL do FAS
$G_{iv}^p(s)$	Função de transferência $i_g(s)/v_c(s)$ do FAP
$G_{iv}^s(s)$	Função de transferência $i_T(s)/v_o(s)$ do FAS
$G_{Mcp}(s)$	Função de transferência em malha fechada do controle de corrente do FAP
$G_{Mcs}(s)$	Função de transferência em malha fechada do controle de corrente do FAS
h	Ordem da componente harmônica em estudo
$I_{max}^{fabricante}$	Corrente eficaz máxima de saída dos conversores
I_{nom}	Limite de corrente eficaz nominal imposto na saída dos conversores
i	Corrente de saída do conversor do FAP
i_p	Corrente na saída dos componentes LCL do FAP
i_{DC}	Corrente de carga do barramento c.c.
i_{LD}	Corrente de descarga do barramento c.c. (perturbações)
i_g	Corrente injetada no PAC pelo FAP
i_{rede}	Corrente circulando pela rede elétrica à qual o UPQC está conectado
i_s	Corrente circulando pelos transformadores monofásicos do FAS
i_T	Corrente de saída do conversor do FAS
K_{Icp}	Ganho integral do controlador de corrente do FAP
K_{icpr}	Ganho integral ressonante do controlador de corrente do FAP
K_{icsr}	Ganho integral ressonante do controlador de corrente do FAS
K_{IPLL}	Ganho integral do PI do DDSRFPLL
K_{IQ}	Ganho integral do controlador de potência reativa do FAP
K_{IVp}	Ganho integral do controlador de tensão do barramento c.c. do FAP
K_{ivsr}	Ganho integral ressonante do controlador de tensão do FAS
k_{MV}	Ganho intrínseco da malha de tensão do barramento c.c. do FAP

k_Q	Ganho intrínseco da malha de potência reativa do FAP
K_{PCP}	Ganho proporcional do controlador de corrente do FAP
K_{PPLL}	Ganho proporcional do PI do DDSRFPLL
K_{PQ}	Ganho proporcional do controlador de potência reativa do FAP
K_{PVP}	Ganho proporcional do controlador de tensão do barramento c.c. do FAP
L_{eqp}	Soma das indutâncias equivalentes dos indutores e do transformador do FAP
L_{p1}	Indutor do lado do conversor do filtro LCL do FAP
L_{p2}	Indutor do lado da rede do filtro LCL do FAP
L_s	Indutor do lado do conversor do filtro LCL do FAS
L_{tt}	Indutância equivalente de fase do transformador trifásico do FAP
L_{tm}	Indutância equivalente de fase dos transformadores monofásicos do FAS
n	Número de parcelas em paralelo nos controladores ressonantes implementados
R_{dp}	Resistor de amortecimento do filtro LCL do FAP
R_{ds}	Resistor de amortecimento do filtro LCL do FAS
R_{eqp}	Soma das resistências equivalentes dos indutores e do transformador do FAP
R_{eqs}	Resistência equivalente do indutor L_s do filtro do FAS
R_{tt}	Resistência equivalente de fase do transformador trifásico do FAP
R_{tm}	Resistência equivalente de fase dos transformadores monofásicos do FAS
S_{nom}	Potência nominal de cada sistema/conversor do UPQC
r_{lp}	Relação entre as indutâncias L_{p1} e L_{p2} do filtro do FAP
P_{AC}	Potência ativa vinda da rede para carregamento do barramento c.c. do FAP
P_{DC}	Potência ativa no barramento c.c. do FAP
v_c	Tensão sintetizada na saída do conversor do FAP
V_{DC}	Tensão do barramento c.c.
V_g^{nom}	Tensão de linha nominal da rede elétrica da concessionária (CEMIG)
v_g	Tensão na rede

v'_g	Tensão no PAC
v_o	Tensão sintetizada na saída do conversor do FAP
v_T	Tensão nos transformadores monofásicos do FAS (medida do lado do FAS)

Sumário

1. Introdução	30
1.1. Motivação e contextualização	30
1.1.1. O Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC).....	31
1.1.2. Estado da arte.....	32
1.2. Objetivos do trabalho de tese.....	34
1.3. Contribuições do trabalho de tese.....	35
1.4. Organização textual	36
2. Projeto e simulação do UPQC a dois níveis.....	37
2.1. Parâmetros gerais da rede, do conversor e do sistema de controle	38
2.2. Projeto e escolha dos transformadores de conexão.....	38
2.3. Projeto e escolha dos filtros LCL	39
2.3.1. Filtro LCL de conexão do FAP ao PAC	40
2.3.2. Filtro equivalente LCL de conexão do FAS à rede.....	42
2.3.3. Parâmetros dos filtros LCL do UPQC.....	43
2.4. Projeto e escolha do algoritmo de sincronismo PLL	44
2.5. Projeto dos controladores em cascata do FAP	45
2.5.1. Malha de controle de corrente do FAP.....	45
2.5.2. Malha de controle de tensão do barramento c.c. do FAP	47
2.5.3. Malha de controle de potência reativa do FAP	50
2.5.4. Controle ressonante: adição à malha de controle de corrente do FAP	51
2.5.5. Diagrama de blocos das malhas finais de controle do FAP	53
2.6. Projeto dos controladores em cascata do FAS.....	54
2.6.1. Malha de controle de corrente do FAS	54
2.6.2. Malha de controle de tensão nos transformadores do FAS.....	56
2.6.3. Controle ressonante: adição às malhas de controle do FAS.....	57
2.6.4. Diagrama de blocos das malhas finais de controle do FAS	59
2.7. Simulação do FAP e do FAS	59
2.8. Parâmetros gerais de operação do UPQC	67

2.9.	Considerações finais do capítulo.....	68
3.	Protótipo experimental do UPQC a dois níveis	70
3.1.	Elementos do protótipo do UPQC	72
3.1.1.	Filtros de saída do FAP e do FAS.....	72
3.1.2.	Transformadores de conexão à rede/PAC	73
3.1.3.	Sistemas de comando e condicionamento de sinais.....	74
3.1.4.	Conversor <i>back-to-back</i>	75
3.2.	Controle e operação do UPQC.....	75
3.2.1.	Parâmetros gerais de operação do UPQC.....	75
3.2.2.	Ganhos dos controladores PI e ressonantes: controle em cascata.....	76
3.2.3.	Desempenho do algoritmo de sincronismo (DDSRFPLL).....	77
3.2.4.	Respostas à degraus nas referências dos controladores PI projetados	78
3.2.5.	Resposta em regime permanente dos controladores ressonantes.....	80
3.3.	Análise de índices de qualidade de energia do UPQC.....	82
3.3.1.	Injeção de potência reativa no PAC	83
3.3.2.	Injeção de correntes harmônicas no PAC	85
3.3.3.	Restauração de tensão no PAC	86
3.3.4.	Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAS	88
3.3.5.	Síntese de componentes harmônicas de tensão pelo FAS	90
3.3.6.	Execução simultânea de todas as funções do UPQC	92
3.4.	Considerações finais do capítulo.....	93
4.	Reprojeto dos filtros LCL de conexão do UPQC	97
4.1.	Reprojeto dos filtros LCL de conexão do FAP e do FAS	97
4.2.	Nova especificação do filtro LCL do FAP.....	98
4.3.	Nova especificação do filtro equivalente LCL do FAS.....	106
4.4.	Considerações finais do capítulo.....	111
5.	Novo modulador PWM multi-taxas generalizado	112
5.1.	Conversores multicélulas e moduladores multi-taxas.....	113
5.2.	Projeto do filtro de saída para conversores c.c.-c.c. multicélulas	116
5.2.1.	Análise do <i>ripple</i> de corrente em conversores c.c.-c.c. multicélulas	116
5.2.1.	Análise do <i>ripple</i> de tensão em conversores c.c.-c.c. multicélulas.....	117
5.2.2.	Projeto do filtro LC de saída de conversores c.c.-c.c. multicélulas	118
5.3.	Controle da tensão de saída do conversor c.c.-c.c. multicélulas.....	118
5.3.1.	Controle em malha fechada da tensão de saída do conversor em estudo	120
5.4.	Moduladores clássicos para controle de conversores multicélulas	121
5.5.	Modulador multi-taxas generalizado para conversores multicélulas	122
5.5.1.	Princípios básicos de funcionamento do modulador multi-taxas proposto	123

5.5.2.	Implementação do algoritmo multi-taxas para amostragem simétrica	125
5.5.2.1.	Passo 0.....	125
5.5.2.2.	Passo 1.....	126
5.5.2.3.	Passo 2.....	128
5.5.2.4.	Passo 3.....	132
5.5.3.	Implementação do algoritmo multi-taxas generalizado.....	132
5.5.3.1.	Passo 0.....	133
5.5.3.2.	Passo 1.....	133
5.5.3.3.	Passo 2.....	136
5.5.3.4.	Passo 3.....	139
5.5.4.	Fluxograma representativo do algoritmo multi-taxas generalizado	140
5.6.	Resultados de simulação e experimentais do conversor c.c.-c.c.....	140
5.6.1.	Bancada experimental de testes: conversor c.c. paralelo com três células	141
5.6.2.	Resultados experimentais: sistema operado em malha aberta	142
5.6.3.	Resultados experimentais: sistema operado em malha fechada	144
5.6.4.	Resultados experimentais: análise do sistema em regime permanente.....	147
5.7.	Considerações finais do capítulo.....	148
6.	O UPQC com aumento da sua banda passante	151
6.1.	Soluções para o aumento da banda de passagem do UPQC	151
6.2.	Aumento da frequência de chaveamento do UPQC a dois níveis	153
6.2.1.	Definição da nova frequência de chaveamento do UPQC.....	153
6.2.2.	Filtros LCL para operação do UPQC à nova frequência de chaveamento	154
6.3.	Redefinição dos ganhos dos controladores do UPQC a dois níveis	158
6.3.1.	Definição dos novos controladores em cascata do FAP	158
6.3.2.	Definição dos novos controladores em cascata do FAS	162
6.3.3.	Simulação do FAP, do FAS e do UPQC com os novos controladores.....	165
6.3.4.	Simulação do UPQC atuando com uma carga conectada ao PAC.....	174
6.4.	UPQC multicélulas com o modulador multi-taxas proposto.....	179
6.4.1.	Banda de passagem do modulador multi-taxas em malha aberta	181
6.4.2.	Análise do modulador multi-taxas em malha fechada aplicado ao FAP	188
6.4.3.	Análise do modulador multi-taxas em malha fechada aplicado ao FAS.....	200
6.4.4.	UPQC multicélulas em malha fechada com o modulador multi-taxas	205
6.5.	Outras possíveis ações para melhoria do desempenho do UPQC.....	210
6.6.	Considerações finais do capítulo.....	215
7.	Conclusões gerais do trabalho e propostas de continuidade.....	218
7.1.	Propostas de continuidade	221
7.2.	Publicações associadas aos trabalhos e estudos desta tese.....	221

Referências Bibliográficas	223
Apêndice A	233
Apêndice B	237
Apêndice C	239
Apêndice D	243

Capítulo 1

1. Introdução

1.1. Motivação e contextualização

Com o advento da eletrônica de potência, vários problemas de qualidade de energia elétrica (QEE) nos sistemas elétricos passaram a se tornar cada vez mais comuns. Isso, pois, as cargas não lineares baseadas em dispositivos semicondutores distorcem a forma de onda das correntes e, conseqüentemente, das tensões, fazendo com que surjam harmônicos de ambas as naturezas no sistema (Kumar e Zare, 2016). Problemas relacionados como *flicker*, inter-harmônicos e baixo fator de potência, entre outros, são frequentes (Kumar *et al.*, 2016).

Como consequência da presença de componentes harmônicas e reativas de corrente nos sistemas elétricos de potência, tem-se o aumento das perdas relacionadas com a distribuição de energia. Além disso, as deformações na forma de onda de tensão podem provocar falhas e até mesmo a saída de operação de equipamentos conectados à rede elétrica (Martinenas, Knezović e Marinelli, 2017). Na tentativa de mitigar problemas especificamente relacionados às componentes harmônicas, pode-se utilizar filtros de potência passivos ou ativos.

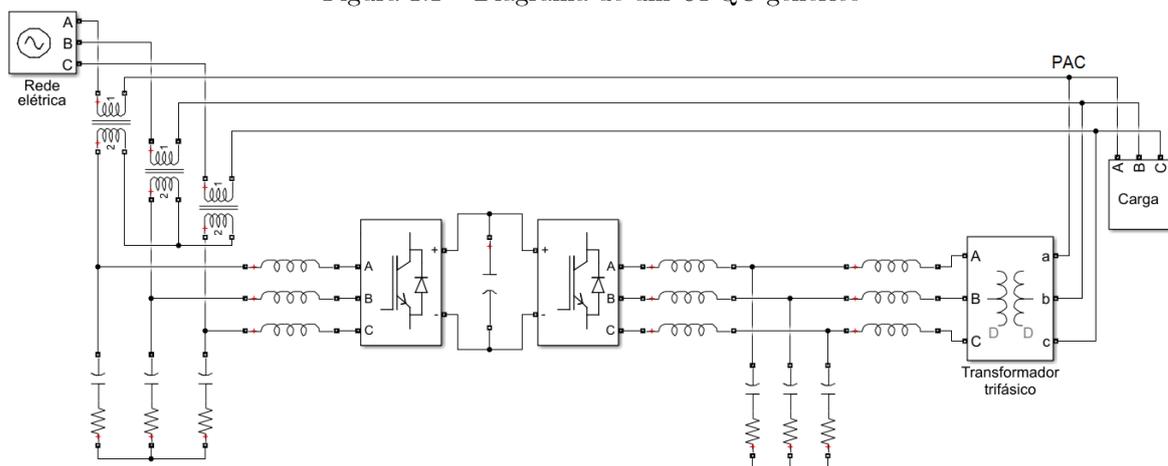
Nesse contexto de topologias ativas, é possível utilizar a própria eletrônica de potência para atuar na qualidade da energia do sistema. Isso, pois filtros ativos de potência baseados em conversores eletrônicos podem ser projetados para mitigar problemas de distorção harmônica e para auxiliar no controle de circulação de potência reativa e restauração de tensão (Devassy e Singh, 2017). Para garantir o suprimento de energia com bons índices de qualidade, mitigando esses e outros problemas como desbalanços e demais distúrbios, pode-se utilizar o UPQC.

1.1.1. O Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC)

A distorção harmônica em sistemas de potência pode ser suprimida com filtragem seletiva de forma passiva ou ativa (El-Habrouk, Darwish e Mehta, 2000). A filtragem passiva é uma solução simples que faz uso apenas de componentes passivos. Uma desvantagem dessa solução é o fato de que esses filtros podem causar ressonância, afetando a estabilidade do sistema. Além disso, problemas de tolerância na especificação de componentes fazem com que eles nem sempre respondam corretamente às variações das características do sistema.

Já a filtragem ativa se baseia na utilização de tecnologias de eletrônica de potência para produzir componentes de corrente e tensão específicas que cancelam termos não desejados dessas variáveis elétricas oriundos de distúrbios, desequilíbrios, circulação de reativo e presença de cargas não-lineares. Tais estruturas eletrônicas são conhecidas como Filtros Ativos de Potência, e podem ser conectadas à rede essencialmente de três maneiras diferentes (Demirdelen *et al.*, 2013): série, paralelo e combinada série/paralelo, sendo esta última conhecida como Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC) (Akagi e Fujita, 1995; Aredes, Häffner e Heumann, 1995; Franca *et al.*, 2015). A Figura 1.1 apresenta o diagrama de um UPQC genérico.

Figura 1.1 – Diagrama de um UPQC genérico



Fonte: autoria própria

Em termos práticos de implementação, o UQPC é formado pela combinação de dois conversores eletrônicos. Esse conversores são acoplados em uma configuração *back-to-back* através de um barramento c.c. comum e estão sujeitos a um sistema de controle integrado que fornece

ambas as referências de tensões e correntes para o conversor série e para o conversor paralelo, respectivamente (Akagi, Watanabe e Aredes, 2007). Para facilitar referências futuras, a parcela relativa ao conversor conectado em série com a rede elétrica será referida como Filtro Ativo Série (FAS), sendo a parcela relativa ao conversor conectado em paralelo com a rede elétrica referida como Filtro Ativo Paralelo (FAP). No caso da Figura 1.1, as pontes conversoras são conectadas em série e paralelo com a rede elétrica e com o ponto de acoplamento comum (PAC) através de filtros e transformadores (Campanhol *et al.*, 2019; Silva *et al.*, 2020).

O conversor do FAS possui a função de realizar restauração de tensão e, também, evitar que parcelas indesejáveis de tensão provenientes de distorção harmônica ou desequilíbrio apareçam sobre a carga conectada ao PAC (Akagi, Watanabe e Aredes, 2007; Aredes, Heumann e Watanabe, 1998; Litran e Salmeron, 2012; Pires, Cardoso Filho e Silva, 2012). Já o conversor do FAP possui a função de gerar correntes que, quando injetadas na rede, cancelam as componentes indesejadas vistas pela fonte. Estas componentes provenientes da carga podem ser harmônicas (oriundas de cargas não lineares), de desbalanço e reativas (Akagi, Watanabe e Aredes, 2007; Bhattacharya, Chakraborty e Bhattacharya, 2012; Litran e Salmeron, 2012; Pires, Cardoso Filho e Silva, 2012).

1.1.2. Estado da arte

Dada a importância dos índices de qualidade de energia e seus impactos nos sistemas elétricos, diversos são os estudos desenvolvidos discutindo filtros ativos de potência e, mais especificamente, o UPQC. Alguns trabalhos investigam aspectos estruturais do condicionador de energia, como por exemplo a sua montagem sem o uso transformadores série (Ansal, Ravikumar e Parthiban, 2016; Han *et al.*, 2006; Kumar e Mishra, 2015; Monteiro *et al.*, 2016; Pinto *et al.*, 2011; Raghunath, 2014; Sng, Choi e Vilathgamuwa, 2004). Outros discutem o referencial de controle, as técnicas de estimação de potência instantânea e as variáveis de controle que podem ser consideradas na operação do condicionador (Czarnecki, 2016; Modesto *et al.*, 2016; Silva *et al.*, 2020; Suru, Pătrascu e Lincă, 2013; Tenti, Paredes e Mattavelli, 2011). Já em relação aos sistemas de controle empregados, várias são as pesquisas sobre controladores PI em referencial síncrono, ressonantes e *deadbeat*, entre outras estratégias (Dannehl *et al.*,

2010; He *et al.*, 2017; Paithankar e Zende, 2017; Perez-Estevez *et al.*, 2018).

A estrutura com conexão série e paralela do UPQC é tão dinâmica que foi aplicada a UPSs (Fontes Ininterruptas de Energia), gerando inclusive patentes como a da topologia de conversão delta (Nommensen e Schmidt, 2018), a qual consiste no uso de dois conversores bidirecionais conectados entre si através de um conjunto de baterias no barramento c.c, em série com a rede através de um transformador e em paralelo com a carga a ser alimentada (Nasiri e Hamidi, 2018), sendo assim muito similar à do referido condicionador de energia. De fato, a estrutura derivada do UPQC proporciona à UPS uma entrada controlada dinamicamente e com correção de fator de potência, tornando-a compatível com diversas fontes geradores e reduzindo as perdas associadas à solução de alimentação de energia de emergência (Spitaels, Zhang e Lin, 2021).

Além desses, outros trabalhos discutem as diferentes aplicações nas quais se pode aplicar um sistema de condicionamento de energia como o UPQC. Várias são as investigações envolvendo o seu emprego em microrredes (Campanhol *et al.*, 2017; Gayatri, Parimi e Kumar, 2016; Khadem, Basu e Conlon, 2013; Xie *et al.*, 2017), redes inteligentes (Chindris, Cziker e Miron, 2017), redes rurais (Silva e Negrao, 2018) e redes de distribuição fracas (Hashempour *et al.*, 2016). Em adição, diversas pesquisas discutem sua integração a UPSs (Modesto, Silva e Oliveira, de, 2014), a sistemas de armazenamento de energia (Sarita *et al.*, 2020) e a sistemas de geração de energia alternativa (Campanhol *et al.*, 2019; Mansor *et al.*, 2020; Yang e Jin, 2021).

Posto isso, este trabalho irá focar em tópicos relacionados ao aumento da banda passante de um condicionador de energia, possuindo o UPQC como objeto de estudo. Isso, pois sua capacidade de síntese de correntes e tensões harmônicas está diretamente relacionada à banda de passagem do sistema. Essa, por sua vez, depende das características dos filtros de saída, dos controladores implementados e das chaves semicondutoras utilizadas. Até mesmo a escolha da estratégia de modulação PWM impacta o desempenho do equipamento (Odavic *et al.*, 2013).

Há diversas maneiras de se aumentar a banda de passagem de um UPQC. Para se obter uma melhor resposta dinâmica, é possível elevar a frequência de chaveamento dos conversores (Mossoba e Lehn, 2003; Ye, Gooi e Wu, 2018), projetar filtros LCL de conexão e controladores adequados (Gomes, Cupertino e Pereira, 2018) e empregar dispositivos semicondutores de larga banda passante como o GaN e SiC (Cougo, Schneider e Meynard, 2015; Hamasaki, Nakahara e Tuji, 2018; Otero-De-Leon *et al.*, 2018). Isso, é claro, desde que se faça um estudo das capacidades e limitações operacionais dos componentes que integram o condicionador de energia.

Uma outra possibilidade de melhoria da banda de passagem do sistema é o uso de topologias multiníveis para a estrutura de seu conversor eletrônico (Carlos *et al.*, 2017; Flores *et al.*, 2009; Massoud *et al.*, 2007; Suhendar *et al.*, 2017). Estruturas multicélulas em série ou paralelo implicam na melhoria dos índices de distorção harmônica das tensões sintetizadas e na redução do *ripple* de corrente de saída (Meynard *et al.*, 2010). Esses benefícios, somados ao aumento da frequência aparente, permitem o projeto de filtros reduzidos e controladores mais rápidos, sendo que a soma dessas contribuições leva ao aumento da banda passante do sistema como um todo.

De fato, um assunto importante relacionado à dinâmica de resposta em conversores multicélulas com portadoras entrelaçadas é a técnica de modulação utilizada, uma vez que diminuir o atraso do modulador é uma forma de melhorar o desempenho do controle. Além das técnicas típicas de modulação PWM senoidais que permitem a atualização dos comandos de uma das células de comutação do conversor uma ou duas vezes por ciclo de portadora (dependendo da estratégia de amostragem), também é possível utilizar técnicas de processamento multi-taxas. Elas permitem que o sistema reaja mais rápido que suas contrapartidas clássicas citadas, possibilitando ao modulador tomar múltiplas decisões sobre o comando das células do conversor em um mesmo ciclo de amostragem (Khayatian e Taylor, 1993).

Em (Yang *et al.*, 2018), este conceito de processamento multi-taxas é aplicado ao sistema de controle, buscando melhorar seu desempenho e suprimir vários tipos de ruído, mas as taxas de amostragem utilizadas são maiores do que a frequência de chaveamento. Já (Walker, 2003) aplica esse mesmo conceito ao modulador PWM, buscando diminuir o atraso de modulação para aumentar a banda passante do sistema, mas sua solução permite o chaveamento excessivo das chaves (múltiplas trocas de estado devido aos pulsos extras em um mesmo ciclo de portadora). Além disso, nenhuma dessas propostas aproveita os graus extras de liberdade dos conversores multicélulas definidos pela possibilidade de atuar nos comandos de cada uma de suas células. Assim, é nesse contexto de sistemas multicélulas com portadoras entrelaçadas que as discussões e contribuições desse trabalho serão apresentadas.

1.2. Objetivos do trabalho de tese

À vista do exposto, o objetivo geral deste trabalho de tese de doutorado foi estabelecido

como: desenvolver e implementar um modulador multi-taxas generalizado, compatível com conversores multicélulas c.c.-c.c. e c.c.-c.a. nas configurações série e/ou paralelo com portadoras entrelaçadas e um número qualquer de células, que evite a comutação excessiva das chaves semicondutoras e possibilite o aumento da banda passante do sistema no qual é aplicado.

Os objetivos específicos podem ser listados como:

- Estudo das normas e padrões de qualidade da energia elétrica no Brasil e no mundo para avaliar o desempenho de um UPQC;
- Investigar estratégias para aumentar a banda de passagem de um UPQC como técnicas de controle, estratégias de modulação, topologias multinível/multicélulas, dispositivos semicondutores com larga banda de passagem etc.;
- Investigar técnicas de controle de potência reativa, compensação de harmônicos e restauração de tensão;
- Estabelecer critérios de projeto dos filtros LCL de conexão de um UPQC à rede e ao PAC;
- Desenvolver um modulador multi-taxas para conversores c.c.-c.c. e c.c.-c.a multicélulas em paralelo e em série;
- Analisar a resposta em frequência em malha aberta de um conversor multicélulas operando com o modulador proposto, comparando-a às de moduladores clássicos largamente utilizados;
- Desenvolver uma bancada de ensaios funcional de um conversor c.c.-c.c. abaixador multicélulas;
- Desenvolver uma bancada de ensaios funcional de um UPQC trifásico (sistema c.a.);
- Validar as contribuições deste trabalho através de estudos teóricos, simulações e testes experimentais com os sistemas operando em malha aberta e fechada.

1.3. Contribuições do trabalho de tese

As principais contribuições deste trabalho de tese são:

- Proposta inédita de um modulador multi-taxas generalizado, com larga banda de passagem, compatível com conversores multicélulas c.c.-c.c. e c.c.-c.a. nas configurações

- série e/ou paralelo com portadoras entrelaçadas e um número qualquer de células e capaz de evitar naturalmente a ocorrência de comutação excessiva das células;
- Validação experimental do modulador multi-taxas proposto em um conversor c.c.-c.c. abaixador multicélulas;
 - Análise teórica em malha aberta do modulador multi-taxas proposto no domínio da frequência para diferentes condições de operação;
 - Validação através de estudos teóricos e de simulação do modulador proposto em um sistema c.a. de UPQC multicélulas.
 - Elaboração de um algoritmo de projeto dos filtros LCL do FAP e do FAS do UPQC que visa a otimização de aspectos específicos destes filtros no que diz respeito a sua banda de passagem e a queda de tensão nos indutores a partir de critérios e limites bem definidos.

1.4. Organização textual

Este documento é dividido em sete capítulos, além das seções de Referências Bibliográficas e Apêndices.

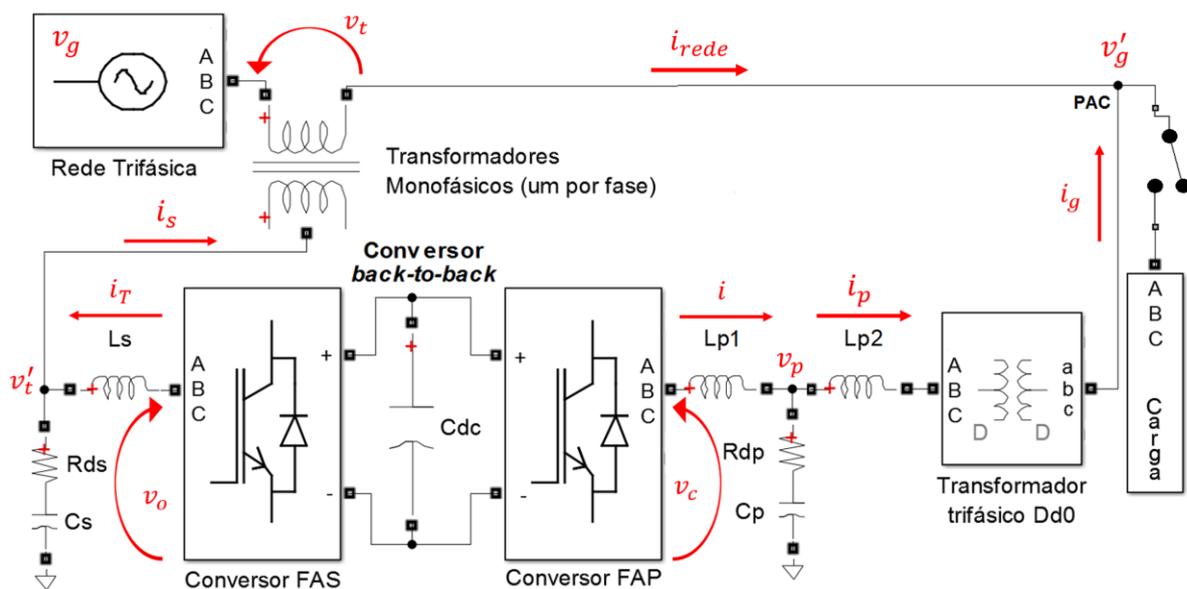
O segundo capítulo discute o projeto de um UPQC trifásico a dois níveis e seus sistemas de controle e conta com resultados de simulação do condicionador de energia. O terceiro capítulo traz a caracterização do protótipo do UPQC trifásico a dois níveis montado e exibe resultados experimentais obtidos através de testes nele realizados. O quarto capítulo apresenta o fluxo de decisão proposto para o projeto dos filtros LCL de conexão de um UPQC à rede e ao PAC e conta com a exemplificação de seu funcionamento aplicado ao condicionador de energia em estudo. O quinto capítulo expõe o princípio de funcionamento e a implementação passo a passo do algoritmo multi-taxas proposto e conta com resultados experimentais obtidos para uma aplicação c.c.-c.c. para sua validação. O sexto capítulo propõe melhorias a serem realizadas no UPQC em estudo e conta com análises no domínio do tempo e da frequência que indicam os ganhos obtidos na sua banda de passagem com a utilização de conversores multicélulas e do modulador multi-taxas proposto na aplicação c.a. em questão. O sétimo e último capítulo apresenta as conclusões finais do trabalho de tese e algumas propostas de continuidade.

Capítulo 2

2. Projeto e simulação do UPQC a dois níveis

Pensando no protótipo do UPQC a ser montado, serão discutidos neste capítulo a especificação dos filtros LCL de conexão à rede elétrica e ao PAC, do algoritmo de sincronismo (PLL) e das malhas de controle. Serão apresentados resultados de simulação de cada uma das parcelas do UPQC separadamente (FAP e FAS) para verificar os indicadores de energia e sua compatibilidade com normas e recomendações de QEE. Esses resultados serão utilizados para viabilizar a primeira etapa de montagem da bancada experimental e irão guiar sua construção e comissionamento inicial. A Figura 2.1 apresenta o diagrama unifilar do UPQC em estudo.

Figura 2.1 – Diagrama unifilar do UPQC em estudo



Fonte: autoria própria

2.1. Parâmetros gerais da rede, do conversor e do sistema de controle

Antes de iniciar o projeto e especificação dos componentes do UPQC, é importante caracterizar a rede elétrica na qual ele será conectado. Durante a etapa de testes e comissionamento, o protótipo será conectado à rede trifásica da concessionária local (CEMIG). Assim, tem-se a tensão eficaz de linha nominal de $V_g^{nom} = 220V$ e a frequência nominal da rede de $f_g = 60Hz$.

Devido a pronta disponibilidade no Laboratório de Geração de Energia da UNIFEI *Campus* de Itabira (ambiente que receberá a bancada de testes), optou-se por utilizar um conversor *back-to-back* a do tipo plataforma aberta da Semikron a IGBTs de $10kVA$ na montagem da bancada de ensaios. O equipamento em questão suporta correntes nominais de até $20A$ e possui um barramento c.c. com capacitância igual a $C_{DC} = 3,06mF$ que pode ser operado com tensões de até $750V$. Definiu-se que a tensão do barramento c.c. será de $V_{DC}^{nom} = 490V$ para aumentar a capacidade de síntese de componentes harmônicas do sistema, evitando possíveis limitações devido à queda de tensão nos indutores do filtro de saída (Jesus, de *et al.*, 2021; Rezende, 2021).

Ressalta-se também que, no projeto, foram adotadas estratégias de controle em referencial síncrono baseadas na teoria de potência instantânea ativa e reativa (Akagi, Watanabe e Aredes, 2007). Além disso, optou-se por utilizar a técnica de modulação por largura de pulso por vetores espaciais (SVPWM) devido a sua popularidade e bom desempenho quando comparado a outros métodos típicos, para a maioria das aplicações (Hava, Kerkman e Lipo, 1999).

Por último, definiu-se que a frequência de chaveamento dos conversores do FAS e do FAP seriam iguais a $f_s = 3,42kHz$, valor dentro dos limites de operação do conversor eletrônico a ser utilizado. Em adição, considerando o DSP e as estratégias de aquisição e condicionamento de sinais a serem utilizadas no protótipo, tem-se que a frequência de amostragem é igual ao dobro da frequência de chaveamento, logo $f_{sample} = 6,84kHz$.

2.2. Projeto e escolha dos transformadores de conexão

Optou-se por realizar a conexão do FAP ao PAC através de um transformador trifásico. Esse equipamento garante isolamento galvânico entre o UPQC e a rede (Monteiro *et al.*, 2016). O tipo de ligação escolhido foi a conexão *Dd0*. A tensão nominal foi especificada de acordo com

a tensão da rede elétrica na qual o UPQC será conectado ($220V$). Já a corrente nominal foi definida como sendo maior do que a corrente máxima de saída dos conversores utilizados (no caso, maior do que $20A$). Por último, considerando os valores disponíveis para operação do barramento c.c. do conversor escolhido e as características da rede elétrica na qual o UPQC será conectado, decidiu-se por especificar um transformador com relação de transformação 1:1.

Em relação à conexão do FAS à rede elétrica, optou-se pela utilização de transformadores monofásicos. Segundo (Silva, 1999, 2003), a escolha de suas relações de transformação deve ser realizada considerando: o aproveitamento dos dispositivos semicondutores no quesito índice de modulação; valores máximos de tensões residuais da rede sob distúrbio para as quais o equipamento deve continuar operando; e estratégia de abastecimento de energia ao barramento c.c. (retificador controlado ou não, etc.). No caso, tendo em vista a tensão de operação do FAP e o fato de que ele será responsável por realizar o controle de tensão do barramento c.c., decidiu-se por especificar transformadores com relação de transformação 1:1. A tensão nominal foi especificada considerando o valor máximo hipotético de necessidade de restauração de $1pu$ de tensão, logo $127V$. Por último, considerando que eles serão conectados em série com a rede, toda a corrente do FAP e das cargas ligadas no PAC circulará por esses transformadores. Assim, definiu-se que a sua corrente nominal deveria ser igual ao dobro da corrente de saída do FAP (no caso, ser igual a $40A$), sendo a potência máximas das cargas limitada à $10kVA$.

2.3. Projeto e escolha dos filtros LCL

É possível utilizar filtros passivos para filtrar as componentes de alta frequência oriundas da ação de chaveamento do conversor. Filtros na configuração LCL são de larga utilização em Inversores Fontes de Tensão (VSI). Isso, devido às suas características superiores de atenuação harmônica e seus menores tamanho e volumes quando comparados às soluções convencionais de filtros tipo L (Jalili e Bernet, 2009).

Estratégias e sugestões de projeto de filtros LCL são bem difundidas na literatura (Bernet, Ponnaluri e Teichmann, 2002; Jalili e Bernet, 2009; Jayalath e Hanif, 2017; Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005; Reznik *et al.*, 2014). Contudo, os recursos disponíveis eram limitados e a escolha dos componentes dos filtros foram definidas a partir de equipamentos à pronta disposição no Laboratório de Geração de Energia da UNIFEI *Campus* de Itabira. Uma análise do filtro LCL

foi feita, no entanto, para garantir que o elemento de conexão à rede atendesse critérios mínimos de filtragem, potência reativa e amortecimento de ressonâncias (Matos *et al.*, 2010). Nessa análise, focou-se na questão da potência reativa produzida pelo capacitor, na redução do ganho na frequência de ressonância e da efetiva capacidade de filtragem das frequências de interesse.

2.3.1. Filtro LCL de conexão do FAP ao PAC

Optou-se por um filtro na configuração LCL conforme a Figura 2.1. O capacitor utilizado foi de $C_p = 20\mu F$ e os indutores L_{p1} (lado do conversor) e L_{p2} (lado da rede) possuem indutância e resistência de perdas iguais a $2mH$ e $150m\Omega$, respectivamente. Ressalta-se que a indutância L_{tt} do transformador trifásico do FAP também contribui para os efeitos de filtragem, logo ele faz parte do filtro de conexão. A indutância equivalente e as resistências por fase do transformador são de $0,44mH$ e $300m\Omega$ (dados de ensaios dos equipamentos). A equação (2.1) apresenta a função de transferência que relaciona a corrente de saída do filtro i_g injetada no PAC e a tensão sintetizada v_c (Matos *et al.*, 2010). Desconsideraram-se os efeitos das resistências de perdas nos elementos indutivos, mas não os da resistência de amortecimento R_{dp} .

$$G_{iv}^p(s) = \frac{i_g(s)}{v_c(s)} = \frac{sR_{dp}C_p + 1}{s^3L_{p1}(L_{p2} + L_{tt})C_p + s^2C_pR_{dp}(L_{p1} + L_{p2} + L_{tt}) + s(L_{p1} + L_{p2} + L_{tt})} \quad (2.1)$$

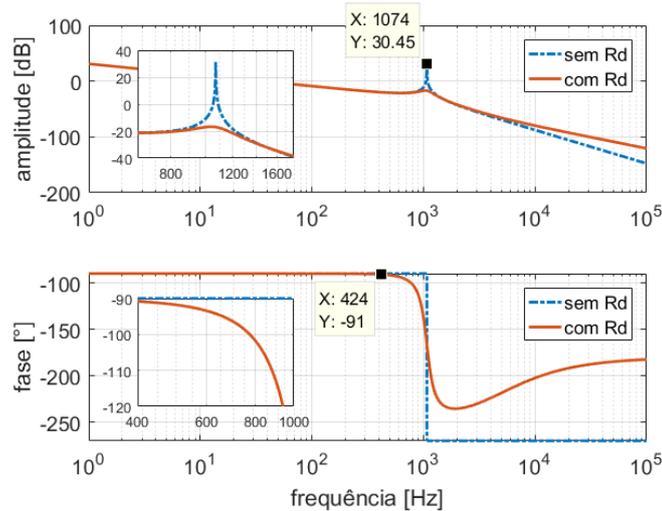
O amortecimento passivo é uma estratégia amplamente utilizada para garantir estabilidade na operação de conversores conectados à rede (Peña-Alzola *et al.*, 2013), sendo ela a escolhida para este projeto. A Figura 2.2 apresenta a resposta em frequência da função de transferência de $G_{iv}^p(s)$ do filtro LCL com a utilização de um resistor de amortecimento igual a $1,8\Omega$. Para análise do amortecimento nas frequências ressonantes do filtro, também é apresentada a resposta em frequência de $G_{iv}^p(s)$ sem utilizar o resistor de amortecimento.

A comparação das duas curvas da Figura 2.2 mostra o efeito do amortecimento provocado pelo R_{dp} . No entanto, ressalta-se que há vantagens (amortecimento da ressonância) e desvantagens (alteração da resposta de fase e perdas por condução) em se utilizar o amortecimento passivo no circuito do filtro LCL. No caso, o filtro LCL provocará defasamentos maiores que 1° em correntes com componentes de frequência superiores a $424Hz$.

Para que frequências de corte e de ressonância do filtro não atenuem os sinais a serem

sintetizados ou amplifiquem ruídos na faixa de frequências do chaveamento, é interessante que a frequência de ressonância seja maior que dez vezes a da rede e menor que a metade da de chaveamento (Teodorescu, Liserre e Rodríguez, 2011). Da Figura 2.2, verifica-se que a frequência de ressonância do filtro do FAP é $f_{ress}^{FAP} = 1,074kHz$, logo essas condições são atendidas.

Figura 2.2 – Resposta em frequência de $G_{iv}^p(s)$

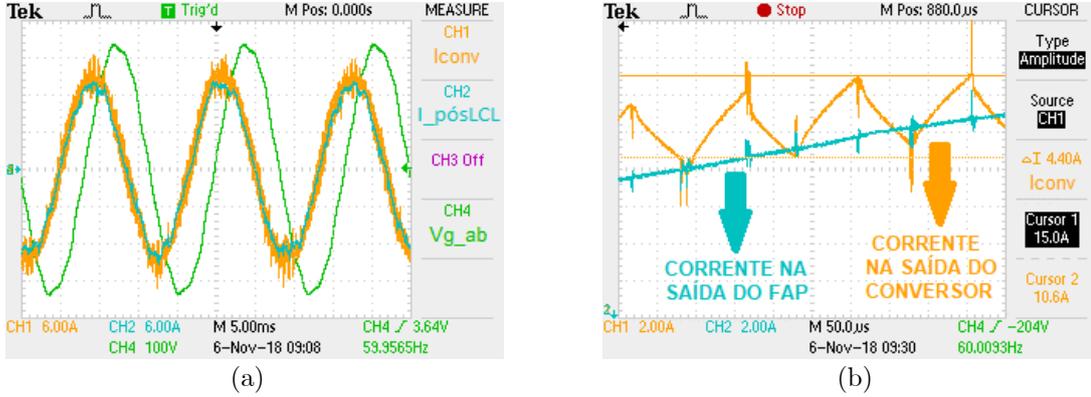


Fonte: autoria própria

É importante comentar também sobre a injeção de potência reativa pelo próprio filtro LCL. Idealmente, deve-se atender o critério de injetar uma potência inferior a 5% do valor nominal do sistema (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005). Conectando o FAP ao PAC e operando o conversor como retificador através dos diodos de seus IGBTs, a injeção de reativo do filtro é de aproximadamente $370VAr_{cap}$ (4,9% para a máxima potência de operação de $7,5kVar$ do protótipo construído, conforme será apresentado no Capítulo 3).

Por último, comenta-se sobre o *ripple* de corrente na saída filtrada do sistema. Com a bancada em operação em sua primeira etapa de montagem, realizou-se um teste com o UPQC injetando potência reativa de $4kVar$ na rede. Para esse teste, registrou-se uma corrente eficaz circulando na rede de aproximadamente $10A$. Apresenta-se na Figura 2.3a as curvas de corrente na fase A do FAP circulando em dois pontos específicos do filtro LCL: na saída do conversor e na saída do transformador de conexão (saída do filtro LCL). Pelos gráficos, verifica-se que o *ripple* da corrente i_g na saída do FAP sendo efetivamente injetada na rede é inferior a $1A$ (o *ripple* da corrente i na saída do conversor é destacado apenas para comparação).

Figura 2.3 – Curvas na fase A do FAP de: (a) corrente na saída do conversor, na saída do ramo LC e no transformador trifásico e tensão de linha da rede; e (b) *ripple* de corrente na saída do FAP (corrente efetivamente injetada na rede) e na saída do conversor



Fonte: autoria própria

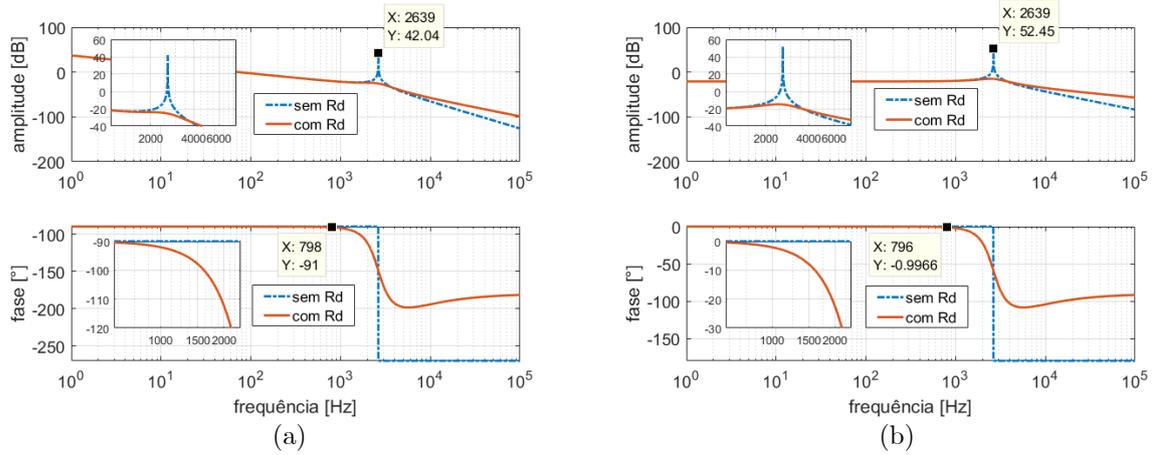
2.3.2. Filtro equivalente LCL de conexão do FAS à rede

Optou-se por implementar fisicamente um filtro LC na saída do FAS. Entretanto, quando considerado a indutância do transformador de conexão série, o comportamento do sistema como um todo é de um filtro LCL, conforme apresentado na Figura 2.1. O capacitor utilizado foi de $C_s = 20\mu F$ e o indutor L_s (lado do conversor) possui indutância e resistência de perdas iguais a $2mH$ e $150m\Omega$, respectivamente. A indutância L_{tm} equivalente e as resistências dos transformadores monofásicos são de $0,20mH$ e $70m\Omega$ (dados obtidos através dos ensaios dos equipamentos em laboratório). Utilizou-se um resistor de amortecimento R_{ds} igual a $1,8\Omega$.

Através de (2.2) e (2.3), é possível apresentar na Figura 2.4 as respostas em frequência de $G_{iv}^s(s)$ e $G_{vv}^s(s)$ que relacionam a corrente de saída do filtro LCL do FAS (i_s) e a tensão no transformador do FAS (v_t') com a tensão sintetizada na saída do conversor (v_o). Registra-se o amortecimento do ganho de amplitude nas frequências de ressonância conforme desejado. Além disso, é importante ressaltar que o filtro LCL provocará defasamentos maiores que 1° em correntes com componentes de frequência superiores a $798Hz$. Para registro, diferentemente do FAP, o filtro LCL do FAS apresentou um defasamento de $0,2^\circ$ na frequência de $424Hz$.

$$G_{iv}^s(s) = \frac{i_s(s)}{v_o(s)} = \frac{sR_{ds}C_s + 1}{s^3L_sL_{tm}C_s + s^2C_sR_{ds}(L_s + L_{tm}) + s(L_s + L_{tm})} \quad (2.2)$$

$$G_{vv}^s(s) = \frac{v_t'(s)}{v_o(s)} = \frac{sL_{tm}C_sR_{ds} + L_{tm}}{s^2L_sL_{tm}C_s + sC_sR_{ds}(L_s + L_{tm}) + (L_s + L_{tm})} \quad (2.3)$$

Figura 2.4 – Resposta em frequência de: (a) $G_{uv}^s(s)$; e (b) $G_{vw}^s(s)$ 

Fonte: autoria própria

2.3.3. Parâmetros dos filtros LCL do UPQC

A Tabela 2.1 apresenta o resumo dos parâmetros dos filtros LCL que serão usados na primeira etapa de montagem do protótipo.

Tabela 2.1 – Parâmetros dos componentes dos filtros LCL do UPQC (separados por conversor)

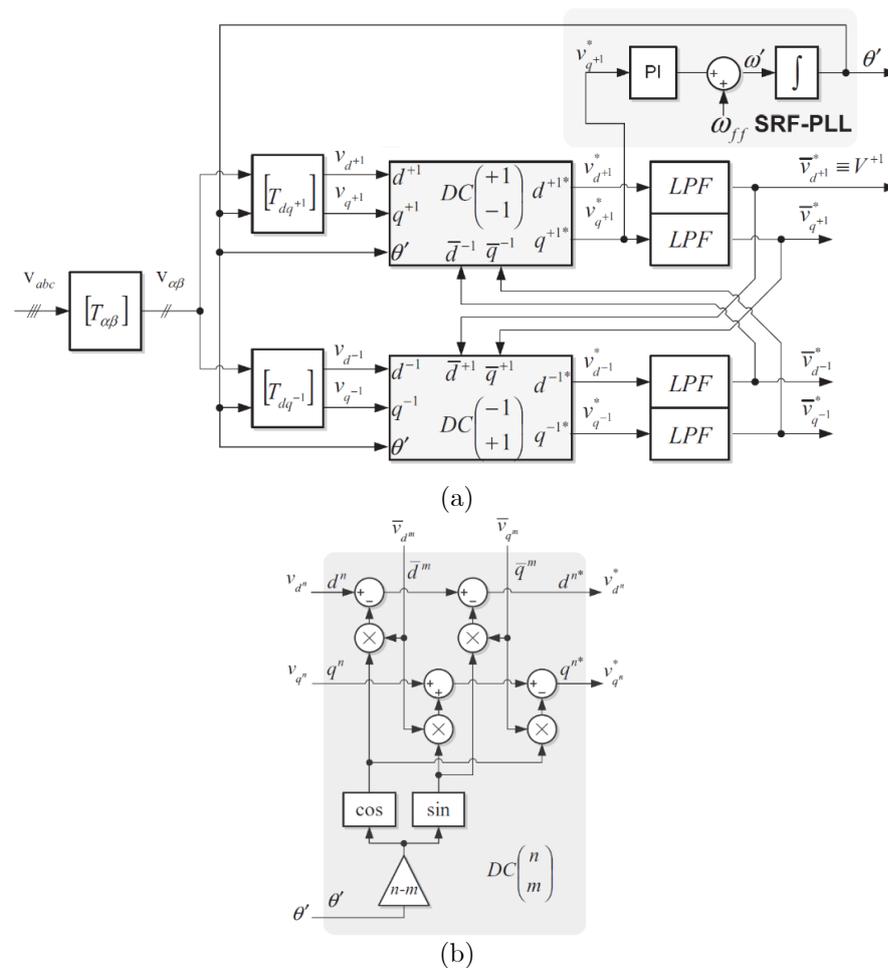
ELEMENTO	PARÂMETROS	FAP	FAS
Transformadores de conexão à rede e ao PAC	Tipo de transformador	1x: Trifásico $Dd0$	3x: Monofásico
	Relação de transformação	1: 1	1: 1
	Tensão nominal	220V	127V
	Corrente nominal	25A	39,37A
	Frequência nominal	60Hz	60Hz
	Indutância equivalente	0,44mH	0,20mH
	Resistência equivalente	300mΩ	70mΩ
Indutor do lado do conversor	Indutância	2mH	2mH
	Resistência equivalente	150mΩ	150mΩ
Indutor do lado da rede	Indutância	2mH	-
	Resistência equivalente	150mΩ	-
Capacitor <i>shunt</i> do filtro	Capacitância	20μF	20μF
Resistor de amortecimento	Resistência	1,8Ω	1,8Ω

Fonte: autoria própria

2.4. Projeto e escolha do algoritmo de sincronismo PLL

Um PLL tem como função realizar o sincronismo da tensão sintetizada pelos conversores à rede elétrica. Na condição específica de trabalho de um UPQC, as condições da rede não são ideais, ou seja, há presença de elevadas distorções harmônicas e desequilíbrios de tensão. Nesse caso, é possível utilizar o DDSRFPLL (*Double Decoupled Synchronous Reference Frame PLL*) como uma solução de sincronização. Isso, pois ele trabalha com as componentes de tensão de eixo direto e de quadratura de sequência positiva e negativa desacopladas, o que facilita a estimação angular da componente de tensão fundamental da rede (Rodríguez *et al.*, 2007). A Figura 2.5 apresenta o DDSRFPLL e a sua célula de desacoplamento das componentes $\pm dq$.

Figura 2.5 – Diagrama de blocos do (a) DDSRFPLL com células de desacoplamento e (b) da célula genérica de desacoplamento de componentes $\pm dq$ para o DDSRFPLL



Fonte: adaptado de (Teodorescu, Liserre e Rodríguez, 2011)

Para o PLL, foi utilizado um controlador PI com a estrutura conforme a equação (2.4).

$$PI(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (2.4)$$

O processo de ajuste dos ganhos do controlador foi realizado conforme técnicas e estratégias descritas em (Rodriguez *et al.*, 2007). Os ganhos proporcional e integral do DDSRFPLL foram definidos como $K_{PPLL} = 0,34Wb^{-1}$ e $K_{IPLL} = 38,3Wb^{-1}s^{-1}$, respectivamente. É oportuno mencionar que os filtros passa-baixas (identificados na Figura 2.5 como *LPF*) foram implementados como filtros Butterworth de primeira ordem com frequência de corte em $42Hz$.

2.5. Projeto dos controladores em cascata do FAP

Serão descritos nesta subseção os procedimentos de modelagem do FAP para projeto e ajuste dos controladores. As equações dinâmicas do sistema fazem referência a estrutura do UPQC exibida na Figura 2.1. Considerou-se a frequência de chaveamento $f_s = 3,42kHz$.

2.5.1. Malha de controle de corrente do FAP

Para simplificar a análise, o ramo *shunt* do filtro LCL (associação série do capacitor e do resistor de amortecimento) será desconsiderado nas equações dinâmicas que descrevem o comportamento de corrente sendo injetada pelo conversor na rede, pois ele apresenta comportamento semelhante a um circuito aberto em baixas frequências. Nesse caso, a corrente que circula pelos indutores do filtro é a mesma, logo $i = i_p = i_g$. Assim, a partir da análise da Figura 2.1, foram obtidas as expressões (2.5) e (2.6) que caracterizam a dinâmica de corrente de saída do FAP em componentes de fases *abc* e no referencial síncrono *dq*, respectivamente.

$$v_{c-abc}(t) = R_{eqp}i_{abc}(t) + L_{eqp} \frac{d}{dt} i_{abc}(t) + v'_{g-abc}(t) \quad (2.5)$$

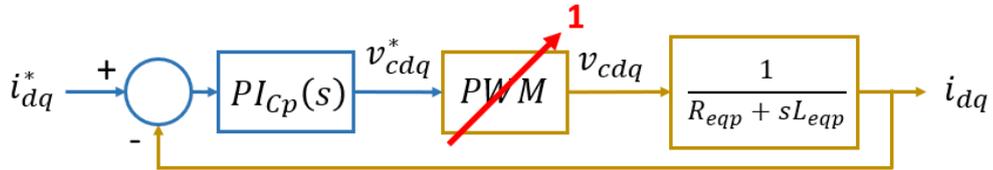
$$\begin{cases} v_{cd}(t) = R_{eqp}i_d(t) + L_{eqp} \frac{d}{dt} i_d(t) - \omega_g L_{eqp} i_q(t) + v'_{gd}(t) \\ v_{cq}(t) = R_{eqp}i_q(t) + L_{eqp} \frac{d}{dt} i_q(t) + \omega_g L_{eqp} i_d(t) + v'_{gq}(t) \end{cases} \quad (2.6)$$

Nas expressões, os subscritos "abc" e "dq" caracterizam o referencial e sua respectiva componente. A frequência angular ω_g é 377rad/s , valor nominal da rede elétrica. A resistência R_{eqp} e a indutância L_{eqp} são, respectivamente, a soma das resistências e indutâncias equivalentes dos indutores e do transformador do FAP. A partir de (2.6), obtém-se a equação dinâmica de corrente de saída do conversor paralelo no domínio da frequência (2.7).

$$\begin{cases} V_{cd}(s) = R_{eqp}I_d(s) + sL_{eqp}I_d(s) - \{\omega_g L_{eqp}I_q(s) + V'_{gd}(s)\} \\ V_{cq}(s) = R_{eqp}I_q(s) + sL_{eqp}I_q(s) + \{\omega_g L_{eqp}I_d(s) + V'_{gq}(t)\} \end{cases} \quad (2.7)$$

O termo entre chaves de (2.7) foi eliminado através de uma ação *feedforward*. Assim, com base no diagrama de blocos da Figura 2.6, é possível determinar a função de transferência da corrente do conversor pela sua referência e se pode obter os ganhos do controlador PI (estrutura apresentada na equação (2.4)) conforme a expressão (2.8). Ressalta-se que, devido à relação entre as frequências naturais que serão impostas durante o projeto do controlador e considerando que sua saída é a própria referência de tensão a ser sintetizada pelo conversor, a função de transferência do modulador PWM é vista como um ganho unitário.

Figura 2.6 – Diagrama de blocos de controle de corrente do FAP



Fonte: autoria própria

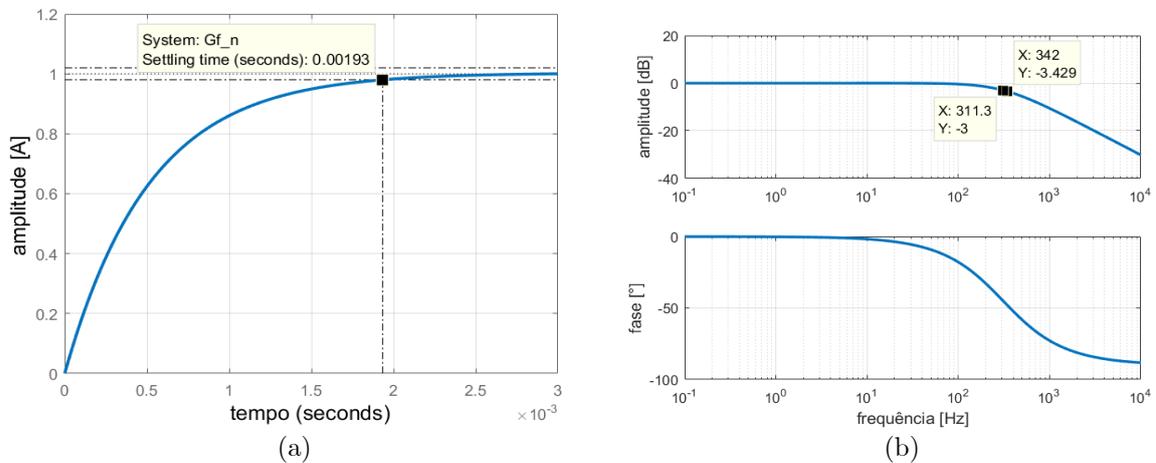
$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\left(K_{Pcp} + \frac{K_{Icp}}{s}\right) \left(\frac{1}{R_{eqp} + sL_{eqp}}\right)}{1 + \left(K_{Pcp} + \frac{K_{Icp}}{s}\right) \left(\frac{1}{R_{eqp} + sL_{eqp}}\right)} = \frac{\frac{K_{Pcp}}{L_{eqp}} \left(\frac{s + K_{Icp}/K_{Pcp}}{s}\right) \left(\frac{1}{s + R_{eqp}/L_{eqp}}\right)}{1 + \frac{K_{Pcp}}{L_{eqp}} \left(\frac{s + K_{Icp}/K_{Pcp}}{s}\right) \left(\frac{1}{s + R_{eqp}/L_{eqp}}\right)} \quad (2.8)$$

Para ajuste dos ganhos, é realizado o cancelamento do polo da planta com o zero do controlador. A função de transferência em malha fechada de corrente $G_{Mcp}(s)$ se reduz a (2.9).

$$G_{Mcp}(s) = \frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{\frac{K_{Pcp}}{L_{eqp}}}{s + \frac{K_{Pcp}}{L_{eqp}}} = \frac{\omega_{ccp}}{s + \omega_{ccp}} = \frac{1}{\left(\frac{L_{eqp}}{K_{Pcp}}s + 1\right)} = \frac{1}{(\tau_{cp}s + 1)} \quad (2.9)$$

Fazendo isso, a frequência de corte em malha fechada do controlador é escolhida para ser dez vezes menor que a frequência de chaveamento, ou seja, $\omega_{ccp} = 2,149krad/s$ (valor equivalente a $342Hz$). Assim, tem-se que os ganhos do controlador PI de corrente são definidos como $K_{Pcp} = 9,4549\Omega$ e $K_{Icp} = 644,6548F^{-1}$. Após testes em simulação, decidiu-se por alterar o ganho proporcional para o valor final $K_{Pcp} = 8,5954\Omega$. A Figura 2.7 apresenta a resposta ao degrau unitário de referência e resposta em frequência da malha fechada de corrente.

Figura 2.7 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência de corrente; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente

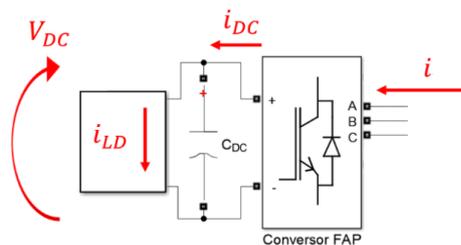


Fonte: autoria própria

2.5.2. Malha de controle de tensão do barramento c.c. do FAP

A Figura 2.8 apresenta o barramento c.c. do FAP, onde V_{DC} , i_{DC} e i_{LD} são, respectivamente, a tensão e corrente do barramento c.c. e a corrente de descarga dele (a qual representa perturbações). A partir da análise da Figura 2.1 e da Figura 2.8, é obtida a expressão (2.10) que caracteriza a dinâmica de tensão no barramento c.c. em função da corrente circulante.

Figura 2.8 – Barramento c.c. do FAP com a representação da corrente de descarga do mesmo



Fonte: autoria própria

$$C_{DC} \frac{d}{dt} V_{DC}(t) = i_{DC}(t) - i_{LD}(t) \quad (2.10)$$

Para relacionar a corrente do barramento c.c. com a corrente na entrada C.A. do conversor, tem-se que a potência ativa P_{DC} necessária para manter o barramento c.c. carregado deve ser toda fornecida pela rede através do lado C.A. do conversor (P_{AC}). A equação (2.11) caracteriza o sistema, onde V_{DC} e i_{DC} são, respectivamente, a tensão e corrente do barramento c.c..

$$P_{AC} = P_{DC} = V_{DC} i_{DC} \quad (2.11)$$

Considerando que o UPQC está funcionando corretamente (logo, o PLL também está) e mantendo a tensão no PAC equilibrada, sem distúrbios e nominal ($v'_{gd} = 0$), essa potência P_{AC} pode ser expressa conforme (2.12) (Akagi, Watanabe e Aredes, 2007).

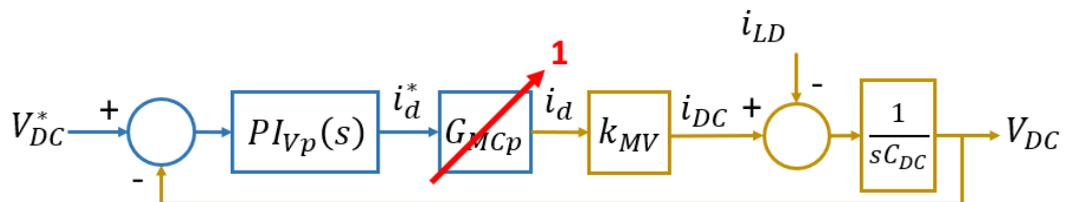
$$P_{AC} = \frac{3}{2} v'_{gd} i_d \quad (2.12)$$

Assim, fazendo as devidas substituições, tem-se a relação (2.13) no domínio da frequência.

$$sC_{DC}V_{DC}(s) = \frac{3}{2} \frac{V'_{gd}}{V_{DC}} I_d(s) - I_{LD}(s) \quad (2.13)$$

Considerando o ponto de operação padrão onde se tem a tensão nominal do barramento c.c. ($V_{DC} = V_{DC}^{nom} = 490V$) e a tensão nominal de pico de fase da rede ($V'_{gd} = 180V$), a relação entre I_{dc} e I_d é dada por uma constante $k_{MV} = (3/2)(180V/490V) = 0,5510$. Com isso, é simples obter a função de transferência (cuja equação característica é de segunda ordem) da tensão do barramento c.c. pela sua referência através da Figura 2.9. Nota-se a representação da corrente I_{LD} como uma perturbação no sistema no referido diagrama de blocos.

Figura 2.9 – Diagrama de blocos de controle de tensão do barramento c.c. do FAP



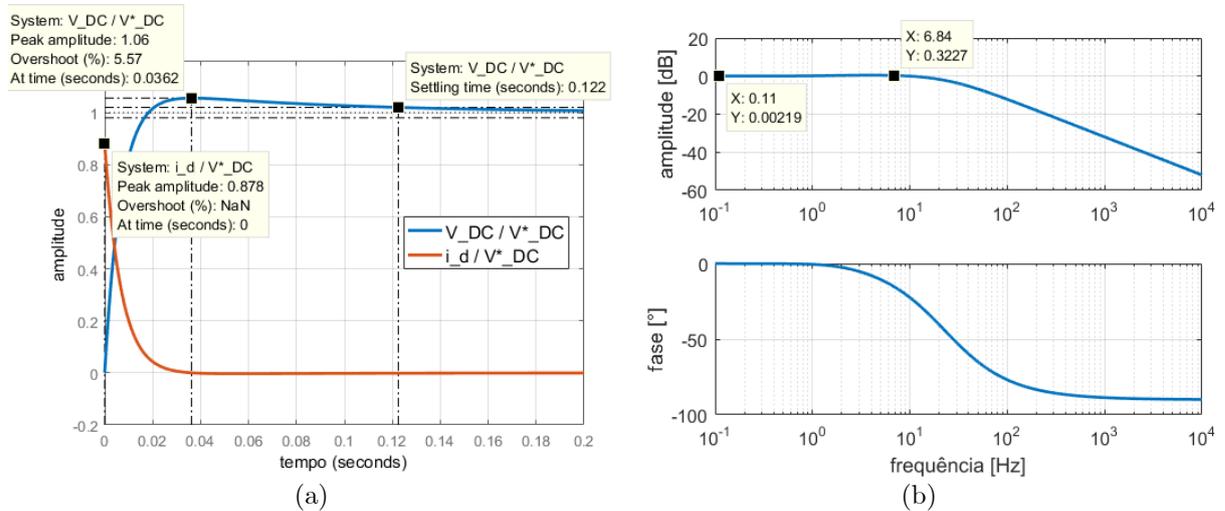
Fonte: autoria própria

O controlador fornece à malha interna de corrente uma referência de eixo direto conforme a Figura 2.9. No diagrama, G_{MCp} foi considerada como um ganho unitário durante essa fase de projeto do sistema de controle, visto que dinâmica da malha de corrente será definida como, no mínimo, dez vezes mais rápida do que a da malha de tensão. A expressão (2.14) traz a função de transferência que relaciona a tensão no barramento c.c. com a referência de controle.

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = \frac{\left(K_{PVp} + \frac{K_{IVp}}{s}\right) \frac{k_{MV}}{sC_{DC}}}{1 + \left(K_{PVp} + \frac{K_{IVp}}{s}\right) \frac{k_{MV}}{sC_{DC}}} = \frac{\frac{K_{PVp}k_{MV}}{C_{DC}}s + \frac{K_{IVp}k_{MV}}{C_{DC}}}{s^2 + \frac{K_{PVp}k_{MV}}{C_{DC}}s + \frac{K_{IVp}k_{MV}}{C_{DC}}} = \frac{K_{PVp}k_{MV}}{C_{DC}} \left(s + \frac{K_{IVp}}{K_{PVp}}\right) \quad (2.14)$$

A malha de tensão (mais externa) deve ser mais lenta que a de corrente (mais interna) por fator escolhido de cinquenta vezes para limitar o esforço de controle da malha (exigência de injeção de corrente frente a uma variação de V_{DC}^*). Assim, considerando a equação característica da função de transferência, escolhem-se a frequência natural $\omega_{nvp} = 42,98rad/s$ (relativa a $6,84Hz$) e o coeficiente de amortecimento $\xi = 1,8$ (subamortecido, devido à presença e influência do zero da função de transferência). Com isso, foram definidos os ganhos $K_{PVp} = 0,8785S$ e $K_{IVp} = 10,4881H^{-1}$. A resposta ao degrau unitário de referência da malha de controle é apresentada na Figura 2.10a junto com a informação de esforço de controle da malha. A Figura 2.10b traz a resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão do barramento c.c..

Figura 2.10 – Curvas referentes ao controle de tensão do barramento c.c. do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência de tensão e esforço de controle da malha do barramento c.c.; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle



Fonte: autoria própria

Pela Figura 2.10, verifica-se que grandes variações instantâneas da referência de tensão do barramento c.c. implicarão em correntes muito elevadas sendo exigidas da rede (mais especificamente, $0,88A$ para cada $1V$ de variação na referência).

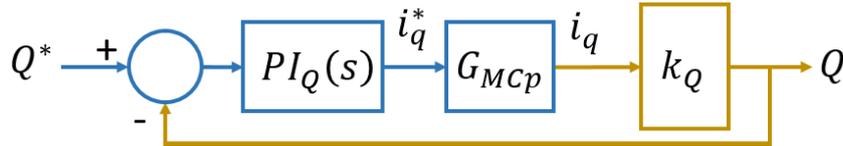
2.5.3. Malha de controle de potência reativa do FAP

Utilizando a teoria de potências ativa e reativa instantâneas (Akagi, Watanabe e Aredes, 2007), recordando que o vetor espacial de tensão sincronizado é sobreposto ao eixo direto, é possível associar as informações de potência reativa Q às componentes de tensão da rede de eixo direto v'_{gd} e corrente de saída do conversor de eixo de quadratura i_q , conforme (2.15).

$$Q = -\frac{3}{2} v'_{gd} i_q \quad (2.15)$$

Assim, para realizar a compensação de reativo, é necessário controlar a corrente de quadratura do conversor. A saída do controle de potência será a referência do controle de corrente. A Figura 2.11 apresenta o diagrama de blocos em malha fechada do controle de potência.

Figura 2.11 – Diagrama de blocos de controle de potência reativa do FAP



Fonte: autoria própria

Assumindo o mesmo ponto de operação da subseção anterior, a relação entre Q e i_q é dada por uma constante $k_Q = (3/2)(180V) = 270V$. Assim, considerando a constante de tempo τ_{cp} da malha fechada do controle de corrente, é simples obter a função de transferência da potência reativa pela sua referência na expressão (2.16).

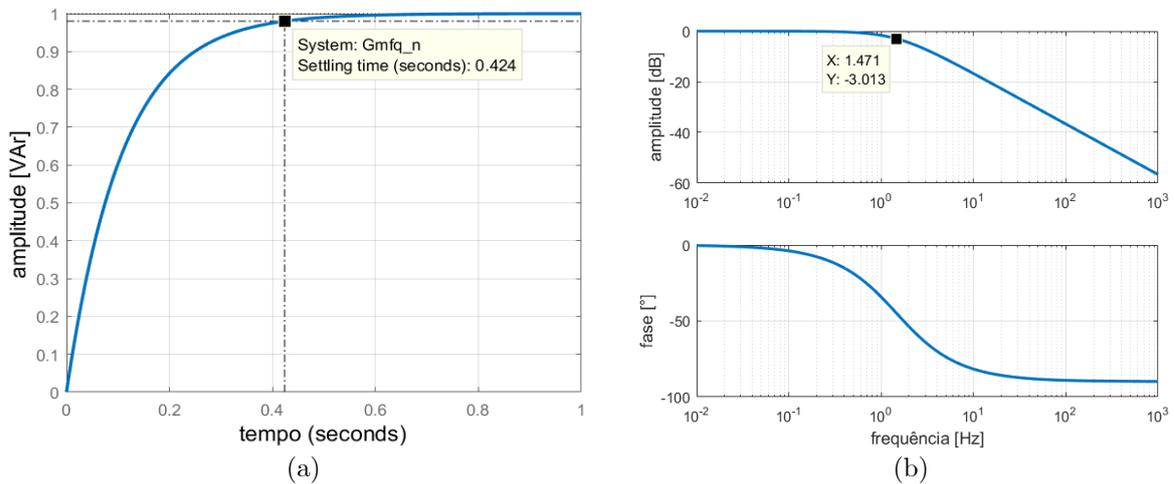
$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{k_Q \left(K_{PQ} + \frac{K_{IQ}}{s} \right) \left(\frac{1}{\tau_{cp}s + 1} \right)}{1 + k_Q \left(K_{PQ} + \frac{K_{IQ}}{s} \right) \left(\frac{1}{\tau_{cp}s + 1} \right)} = \frac{k_Q \left[\frac{K_{IQ}}{s} \left(\frac{K_{PQ}}{K_{IQ}} s + 1 \right) \right] \left(\frac{1}{\tau_{cp}s + 1} \right)}{1 + k_Q \left[\frac{K_{IQ}}{s} \left(\frac{K_{PQ}}{K_{IQ}} s + 1 \right) \right] \left(\frac{1}{\tau_{cp}s + 1} \right)} \quad (2.16)$$

Para o projeto, buscou-se que o zero do PI anulasse o polo da malha de corrente definido por τ_{cp} , procedimento análogo ao adotado para a malha de corrente. A função de transferência em malha fechada de potência reativa se reduz à expressão (2.17).

$$\frac{Q(s)}{Q^*(s)} = \frac{k_Q K_{IQ}}{s + k_Q K_{IQ}} = \frac{\omega_{cQP}}{s + \omega_{cQP}} \quad (2.17)$$

Além disso, assim como no caso da subseção anterior, a malha de potência (mais externa) será definida como pelo menos dez vezes mais lenta que a de corrente (mais interna). Considerando que não há necessidade de resposta rápida da malha de potência a variações de carga (a correção do fator de potência não precisa ser instantânea), optou-se por definir a frequência de corte em malha fechada como $\omega_{cQP} = 9,23 \text{ rad/s}$ (equivalente a $1,47 \text{ Hz}$). Esse valor é quase 5 vezes menor do que a da malha de tensão do barramento (que já é significativamente mais lenta do que a de corrente). Com isso, tem-se que os ganhos projetados são $K_{PQ} = 1,6 \cdot 10^{-5} \text{ V}^{-1}$ e, também, $K_{IQ} = 34,2 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}^{-1}$. A resposta ao degrau unitário de referência e a resposta em frequência da malha fechada de controle de potência reativa são apresentadas na Figura 2.12.

Figura 2.12 – Curvas referentes ao controle de potência reativa do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência de potência reativa; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle



Fonte: autoria própria

2.5.4. Controle ressonante: adição à malha de controle de corrente do FAP

Para a compensação de componentes de corrente harmônicas, são adicionadas parcelas

ressonantes (R) às malhas de controle de corrente nos eixos direto e de quadratura. O intuito é a imposição dos ganhos de amplitude e de fase no sistema que permitam a correta síntese dessas componentes harmônicas, mesmo que as mesmas sejam de frequências tão elevadas que fogem da faixa de passagem do controlador PI de corrente projetado (Teodorescu *et al.*, 2006). Nesse estudo, serão abordadas apenas as duas primeiras harmônicas características $6k \pm 1$, ou seja, serão estudadas as componentes de 5^a e 7^a ordens, além da fundamental. Considerando as distorções harmônicas típicas da rede, a 5^a harmônica possui característica de sequência negativa e a 7^a harmônica possui característica de sequência positiva (Hogan *et al.*, 2018).

Ao analisar as componentes harmônicas características no referencial síncrono, elas aparecem como componentes de 6^a ordem (a 5^a como um sinal de frequência angular $-6\omega_g$ e a 7^a como um de $+6\omega_g$) (Teodorescu, Liserre e Rodríguez, 2011). Assim, é necessário adicionar ao controle de corrente do FAP uma parcela ressonante com frequência de ressonância $6\omega_g$. Além disso, sabendo que o condicionador pode atuar para compensar eventuais desequilíbrios de corrente das cargas conectadas no PAC, também será adicionado ao sistema de controle uma parcela ressonante com frequência de ressonância $2\omega_g$. Isso, pois esses desequilíbrios podem se traduzir como correntes de sequência negativa a serem injetadas. A equação (2.18) caracteriza o controlador PIR (Proporcional Integral Ressonante) de corrente (Teodorescu *et al.*, 2006), também referido como controlador PI multi-ressonante (PI-MR) (Silva *et al.*, 2016).

$$PIR_c(s) = PI_{cp}(s) + \sum_h \frac{2K_{icpr}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_g)^2} = K_{pcp} + \frac{K_{Icp}}{s} + \sum_h \frac{2K_{icpr}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_g)^2} \quad (2.18)$$

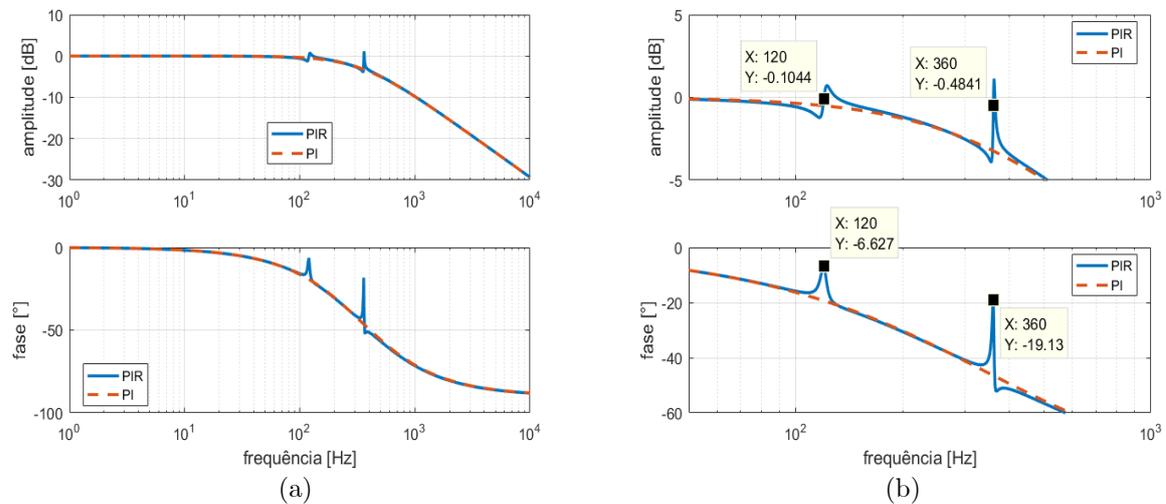
Segundo (Teodorescu *et al.*, 2006), com uma banda de passagem $\omega_c = 2\pi rad/s$, tem-se um bom compromisso entre possuir tolerância às variações de frequência da rede e limitar o ganho apenas à frequência de interesse sem amplificar ruídos de frequências indesejadas. Além disso, segundo (Brandão, 2013), visando garantir a operação estável do sistema de controle, um bom ponto de partida para o ajuste dos ganhos ressonantes é utilizar a expressão (2.19).

$$K_{icpr} = \frac{K_{Icp}}{2 \cdot n \cdot \omega_c} \quad (2.19)$$

Assim, o ganho integral da parcela ressonante K_{icpr} é igual ao ganho integral do controlador PI de corrente original dividido pelo número n de termos em paralelo do novo controlador.

No caso, há um controlador PI e duas parcelas ressonantes (uma para a harmônica de ordem $h = 2$, associada aos desbalanços, e uma para $h = 6$, associada às harmônicas da rede a se mitigar), logo $n = 3$. A resposta em frequência do controlador é apresentada na Figura 2.13, onde são comparadas as dinâmicas em malha fechada do controlador PI puro e malha fechada do controlador PIR já com as parcelas ressonantes projetadas de ganho $K_{icpr} = 17,1F^{-1}$.

Figura 2.13 – Resposta em frequência dos controladores PI e PIR de corrente do FAP em malha fechada: (a) visão geral; e (b) ampliação do gráfico em torno das frequências ressonantes de interesse



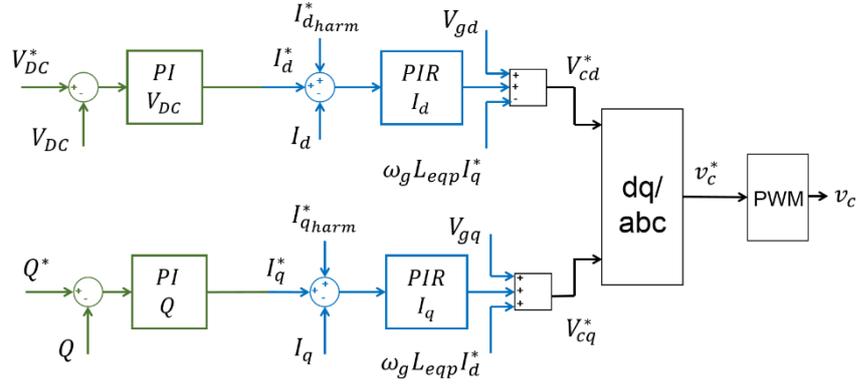
Fonte: autoria própria

Pela Figura 2.13, verifica-se que o ganho de amplitude do controle em malha fechada é próximo de unitário, mas não exatamente igual a esse valor ($-0,5dB$ para $360Hz$). Além disso, há um defasamento não nulo provocado pela ação do controle nessas mesmas frequências. Essa alteração de fase é indesejada, uma vez que a corrente injetada pelo sistema não será exatamente igual à corrente de referência a ser compensada. Tal comportamento será registrado e levado em consideração quando se for analisar o desempenho do sistema em operação.

2.5.5. Diagrama de blocos das malhas finais de controle do FAP

Uma vez encerrada a etapa de projeto dos controladores do FAP, é possível apresentar os diagramas de blocos completos das malhas de controle do FAP na Figura 2.14. Esse diagrama auxiliará a simulação e implementação final do UPQC.

Figura 2.14 – Diagrama de blocos de controle completo do FAP



Fonte: autoria própria

2.6. Projeto dos controladores em cascata do FAS

Serão descritos nesta subseção os procedimentos de modelagem do FAS para projeto e ajuste dos controladores. As equações dinâmicas do sistema fazem referência a estrutura do UPQC exibida na Figura 2.1. Considerou-se a frequência de chaveamento $f_s = 3,42\text{kHz}$ e, também, que o FAP está corretamente controlando a tensão no barramento c.c. do sistema.

2.6.1. Malha de controle de corrente do FAS

Tal como na análise para o controle de corrente do FAP, o ramo *shunt* do filtro LCL será desconsiderado nas equações dinâmicas que descrevem o comportamento de corrente sendo injetada pelo conversor no transformador monofásico. Assim, a partir da análise da Figura 2.1, foram obtidas as expressões (2.20) e (2.21) que caracterizam a dinâmica de corrente de saída do FAS em componentes de fases *abc* e no referencial síncrono *dq*, respectivamente.

$$v_{o-abc}(t) = R_{eqs}i_{Tabc}(t) + L_s \frac{d}{dt} i_{Tabc}(t) + v'_{t-abc}(t) \quad (2.20)$$

$$\begin{cases} v_{od}(t) = R_{eqs}i_{Td}(t) + L_s \frac{d}{dt} i_{Td}(t) - \omega_g L_s i_{Tq}(t) + v'_{td}(t) \\ v_{oq}(t) = R_{eqs}i_{Tq}(t) + L_s \frac{d}{dt} i_{Tq}(t) + \omega_g L_s i_{Td}(t) + v'_{tq}(t) \end{cases} \quad (2.21)$$

A resistência R_{eqs} é a resistência equivalente de perdas do indutor L_s do filtro do FAS. A partir de (2.21), a equação dinâmica de corrente do FAS no domínio da frequência é (2.22).

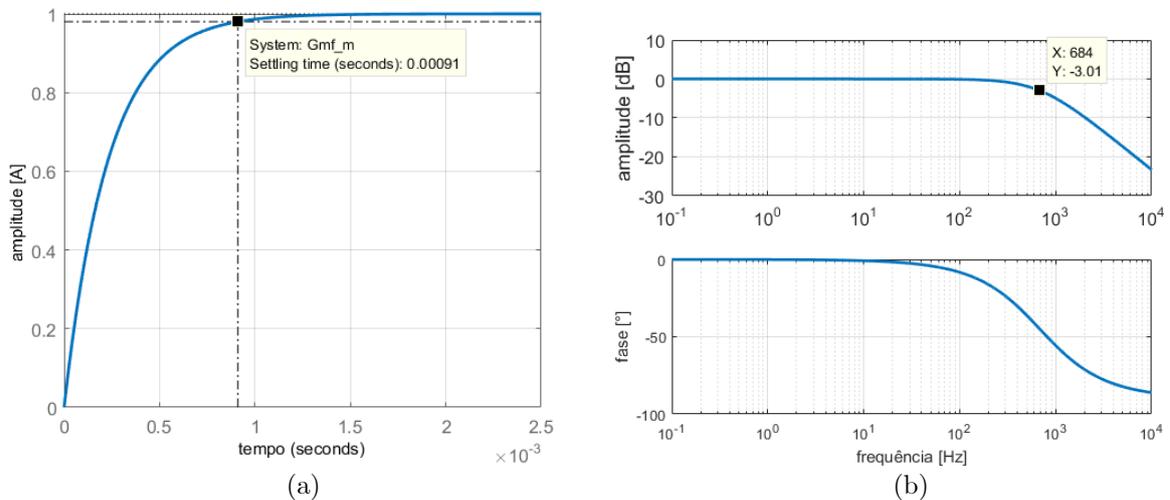
$$\begin{cases} V_{od}(s) = R_{eqs}I_{Td}(s) + sL_sI_{Td}(s) - \{\omega_g L_s I_{Tq}(s) + V'_{td}(s)\} \\ V_{oq}(s) = R_{eqs}I_{Tq}(s) + sL_sI_{Tq}(s) + \{\omega_g L_s I_{Td}(s) + V'_{tq}(t)\} \end{cases} \quad (2.22)$$

O termo entre chaves de (2.22) foi eliminado através de uma ação *feedforward*. Verifica-se que essas expressões são similares àsquelas de (2.7). Assim, são utilizadas as mesmas estratégias de escolha dos ganhos das malhas de controle de corrente para o FAP e para o FAS, sendo realizado o cancelamento do polo da planta com o zero do controlador PI em projeto. A função de transferência em malha fechada de corrente $G_{MCs}(s)$ se reduz a expressão (2.23).

$$G_{MCs}(s) = \frac{i(s)}{i^*(s)} = \frac{\frac{K_{PCS}}{L_s}}{s + \frac{K_{PCS}}{L_s}} = \frac{\omega_{ccs}}{s + \omega_{ccs}} = \frac{1}{\left(\frac{L_s}{K_{PCS}}s + 1\right)} = \frac{1}{(\tau_{cs}s + 1)} \quad (2.23)$$

A frequência de corte em malha fechada do controlador é escolhida para ser 5 vezes menor que a frequência de chaveamento, ou seja, $\omega_{ccs} = 4,298krad/s$ (valor referente a $684Hz$). Apesar de não assumir o distanciamento de uma década, a escolha garante uma maior banda de passagem para o sistema. A partir disso, tem-se que os ganhos do controlador PI de corrente são definidos como $K_{PCS} = 8,5954\Omega$ e $K_{ICS} = 859,7911F^{-1}$. Após realizar testes em simulação, decidiu-se reduzir o ganho integral para $K_{ICS} = 644,6548F^{-1}$, mudança que não impacta significativamente a frequência de corte em malha fechada já escolhida. A Figura 2.15 apresenta a resposta ao degrau unitário de referência e resposta em frequência da malha fechada de corrente.

Figura 2.15 – Curvas referentes ao controle de corrente do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência de corrente; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente

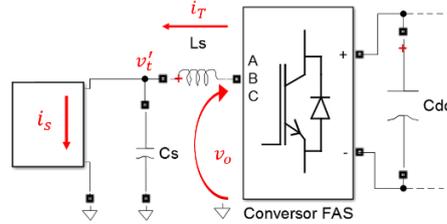


Fonte: autoria própria

2.6.2. Malha de controle de tensão nos transformadores do FAS

A Figura 2.16 apresenta o diagrama unifilar equivalente do FAS.

Figura 2.16 – Diagrama do FAS representando a corrente no transformador como perturbação



Fonte: autoria própria

A corrente circulando pelos transformadores monofásicos será considerada uma perturbação no sistema. Isso, pois ela não é controlada, sendo definida pela corrente circulando na linha que, por sua vez, é a soma das correntes das cargas com as correntes injetadas pelo FAP. Para simplificar as análises a serem realizadas, o resistor de amortecimento R_{dS} foi desconsiderado no diagrama e em todos os cálculos na sequência (ele representa uma impedância muito menor do que a do capacitor para componentes de corrente da frequência fundamental da rede).

A partir da análise da Figura 2.1 e da Figura 2.16, são obtidas as expressões (2.24) que caracterizam a dinâmica de tensão nos terminais dos transformadores monofásicos em função da corrente injetada pelo conversor no domínio do tempo e da frequência.

$$C_s \frac{d}{dt} v'_t(t) = i_T(t) - i_s(t) \quad \rightarrow \quad sC_s V'_t(s) = I_T(s) - I_s(s) \quad (2.24)$$

No referencial síncrono, tem-se (2.25).

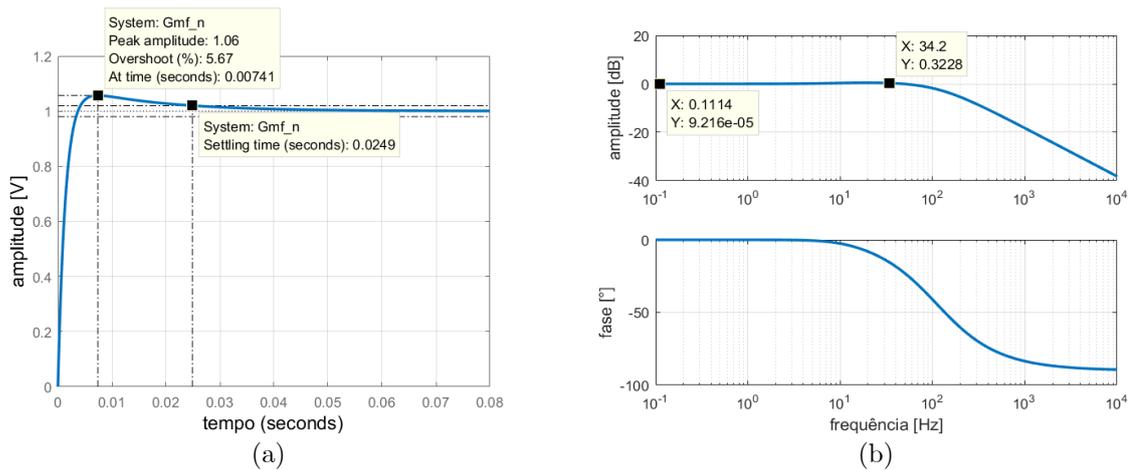
$$\begin{cases} I_{Td}(s) = sC_s V_{Td}(s) - \{\omega_g C_s V_{Tq}(s)\} + I_{sd}(s) \\ I_{Tq}(s) = sC_s V_{Tq}(s) + \{\omega_g C_s V_{Td}(s)\} + I_{sq}(s) \end{cases} \quad (2.25)$$

Como mencionado, a corrente I_{sdq} circulando nos transformadores é considerada uma perturbação. O termo entre chaves de (2.25) será eliminado através de uma ação *feedforward*. Assim, o modelo da planta para controle se reduz a relação entre $I_{Tq}(s)$ e $V_{Tq}(s)$. Utilizando um controlador PI, a função de transferência em malha fechada do controle de tensão é (2.26).

$$\frac{V_t'(s)}{V_t^{*}(s)} = \frac{\left(K_{Pvs} + \frac{K_{Ivs}}{s}\right)\left(\frac{1}{sC_s}\right)}{1 + \left(K_{Pvs} + \frac{K_{Ivs}}{s}\right)\left(\frac{1}{sC_s}\right)} = \frac{\frac{K_{Pvs}}{C_s}s + \frac{K_{Ivs}}{C_s}}{s^2 + \frac{K_{Pvs}}{C_s}s + \frac{K_{Ivs}}{C_s}} = \frac{\frac{K_{Pvs}}{C_s}\left(s + \frac{K_{Ivs}}{K_{Pvs}}\right)}{s^2 + 2\xi\omega_{nvs} + \omega_{nvp}^2} \quad (2.26)$$

A malha de tensão (mais externa) deve ser mais lenta que a de corrente (mais interna) por um fator mínimo de dez vezes (no caso, dezoito vezes). Assim, são escolhidas a frequência natural do controle de tensão $\omega_{nvs} = 214,89rad/s$ (relativa a $34,2Hz$) e o coeficiente de amortecimento $\xi = 1,8$ (subamortecido). Com isso, foram definidos os ganhos $K_{Pvs} = 0,0155S$ e $K_{Ivs} = 0,9235H^{-1}$. A Figura 2.17 traz a resposta ao degrau unitário de referência e resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão dos transformadores monofásicos do FAS.

Figura 2.17 – Curvas referentes ao controle de tensão dos transformadores monofásicos do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência de tensão; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle



Fonte: autoria própria

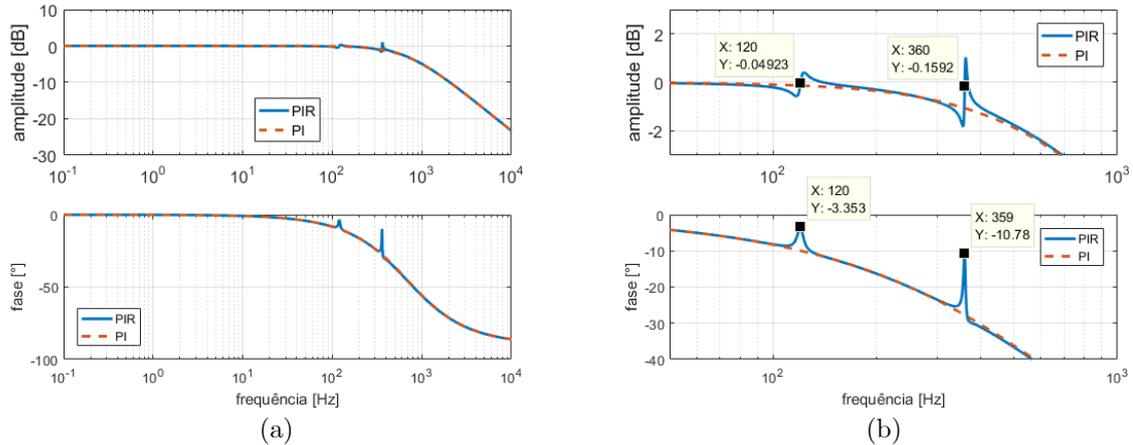
2.6.3. Controle ressonante: adição às malhas de controle do FAS

Por se trabalhar no referencial síncrono, são projetadas parcelas ressonantes para sintetizar componentes de 2^a e 6^a ordens (síntese de tensões harmônicas e desbalanceadas). Como o controle de tensão é uma malha externa à de corrente, as parcelas ressonantes serão adicionadas à ambos os controladores. Para o projeto, utilizou-se a mesma estratégia definida para o FAP.

Estabelecendo uma banda de passagem $\omega_c = 2\pi rad/s$ e considerando que o número final de controladores em paralelo é $n = 3$, definiu-se o ganho $K_{icsr} = 17,1F^{-1}$ para as parcelas ressonantes do controlador de corrente do FAS. A Figura 2.18 compara respostas em frequência

das dinâmicas em malha fechada do controlador PI puro e malha fechada do controlador PIR já com as parcelas ressonantes projetadas.

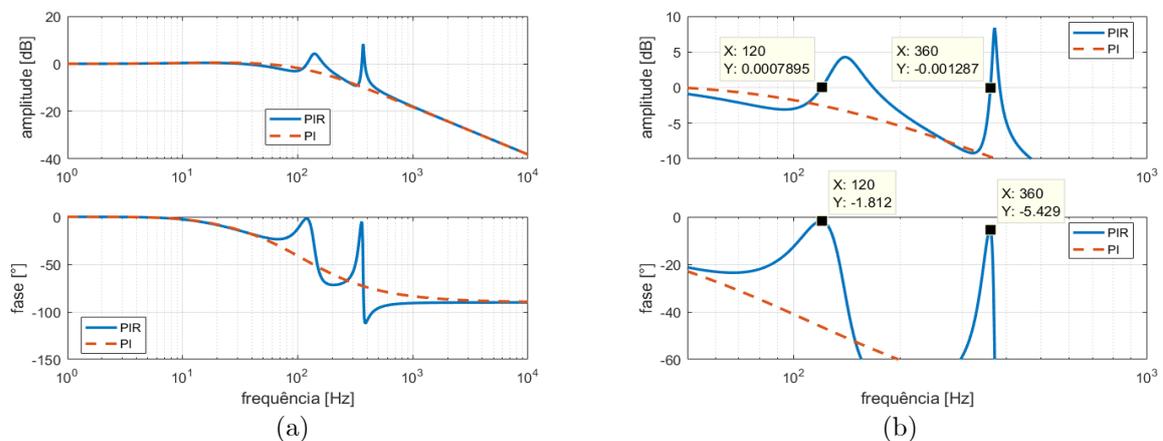
Figura 2.18 – Resposta em frequência dos controladores PI e PIR de corrente do FAS em malha fechada: (a) visão geral; e (b) ampliação do gráfico em torno das frequências ressonantes de interesse



Fonte: autoria própria

Estabelecendo uma banda de passagem $\omega_c = 2\pi rad/s$ e considerando $n = 3$ controladores em paralelo, definiu-se o ganho $K_{ivsr} = 0,0367H^{-1}$ para as parcelas ressonantes de tensão do FAS. No entanto, ao traçar as curvas de resposta em frequência, verificou-se que haveria uma atenuação de amplitude de sinais na frequência de $360Hz$. Assim, alterou-se o ganho para um valor final $K_{ivsr} = 0,4617H^{-1}$. A Figura 2.19 compara respostas em frequência das dinâmicas em malha fechada do controlador PI puro e malha fechada do controlador PIR projetado.

Figura 2.19 – Resposta em frequência dos controladores PI e PIR de tensão do FAS em malha fechada: (a) visão geral; e (b) ampliação do gráfico em torno das frequências ressonantes de interesse



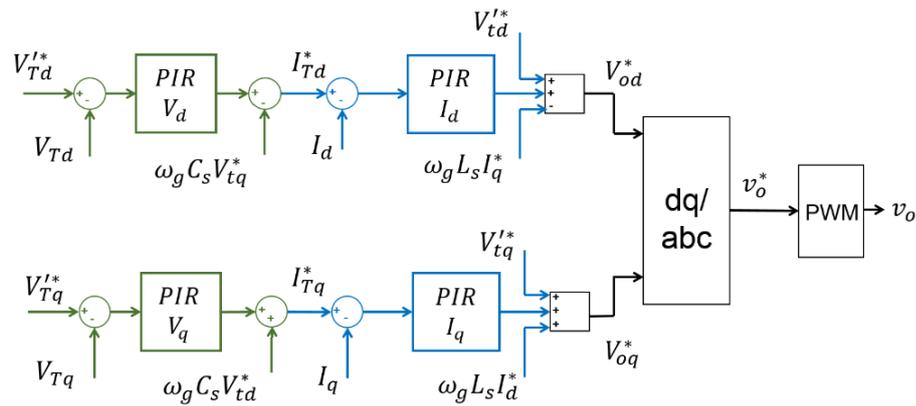
Fonte: autoria própria

Verifica-se pela Figura 2.18 e Figura 2.19 que os ganhos de amplitude dos controles em malha fechada são próximos da unidade ($0dB$), mas não exatamente igual a esse valor ($-0,16dB$ para $360Hz$ no controle de corrente). Em adição, há um defasamento não nulo provocado pela ação dos controladores nessas mesmas frequências. De fato, há uma melhoria na resposta em relação à utilização do PI puro, mas que as tensões e correntes sintetizadas pelo sistema não serão exatamente iguais às referências a serem compensadas.

2.6.4. Diagrama de blocos das malhas finais de controle do FAS

Tem-se o diagrama de blocos completo das malhas de controle do FAS na Figura 2.20.

Figura 2.20 – Diagrama de blocos de controle completo do FAS



Fonte: autoria própria

2.7. Simulação do FAP e do FAS

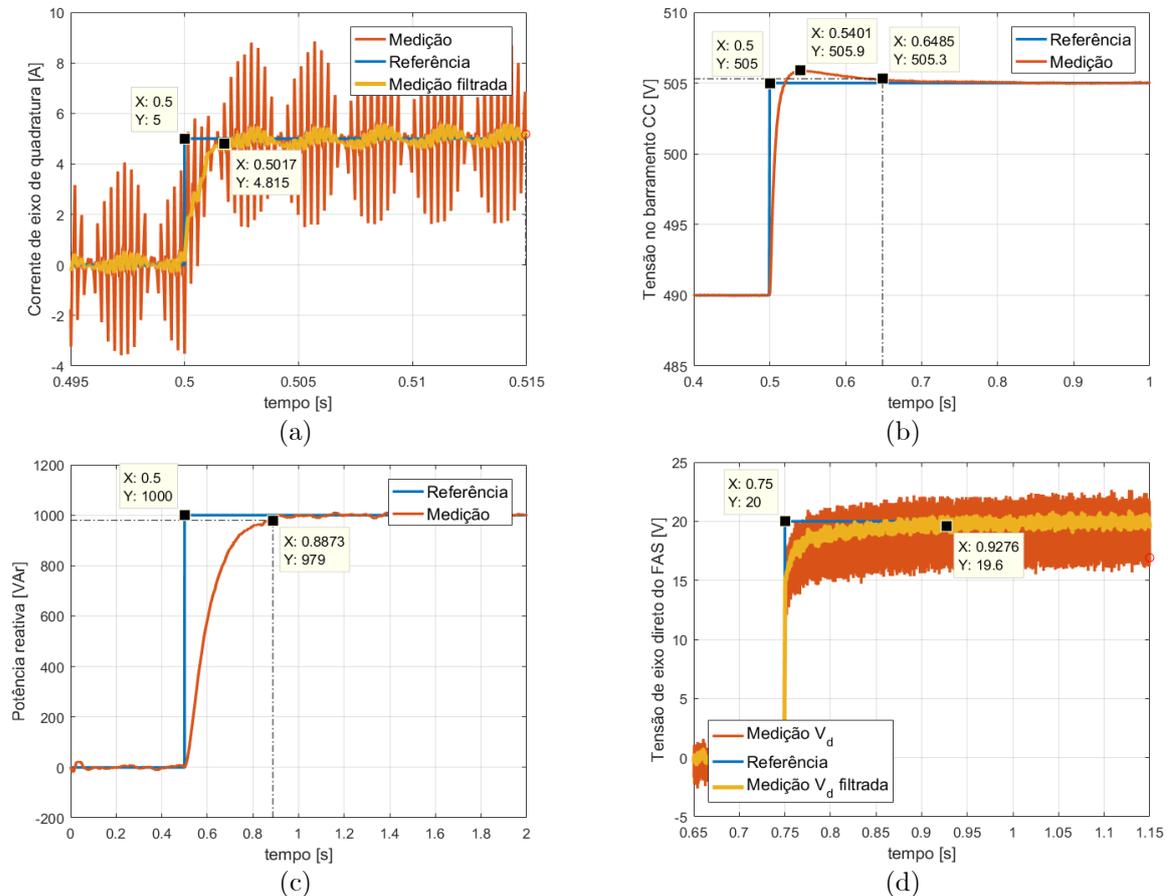
Uma vez projetados o FAP e o FAS, foi possível simular os sistemas individuais a partir do diagrama da Figura 2.1. São apresentados os resultados de alguns testes de operação, principalmente no que diz respeito ao tempo de resposta das malhas de controle e à capacidade de síntese de correntes reativas e, também, de correntes e tensões harmônicas e de desbalanço. A ferramenta escolhida foi o *software* Simulink®/MATLAB®. Ressalta-se que foram realizados testes para validar o algoritmo PLL projetado (inclusive com a rede com distorções de tensão), sendo que o sistema não perdeu sincronismo em nenhuma das condições de operação testadas. O passo de amostragem utilizado foi de 128 amostras para cada ciclo de chaveamento.

Para avaliar os controladores projetados, foram aplicadas variações nas referências em degrau. Devido a semelhança das malhas de controle de corrente do FAP e de tensão do FAS, registraram-se os testes de apenas uma em cada par. Os seguintes testes foram realizados individualmente (considerou-se o FAS atuando corretamente nos testes do FAP e vice-versa):

- Degrau de $5A$ na referência da malha de corrente de eixo de quadratura do FAP;
- Degrau de $15V$ na referência da malha de tensão do barramento c.c. do FAP;
- Degrau de $1000VA_r$ na referência da malha de potência reativa do FAP;
- Degrau de $20V$ na referência da malha de tensão do FAS.

Especificamente e apenas durante esses testes da variação em degrau, nenhuma ação *feedforward* foi considerada. A Figura 2.21 apresenta as curvas das respostas dos controladores às variações em degrau propostas. Os valores medidos de tempo de acomodação e sobre-elevação em cada caso são registrados na Tabela 2.2 e comparados com os valores projetados.

Figura 2.21 – Resposta ao degrau dos controladores: (a) corrente de eixo de quadratura do FAP; (b) tensão do barramento c.c. do FAP; (c) potência reativa do FAP; e (d) tensão de eixo direto do FAS



Fonte: autoria própria

Tabela 2.2 – Tempos de acomodação e sobre-elevação percentual dos controladores: comparação dos parâmetros projetados com os simulados

CONTROLADOR	TEMPO DE ACOMODAÇÃO		SOBRE-ELEVAÇÃO PERCENTUAL	
	PROJETADO	SIMULADO	PROJETADO	SIMULADO
I_q^{FAP}	1,93ms	1,7ms	0%	0%
V_{DC}^{FAP}	123ms	149ms	6%	4%
Q^{FAP}	424ms	387ms	0%	0%
V_d^{FAS}	24,9ms	17,8ms	6%	0%

Fonte: autoria própria

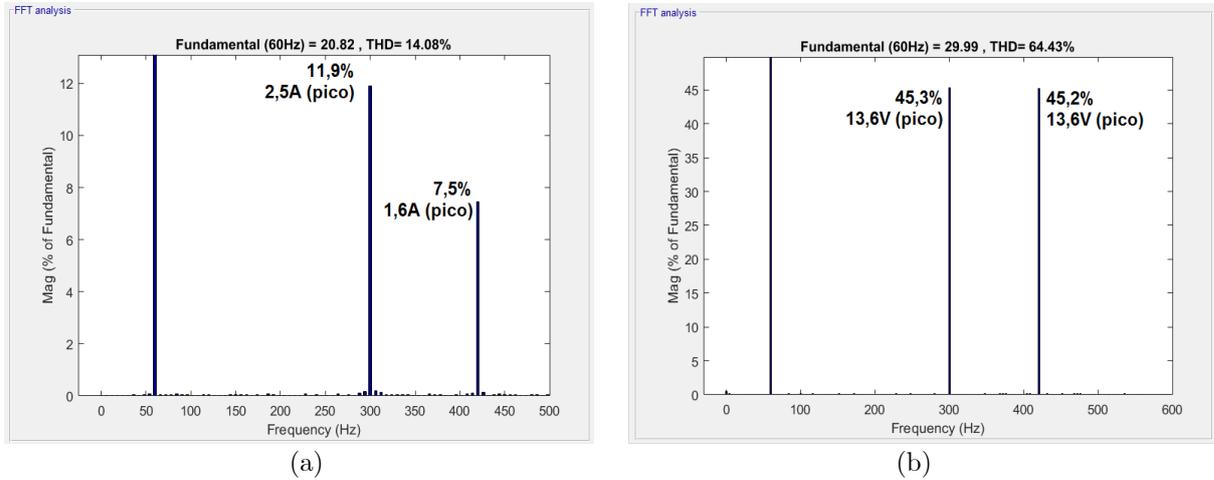
Da Tabela 2.2, verificou-se uma diferença significativa entre as sobre-elevações percentual projetada e simulada. É possível que essa discrepância seja explicada pelas simplificações realizadas durante a modelagem da planta (desconsiderar R_{ds} no ramo *shunt* do filtro LCL do FAS para seu controle de tensão e desconsiderar o ramo por completo nos controles de corrente do FAP e do FAS). Apesar disso, não foram registradas instabilidades ou perda de controle.

Na sequência, buscou-se sintetizar componentes de correntes harmônicas (somada de uma corrente reativa) e tensões harmônicas (somadas de uma componente à frequência fundamental). Os seguintes testes de funcionamento do FAP e do FAS foram realizados individualmente (considerou-se o FAS atuando corretamente nos testes do FAP e vice-versa):

- Injeção pelo FAP de $5,2kVAr$ e correntes equilibradas de 5^o e 7^o harmônicos característicos de $3A$ e $2A$ de amplitude, respectivamente;
- Síntese pelo FAS de uma tensão fundamental equilibrada de $30V$ de pico juntamente com tensões equilibradas de 5^o e 7^o harmônicos característicos de $15V$ de amplitude cada;

A Figura 2.22 apresenta os gráficos de espectros de frequência para os testes de injeção de correntes harmônicas pelo FAP e síntese de tensões harmônicas pelo FAS. Para a injeção simultânea de correntes harmônicas, verificaram-se desvios da ordem de 20% na síntese da 5^a e 7^a harmônicas. Por sua vez, para a síntese de tensões harmônicas, registraram-se erros de 10% na síntese tanto da 5^a harmônica quanto da 7^a harmônica. Já o valor de amplitude de tensão fundamental sintetizado apresentou erro inferior a 1% em relação à referência. Ressalta-se que, para o teste de injeção de potência reativa, a medição de potência injetada no PAC foi $5,1kVAr$ conforme referência, registrando um erro absoluto inferior a 2%.

Figura 2.22 – Síntese simultânea de componentes harmônicas: espectros de frequência (a) da corrente i_g de saída da fase A do filtro LCL durante a operação do FAP; e (b) da tensão sintetizada no transformador monofásico da fase A durante a operação do FAS



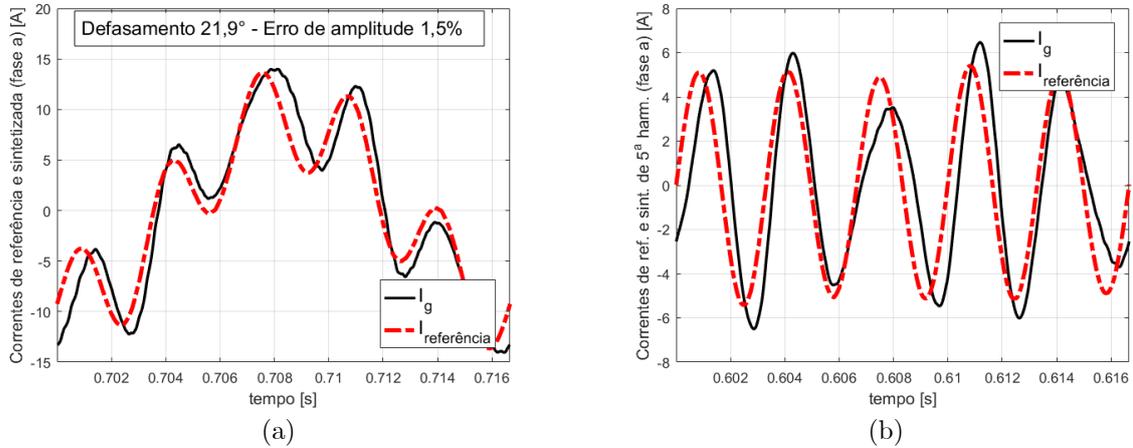
Fonte: autoria própria

Para analisar o defasamento entre as ondas sintetizadas e as referências de controle, foram realizados novos testes com a síntese de harmônicas individuais. Durante os testes para avaliar as respostas dos controladores, considerou-se o FAS atuando corretamente nos testes do FAP e vice-versa. As condições desses testes são:

- Injeção pelo FAP de $2,5kVAr$ (corrente reativa de $9,3A$ de pico) e correntes equilibradas de 5^a harmônica característica de $5A$ de amplitude;
- Injeção pelo FAP de $2,5kVAr$ (corrente reativa de $9,3A$ de pico) e correntes equilibradas de 7^a harmônica característica de $5A$ de amplitude;
- Síntese pelo FAS de tensão fundamental nula e tensões equilibradas de 5^o harmônico característico de $20V$ de amplitude;
- Síntese pelo FAS de tensão fundamental nula e tensões equilibradas de 7^o harmônico característico de $20V$ de amplitude;

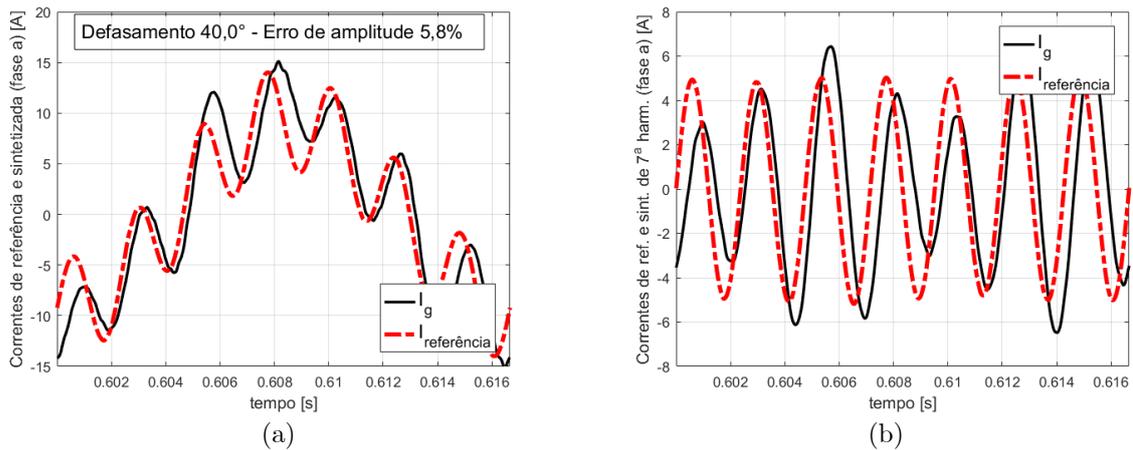
Primeiro são discutidos os resultados da operação do FAP. A Figura 2.23 e a Figura 2.24 apresentam as curvas de corrente na fase A do FAP para a síntese apenas de correntes individuais de 5^a e 7^a harmônicas. Os desvios de amplitude ficaram abaixo de 6% para ambos os testes, sendo que o erro percentual mais elevado foi registrado para a síntese apenas de 5^a harmônica. Em adição, os desvios médios de fase das correntes sintetizadas em relação às referências ficaram próximos de 20° para a 5^a harmônica e de 40° para a 7^a harmônica.

Figura 2.23 – Referência de controle e corrente i_g da fase A para o FAP: (a) 5ª harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste



Fonte: autoria própria

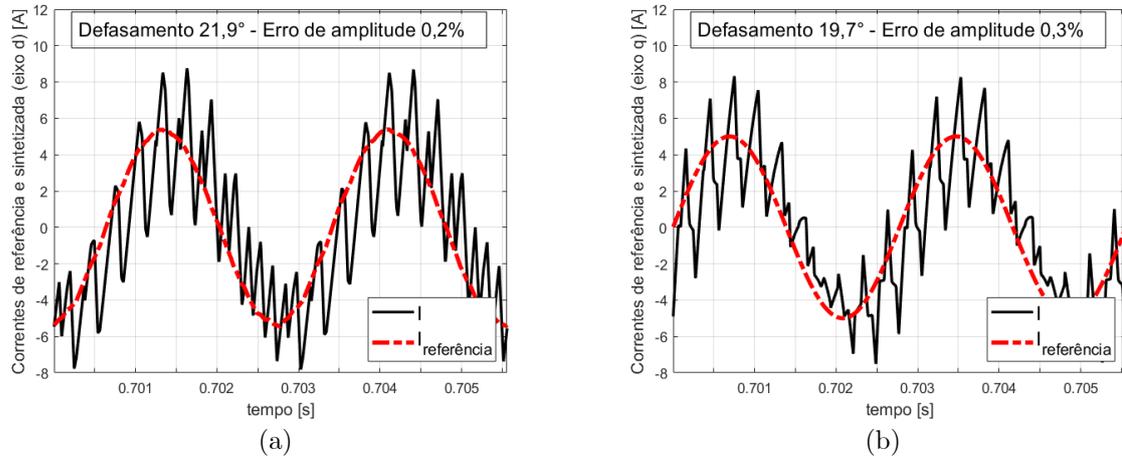
Figura 2.24 – Referência de controle e corrente i_g da fase A para o FAP: (a) 7ª harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste



Fonte: autoria própria

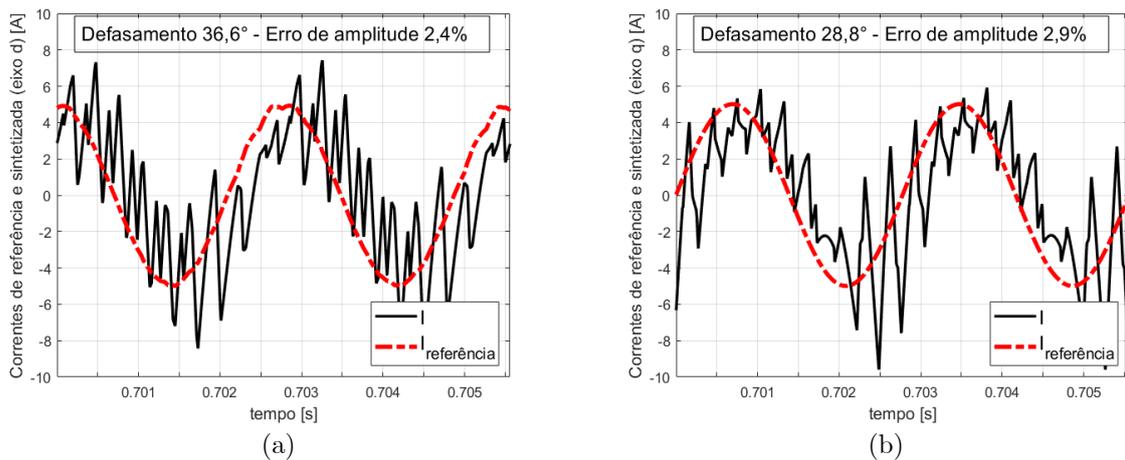
Como a dinâmica do filtro impacta na relação entre i e i_g , é investigada também a corrente de saída do conversor para analisar os erros diretamente associados ao controlador para as mesmas condições de teste citadas. Assim, são apresentadas na Figura 2.25 e na Figura 2.26 a comparação da corrente de referência em dq para os testes anteriores com a síntese de correntes harmônicas individuais. Nota-se, portanto, que as parcelas ressonantes projetadas apresentam erros elevados de fase, sendo que os maiores ficaram próximos de 22° para a 5ª harmônica e de 37° para a 7ª. Já os desvios de amplitude ficaram abaixo de 0,5% para correntes de 5ª ordem e abaixo de 3% para correntes de 7ª ordem.

Figura 2.25 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas 5ª harmônica



Fonte: autoria própria

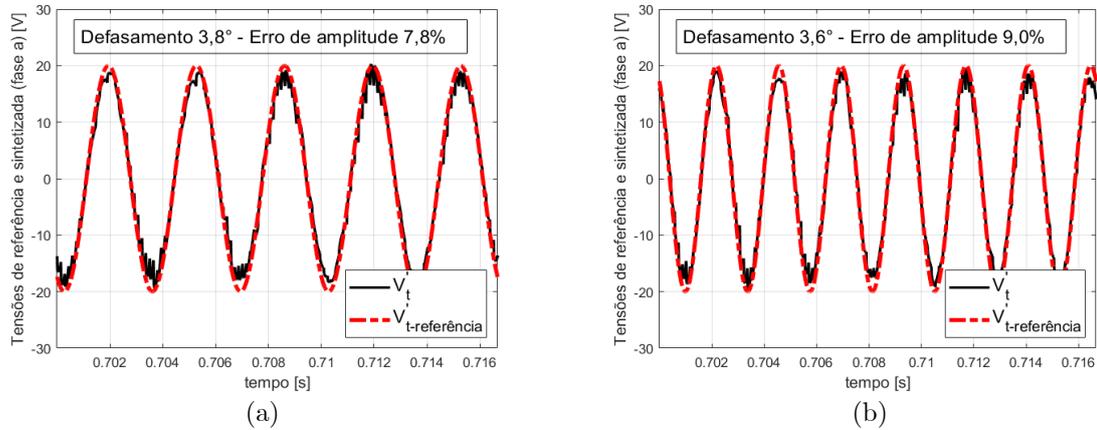
Figura 2.26 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas 7ª harmônica



Fonte: autoria própria

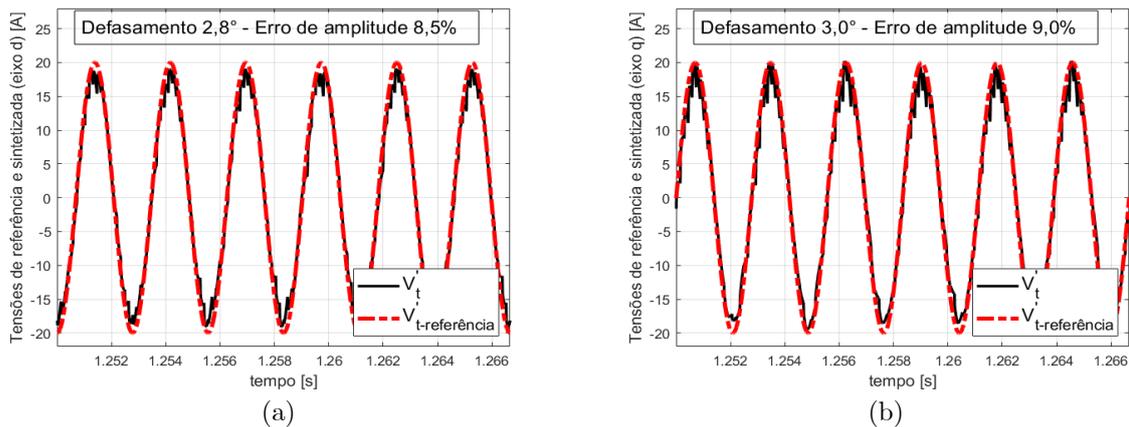
Na sequência, são discutidos os resultados da operação do FAS. A Figura 2.27 apresenta as curvas de tensão sintetizada no transformador monofásico da fase A do FAS para a síntese apenas de harmônicas individuais de 5ª e 7ª ordens. Verifica-se que os desvios de amplitude e fase foram similares para ambas, com valores próximos de 9% e 4°. Em adição, a Figura 2.28 e Figura 2.29 apresentam a comparação da tensão de referência em dq para os testes anteriores com a síntese de correntes harmônicas individuais. Nota-se que as parcelas ressonantes projetadas apresentam erros de fase e de amplitude próximos de 9% e 3°, mesma ordem observada nas componentes de fase para ambas as componentes de 5ª e 7ª harmônicas.

Figura 2.27 – Referência de controle e tensão v_t' sintetizada pelo FAS na fase A: (a) teste com apenas 5ª harmônica; e (b) teste com apenas 7ª harmônica



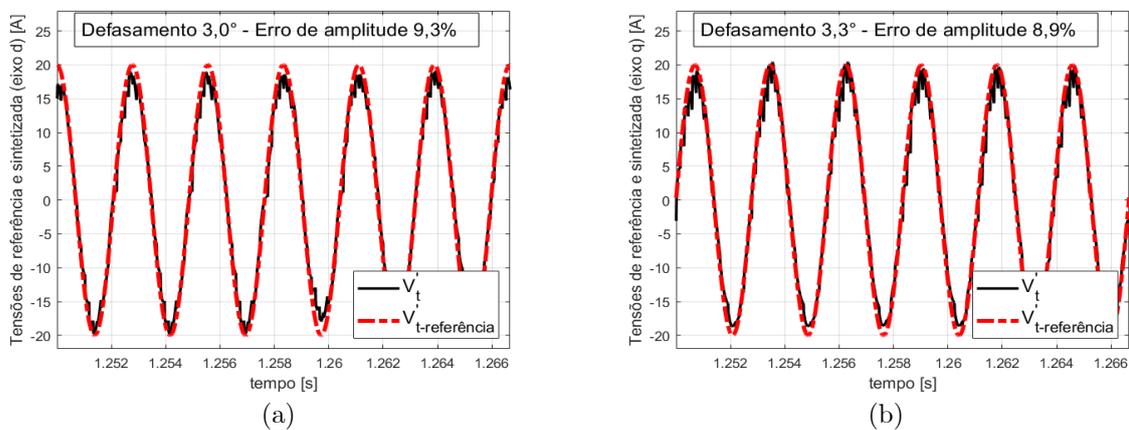
Fonte: autoria própria

Figura 2.28 – Referência de controle e tensão v_t' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas 5ª harmônica



Fonte: autoria própria

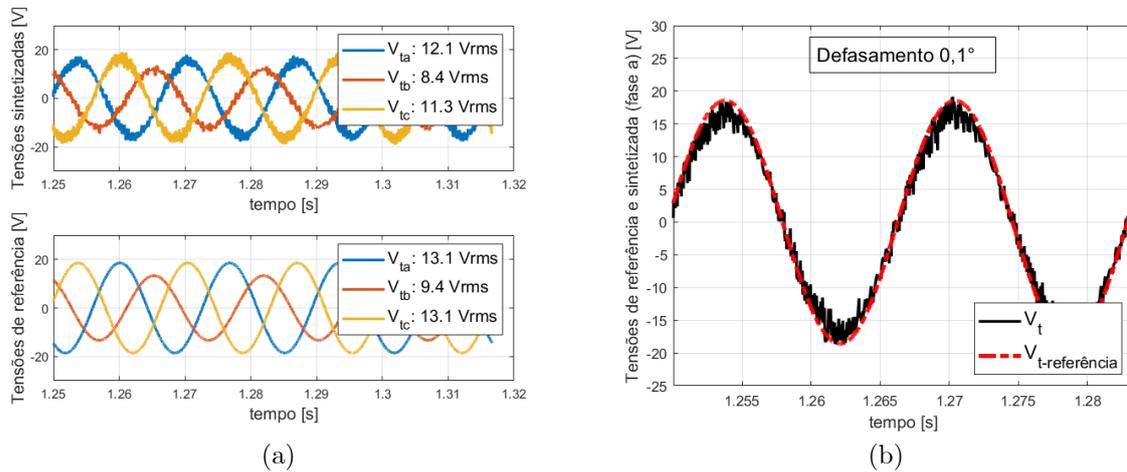
Figura 2.29 – Referência de controle e tensão v_t' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas 7ª harmônica



Fonte: autoria própria

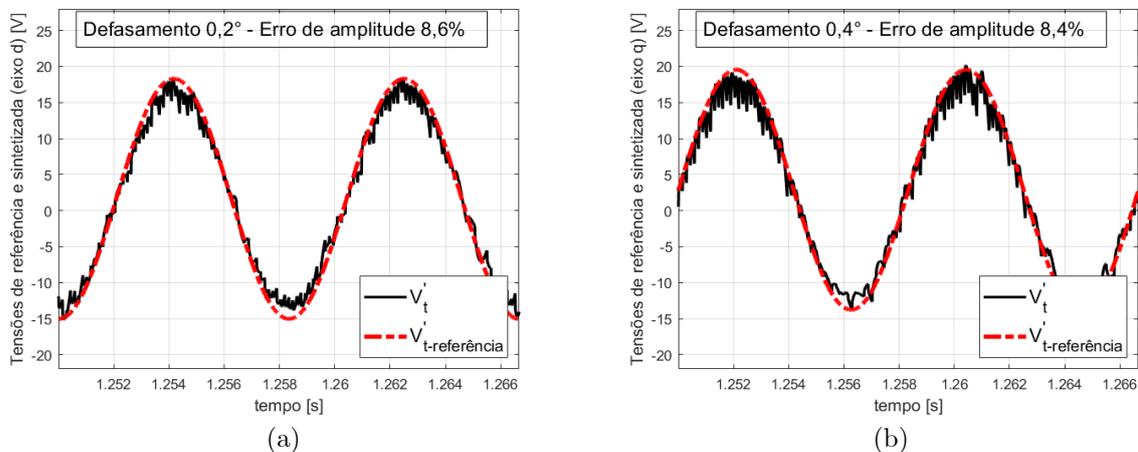
Por último, buscou-se sintetizar componentes de tensões harmônicas desbalanceadas. Impôs-se a síntese pelo FAS de tensões desequilibradas na frequência fundamental cujas componentes de fase A, B e C possuem, respectivamente: amplitudes $18,56V$, $13,33V$ e $18,56V$; e ângulo de fase em relação à fase A da tensão da rede de $+8,95^\circ$, $+120,0^\circ$ e $-128,9^\circ$. A Figura 2.30 apresenta as curvas de tensão sintetizadas em cada transformador monofásico do FAS para o teste com referência de tensões desequilibradas. Em adição, a Figura 2.31 apresenta a comparação da tensão de referência em dq para o teste com a síntese de tensão desbalanceada pelo FAS.

Figura 2.30 – Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAS: (a) referência trifásica e sinais sintetizados e; (b) defasamento entre a referência e tensão da fase A



Fonte: autoria própria

Figura 2.31 – Referência de controle e tensão v_t' de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com síntese de tensão desbalanceada



Fonte: autoria própria

Pelos dados da Figura 2.30, os desvios médios de amplitude de tensão registrados para os testes realizados foram de aproximadamente 11% (valores de 8%, 11% e 14% nas fases A, B e C, respectivamente). Já os erros médios de fase foram inferiores a 1°. Além disso, nota-se que a parcela ressonante projetada apresenta erros de fase e de amplitude próximos de 9% e 1°, respectivamente.

2.8. Parâmetros gerais de operação do UPQC

A Tabela 2.3 apresenta os parâmetros gerais de operação do protótipo do UPQC e da rede elétrica na qual ele será instalado.

Tabela 2.3 – Parâmetros gerais de operação do protótipo do UPQC e da rede

Frequência de chaveamento (f_s)	3420Hz
Frequência de amostragem (f_{sample})	6840Hz
Capacitância do barramento c.c. (C_{dc})	3,06mF
Tensão de operação do barramento c.c. (V_{dc}^{nom})	490 V
Tensão eficaz de linha da rede elétrica (V_g^{nom})	220V
Frequência nominal da rede elétrica (f_g)	60Hz
Corrente eficaz máxima de saída dos conversores ($I_{max}^{fabricante}$)	20A
Limite de corrente eficaz nominal imposto na saída dos conversores (I_{nom})	14A
Potência máxima de operação imposta ao sistema/conversor ($S_{max}^{operação}$)	5,5kVA
Potência nominal do sistema/conversor (S_{nom})	7,5kVA

Fonte: autoria própria

É importante ressaltar que o valor da corrente I_{nom} definida como corrente máxima de operação do protótipo é inferior ao valor de corrente nominal do conversor definido pelo fabricante e, também, de projeto do filtro LCL. Com o intuito de melhor garantir a integridade dos componentes utilizados durante a etapa de comissionamento do UPQC, optou-se por trabalhar com corrente e, conseqüentemente, potência reduzidas durante a primeira etapa de sua montagem. Maiores detalhes sobre os componentes e elementos que irão compor o protótipo serão tratados no Capítulo 3, onde tal apresentação detalhada é mais conveniente e adequada.

2.9. Considerações finais do capítulo

O capítulo apresentou as estratégias de projeto e especificação dos componentes dos filtros de interconexão à rede elétrica e ao PAC do sistema em estudo. Em adição, trouxe também a descrição dos critérios utilizados e considerações realizadas para modelagem e controle da planta. Tudo isso serviu de base para a construção de um modelo computacional do UPQC que permitiu avaliar diferentes condições de operação (estudos de caso) e de controle (ganhos implementados).

Quanto aos filtros LCL projetados, verifica-se que os componentes utilizados permitem efetivamente conectar o sistema à rede e ao PAC sem implicarem em problemas de instabilidade ou de ressonância para as frequências de interesse. Conforme desejado, eles garantem a filtragem de correntes de frequências elevadas oriundas do chaveamento do conversor antes delas serem injetadas na rede. No entanto, conforme reforçado por (Silva, 1999), o projeto do filtro de saída impacta diretamente a resposta do sistema em malha fechada, incluindo sua característica de rejeição a distúrbios no desempenho do filtro ativo. Isso se confirma, por exemplo, nos testes realizados do FAP. Verifica-se pelas curvas de resposta em frequência que seu filtro LCL defasa a corrente de 7^a harmônica sintetizada pelo conversor em 1°, além de atenuá-la.

Em relação aos controladores projetados, verifica-se que os PIs atuam dentro de suas especificações de tempo de acomodação e sobre-elevação percentual à exceção do controle de tensão do FAS, que apresentou uma sobre-elevação nula, diferentemente do projetado de 6%. Dos testes em regime permanente registrados, a injeção de potência reativa, o controle do barramento c.c. e a síntese de tensões balanceadas apresentaram erros de amplitude e fase menores do que 3% em relação ao valor esperado.

Em contrapartida, as variáveis controladas pelas parcelas ressonantes projetadas apresentaram desvios consideráveis de amplitude e de fase. Os controladores PIR de corrente com frequência de ressonância em 120Hz apresentaram resultados com erros tipicamente menores que seus pares de 300Hz, mas maiores que os encontrados nas variáveis controladas por PIs. Parte do problema, como já mencionado, é a própria dinâmica dos filtros de saída que não é exatamente um ganho unitário como se considerou no projeto dos controladores (as correntes i e i_g não são estritamente iguais). No entanto, pelas curvas de resposta em frequência dos

controladores ressonantes e pelas variáveis diretamente controladas por eles, verifica-se que suas dinâmicas também são largamente responsáveis por esses desvios, principalmente no que diz respeito aos erros de fase. O mesmo é válido para os controladores ressonantes de tensão. De fato, ajustes finos dos ganhos dos controladores foram realizados em poucos casos durante a fase de projeto e, quando ocorreram, focaram mais em aspectos de estabilidade do que especificamente na resposta de amplitude e fase.

Dessa forma, reconhece-se que os controladores ressonantes projetados não são ótimos, uma vez que não garantirão erro nulo de amplitude e fase em regime. Os filtros LCL considerados também não o são, já que limitam a definição dos controladores e a dinâmica do sistema quando considerando o desejo de sintetizar componentes harmônicas de corrente e de tensão de 5^a e 7^a ordens.

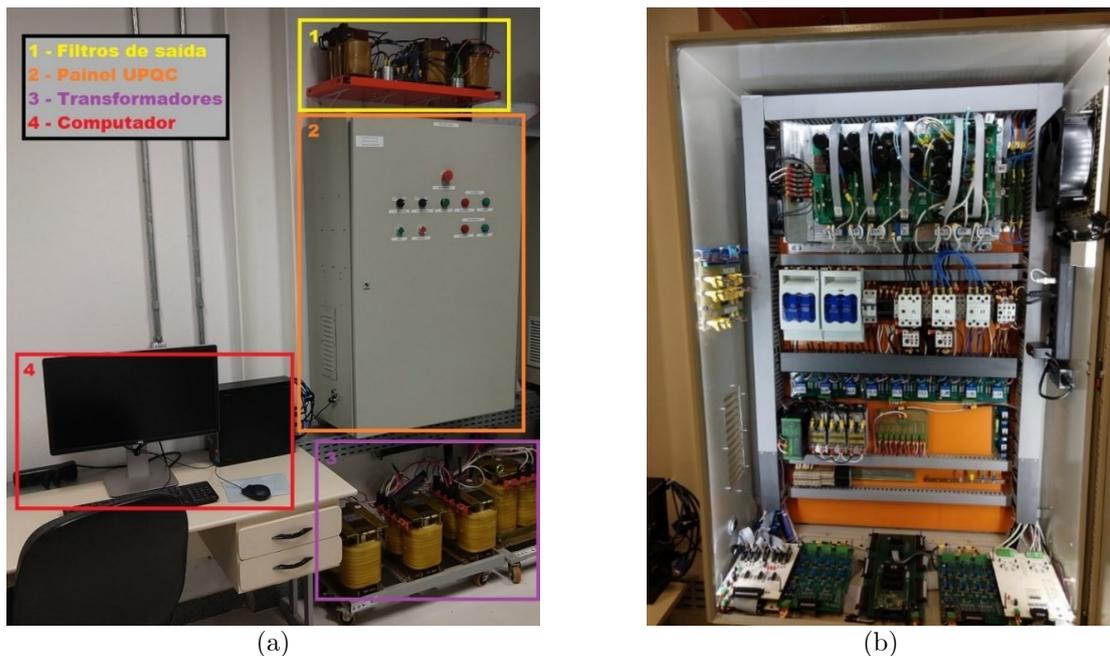
Contudo, é importante mencionar que não foram observadas instabilidades de controle ou operação em nenhum dos casos testados. Em todos os pontos de operação considerados, o sistema se mostrou capaz de realizar suas funções projetadas, mesmo que com erros. Além disso, não foi registrada nenhuma condição de ultrapassagem dos limites físicos e operacionais máximos ou nominais dos componentes em estudo. Com isso, é possível iniciar a primeira etapa de montagem da bancada experimental para que se possa realizar experimentos e testes nela.

Capítulo 3

3. Protótipo experimental do UPQC a dois níveis

Nesse capítulo, são detalhados os principais aspectos construtivos e operacionais da bancada de testes de acordo com sua primeira etapa de montagem apresentada no Capítulo 2. São fornecidos dados de placa e informações sobre os componentes individuais do UPQC, além de discutidas as respostas dos sistemas de controle implementados. Por último, são analisadas as medições das variáveis elétricas e figuras de mérito de qualidade de energia para alguns pontos de operação. A Figura 3.1 apresenta o sistema montado incluindo o computador para comando da DSP, o painel elétrico, os filtros de saída e os transformadores de acoplamento à rede elétrica.

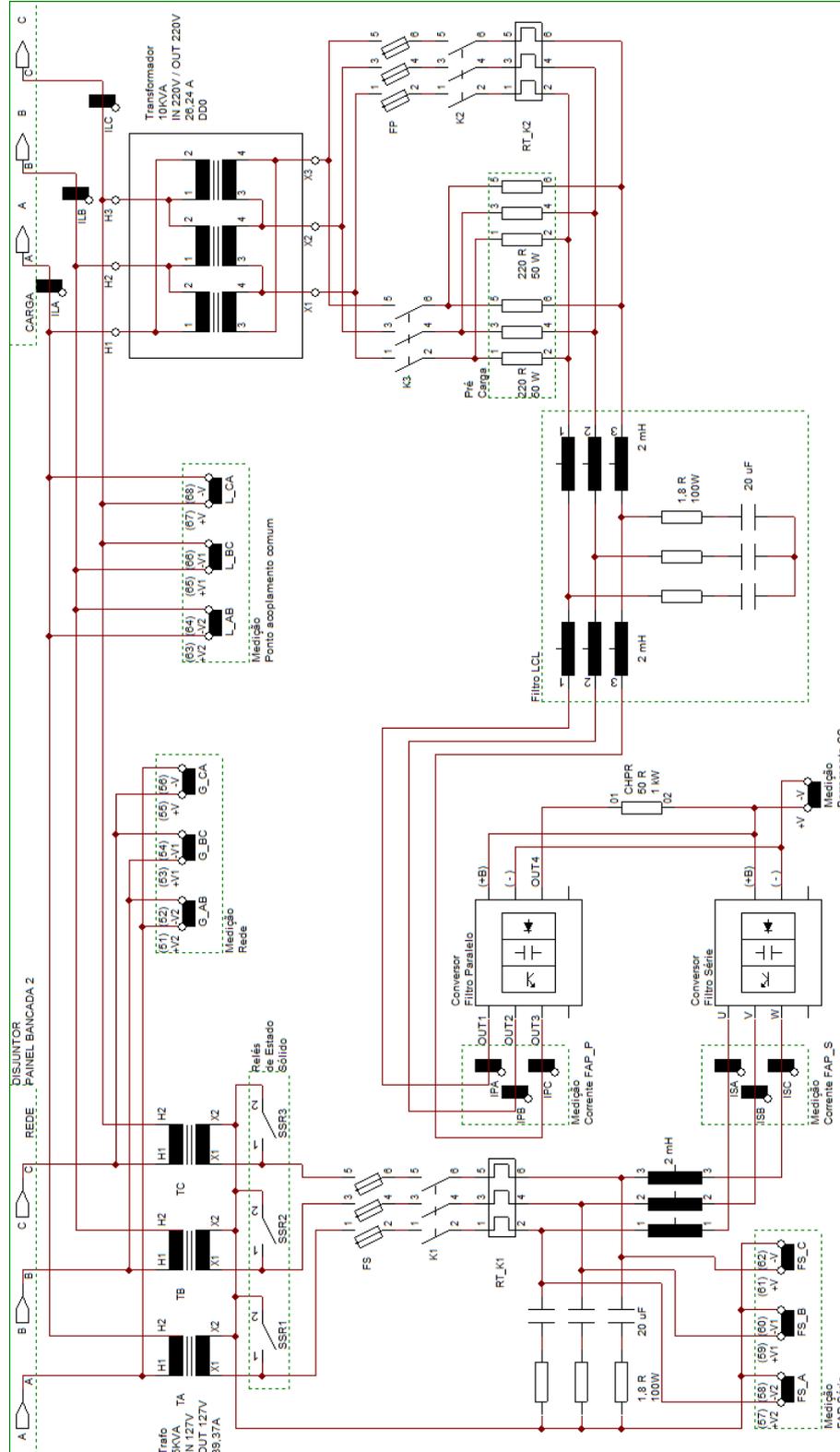
Figura 3.1 – Protótipo do UPQC: (a) visão geral do sistema; e (b) visão interna do painel elétrico



Fonte: autoria própria

O diagrama de potência do protótipo montado do UPQC é exibido na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama de potência do protótipo do UPQC



Fonte: autoria própria

O projeto dos componentes e controladores do UPQC apresentados no Capítulo 2 foram utilizados como base para a montagem de um protótipo experimental em escala no Laboratório de Geração de Energia da UNIFEI Campus de Itabira.

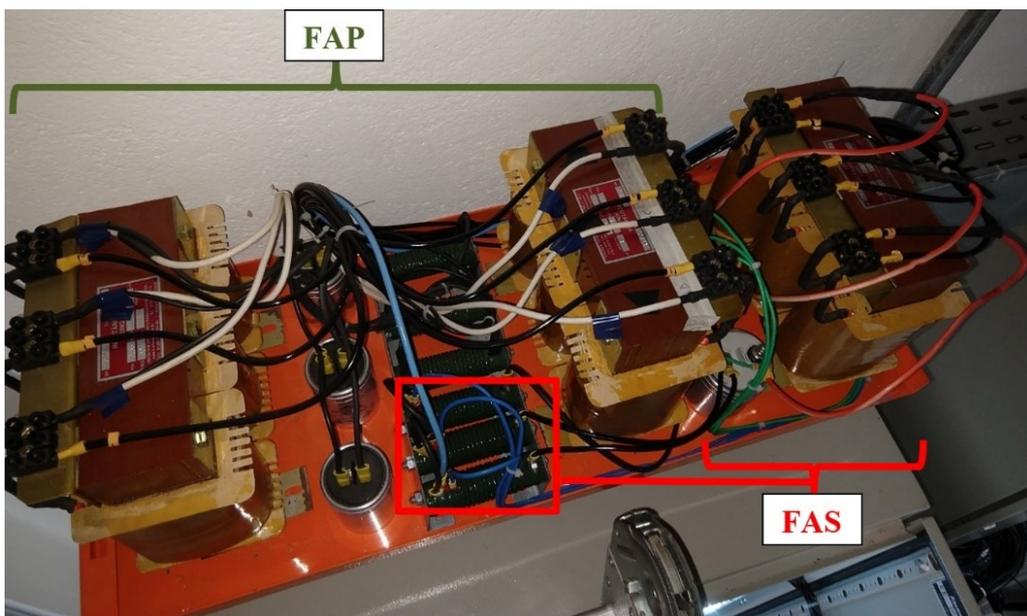
3.1. Elementos do protótipo do UPQC

Para análise, divide-se o UPQC em: filtros LCL de saída, transformadores de conexão à rede/PAC, sistema de comando e condicionamento de sinais e conversor *back-to-back*.

3.1.1. Filtros de saída do FAP e do FAS

A Figura 3.3 apresenta os filtros de saída do FAP e do FAS do UPQC. Os indutores trifásicos do fabricante King Transformadores utilizados possuem indutância de $2mH$ e valores nominais de corrente, tensão e frequência de $25A / 220V / 60Hz$, respectivamente. Os capacitores EPCOS B32361-A4206-J080 possuem capacitância de $20\mu F$ e tensão máxima de $850V$. Os resistores de amortecimento são de fio enrolado de $1,8\Omega$ e potência nominal de $100W$.

Figura 3.3 – Filtros de saída do FAP e do FAS

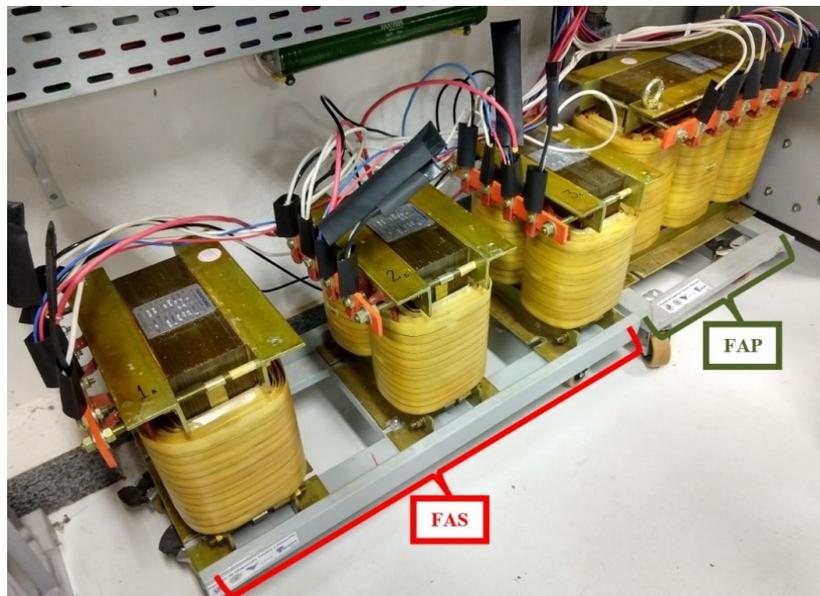


Fonte: autoria própria

3.1.2. Transformadores de conexão à rede/PAC

A Figura 3.4 apresenta os transformadores de conexão do UPQC à rede elétrica. Os três transformadores monofásicos TRANSFOMEAC do FAS possuem relação de transformação 1:1 e valores nominais de corrente, tensão e frequência de 39,37A / 127V / 60Hz. Já o transformador trifásico TRANSFOMEAC do FAP tem relação de transformação 1:1, ligação *Dd0* e valores nominais de corrente, tensão e frequência de 26,24A / 220V / 60Hz.

Figura 3.4 – Transformadores de conexão do FAP e do FAS à rede/PAC



Fonte: autoria própria

Quando o UPQC estiver operando em condições livres de distúrbios de tensão, buscando reduzir perdas no sistema, pode-se curto-circuitar os transformadores série do FAS (Cota, 2016; Silva, 2003). Para realizar esse curto-circuito dos secundários dos transformadores monofásicos, foram utilizados relés de estado sólido (SSR) da JNG de 40A. Esses dispositivos são chaves à base de TRIACs com detecção de passagem por zero que atuam como relés de potência. Após agregar dissipadores e ventilação forçada, para uma corrente eficaz circulante de 20A e uma temperatura ambiente de 23°C, os dispositivos atingiram a temperatura final de 47°C em regime permanente (valor inferior ao limite máximo de 80°C indicado pelo fabricante). A Figura 3.5 apresenta a montagem dos SSRs no interior do painel elétrico do UPQC.

Figura 3.5 – SSRs utilizados para *by-pass* do FAS quando sua operação não é necessária

Fonte: autoria própria

3.1.3. Sistemas de comando e condicionamento de sinais

A controladora utilizada no protótipo é a EZDSP F28335 Spectrum Digital Development Kit, a qual traz um DSP Texas Instruments TMS320F28335. As placas de condicionamento de sinais e comandos de relés e PWM utilizadas foram desenvolvidas no Centro de Pesquisas Hidráulicas e Recursos Hídricos da UFMG. Vale ressaltar que nenhum tipo de filtragem anti-aliasing dos sinais medidos é realizada via *hardware* (apesar dessa funcionalidade estar disponível). É importante também mencionar que os ganhos dos sensores de tensão e corrente utilizados foram todos ajustados utilizando um Calibrador Multiproduto Fluke 5522A de 6,5 dígitos. A Figura 3.6 apresenta as placas de comando e condicionamento de sinais do UPQC.

Figura 3.6 – Placas de comando e condicionamento de sinais do UPQC



COMANDO PWM (placa superior)
ENTRADAS DIGITAIS (placa inferior)

ENTRADAS ANALÓGICAS 1

PLACA MÃE / DSP

ENTRADAS ANALÓGICAS 2

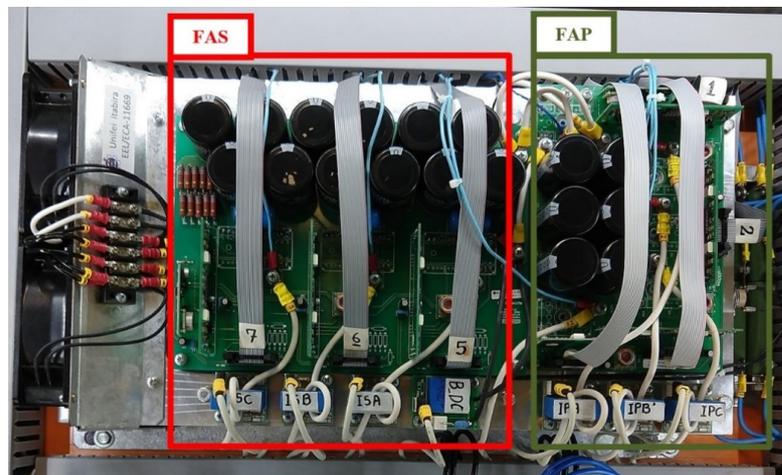
COMANDO RELÉS (placa superior)
SAÍDAS DIGITAIS (placa inferior)

Fonte: autoria própria

3.1.4. Conversor *back-to-back*

Foi utilizado na montagem do protótipo do UPQC um conversor trifásico *back-to-back* Semikron SKS 20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U14V12 a IGBTs de 10kVA, corrente máxima de 20A e máxima frequência de chaveamento sem perdas excessivas de 15kHz. O barramento c.c. conjunto desse conversor possui capacitância de $3,06mF$ e máxima tensão de operação de $750V$. A Figura 3.7 apresenta o conversor montado no painel elétrico com medições de corrente de saída e tensão do barramento e destaca as pontes de IGBTs utilizadas para o FAP e o FAS.

Figura 3.7 – Conversor *back-to-back* utilizado no protótipo do UPQC



Fonte: autoria própria

3.2. Controle e operação do UPQC

Para análise, serão apresentados: os parâmetros gerais de operação do sistema, os ganhos e estruturas de controle utilizadas na bancada, as respostas a degraus de referência aplicados e a análise do desempenho e funcionamento do sistema operando em regime permanente.

3.2.1. Parâmetros gerais de operação do UPQC

A Tabela 2.3 apresenta os parâmetros gerais de operação do UPQC e da rede. Em todos os testes realizados, o protótipo foi conectado à rede elétrica da concessionária local (CEMIG).

Durante as etapas iniciais de comissionamento da bancada e em alguns testes específicos, essa conexão se fez através de um varivolt Auje de corrente máxima de 50A e tensão de 0 – 260V.

Como outras informações relevantes, é importante mencionar que não foram conectadas cargas ao PAC para a realização dos testes. De fato, o UPQC foi testado operando como fonte dos distúrbios que ele foi projetado para mitigar, permitindo assim a prova de conceito de que o protótipo é capaz de executar todas as suas funções. Além disso, dentre outras proteções, o limite de segurança para a circulação de corrente estabelecido na Tabela 2.3 é imposto ao sistema através da saturação dos seus controladores e, também, da medição da corrente instantânea e devida atuação do algoritmo de proteção implementado no DSP. Por último, os testes experimentais realizados consideraram o sistema operando com a modulação SVPWM.

3.2.2. Ganhos dos controladores PI e ressonantes: controle em cascata

O controle é realizado no referencial síncrono dq , utilizando os ganhos dos controladores apresentados no Capítulo 2. Para discretizar os controladores ressonantes, utilizou-se o método de Tustin com *prewarping* nas frequências de ressonância (Yepes, 2011). Os ganhos utilizados nos controladores PI e ressonantes do algoritmo de PLL, do FAP e do FAS do UPQC são apresentados, respectivamente, na Tabela 3.1, Tabela 3.2 e na Tabela 3.3.

Tabela 3.1 – Ganhos do controlador PI utilizado no algoritmo do DDSRFPLL

Ganho proporcional (K_p)	0,34 [Wb^{-1}]
Ganho integral (K_I)	38,3 [$Wb^{-1}s^{-1}$]

Fonte: autoria própria

Tabela 3.2 – Ganhos dos controladores PI e ressonantes utilizados no FAP

PARÂMETROS	CONT. V_{dc}^p	CONT. Q	CONT. I_d^p e I_q^p
Ganho proporcional (K_p)	0,8785 [S]	$1,6 \cdot 10^{-5}$ [V^{-1}]	8,5954 [Ω]
Ganho integral (K_I)	10,4881 [H^{-1}]	$34,2 \cdot 10^{-3}$ [Wb^{-1}]	644,6548 [F^{-1}]
Banda de passagem ressonante (ω_c)	-	-	2π [rad/s]
Ganho integral ressonante (K_{Ir})	-	-	17,1000 [F^{-1}]
Frequências de ressonância (hf_g)	-	-	120 [Hz] / 300 [Hz]

Fonte: autoria própria

Tabela 3.3 – Ganhos dos controladores PI e ressonantes utilizados no FAS

PARÂMETROS	CONT. V_d^s e V_q^s	CONT. I_d^s e I_q^s
Ganho proporcional (K_p)	0,0155 [S]	4,2977 [Ω]
Ganho integral (K_I)	0,9235 [H^{-1}]	644,6548 [F^{-1}]
Banda de passagem na ressonância (ω_c)	2π [rad/s]	2π [rad/s]
Ganho integral ressonante (K_{Ir})	0,4617 [H^{-1}]	17,1000 [F^{-1}]
Frequências de ressonância (hf_g)	120 [Hz] / 300 [Hz]	120 [Hz] / 300 [Hz]

Fonte: autoria própria

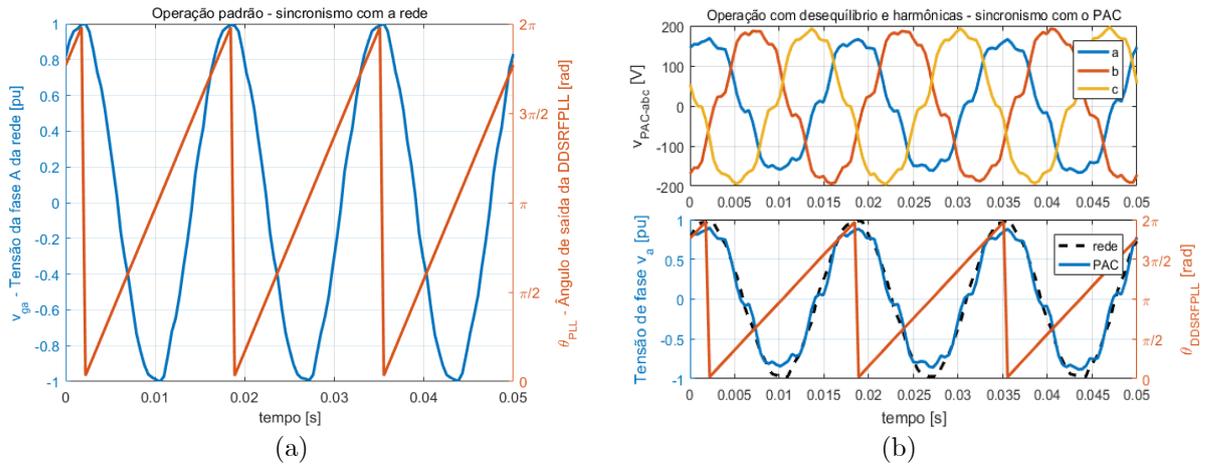
3.2.3. Desempenho do algoritmo de sincronismo (DDSRFPLL)

O algoritmo de sincronismo usa como referência a tensão da rede da concessionária na qual o UPQC está conectado. Para verificar o desempenho do algoritmo de sincronismo implementado testaram-se duas situações:

- A primeira foi realizada com o UPQC operando com referências de componentes harmônicas e potência reativa nulas, sendo a comparação entre a forma de onda de tensão de fase v_a da rede e a forma de onda da saída de ângulo do DDSRFPLL apresentada na Figura 3.8a.
- Na segunda, operou-se o UPQC sintetizando componentes harmônicas de tensão de 5^a e 7^a ordens e somando uma tensão arbitrária desequilibrada no FAP com componentes de fase A, B e C, respectivamente, com amplitudes 18,56V, 13,33V e 18,56V, bem como ângulo de fase em relação à fase A da tensão da rede de +8,95°, +120,0° e -128,9°. Além disso, alterou-se temporariamente a tensão de referência do PLL: ao invés de sincronizar à tensão da rede, optou-se por sincronizar à tensão do PAC. Durante esse segundo teste, cuja saída é apresentada na Figura 3.8b, registraram-se componentes de tensão de 4,1% da fundamental para a 5^a harmônica, de 9,0% da fundamental para a 7^a harmônica e uma THD de 10%.

As formas de onda da Figura 3.8 sugerem que, em regime permanente, o DDSRFPLL está adequadamente estimando o ângulo de fase da tensão de referência. Ressalta-se que, mesmo na presença de distorções de tensão, o algoritmo não perdeu sincronismo e o sistema não saiu de operação.

Figura 3.8 – Ângulo do DDSRFPLL sobreposto à tensão fase A da rede para sincronismo com a tensão: (a) da rede da concessionária e (b) do PAC após injeção de harmônicas e desbalanço pelo FAS



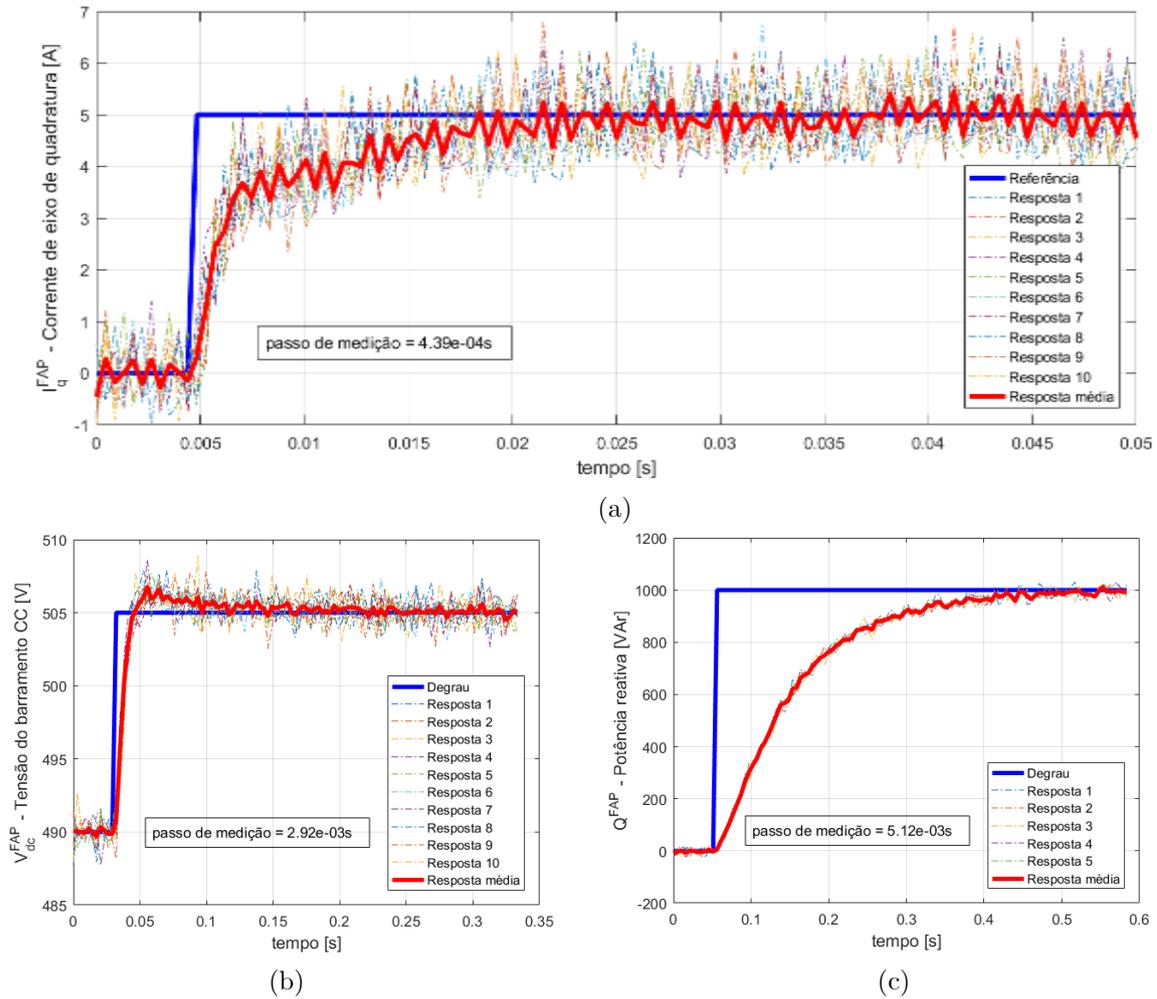
Fonte: autoria própria

3.2.4. Respostas à degraus nas referências dos controladores PI projetados

Para verificar o desempenho dos controladores projetados, são analisados o tempo de acomodação (para 2% do valor final) e sobre-elevação da resposta à variação em degrau nas referências. No caso do FAP, foram aplicados degraus de corrente de eixo de quadratura, potência reativa e tensão do barramento c.c.. Apesar de não contemplada nos testes, a malha de controle de corrente de eixo direto (I_d^{FAP}) é análoga à de quadratura, logo os desempenhos são similares. Já no caso do FAS, foram aplicados degraus nos controles de tensão de eixo direto e quadratura, uma vez que a corrente do conversor é definida pela corrente circulando pelo primário dos transformadores conectados em série com a rede. Especificamente durante esses testes da variação das referências dos controladores em degrau, nenhuma ação *feedforward* foi considerada.

Para os controladores do FAP, foram realizadas: (a) dez aplicações de um degrau de 5A na referência de corrente de eixo de quadratura; (b) cinco aplicações de um degrau de 15V na referência de tensão do barramento c.c.; e (c) dez aplicações de um degrau de 1kVAR na referência de potência reativa. As curvas dos degraus aplicados e do comportamento transitório das variáveis elétricas controladas são apresentadas na Figura 3.9. Nos gráficos, a informação caracterizada como resposta média foi obtida realizando, ponto a ponto, a média das medições em função do tempo. Vale ressaltar que os dados foram obtidos pelo supervisor implementado no ambiente de programação da DSP, sendo que cada conjunto de dados é constituído por 115 amostras. Os tempos de acomodação e sobre-elevação percentual são registrados na Tabela 3.4.

Figura 3.9 – Resposta dos controladores do FAP a degraus nas referências de (a) corrente de eixo de quadratura; (b) de tensão do barramento c.c.; (c) de potência reativa



Fonte: autoria própria

Tabela 3.4 – Tempos de acomodação e sobre-elevação percentual registrados dos controladores do FAP

CONTROLADOR	TEMPO DE ACOMODAÇÃO		SOBRE-ELEVAÇÃO PERCENTUAL	
	PROJETADO	MEDIDO	PROJETADO	MEDIDO
I_q^{FAP}	1,93ms	21ms	0%	0%
V_{DC}^{FAP}	123ms	121ms	6%	12%
Q^{FAP}	424ms	404ms	0%	0%

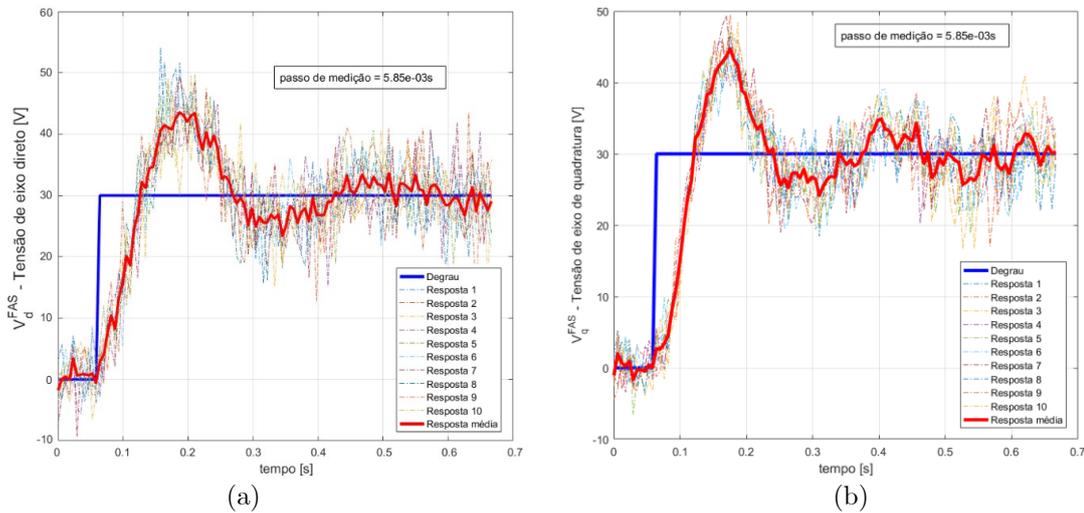
Fonte: autoria própria

Em todos os testes realizados com aplicação de degrau nas referências, verificou-se erro nulo em regime. Além disso, verifica-se, pela Tabela 3.4, que à exceção do tempo de acomodação do controle de corrente de eixo de quadratura do FAP e da sobre-elevação percentual do controle de tensão do barramento c.c., os critérios de projeto definidos no Capítulo 2 foram atendidos. É possível que algum comportamento não modelado ou interação entre as malhas de

controle esteja contribuindo para isso. No caso da malha de corrente, é possível que algum comportamento magnético de saturação dos indutores esteja influenciando a corrente sintetizada. Além disso, no caso da malha de tensão do barramento c.c., é possível que algum ruído de medição somado ao valor medido pode estar inflando o percentual de sobre-elevação no sinal. Apesar disso, o sistema se mostrou estável e com erro nulo em regime permanente.

Para os controladores do FAS, foram realizadas: (a) dez aplicações de um degrau de $30V$ na referência de tensão de eixo direto; e (b) dez aplicações de um degrau de $30V$ na referência de tensão de eixo de quadratura. As respostas obtidas são apresentadas na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Resposta do FAS a degraus de referências de tensões de (a) eixo direto e (b) quadratura



Fonte: autoria própria

Em todos os testes com aplicação de degrau, verificou-se erro nulo em regime nas respostas médias dos controladores. São registrados tempos de acomodação de $0,65s$ e sobre-elevações de aproximadamente 45% (superiores aos $25ms$ e 6% projetados). No caso, é possível que a corrente imposta no transformador pela rede (perturbação para a malha) e as simplificações na modelagem da planta possam influenciar a sobre-elevação registrada do controlador.

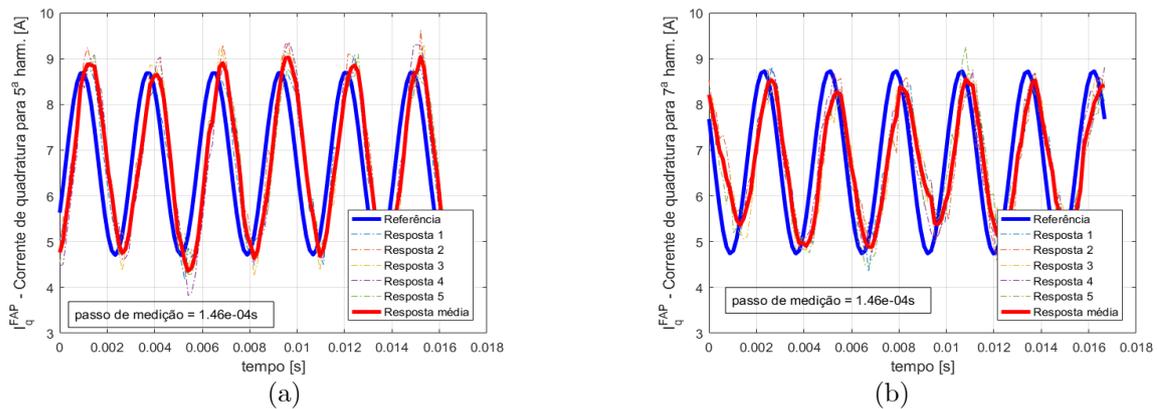
3.2.5. Resposta em regime permanente dos controladores ressonantes

Para verificar o desempenho em regime permanente dos controladores ressonantes na síntese de tensões e correntes harmônicas, foram geradas referências equilibradas em componentes de fase abc de 5^a e 7^a ordem múltiplas da fundamental. Essas referências foram transformadas

para o referencial síncrono e transferidas aos sistemas de controle. No caso do FAP, foram passadas referências de correntes harmônicas a serem sintetizadas e injetadas na rede elétrica. No caso do FAS, foram passadas referências de tensões harmônicas a serem sintetizadas e somadas à da rede elétrica. Os testes de cada um dos filtros foram realizados individualmente e as ações *feedforward* foram consideradas nos sistemas de controle.

Para os controladores do FAP, juntamente com uma injeção de potência reativa de $1,925kVAR_{cap}$, foram realizadas: (a) cinco aplicações de uma corrente de 5^a harmônica com 2A de amplitude; e (b) cinco aplicações de uma corrente de 7^a harmônica com 2A de amplitude. Na Figura 3.11, tem-se as referências aplicadas e as correntes sintetizadas pelo conversor.

Figura 3.11 – Resposta dos controladores de corrente de saída do conversor de eixo de quadratura do FAP para injeção de componentes de: (a) 5^a harmônica; (b) 7^a harmônica

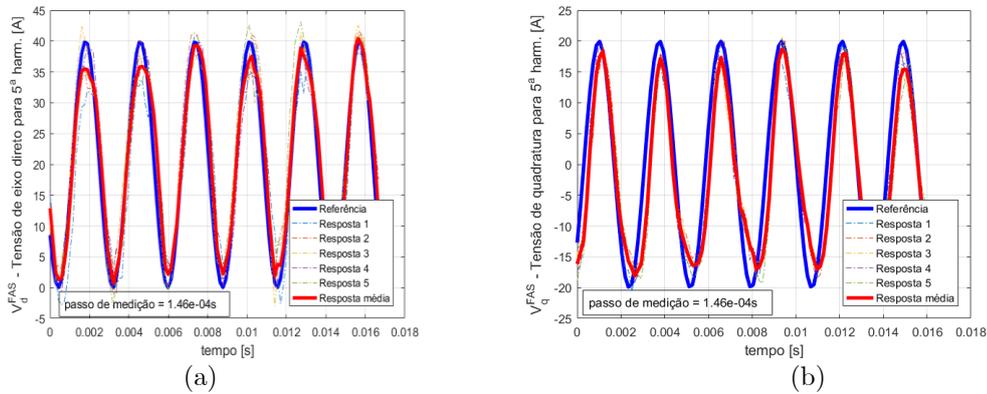


Fonte: autoria própria

Nota-se pela Figura 3.11 que há erros de amplitude e de fase das componentes harmônicas sintetizadas. A partir dos dados, estima-se um erro médio de fase de aproximadamente 8°. Em adição, estima-se um erro médio de amplitude das correntes sintetizadas de 9% do valor a ser sintetizado para a 5^a harmônica e de 15% para a 7^a harmônica. Vale ressaltar que, nos testes realizados, a corrente de 5^a harmônica sintetizada pelo conversor apresentou um ganho de amplitude em relação à referência, sendo que a corrente de 7^a harmônica apresentou redução.

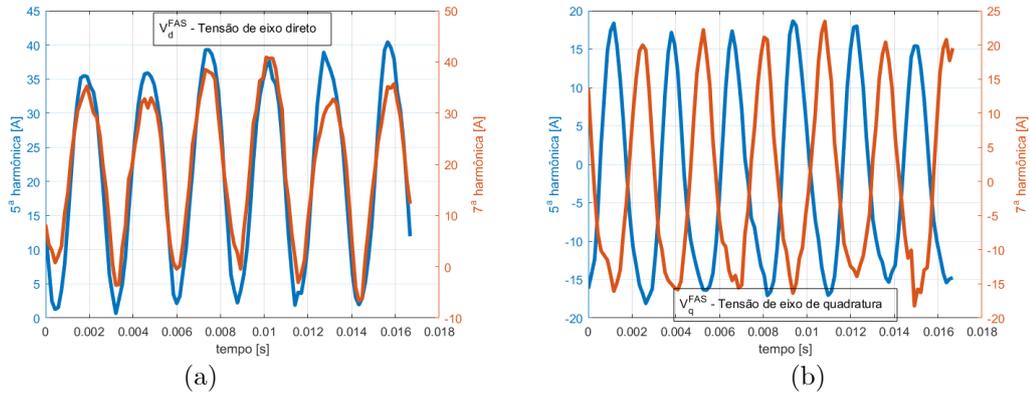
Para os controladores do FAS, juntamente com a imposição de uma tensão de eixo direto de 20V, foram realizadas cinco aplicações de uma tensão de 5^a harmônica com 20V de amplitude. Na Figura 3.12, são apresentadas as referências aplicadas e as tensões sintetizadas nos transformadores monofásicos. Na Figura 3.13, é exibida a comparação das respostas médias para cinco aplicações de 5^a e 7^a harmônicas nessas mesmas condições.

Figura 3.12 – Resposta dos controladores de tensão do FAS para injeção de componentes de 5^a harmônica: (a) tensão de eixo direto sintetizada; e (b) tensão de eixo de quadratura sintetizada



Fonte: autoria própria

Figura 3.13 – Comparação da tensão sintetizada nos transformadores monofásicos do FAS para injeção de componentes de 5^a e 7^a harmônicas: (a) tensão de eixo direto; e (b) tensão de eixo de quadratura



Fonte: autoria própria

Nota-se pelas curvas da Figura 3.12 e Figura 3.13 que há erro de amplitude e de fase das componentes harmônicas sintetizadas. Estima-se um erro de amplitude das tensões de aproximadamente 16%, sendo que as tensões sintetizadas foram sempre inferiores às de referência. Quanto ao defasamento médio entre as tensões de referência e medidas, esse foi de aproximadamente 7° e 10° para a 5^a e 7^a harmônicas, respectivamente.

3.3. Análise de índices de qualidade de energia do UPQC

Para analisar e avaliar o desempenho do UPQC, é importante operar o sistema em situações de cargas e distúrbios reais, medir alguns índices de qualidade de energia e compará-los com as recomendações definidas por normas e padrões como o IEEE 519-2014 (IEEE, 2014) e

o PRODIST (ANEEL, 2015). No caso do protótipo construído, esses índices são levantados para condições de operação distintas, mas não é verificado se eles atendem essas normas. Isso, pois a bancada não mitiga problemas de QEE, mas sim os gera como citado anteriormente.

De fato, durante a etapa de projeto e montagem do protótipo, optou-se por utilizar um único DSP com 16 canais de entradas analógicas. Esses canais são todos utilizados para medir a quantidade mínima de tensões (três da rede, três dos transformadores monofásicos, três do PAC e uma do barramento c.c.) e correntes (três do conversor do FAP e três do conversor do FAS) para controlar o sistema. Com isso, não é possível realizar a compensação de uma carga real por não ser possível medir as correntes e tensões a serem compensadas. Apesar disso, a prova de conceito é válida, pois o protótipo permite sintetizar as variáveis elétricas desejadas em qualquer combinação através do fornecimento direto de uma referência de controle.

Foram realizados testes abordando diferentes valores desejados de correntes e tensões harmônicas a serem sintetizadas, potência reativa a ser injetada e desbalanços de tensões a serem compensados. Nos testes, o UPQC foi operado com todos os controladores (FAP e FAS) simultaneamente habilitados. Para monitoramento e medições, utilizou-se osciloscópios Tektronix TPS2024B, multímetros Fluke 117 e um analisador de qualidade de energia Fluke 437 II.

3.3.1. Injeção de potência reativa no PAC

Para testar a capacidade de correção de fator de potência fundamental do sistema, diversas referências foram impostas ao controle de potência reativa do UPQC. O analisador de qualidade de energia foi instalado de forma a medir as tensões no PAC e as correntes no secundário do transformador de conexão do FAP à rede nesse ponto. Para medir a potência na saída do conversor, foi utilizado o próprio supervisor implementado via código no DSP (baseado nas medições adquiridas por ele). Em todos os casos apresentados nesta subseção, as referências de correntes harmônicas do FAP e tensões do FAS foram mantidas nulas.

Inicialmente, realizou-se a medição de potência na saída do FAP (incluindo o filtro LCL e o transformador de acoplamento) com o sistema apenas controlando tensão no barramento c.c.. Nesse caso, a referência de potência reativa a ser sintetizada pelo UPQC é nula e a rede apresenta tensão nominal. O valor de potência medido de 358Var apresentado na Figura 3.14 está associado à potência reativa inerente ao próprio do filtro LCL de interconexão à rede no PAC.

Figura 3.14 – Potência medida na saída do FAP com referência de injeção de potência reativa nula

POTÊNCIA E ENERGIA				
	A	B	C	Total
P_{uni}				
kW	-0.109	-0.093	-0.085	-0.287
kVA	0.196	0.186	0.179	0.561
kvar	±0.119	±0.127	±0.112	±0.358
PF	-0.56	-0.50	-0.47	-0.51

25/10/18 18:55:15 230V 60Hz 3Ø DELTA EN50160

Fonte: autoria própria

Na sequência, utilizou-se o UPQC para injetar na rede diversos valores de potência reativa. Escolheu-se dois destes casos para se apresentar: a medição de potência (Figura 3.15); e as ondas das correntes na saída do conversor e do FAP (sentido de injeção na rede) e das tensões no barramento c.c. e na rede (Figura 3.16). Mais resultados são registrados na Tabela 3.5.

Figura 3.15 – Potência na saída do FAP para referências de: (a) $3425VAr_{\text{cap}}$; e (b) $2575VAr_{\text{ind}}$

POTÊNCIA E ENERGIA				
	A	B	C	Total
P_{uni}				
kW	-0.279	-0.270	-0.233	-0.782
kVA	1.117	1.089	1.090	3.297
kvar	±1.076	±1.050	±1.060	±3.186
PF	-0.25	-0.25	-0.21	-0.24

25/10/18 18:57:02 230V 60Hz 3Ø DELTA EN50160

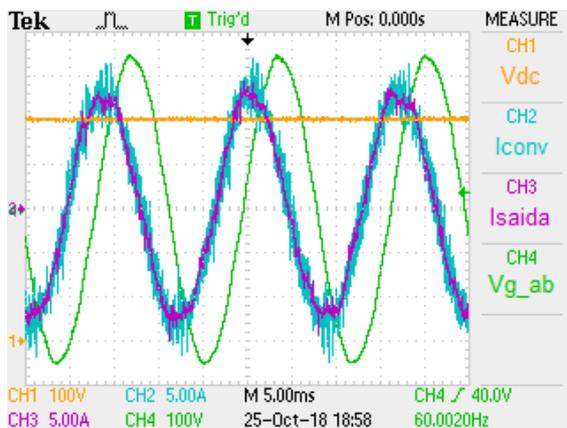
(a)

POTÊNCIA E ENERGIA				
	A	B	C	Total
P_{uni}				
kW	-0.037	-0.005	-0.037	-0.079
kVA	0.852	0.820	0.855	2.528
kvar	±0.838	±0.808	±0.840	±2.486
PF	-0.04	-0.01	-0.04	-0.03

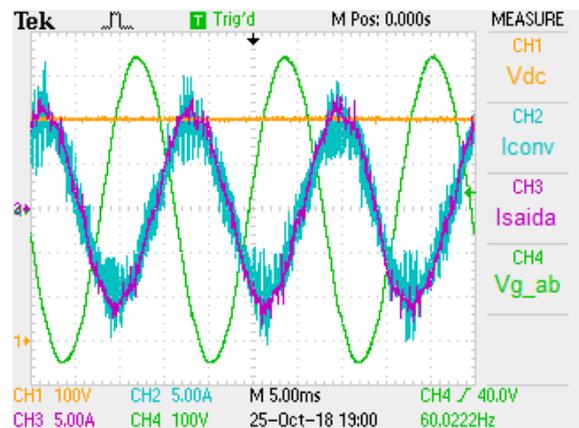
25/10/18 18:59:52 230V 60Hz 3Ø DELTA EN50160

(b)

Fonte: autoria própria

Figura 3.16 – Tensão do barramento c.c. (CH1), correntes de saída da fase A do conversor (CH2) e do FAP (CH3) e tensão de linha AB da rede (CH4) para referências de: (a) $3425VAr_{\text{cap}}$; e (b) $2575VAr_{\text{ind}}$ 

(a)



(b)

Fonte: autoria própria

Tabela 3.5 – Testes de injeção de potência reativa pelo UPQC (valores de referência e medidos)

	PONTO DE OPERAÇÃO EM TESTE							
	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8
Referência de reativo para o controle [VAr]	425 <i>cap</i>	1425 <i>cap</i>	2425 <i>cap</i>	3425 <i>cap</i>	575 <i>ind</i>	1575 <i>ind</i>	2575 <i>ind</i>	3575 <i>ind</i>
Potência na saída do conversor [VAr]	427 <i>cap</i>	1423 <i>cap</i>	2426 <i>cap</i>	3431 <i>cap</i>	577 <i>ind</i>	1572 <i>ind</i>	2574 <i>ind</i>	3579 <i>ind</i>
Erro percentual	0,5%	0,2%	0,1%	0,2%	0,4%	0,2%	0,1%	0,2%
Potência medida na saída do FAP [VAr]	38 <i>ind</i>	1302 <i>cap</i>	2248 <i>cap</i>	3186 <i>cap</i>	573 <i>ind</i>	1524 <i>ind</i>	2486 <i>ind</i>	3449 <i>ind</i>

Fonte: autoria própria

Pelos dados da Tabela 3.5, verifica-se que no primeiro teste, o sistema injeta potência suficiente apenas para compensar o reativo do próprio filtro LCL. Para os outros casos, o UPQC atua efetivamente como fonte de reativo indutivo ou capacitivo, como confirmado pela Figura 3.15 e pelo defasamento entre as ondas de corrente e tensão da Figura 3.16. Ressalta-se que, devido ao filtro LCL, as diferenças entre os valores de potência na saída do conversor e na saída do FAP são menores quando se opera o sistema fornecendo reativo indutivo.

3.3.2. Injeção de correntes harmônicas no PAC

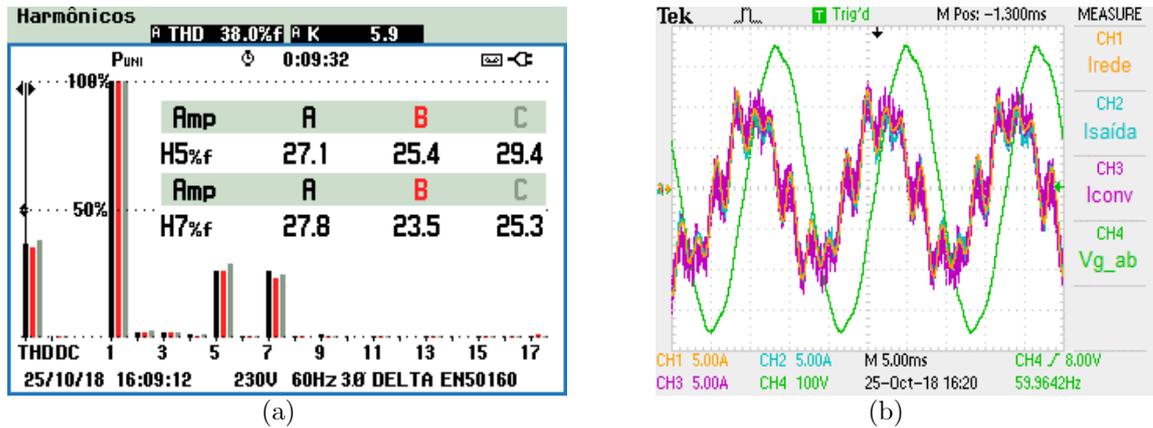
Para testar a capacidade de síntese de correntes harmônicas pelo sistema, diversas referências foram impostas ao controle de corrente do FAP. O analisador de qualidade de energia foi instalado de forma a medir as correntes no secundário do transformador de conexão do FAP à rede no PAC. Optou-se por realizar os testes com uma potência reativa a injetar de $1,925kVAr_{cap}$ para garantir uma corrente circulante de maior amplitude na saída. Em todos os casos apresentados nesta subseção, as referências de tensões do FAS foram mantidas nulas.

Utilizou-se o UPQC para injetar uma combinação de correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordem no PAC com valores eficazes de $1,41A$ (valores equivalentes de amplitude de $2A$). Os resultados de alguns dos testes realizados são registrados na Tabela 3.6. O caso específico com injeção de ambas componentes é destacado, sendo exibidos: o espectro de frequências da corrente de saída do FAP (Figura 3.17a); e as formas de onda da tensão na rede e das correntes na saída do conversor, na saída do FAP (sentido de injeção na rede) e na rede (Figura 3.17b).

Tabela 3.6 – Testes de síntese de corrente harmônica pelo UPQC (valores de referência e medidos)

PONTO DE OPERAÇÃO: REFERÊNCIA, MEDIÇÃO E ERRO PERCENTUAL (Δ)												
	#1			#2			#3			#4		
	REF	MED	Δ	REF	MED	Δ	REF	MED	Δ	REF	MED	Δ
Fund.	-	4,68A	-	-	4,79A	-	-	4,61A	-	-	4,73A	-
5 ^a harm.	0A	0,03A	-	1,41A	1,43A	1,4%	0A	0,13A	-	1,41A	1,29A	8,5%
	0%	0,70%	-	29,4%	29,9%		0%	2,8%	-	29,8%	27,3%	
7 ^a harm.	0A	0,16A	-	0A	0,20A	-	1,41A	1,40A	0,7%	1,41A	1,21A	14,2%
	0%	3,47%	-	0%	4,2%		30,6%	30,4%		29,8%	25,5%	

Fonte: autoria própria

Figura 3.17 – Injeção de correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordens de valor eficaz 1,41A: (a) espectro de frequências da corrente de saída do FAP; e (b) correntes da fase A na rede (CH1), na saída do FAP e na saída do conversor (CH3) e tensão de linha AB da rede (CH4)

Fonte: autoria própria

Conforme os dados da Tabela 3.6 e da Figura 3.17, verifica-se que o UPQC é capaz de sintetizar correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordens conforme projetado. Apesar da existência de erros de amplitude e de fase já comentados, confirma-se a possibilidade de operação do sistema como um filtro de componentes harmônicas de corrente.

3.3.3. Restauração de tensão no PAC

Para os testes de restauração de tensão no PAC, o UPQC foi conectado à rede através de um varivolt com saída equilibrada para emular a operação com sobre e subtensões. Assim, para realizar a restauração de tensão, optou-se por sintetizar apenas componentes de eixo direto nos transformadores conectados em série com a rede (referência de eixo de quadratura sempre nula).

Os resultados de alguns testes são registrados na Tabela 3.7. Os casos específicos de restauração de tensão com a rede operando com subtensão (caso #1) e sobretensão (caso #2) são apresentados na Figura 3.18 e Figura 3.19. A Figura 3.18 compara a tensão de linha na rede com a tensão de linha no PAC. Já a Figura 3.19 traz as tensões de fase no PAC (estimadas a partir das grandezas de linha) e tensões sintetizadas nos transformadores para os dois casos.

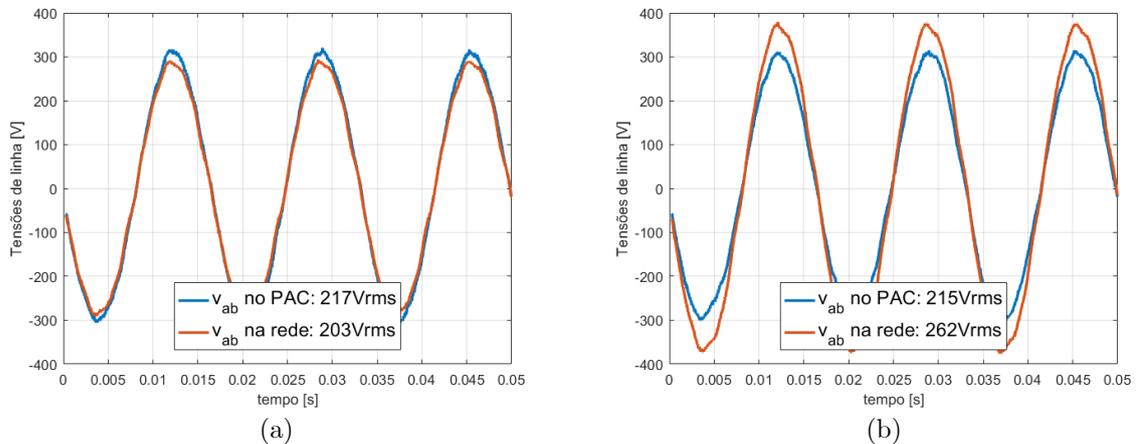
Tabela 3.7 – Restauração de tensão pela síntese de tensões de eixo direto nos transformadores do FAS

		CASO #1	CASO #2	CASO #3	CASO #4
V_g de fase (medição)		117,2V	151,3V	127,5V	127,1V
V_t a ser somada em fase com a tensão da rede		+10,6V	-24,7V	-24,7V	17,7V
V_{PAC} de fase	Valor esperado	127,8V	126,6V	102,8V	144,8V
	Valor medido	125V	124V	102V	141V
	Erro percentual	2,2%	2,1%	0,8%	2,6%

Fonte: autoria própria

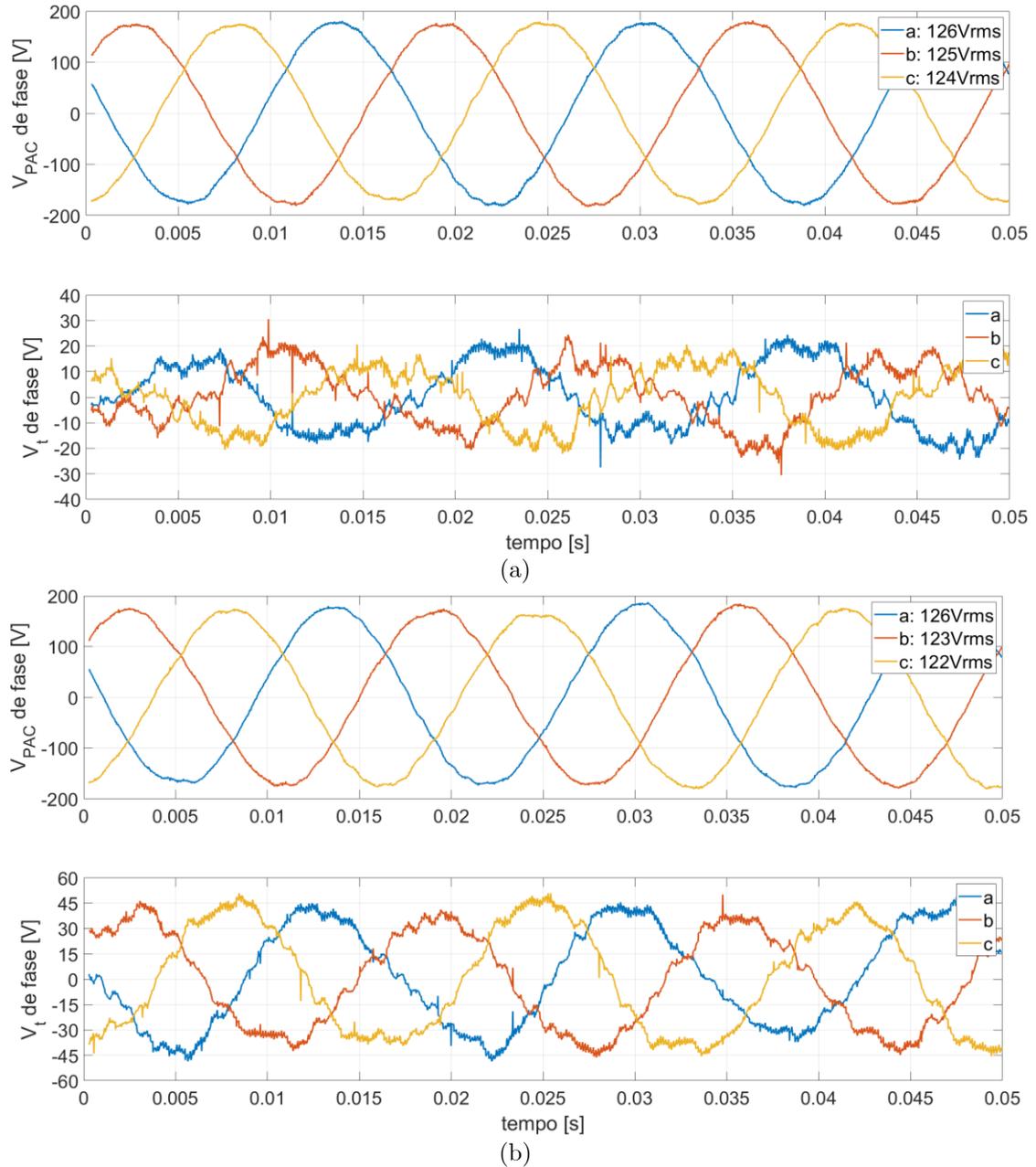
Da Figura 3.19, vê-se que, quanto menor o valor de tensão sintetizada nos transformadores, mais distorcida é sua forma de onda (THD de 5,5% para subtensão e 4,5% para sobretensão). Uma possível explicação para isso é o fato de que os sensores de medição das variáveis realimentadas estão trabalhando com relações sinal ruído tão piores quanto menor for a tensão a sintetizar. Apesar dessa distorção, dos resultados dos testes realizados, verifica-se que o UPQC é efetivamente capaz de sintetizar tensões e realizar a restauração de tensão no PAC.

Figura 3.18 – Tensões de linha na rede e no PAC: (a) subtensão (caso #1); e (b) sobretensão (caso #2)



Fonte: autoria própria

Figura 3.19 – Tensões de fase no PAC (estimadas a partir das grandezas de linha) e tensões sintetizadas nos transformadores do FAS: (a) subtensão na rede (caso #1); e (b) sobretensão na rede (caso #2)



Fonte: autoria própria

3.3.4. Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAS

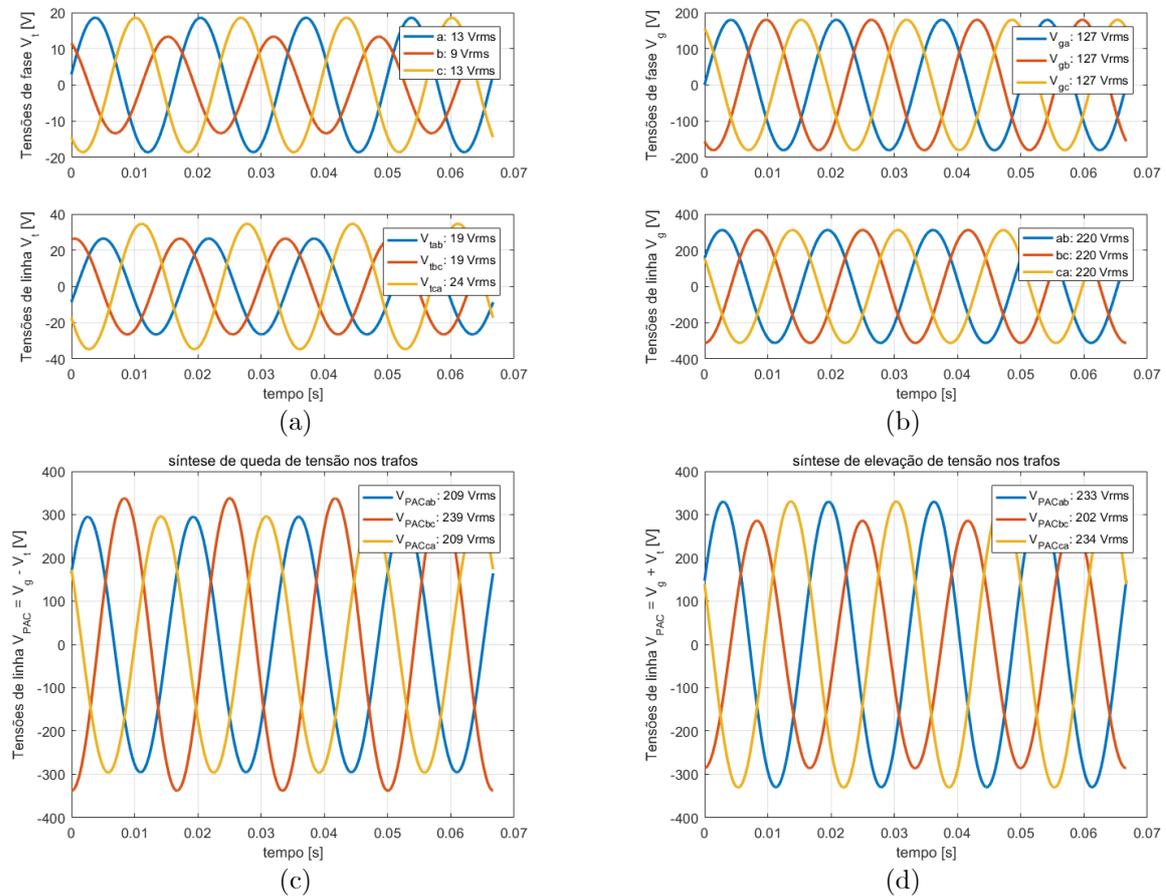
Para os testes de síntese de tensão desequilibradas, o UPQC foi conectado à rede elétrica com tensões equilibradas. O analisador de qualidade de energia foi instalado de forma a medir as tensões no PAC, sendo que as tensões sintetizadas implicarão em distorção nesse ponto.

Utilizou-se o UPQC para sintetizar tensões arbitrárias de fase:

- fase A: amplitude de $18,56V$ e ângulo de fase em relação à tensão v_{ga} de $+8,95^\circ$;
- fase B: amplitude de $13,33V$ e ângulo de fase em relação à tensão v_{ga} de $+120,0^\circ$;
- fase C: amplitude de $18,56V$ e ângulo de fase em relação à tensão v_{ga} de $-128,9^\circ$.

A Figura 3.20a,b apresenta as referências de tensão a serem sintetizadas. A Figura 3.20c e Figura 3.20d apresentam, respectivamente, as tensões de linha esperadas no PAC após a correta subtração e soma dessas tensões desequilibradas à rede (síntese de queda e elevação de tensão).

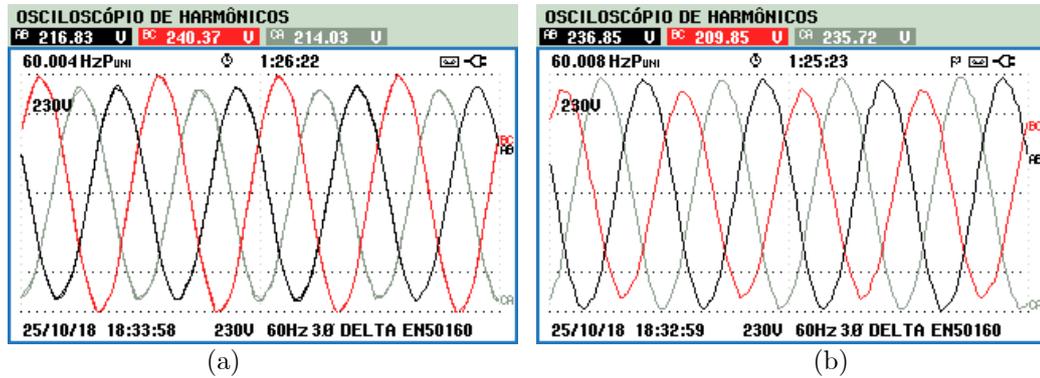
Figura 3.20 – Ondas teóricas de: (a) referências de tensão de fase e linha a serem impostas ao FAS; (b) tensão de fase e de linha de uma rede elétrica similar à qual o protótipo está conectado; e as tensões de linha esperadas no PAC após a correta (c) subtração e (d) soma das tensões desequilibradas à rede



Fonte: autoria própria

A Figura 3.21a e a Figura 3.21b apresentam, respectivamente, os resultados experimentais obtidos para a operação do UPQC subtraindo e somando as referidas tensões às tensões da rede. Em ambos os testes, as variáveis elétricas foram medidas no PAC e a tensão eficaz de linha da rede era de $224V$ e havia uma referência de potência reativa a injetar de $1,925kVAR_{cap}$.

Figura 3.21 – Ondas de tensões de linha medidas no PAC: (a) subtração (queda de tensão nos transformadores); e (b) soma (elevação de tensão nos transformadores) das tensões desequilibradas à rede



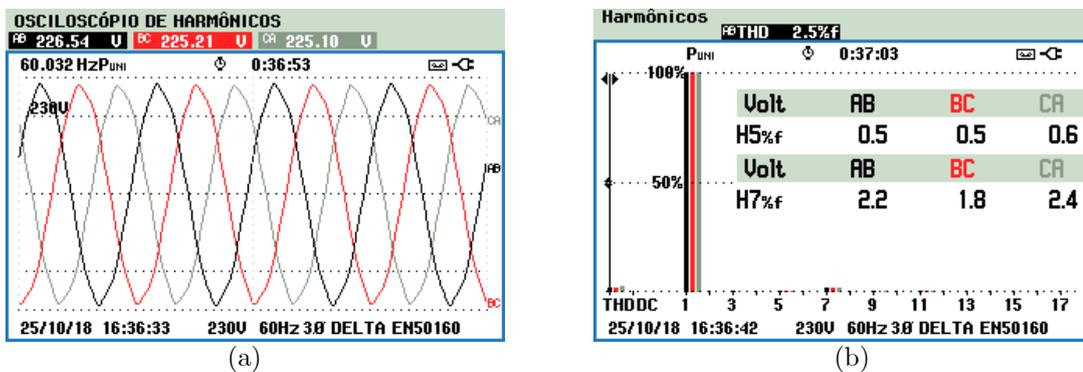
Fonte: autoria própria

As medições realizadas apresentam erros de amplitude inferiores a 4%. Mesmo com o registro desse desvio, através dos resultados dos testes realizados, verifica-se que o protótipo é efetivamente capaz de sintetizar tensões desequilibradas. É oportuno mencionar que testes com resultados similares aos apresentados foram realizados para diferentes amplitudes de tensão.

3.3.5. Síntese de componentes harmônicas de tensão pelo FAS

Para os testes de síntese de tensão nos transformadores monofásicos do FAS, o UPQC foi conectado à rede elétrica com tensões equilibradas. O analisador de qualidade de energia foi instalado de forma a medir as tensões no PAC, sendo que as tensões sintetizadas implicarão em distorção nesse ponto. Como base de comparação, primeiramente levantou-se os índices de distorção de tensão da rede elétrica na qual o sistema está conectado conforme a Figura 3.22.

Figura 3.22 – UPQC operando com SSRs em curto: (a) tensões no PAC; e (b) espectro de frequências



Fonte: autoria própria

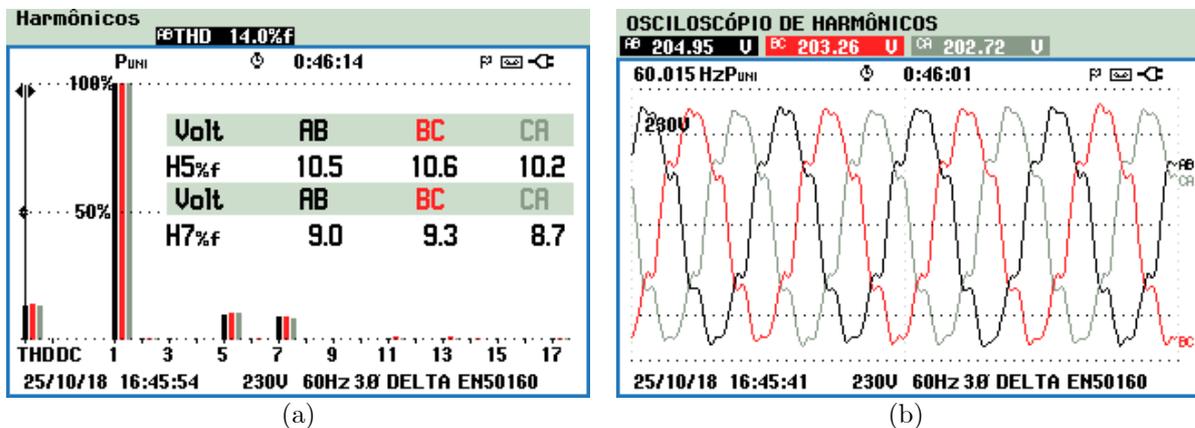
A Figura 3.22 apresenta as condições do PAC com o UPQC operando com os SSRs acionados (transformadores monofásicos em curto). Registra-se uma THD de 2,5% e a presença de componentes com IHD em torno de 0,5% para a 5ª ordem e em torno de 2,2% para a 7ª ordem.

Finalizada essa verificação, optou-se por realizar os testes com potência reativa a se injetar de $1,925kVAR_{cap}$. Além disso, todos os testes consideram a tensão eficaz a ser sintetizada em cada transformador monofásico de 14,1V. Essa tensão é somada em fase com à da rede (logo, são utilizadas referências de tensão de eixo direto de 20V e de eixo de quadratura de 0V).

Utilizou-se o UPQC para sintetizar uma combinação de tensões harmônicas em fase com a rede de 5ª e 7ª ordem com valores eficazes de 14,1V (amplitude de 20V). Isso implica em componentes de 5ª e 7ª ordem de linha com valores eficazes de 24,5V (amplitudes de 34,6V). O caso específico com síntese de ambas componentes é destacado, sendo exibidos: o espectro de frequências das tensões no PAC (Figura 3.23a); e as formas de onda das tensões de linha no PAC (Figura 3.23b). Os resultados desse e outros testes são registrados na Tabela 3.8.

Conforme os dados da Tabela 3.8 e da Figura 3.23, verifica-se que o UPQC é capaz de sintetizar tensões harmônicas de 5ª e 7ª ordens conforme projetado. Apesar da existência de erros de amplitude e de fase já comentados, confirma-se a possibilidade de operação do sistema como um filtro de componentes harmônicas de tensão. É oportuno mencionar que testes com resultados similares aos apresentados também foram realizados não só com referências de tensões subtrativas, mas com combinações de efeitos aditivos e subtrativos (tanto para a 5ª harmônica, quanto para a 7ª harmônica e uma combinação das duas).

Figura 3.23 – Síntese de tensões harmônicas de linha de 5ª e 7ª ordens de valor eficaz 24,5V: (a) espectro de frequências das tensões de linha no PAC; e (b) formas de onda das tensões de linha no PAC



Fonte: autoria própria

Tabela 3.8 – Testes de síntese de tensões harmônicas pelo UPQC (valores de referência e medidos)

		PONTO DE OPERAÇÃO EM TESTE: REFERÊNCIA, MEDIÇÃO E ERRO PERCENTUAL (Δ)					
		CASO #1			CASO #2		
		REF	MED	Δ	REF	MED	Δ
v_g fund.	linha	-	222V	-	-	223V	-
	fase	-	128V	-	-	129V	-
v_t	linha	24,5V	-	-	24,5V	-	-
	fase	14,1V	-	-	14,1V	-	-
v_{PAC} fund.	linha	-	202V	2,7%	-	201V	1,0%
	fase	-	117V		-	116V	
v_{PAC}	5 ^a harm. linha	0V	1,0V	-	24,5V	20,1V	18,0%
		0%	0,5%		12,2%	10,0%	
	7 ^a harm. linha	0V	4,4V	-	0V	4,4V	-
		0%	2,2%		0%	2,2%	
		CASO #3			CASO #4		
		REF	MED	Δ	REF	MED	Δ
v_g fund.	linha	-	225V	-	-	224V	-
	fase	-	130V	-	-	129V	-
v_t	linha	24,5V	-	-	24,5V	-	-
	fase	14,1V	-	-	14,1V	-	-
v_{PAC} fund.	linha	-	204V	1,8%	-	201V	1,8%
	fase	-	118V		-	117V	
v_{PAC}	5 ^a harm. linha	0V	0,6V	-	24,5V	21,0V	14,3%
		0%	0,3%		12,1%	10,4%	
	7 ^a harm. linha	24,5V	23,9V	2,5%	24,5V	18,2V	25,7%
		12,0%	11,7%		12,1%	9,0%	

Fonte: autoria própria

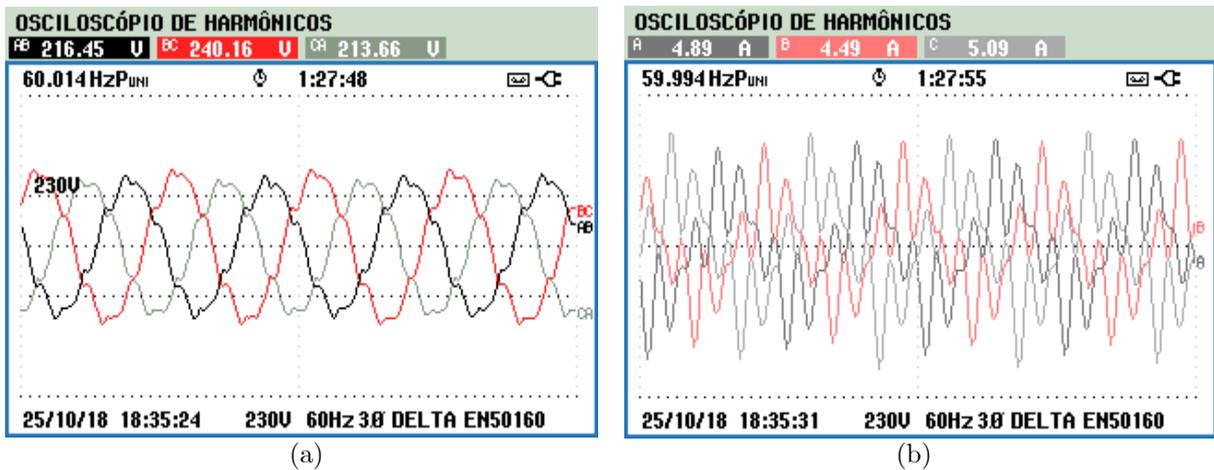
3.3.6. Execução simultânea de todas as funções do UPQC

Para verificar a estabilidade e operabilidade do protótipo, ele foi operado executando uma combinação de suas funções programadas. A Figura 3.24 traz as tensões de linha no PAC e as correntes de linha circulando pela rede com o UPQC operando na condição simultânea de:

- Injeção de $1,925kVar_{cap}$ no PAC;

- Injeção de corrente harmônica de 5ª ordem, sequência negativa e 2A de amplitude;
- Injeção de corrente harmônica de 7ª ordem, sequência positiva e 2A de amplitude;
- Síntese de queda de tensões desequilibradas com:
 - fase A: amplitude de 18,56V e ângulo de fase de +8,95°
 - fase B: amplitude de 13,33V e ângulo de fase de +120,0°
 - fase C: amplitude de 18,56V e ângulo de fase de -128,9°
- Síntese de tensão harmônica de 5ª ordem, sequência negativa e 15V de amplitude;
- Síntese de tensão harmônica de 7ª ordem, sequência positiva e -15V de amplitude;

Figura 3.24 – Teste de funcionamento completo do UPQC: (a) tensões de linha no PAC; e (b) correntes de linha circulando na rede



Fonte: autoria própria

O sistema foi operado nessa condição por 45 minutos contínuos, sem apresentar perda de controle ou quaisquer instabilidades. Ressalta-se que, nas duas horas anteriores a este teste específico, a bancada passou por uma bateria de ensaios intermitentes com características similares à exceção dos desbalanços de tensão.

3.4. Considerações finais do capítulo

O capítulo apresentou a descrição do protótipo montado e os resultados de alguns dos testes utilizados para verificar seu desempenho e estabilidade durante operação. Segundo

(Akagi, Watanabe e Aredes, 2007), as finalidades de compensação do UPQC se resumem em: compensar harmônicos e desbalanços de tensão; aumentar a estabilidade frente a afundamentos momentâneos de tensão na rede; compensar harmônicos e desbalanços de corrente e permitir a compensação de potência reativa da carga. O protótipo montado é efetivamente capaz de realizar essas funções, sejam elas requisitadas individual ou simultaneamente.

No caso das variáveis controladas através de ações proporcionais e integrais puras (valores constantes em referencial síncrono), os erros registrados foram pequenos e não impactaram significativamente o desempenho do sistema. O barramento c.c. se manteve fixo em seu valor de $490V$ com variação inferior a $5V$ quando da aplicação de um degrau de corrente de pico $5A$ na malha de corrente de eixo de quadratura do FAP ou de um degrau de tensão de pico $20V$ na malha de tensão de eixo direto do FAS. Também foi possível controlar a potência reativa injetada a partir da medição de corrente de saída do conversor e tensão no PAC, comprovando a capacidade do sistema operar como corretor de fator de potência de deslocamento. Além disso, os resultados indicam que é viável utilizar a bancada para realizar a restauração de tensão no PAC, pois a síntese de tensões equilibradas apresentou erros menores que 3% .

De fato, os maiores desvios das variáveis controladas em relação às referências impostas são percebidos nas funções que dependem de parcelas ressonantes em seus controladores. Apesar das componentes de tensões desequilibradas sintetizadas apresentarem pequenos desvios de amplitude (inferiores a 4%), as tensões e correntes harmônicas injetadas apresentaram erros significativos quando comparadas às suas referências (superiores a 20% , em alguns casos).

É possível que as condições da própria rede impactem no desempenho do UPQC, uma vez que ela não é livre de distorções e desequilíbrios (THD de $2,5\%$ e IHD em torno de $0,5\%$ para a 5^a ordem e em torno de $2,2\%$ para a 7^a ordem conforme apresentado na Figura 3.22). Reconhece-se também que os filtros LCL de saída podem estar atenuando os sinais harmônicos sintetizados devido às características de resposta em frequência desses elementos traçadas no Capítulo 2, uma vez que a corrente controlada é a da saída do conversor, e não a da saída do filtro LCL. Em adição, os controladores ressonantes implementados não implicam em defasamentos nulos em malha fechada. De fato, verifica-se das curvas de resposta em frequência discutidas durante a etapa de projeto dos controladores no Capítulo 2 que são esperados os erros não nulos de fase e de amplitude para a compensação de componentes harmônicas e

desbalanceadas de corrente e tensão. Assim, para que o UPQC apresente um melhor desempenho nas funções de síntese dessas componentes, é interessante rever não só o filtro passivo de saída dos conversores, mas também o projeto dos controladores e, principalmente, das parcelas ressonantes dos PIR utilizados.

É oportuno ressaltar que o protótipo está atualmente limitado à uma potência de operação de $5,5kVA$, principalmente devido aos limites de proteção de corrente de curto-circuito. Durante a calibração dos sensores de corrente na saída dos conversores, considerou-se que a corrente máxima instantânea permitida fosse de $20A$ (o que equivale a uma corrente eficaz de, aproximadamente, $14A$). Caso desejado, é possível recalibrar esses sensores considerando os limites de corrente das chaves semicondutoras definidos pelo fabricante de corrente nominal eficaz de $20A$ e seus respectivos limites de corrente de sobrecarga e curto-circuito. Sabendo que todos os outros componentes do UPQC suportariam esse novo limite de corrente, a alteração permitiria o sistema operar com uma potência de $7,5kVA$ (potência nominal de projeto do protótipo).

Dessa forma, assim como para os resultados de simulação do Capítulo 2, verifica-se que os controladores ressonantes projetados não são ótimos, uma vez que não garantem erro nulo de amplitude e fase em regime permanente. O mesmo é válido para os filtros LCL implementados na bancada experimental, já que eles limitam a definição dos controladores e a dinâmica do sistema para a síntese de componentes harmônicas de corrente e de tensão de 5^a e 7^a ordens. Assim, melhorias e alterações na bancada são necessárias para que se obtenha o aumento de sua banda passante e, conseqüentemente, tenha-se uma melhoria de sua resposta dinâmica

Finalmente, é importante mencionar que não foram registradas instabilidades de controle ou operação em nenhum dos pontos de operação testados. Mesmo quando o PLL usava a tensão distorcida do PAC ao invés da rede como referência de sincronismo e o UPQC trabalhava simultaneamente injetando potência reativa e correntes harmônicas, além de sintetizando tensões fundamentais desbalanceadas e harmônicas, o sistema se manteve operando de forma estável e controlada.

Assim, acredita-se que os resultados encontrados são promissores e justificam a continuidade dos trabalhos no protótipo. Pensando no objetivo geral de aumentar a banda de passagem do condicionador de energia em estudo, diversas estratégias de melhoria podem ser implementadas. Algumas delas são o aumento da frequência de chaveamento, o reprojeto dos filtros de interconexão à rede e ao PAC, a redefinição dos controladores PIR e o uso de conversores

multicélulas, sendo que essa última também permitirá o uso o modulador multi-taxas com alta banda passante proposto neste trabalho. De fato, essas propostas de alterações e melhorias no condicionador de energia em estudo serão discutidas em profundidade nos Capítulos 4, 5 e 6 e guiarão uma futura segunda etapa de montagem visando o aumento da banda passante do protótipo do UPQC.

Capítulo 4

4. Reprojetado dos filtros LCL de conexão do UPQC

Como mencionado nos Capítulos 2 e 3, a melhoria do desempenho de um conversor pode ser realizada se atacando diferentes aspectos do equipamento, como seu modulador PWM, seus controladores e seu filtro de saída. Assim, antes de sugerir alterações no UPQC tais como um novo sistema de controle ou o uso de uma estrutura multicélulas e o modulador multi-taxas proposto (a se tratar no Capítulo 5), é discutido aqui um algoritmo simplificado de projeto dos filtros LCL do condicionador de energia visando o aumento da banda de passagem inerente aos mesmos. Esse reprojetado será a base da futura segunda etapa de montagem da bancada experimental, pois permeará a especificação dos componentes passivos dos filtros de saída do FAP e do FAS e, conseqüentemente, impactará na definição dos controladores do UPQC em estudo.

4.1. Reprojetado dos filtros LCL de conexão do FAP e do FAS

Um dos fatores determinantes da resposta dinâmica de um UPQC são os filtros LCL apresentados na Figura 2.1. No caso do protótipo do condicionador de energia desse estudo, realizar a substituição dos transformadores de potência utilizados é financeiramente inviável no momento devido a limites de recursos existentes no Laboratório de Geração de Energia da UNIFEI onde ele está instalado. No entanto, há material disponível para enrolar novos indutores e há capacitores de potência diversos para viabilizar a troca dos outros componentes dos filtros.

Dessa forma, a partir de uma lista de critérios, é possível projetar novos filtros LCL para o condicionador de energia em foco nessa pesquisa. É importante ressaltar que o projeto é

simples e tem como alvo de otimização apenas algumas poucas características do filtro. Ainda assim, ele é considerado suficiente considerando que se aspira aprimorar o desempenho do UPQC montado e garantir que seus elementos não só estão disponíveis para uso e possuem limites operacionais adequados, mas também atendam parâmetros específicos e planejados.

4.2. Nova especificação do filtro LCL do FAP

Pensando no aumento da banda passante do sistema, novos valores de indutâncias L_{p1} e L_{p2} , capacitância C_p e amortecimento R_{ap} serão definidos para o filtro do FAP. Antes de apresentar os critérios de projeto dessa redefinição, é importante apresentar algumas considerações:

- O transformador trifásico será removido do sistema. De fato, sua principal função no protótipo é promover isolamento galvânico entre a rede e o conversor eletrônico. No entanto, considerando os níveis de potência do equipamento e as proteções físicas e digitais implementadas, acredita-se que o benefício da redução da indutância equivalente série do filtro da bancada de testes supera qualquer eventual detrimento e justifica a perda desse isolamento. Além disso, quanto à atenuação do *ripple* de corrente, é possível incluir no projeto do indutor do lado da rede o efeito que a indutância do transformador promoveria se for necessário, logo não haverá prejuízos para o sistema nesse sentido. Com isso, com base na Figura 2.1, tem-se que $i_p = i_g$.
- A relação $r_{lp} = L_{p2}/L_{p1}$ entre as indutâncias dos indutores do lado da rede e do lado do conversor será fixada no valor unitário. O fator $r_{lp} = 1$ para $L_{p1} = L_{p2}$ implica em valores mínimos de indutância (Gomes, Cupertino e Pereira, 2018) e, consequentemente, menor queda de tensão no filtro e menores peso e volume. A frequência de ressonância f_{ress}^{FAP} do filtro LCL é, nesse caso, dada por (4.1).

$$f_{ress}^{FAP} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{p1} + L_{p2}}{L_{p1} \cdot L_{p2} \cdot C_p}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2}{L_{p1} \cdot C_p}} \quad (4.1)$$

- Por ser um filtro LCL, pode-se analisar seu efeito de atenuação do *ripple* de corrente em duas etapas: a primeira associada ao indutor do lado do conversor e a segunda associada à parcela LC restante do filtro. A atenuação $\Delta i_{\%}^{LCL}$ percentual total do filtro

LCL pode ser vista então como a soma dos efeitos da atenuação $\Delta i_{\%}^{Lp1}$ percentual associada ao indutor L_{p1} com os da atenuação $\Delta i_{\%}^{Lp2Cp}$ percentual associada ao L_{p2} e C_p , ou seja, $\Delta i_{\%}^{LCL} = \Delta i_{\%}^{Lp1} \cdot \Delta i_{\%}^{Lp2Cp}$. Isso é importante, pois, segundo (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005), $\Delta i_{\%}^{Lp2Cp}$ pode ser calculada sem considerar as perdas e o amortecimento do filtro (ou seja, sem considerar as resistências) a partir de (4.2) e (4.3). Ressalta-se que n_p e n_s representam o número de células em paralelo e/ou em série, respectivamente, de uma possível estrutura multicélulas do conversor.

$$\Delta i_{\%}^{Lp2Cp} = \frac{i_g(f_s)}{i(f_s)} = \frac{1}{|1 + r_{lp} \cdot (1 - k)|} \quad (4.2)$$

$$k = L_{p1} \cdot C_p \cdot (2\pi \cdot n_p \cdot n_s \cdot f_s)^2 \quad (4.3)$$

Assim, apresentam-se os critérios para o reprojetado do filtro LCL já em ordem de verificação:

- Será visada a minimização dos indutores, uma vez que isso implicará em uma queda de tensão reduzida nos mesmos. Em conjunto, será buscada também a minimização do capacitor, uma vez que, de acordo com (4.1), ambas as ações garantem f_{ress}^{FAP} mais elevada e, conseqüentemente, viabilizam um possível aumento na banda de passagem do sistema. Como há duas intervenções propostas, será priorizada a redução da L_{p1} a custo do aumento de C_p . No caso, a principal penalização do uso de uma capacitância mais elevada é o aumento do reativo associado ao filtro. Uma vez que o equipamento é um FAP, é possível usá-lo para compensar esse reativo extra. Haverá uma perda de capacidade de correção de fator de potência, mas se prefere limitar a queda de tensão série no filtro para não impactar a capacidade de injeção de correntes harmônicas.
- Busca-se atender a norma IEEE-519 (IEEE, 2014) no que diz respeito a máxima THD e IHD considerando seus limites mais rígidos. Nesse sentido, diversos trabalhos na literatura como (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005; Reznik *et al.*, 2014) indicam começar o projeto com 2% de *ripple* de corrente $\Delta i_{\%}^{LCL}$ na saída do filtro LCL e ir diminuindo, caso necessário. Assim, $\Delta i_{\%}^{LCL} = 2\%$ é o critério definido para o projeto.
- Considerando o desejo de mitigar o efeito do chaveamento do conversor na corrente de saída do filtro, por (4.4), será almejada uma atenuação $K_{db} = 40dB$ de componentes da ordem da frequência de chaveamento f_s em relação à fundamental f_g da rede. Isso

representa uma redução relativa de cem vezes entre essas componentes e irá garantir baixos valores de distorção harmônica na faixa de frequências próximas à f_s .

$$K_{db} = \left| \frac{i_g(s)|_{f_s}}{v_c(s)|_{f_s}} \right|_{db} - \left| \frac{i_g(s)|_{f_g}}{v_c(s)|_{f_g}} \right|_{db} \quad (4.4)$$

- A frequência ressonante do filtro é um parâmetro importante e será conferida. Isso, pois ela deve estar em uma faixa entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de chaveamento para evitar problemas de ressonância nas partes inferior e superior do espectro harmônico (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005). Caso ela não se enquadre, aumenta-se os valores de L_{p1} e C_p testados dentro dos limites estabelecidos.

Ressalta-se que são definidos critérios mínimos, e não valores específicos de projeto. Isso foi feito para permitir a análise de diversas combinações distintas de componentes e, com a posse de todos os dados de desempenho de interesse dos filtros LCL contemplados, possibilitar a escolha dos valores de $L_{p1} = L_{p2}$, C_p e R_{dp} . Por sua vez, para estabelecer um conjunto finito de combinações, são definidos os limites máximos e mínimos para cada parâmetro de projeto:

- O valor máximo L_{p1}^{max} do indutor L_{p1} é dado pela máxima queda de tensão admissível no caminho série do filtro LCL ($L_{eqp} = L_{p1} + L_{p2}$) à frequência fundamental. Como uma das funções do FAP é sintetizar correntes harmônicas, esse valor deve ser reduzido. Considerando que a tensão disponível no barramento c.c. de 490V e seguindo sugestões de projeto de (Gomes, Cupertino e Pereira, 2018), tal queda foi limitada ao fator de $V_{\%FAP}^{queda} = 10\%$ da tensão nominal de fase da rede e considerou a corrente máxima de saída dos conversores. Assim, como $L_{p1} = L_{p2}$, L_{p1}^{max} é dado por (4.5).

$$L_{p1}^{max} = \frac{V_{\%FAP}^{queda}}{2} \cdot \left(\frac{V_g^{nom}}{\sqrt{3}} \right) \cdot \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot I_{max}^{fabricante}} \right) \quad (4.5)$$

- O valor mínimo L_{p1}^{min} do indutor L_{p1} será determinado pelo *ripple* máximo admissível de corrente i na saída do conversor do FAP. Diversos trabalhos como (Gomes, Cupertino e Pereira, 2018; Jalili e Bernet, 2009; Rockhill *et al.*, 2011) propõem que esse valor seja limitado entre 10% e 30% da corrente de operação para limitar as perdas e o aquecimento excessivo do componente. Assim, considerando o maior valor da faixa de $\Delta i_{\%}^{Lp1} = 30\%$, L_{p1}^{min} é dado por (4.6) (adaptada de (5.7) para a aplicação c.a.), equação

similar às expressões de (Bernet, Ponnaluri e Teichmann, 2002; Reznik *et al.*, 2014).

$$L_{p1}^{min} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right) \left(\frac{V_{DC}}{2}\right) \cdot \frac{1}{\left[4 \cdot \left(\Delta i_{\%}^{Lp1} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{max}^{fabricante}\right) \cdot f_s\right]} \quad (4.6)$$

- Caso $L_{p1}^{min} > L_{p1}^{max}$, é necessário rever os critérios de projeto ou assumir uma queda de tensão maior no caminho série do filtro LCL. De fato, essa última opção é a única que será remotamente cogitada, pois a tensão de trabalho do barramento c.c. é relativamente elevada (permite a síntese de tensão fundamental de 136% do valor da rede na modulação SPWM) e os outros critérios concernem à limites definidos por norma.
- A resistência intrínseca dos indutores será estimada através de um fator multiplicativo. Assim, essa resistência será dada pela divisão da reatância dos indutores à frequência nominal da rede por um fator de cinco. Esse fator condiz com a relação observada nos indutores empregados na bancada experimental do UPQC descrita no Capítulo 3.
- O valor máximo C_p^{max} do capacitor C_p é limitado pela máxima potência reativa admissível associada ao filtro LCL. Para isso, estabelece-se o limite de reativo inferior a $Q_{\%}^C = 5\%$ do valor da potência nominal S_{nom} do sistema (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005). Isso garante que, mesmo com o critério de minimização de L_{p1} , o reativo intrínseco ao filtro não será demasiadamente elevado e a perda de capacidade de correção de fator de potência pelo FAP será reduzida. Assim, C_p^{max} é dado por (4.7).

$$C_p^{max} = \frac{Q_{\%}^C \cdot S_{nom}}{(V_g^{nom})^2 \cdot 2\pi \cdot f_g} \quad (4.7)$$

- O valor mínimo C_p^{min} do capacitor C_p será definido buscando maximizar a frequência de ressonância do filtro. No entanto, baixos valores de capacitância podem implicar na necessidade de indutâncias mais elevadas para atender os critérios de projeto. Assim, é sugerido em (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005) começar com cerca de um terço da capacitância máxima e, se alguma das restrições não puderem ser respeitadas, crescer gradativamente até o limite máximo. Por esse motivo, definiu-se $C_p^{min} = C_p^{max}/3$.
- O valor máximo R_{dp}^{max} do resistor R_{dp} é limitado em (4.8) à impedância do capacitor na frequência de chaveamento (Gomes, Cupertino e Pereira, 2018) para limitar perdas.

$$R_{dp}^{max} = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C_p} \quad (4.8)$$

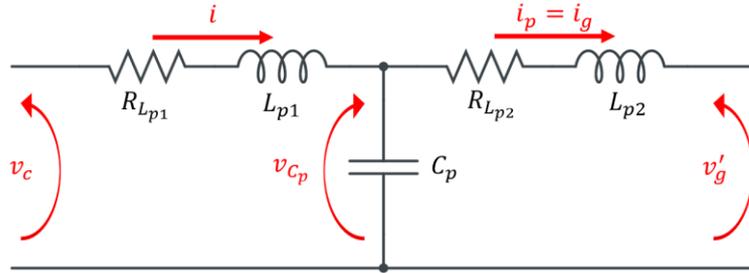
- O valor mínimo R_{dp}^{min} do resistor R_{dp} é definido para garantir um sistema estável em malha fechada. Uma forma de estimar essa resistência R_{dp}^{min} é a usar da equação (4.9) retirada de (Peña-Alzola *et al.*, 2013) e válida para as condições $r_{lp} \geq 1$ e $f_s > 2 \cdot f_{ress}^{FAP}$.

$$R_{dp}^{min} = \frac{1}{6\pi} \cdot \frac{L_{p2}}{L_{p1}} \cdot \frac{n_p \cdot n_s \cdot f_s}{f_{ress}^{FAP}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_{ress}^{FAP} \cdot C_p} = \frac{1}{6\pi} \cdot \frac{n_p \cdot n_s \cdot f_s}{f_{ress}^{FAP}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_{ress}^{FAP} \cdot C_p} \quad (4.9)$$

- Caso $R_{dp}^{min} > R_{dp}^{max}$, será considerado para o projeto apenas o valor de resistência mínima, uma vez que garantir a estabilidade do sistema operando de forma controlada será considerado mais importante do que obter índices de eficiência mais elevados.

Assim, por (4.1) a (4.9), avaliam-se os parâmetros de interesse do filtro para os conjuntos de $L_{p1} = L_{p2}$ e C_p definidos. Como dados da resposta em frequência $i_g(s)/v_c(s)$ são importantes para a análise, foi utilizado um modelo em espaço de estados do sistema com base na Figura 4.1 e apresentado em (4.10) a (4.12) considerando a tensão v'_g da rede como uma perturbação.

Figura 4.1 – Diagrama equivalente de fase do filtro LCL do FAP



Fonte: autoria própria

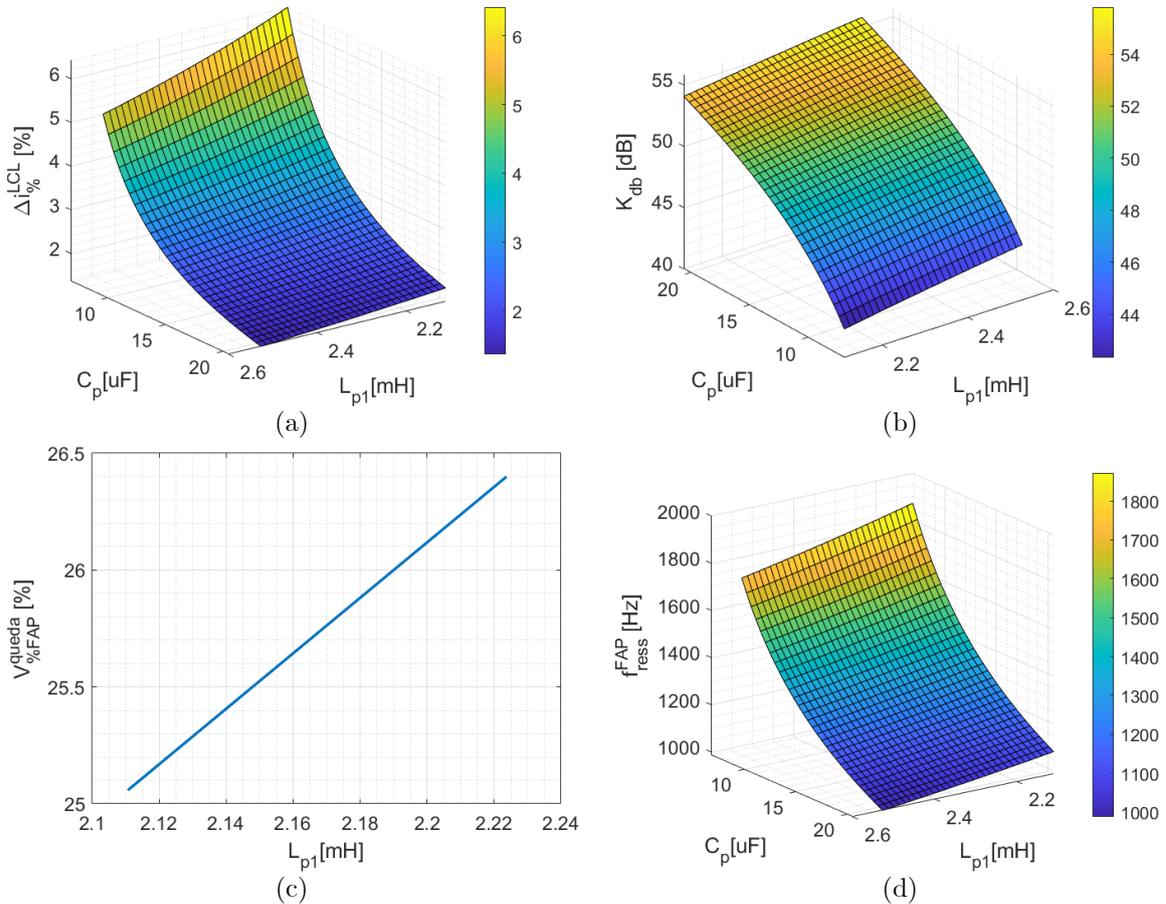
$$v_c - v_{c_p} = L_{p1} \frac{d}{dt} i + R_{L_{p1}} i \quad , \quad v_{c_p} - v'_g = L_{p2} \frac{d}{dt} i_g + R_{L_{p2}} i_g \quad , \quad i - i_g = C_p \frac{d}{dt} v_{c_p} \quad (4.10)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + B_e e(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad , \quad x = [i \quad i_g \quad v_{c_p}]^T \quad , \quad u = [v_c] \quad , \quad e = [v'_g] \quad , \quad y = [i_g] \quad (4.11)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_{p1}}}{L_{p1}} & 0 & -\frac{1}{L_{p1}} \\ 0 & -\frac{R_{L_{p2}}}{L_{p2}} & -\frac{1}{L_{p2}} \\ \frac{1}{C_p} & -\frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} \quad , \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{p1}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad B_e = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Primeiramente, são analisados $\Delta i_{\%}^{LCL}$, K_{db} , $V_{\%FAP}^{queda}$, $\Delta i_{\%}^{Lp1}$ e f_{ress}^{FAP} para a escolha dos parâmetros $L_{p1} = L_{p2}$ e C_p . Para a frequência de chaveamento $f_s = 3420\text{Hz}$ e os outros parâmetros de operação do protótipo da Tabela 2.3, não é possível determinar um intervalo válido de indutâncias para realizar a análise, uma vez que $L_{p1}^{min} > L_{p1}^{max}$. Como mencionado, será admitida uma maior queda de tensão percentual na indutância do filtro, arcando-se com a consequente redução da capacidade de síntese de correntes harmônicas. A exceção só é permitida, pois a queda de tensão em L_{eqp} do filtro original da bancada de testes implica em 26,4% de queda de tensão (valor derivado dos parâmetros do filtro LCL do protótipo da Tabela 2.1). Assim, apenas para comparação direta, será permitida a queda de tensão de $V_{\%FAP}^{queda} = 26,4\%$. Para esse novo limite, são traçados os gráficos da Figura 4.2.

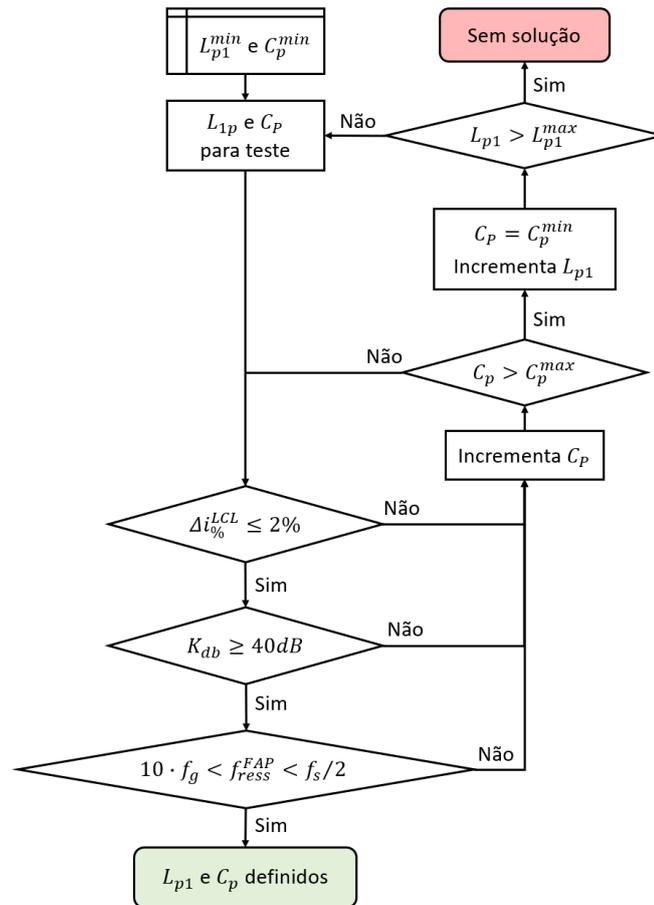
Figura 4.2 – Índices do filtro LCL do FAP para $f_s = 3420\text{Hz}$ com $V_{\%FAP}^{queda} = 26,4\%$: (a) atenuação total de corrente na saída do filtro; (b) atenuação relativa entre sinais sintetizados na frequência fundamental e componentes na ordem do chaveamento; (c) queda de tensão em L_{eq} percentual em relação à tensão nominal de fase da rede; e (d) frequência de ressonância



Fonte: autoria própria

Executando o algoritmo do fluxograma da Figura 4.3, o qual segue os critérios e limites de projeto apresentados, determina-se L_{p1} , L_{p2} e C_p para o novo filtro do FAP pelas curvas da Figura 4.2. Escolhem-se, portanto, $L_{p1} = L_{p2} = 2,11mH$ e $C_p = 18\mu F$ (valor comercial mais próximo e, ao mesmo tempo, superior ao C_p calculado pela aplicação do algoritmo). Com isso, $\Delta i_{\%}^{LCL} = 1,93\%$, $K_{db} = 52,94dB$, $V_{\%FAP}^{queda} = 25,1\%$, $\Delta i_{\%}^{Lp1} = 30\%$ e $f_{ress}^{FAP} = 1155Hz$.

Figura 4.3 – Fluxograma de definição das indutâncias e capacitância do filtro LCL do FAP

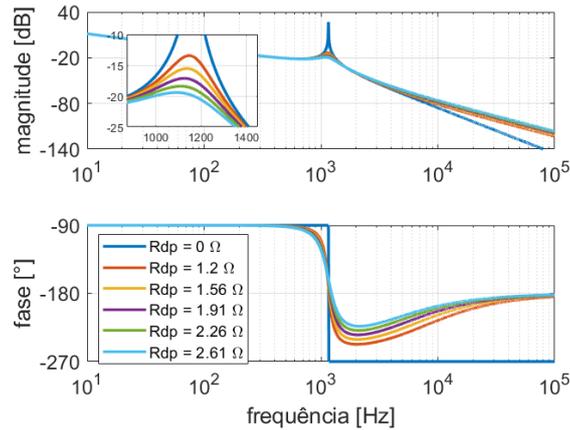


Fonte: autoria própria

Uma vez que os critérios de projeto com a folga de $V_{\%FAP}^{queda}$ aplicada foram atendidos, passa-se para a definição do resistor R_{dp} . Seguindo procedimento de varredura análogo ao anterior, é traçada a Figura 4.4 a partir de (2.1). Como todos os resistores promovem uma atenuação da resposta do filtro na frequência de ressonância (ganho inferior a $0db$), qualquer opção garantirá a estabilidade do controle em malha fechada. Nesse sentido, não há prejuízo em escolher o valor mínimo para $R_{dp} = 1,2 \Omega$, mas há o benefício adicional de se minimizar as perdas adicionadas

ao sistema pela inserção de uma resistência de amortecimento. Além do mais, tal resistor é fácil de se trocar devido a seu custo financeiro reduzido quando comparado aos outros elementos do filtro. Assim, adaptações no projeto do amortecimento passivo são fáceis de serem realizadas.

Figura 4.4 – Resposta em frequência de $i_g(s)/v_c(s)$



Fonte: autoria própria

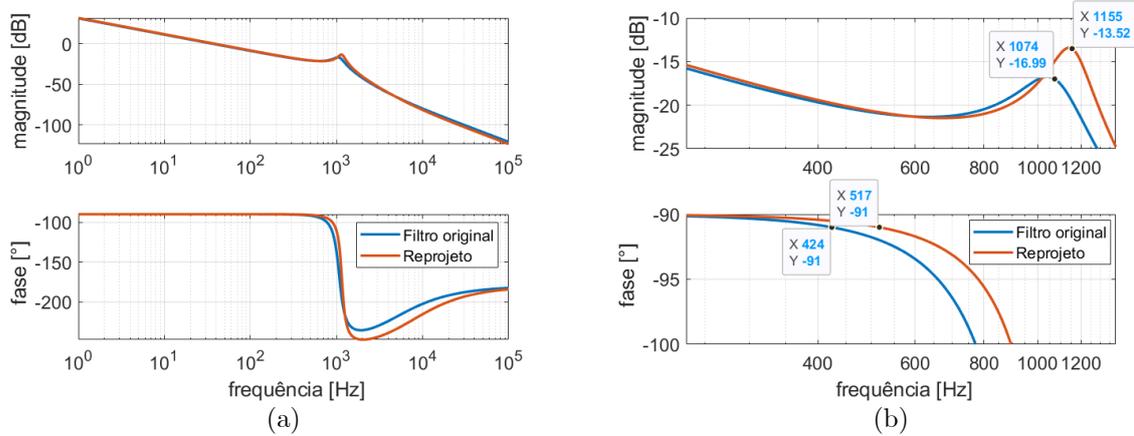
Com os parâmetros do filtro original e do novo filtro registrados na Tabela 4.1, é possível comparar a resposta em frequência de $i_g(s)/v_c(s)$ do filtro projetado com o original do protótipo. A Figura 4.5 apresenta essa comparação, onde é possível verificar que a frequência para a qual o filtro provoca desfasamento superior a 1° é 22,22% mais elevada. Em adição, houve um aumento de 7,5% do valor da frequência de ressonância com o novo filtro.

Tabela 4.1 – Parâmetros dos componentes dos filtros LCL original e reprojetado do FAP

ELEMENTO FAP	FILTRO ORIGINAL	FILTRO REPROJETADO	VARIAÇÃO DO REPROJETO EM RELAÇÃO AO ORIGINAL
L_{p1}	2mH	2,11mH	+5,5%
R_{Lp1}	150mΩ	160mΩ	+6,7%
$L_{p2} + L_{tt}$	2,44mH	2,11mH	-13,5%
$R_{Lp2} + R_{tt}$	450mΩ	160mΩ	-64,4%
L_{eqp}	4,44mH	4,22mH	-4,9%
R_{eqp}	600mΩ	320mΩ	-46,7%
C_d	20μF	18μF	-10%
R_{dp}	1,8Ω	1,2Ω	-33,3%

Fonte: autoria própria

Figura 4.5 – Resposta em frequência de $i_g(s)/v_c(s)$ do filtro reprojeto comparada com a do original: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas próximo da ressonância



Fonte: autoria própria

Apesar de se registrar uma melhoria no desempenho do filtro, apenas seu reprojeto não é suficiente. Isso, pois foi necessário afrouxar o limite de queda de tensão, o que não é ideal e será evitado na bancada de testes. Dessa forma, outras modificações deverão ser implementadas junto com a troca do filtro LCL para que haja uma melhoria do desempenho do FAP do UPQC.

4.3. Nova especificação do filtro equivalente LCL do FAS

Novos valores de indutância L_s , capacitância C_s e amortecimento R_{ds} serão definidos para o filtro LC com comportamento LCL do FAS. Por motivos já mencionados, os transformadores monofásicos serão mantidos no sistema, logo a indutância L_{tm} e a resistência R_{tm} equivalentes dos transformadores que complementam o filtro manterão os valores do projeto original. Apresentam-se, portanto, os critérios escolhidos para o reprojeto do filtro já em ordem de verificação:

- Será visada a minimização do indutor e do capacitor pelos mesmos motivos apresentados quando da discussão sobre o filtro do FAP, sendo a frequência de ressonância f_{ress}^{FAS} do filtro equivalente LCL dada por (4.13).

$$f_{ress}^{FAS} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_s + L_{tm}}{L_s \cdot L_{tm} \cdot C_s}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{C_s} \cdot \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_{tm}}\right)} \quad (4.13)$$

- Busca-se maximizar a frequência ressonante, mas ela deve estar entre dez vezes a

frequência da rede e metade da frequência de chaveamento pelos mesmos motivos do filtro do FAP. Caso ela não se enquadre, aumenta-se de acordo os valores de L_s e C_s desde que eles fiquem dentro dos limites estabelecidos.

Na sequência, são definidos os critérios mínimos para a escolha dos valores de L_s , C_s e R_{ds} . Para definir um conjunto finito de combinações desses parâmetros, são estabelecidos os seguintes valores máximos e mínimos para o projeto:

- O valor máximo L_s^{max} do indutor L_s é dado pela máxima queda de tensão admissível nele à frequência fundamental. Como a tensão v_t' no transformador é somada à da rede no PAC, espera-se que o nível da tensão sintetizada na saída do conversor seja inferior ao do FAP (o qual, por sua vez, trabalha com valores próximos do nominal da rede). Apesar do FAS implementado possuir capacidade de sintetizar tensões de 1 p.u. em sua saída, ele não deverá ser operado na prática nessas condições. De fato, isso significaria a ausência da rede e/ou existência de desequilíbrios ou distorções muito severas. Dessa forma, levando em conta também a tensão disponível no barramento c.c. de 490V, tal queda foi limitada ao fator de $V_{\%FAS}^{queda} = 20\%$ da tensão nominal de fase da rede e considerou a corrente máxima de saída dos conversores.

$$L_s^{max} = V_{\%FAS}^{queda} \cdot \left(\frac{V_g^{nom}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot I_{max}^{fabricante}} \right) \quad (4.14)$$

- O valor mínimo L_s^{min} do indutor L_s será determinado pelo *ripple* $\Delta i_{\%}^{LS}$ máximo admissível de corrente i_T na saída do conversor do FAS. Será utilizado o mesmo valor do FAP de $\Delta i_{\%}^{LS} = 30\%$, o qual é dado por (4.15), equação equivalente a (4.6) para o FAS.

$$L_s^{min} = \left(\frac{n_p}{n_s} \right) \left(\frac{V_{DC}}{2} \right) \cdot \frac{1}{\left[4 \cdot \left(\Delta i_{\%}^{LS} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{max}^{fabricante} \right) \cdot f_s \right]} \quad (4.15)$$

- Caso $L_s^{min} > L_s^{max}$, será cogitada apenas a possibilidade de assumir uma queda de tensão maior no indutor do FAS pelos mesmos motivos citados no projeto para o FAP.
- Como foi feito para o FAP, a resistência intrínseca do indutor será estimada pela divisão da reatância dos indutores à frequência nominal da rede por um fator de cinco, o que condiz com a relação observada na bancada do UPQC descrita no Capítulo 3.

- O valor máximo C_s^{max} do capacitor C_s é limitado pela máxima corrente reativa admissível demandada pelo capacitor do filtro LCL (a qual está associada à potência reativa do elemento). Para isso, estabelece-se o limite de corrente inferior a $I_{\%}^C = 5\%$ do valor da corrente eficaz máxima do sistema (Kumar, Mishra e Liserre, 2016). Isso garante que, mesmo com o critério de minimização de L_{p1} , o reativo intrínseco ao filtro não será demasiadamente elevado e a perda de capacidade de correção de fator de potência pelo FAP será reduzida. Assim, C_s^{max} é dado por (4.16).

$$C_s^{max} = \frac{I_{\%}^C \cdot I_{max}^{fabricante}}{2\pi \cdot f_g \cdot \left(\frac{V_g^{nom}}{\sqrt{3}}\right)} \quad (4.16)$$

- O valor mínimo C_s^{min} do capacitor C_s será definido buscando que a frequência de corte do filtro atenua as harmônicas oriundas do chaveamento em relação à frequência fundamental para abaixo de $K_{\%} = 1\%$ (Kim, Choi e Hong, 2000). Assim, C_s^{min} é definido de forma a atender a relação definida por (4.17) para L_s^{max} .

$$C_s^{min} = \frac{\left(\frac{1}{K_{\%}} + 1\right)}{L_s^{max} \cdot (2\pi \cdot f_s)^2} \quad (4.17)$$

- O valor máximo R_{ds}^{max} do resistor R_{ds} é limitado em (4.18) à impedância de C_s na frequência de chaveamento (Gomes, Cupertino e Pereira, 2018) para restringir perdas.

$$R_{ds}^{max} = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C_s} \quad (4.18)$$

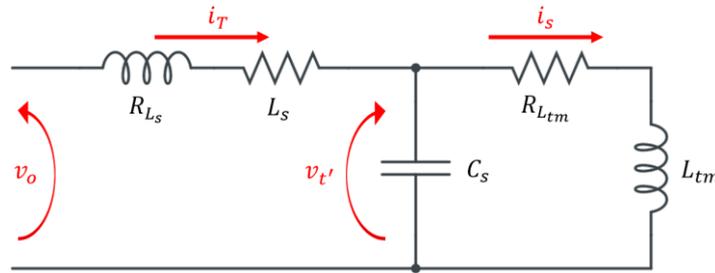
- Como a relação $r_{ls} = L_s/L_{tm}$ entre as indutâncias do indutor do transformador e do lado do conversor não é necessariamente igual a unidade, o valor mínimo R_{ds}^{min} do resistor R_{ds} será definido como um terço da impedância do capacitor do filtro à máxima frequência de ressonância para se evitar oscilações (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005). Por (4.13), isso ocorrerá para L_s^{min} e C_s^{min} , logo R_{ds}^{min} é dado por (4.19).

$$R_{ds}^{min} = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{C_s^{min} \cdot \left(\frac{1}{L_s^{min}} + \frac{1}{L_{tm}}\right)}} \quad (4.19)$$

- Assim como para o FAP, caso $R_{ds}^{min} > R_{ds}^{max}$, será considerado no projeto apenas o valor de resistência mínima, priorizando a estabilidade de operação controlada do FAS.

Assim, por (4.13) a (4.19), avaliam-se os parâmetros de interesse do filtro para os conjuntos de L_s e C_s definidos. Ambas as respostas em frequência $i_s(s)/v_o(s)$ e $v_t'(s)/v_o(s)$ da corrente circulando no transformador e da tensão em cima do capacitor pela tensão sintetizada no conversor fornecem informações importantes do filtro LCL. Para obtê-las com base na Figura 4.6, é possível utilizar o modelo em espaço de estados apresentado em (4.20) a (4.22).

Figura 4.6 – Diagrama equivalente de fase do filtro LCL do FAS



Fonte: autoria própria

$$v_o - v_t' = L_s \frac{d}{dt} i_T + R_{L_s} i_T \quad , \quad v_t' = L_{tm} \frac{d}{dt} i_s + R_{L_{tm}} i_s \quad , \quad i_T - i_g = C_s \frac{d}{dt} v_t' \quad (4.20)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad , \quad x = [i_T \quad i_s \quad v_t']^T \quad , \quad u = [v_o] \quad , \quad y = [i_s \quad v_t'] \quad (4.21)$$

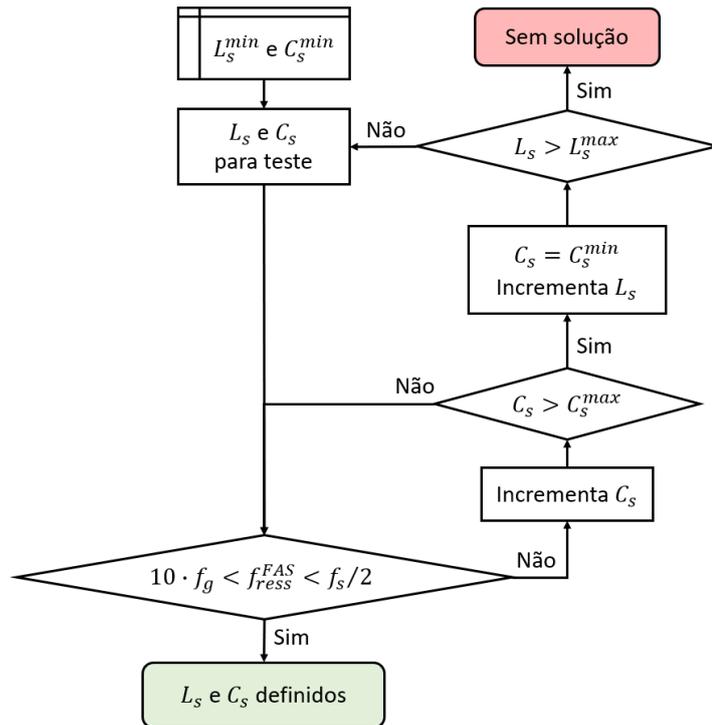
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_s}}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_{L_{tm}}}{L_{tm}} & -\frac{1}{L_{tm}} \\ \frac{1}{C_s} & -\frac{1}{C_s} & 0 \end{bmatrix} \quad , \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad , \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Assim, a partir do fluxograma da Figura 4.7, averigua-se f_{ress}^{FAS} para escolher L_s e C_s . Tem-se que, para $f_s = 3420\text{Hz}$ e os parâmetros de operação do protótipo da Tabela 2.3, não há um intervalo válido de capacitâncias para realizar a análise, já que $C_s^{min} > C_s^{max}$ pelo algoritmo.

No caso, não se prevê uma estratégia direta de folga dos limites associados ao capacitor, mas se permite ponderar o aumento de L_s^{max} e, com isso, diminuir indiretamente C_s^{min} de acordo com (4.17). Apesar de aumentar a faixa de capacitâncias e indutâncias testadas, essa estratégia não viabiliza o projeto, pois o critério de frequência de ressonância não é atendido (é oportuno mencionar que o filtro original também não o faz). Isso é confirmado pela Figura 4.8, traçada

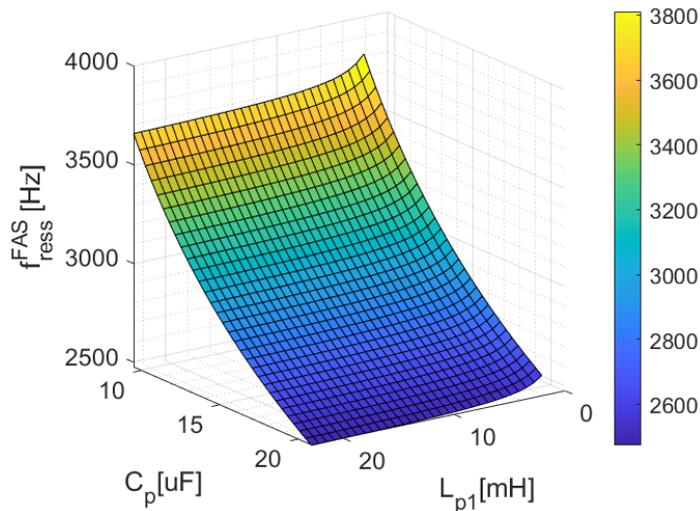
para $f_s = 3420\text{Hz}$ e $V_{\%FAS}^{queda} = 136\%$. Essa situação hipotética limítrofe, na qual toda a tensão disponível na saída do conversor ficaria em cima do indutor L_s , foi considerada apenas para melhor se conhecer as limitações do projeto.

Figura 4.7 – Fluxograma de definição da indutância e capacitância do filtro LCL do FAS



Fonte: autoria própria

Figura 4.8 – Frequência de ressonância do filtro LCL do FAS para $f_s = 3420\text{Hz}$ e $V_{\%FAS}^{queda} = 136\%$



Fonte: autoria própria

Assim, conclui-se que outras modificações deverão ser implementadas em conjunto com a troca do filtro LCL para que haja uma melhoria do desempenho do FAS do UPQC. Apesar disso, é conveniente mencionar que, assim que valores de L_s e C_s adequados forem escolhidos, é possível realizar um procedimento de varredura e traçar as curvas de resposta em frequência de $i_s(s)/v_o(s)$ e $v_t'(s)/v_o(s)$ para a faixa $R_{ds}^{min} \leq R_{ds} \leq R_{ds}^{max}$ a partir de (2.2) e (2.3), respectivamente. Dessas curvas, escolhe-se o resistor de amortecimento do filtro LCL do FAS.

4.4. Considerações finais do capítulo

O capítulo apresentou algoritmos simplificados para a escolha dos componentes individuais dos filtros de interconexão ao PAC e à rede do UPQC. Essa especificação se baseia em critérios específicos de banda de passagem e atenuação das componentes de corrente e tensão oriundas do chaveamento do sistema e é feita através da análise de um conjunto finito de valores de capacitores e indutores. Por sua vez, esse conjunto é definido de forma a atender limites operacionais baseados em critérios de ripple de corrente, frequência de ressonância e atenuação da ação do chaveamento pré-determinados de acordo com boas práticas recomendadas de QEE e requisitos de normas para mitigação de conteúdos harmônicos em sistemas de energia elétrica.

De fato, tais limites já são bem fundamentados na literatura. Trabalhos como (Gomes, Cupertino e Pereira, 2018) apresentam uma revisão relacionada ao projeto de filtros LCL para conversores conectados em paralelo com a rede (FAP). Já o trabalho (Kim, Choi e Hong, 2000; Kumar *et al.*, 2016) discute temas relacionados ao projeto de filtros LCL para conversores conectados em série com a rede (FAS). Assim, o diferencial da estratégia de projeto proposta não é estabelecer esses limites, mas sim agregar todas essas informações no contexto de um equipamento complexo que é o UPQC e possibilitar a otimização de alguns aspectos específicos dos filtros LCL como a sua banda de passagem e a queda de tensão nos indutores, garantindo assim uma melhor resposta dinâmica e capacidade operacional do equipamento como um todo.

Por último, é importante ressaltar que, apesar de algumas considerações citadas serem específicas ao condicionador de energia em estudo nesse trabalho (como a fixação da indutância L_{tm} como um parâmetro imutável), os critérios e limites discutidos são genéricos. Assim, acredita-se que a estratégia proposta é ampla e pode ser aplicada a um UPQC qualquer.

Capítulo 5

5. Novo modulador PWM multi-taxas generalizado

Considerando o desejo de aumentar a banda passante de sistemas de condicionamento de energia como o UPQC em estudo, é apresentado nesse capítulo um modulador multi-taxas para aplicação em conversores c.c.-c.c. e c.c.-c.a. multicélulas. O modulador proposto foi resultado dos trabalhos realizados durante o período de doutorado sanduíche de dez meses, na França, em 2019, pelo projeto CAPES-COFECUB EST-SENIOR 99999.002619/2015-06 na *Université de Toulouse*, na França, mais especificamente no LAPLACE (*Laboratoire Plasma et conversion d'énergie*), sob supervisão do Dr. Thierry A. Meynard. Tal tarefa foi executada pelo autor deste trabalho em sua missão de estudos no exterior e teve a colaboração direta dos coautores da publicação (Ferreira *et al.*, 2021) derivada da pesquisa.

Entretanto, as atividades do doutorado sanduíche focaram unicamente aplicações c.c. e se limitaram a estudos de resposta dinâmica no domínio do tempo de um conversor c.c.-c.c. abaixador. Assim, considerando as especificidades e objetivos deste trabalho, novas análises e investigações inéditas foram realizadas pelo autor, gerando dados sobre a banda passante do modulador no domínio da frequência e permitindo um estudo comparativo dele em relação aos moduladores senoidais clássicos aplicados à sistemas c.a. de condicionamento de energia.

Dessa forma, são apresentados neste capítulo o princípio de funcionamento do algoritmo do modulador multi-taxas proposto. É discutido o processo de tomada de decisão inerente à sua atuação para atualização dos comandos a serem repassados às chaves dos conversores multicélulas nos quais ele pode ser empregado. Além disso, são apresentados resultados experimentais obtidos em um conversor c.c.-c.c. abaixador para comprovar a aplicabilidade do modulador

multi-taxas e apresentar os ganhos derivados de sua utilização em termos de tempo de resposta e sobressinal frente a outras estratégias de modulação típicas. Já as análises da resposta em frequência e a aplicação do modulador proposto em condicionadores de energia (aplicações c.a.) serão apresentadas no Capítulo 6, onde a discussão será feita em um contexto mais apropriado.

5.1. Conversores multicélulas e moduladores multi-taxas

Nos últimos anos, várias topologias de conversores têm sido relatadas na literatura visando uma melhoria de desempenho desses equipamentos, especialmente nos quesitos de eficiência e densidade de potência. Entre eles, podem-se citar os conversores multiníveis, os quais apresentam algumas características importantes como (Marquardt, 2018; Rodriguez *et al.*, 2009):

- incluem várias células de comutação, que são os blocos de construção dos conversores;
- a tensão chaveada a dois níveis e/ou formas de onda de corrente das diferentes células são adicionadas no circuito para formar formas de onda de tensão e/ou corrente com mais níveis;
- o padrão de controle pode ser entrelaçado para otimizar a forma de onda resultante de saída;
- os filtros de saída podem ser projetados se aproveitando dessas formas de onda aprimoradas, exigindo indutores e capacitores de valores mais reduzidos (armazenando menos energia, eles podem ser menores do que os de conversores clássicos a dois níveis).

Esses conversores multiníveis são empregados em uma infinidade de aplicações, como transmissão e distribuição HVDC, sistemas de armazenamento de energia e veículos elétricos, bem como nas indústrias naval e aeroespacial (Chen *et al.*, 2017; Goetz *et al.*, 2017; Kim *et al.*, 2014; Moon, Park e Choi, 2015; Nademi, Burgos e Soghomonian, 2018; Rodriguez *et al.*, 2009). Essa ampla gama de usos finais implica em requisitos diferentes para cada aplicação da tecnologia. Assim, existem inúmeras configurações de conversores (Dekka *et al.*, 2017; Gupta *et al.*, 2016; Kouro *et al.*, 2010; Maswood e Tafti, 2018; Prayag e Bodkhe, 2016; Tardelli *et al.*, 2020), como o conhecido neutro grampeado a diodos (NPC, do inglês *Neutral-Point Clamped*) (Nabae, Takahashi e Akagi, 1981), o capacitor flutuante (FC, do inglês *Flying Capacitor*) (Meynard e Foch, 1992b) e as topologias de ponte H em cascata (CHB, do inglês *Cascaded H-Bridge*) (Peng

et al., 1996), além de outras como os conversores *clamp-double* (Xue, Xu e Tang, 2014) e *double-zero* (Dahmen, Kapaun e Marquardt, 2017), cada um com suas particularidades.

Muitas aplicações de conversores multiníveis podem exigir ou se beneficiar de uma resposta transitória mais rápida e uma margem de estabilidade mais ampla (Niklaus *et al.*, 2019). Existem muitas técnicas para obter uma resposta transitória rápida, dependendo da aplicação e da topologia do conversor. Possíveis exemplos são o emprego de um controle analógico rápido (Hsu *et al.*, 2019; Zhou *et al.*, 2019) ou o uso de técnicas de controles não lineares como o controle preditivo (Defay, Llor e Fadel, 2008; Dragicevic, 2018; Riar, Geyer e Madawala, 2015), o controle geométrico (Mohammadi e Ordonez, 2016) e o controle adaptativo (Bellinaso *et al.*, 2019; Eren *et al.*, 2015). Além disso, é possível atuar na técnica de modulação empregada, uma vez que diminuir o atraso do modulador é uma forma de melhorar o desempenho do controle (Yang *et al.*, 2019; Zhang e Spencer, 2012).

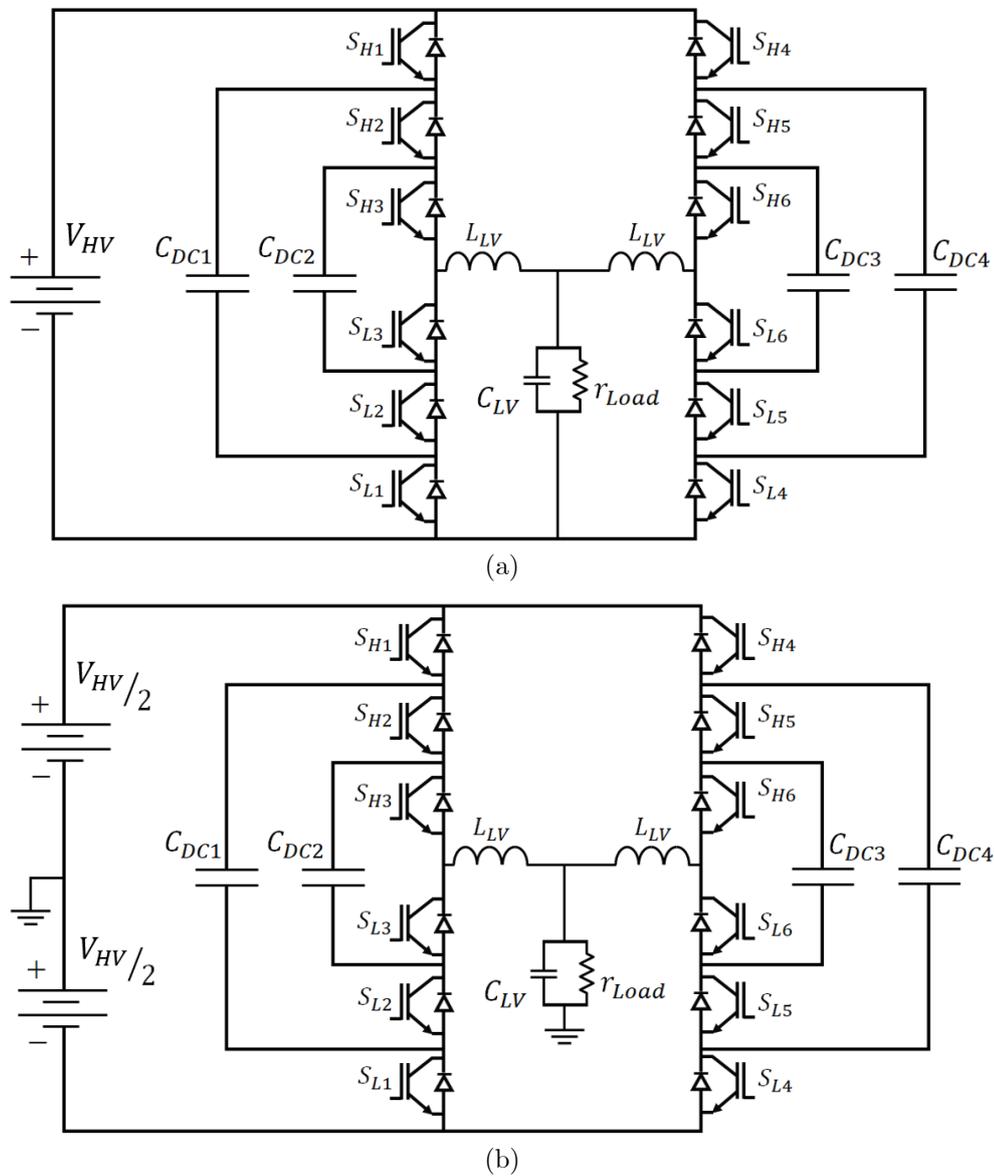
Nesse contexto de moduladores, duas técnicas clássicas de modulação são os PWM Simetricamente Amostrado (SS-PWM) e Assimetricamente Amostrado (AS-PWM). Eles realizam a amostragem das variáveis a serem controladas e a atualização do ciclo de trabalho de cada célula individual em momentos específicos da onda portadora. Isso é feito uma vez por ciclo de chaveamento para o SS-PWM e duas vezes para o AS-PWM. No entanto, em sistemas multicélulas com portadoras entrelaçadas, essa limitação de amostragem e atualização deteriora o desempenho do modulador (Walker e Ledwich, 1999; Yang *et al.*, 2019; Zhang e Spencer, 2012).

Para evitar isso, o PWM Naturalmente Amostrado (NS-PWM) pode ser usado (Walker, 2003). Este modulador atualiza os ciclos de trabalho de todas as células ao mesmo tempo sempre que ocorre uma amostragem. No entanto, pode ocorrer chaveamento excessivo com o uso do NS-PWM (sobrechaveamento, ou seja, vários pulsos de comutação enviados para as chaves em um mesmo ciclo de portadora) durante transitórios de referência ou oscilações de controle, pois cada célula pode alterar seu ciclo de trabalho a qualquer momento. Esses pulsos extras devem ser evitados, pois podem implicar na geração de perdas adicionais e outros problemas de interferência eletromagnética.

Embora existam maneiras de eliminar isso via *hardware*, os moduladores Multi-taxas Simetricamente Amostrado e Multi-taxas Assimetricamente Amostrado (que serão referidos como MSS-PWM e MAS-PWM, respectivamente) que serão apresentados são uma solução implementada à nível de código (*software*) que verifica quais células podem mudar seu estado em

um mesmo instante de amostragem sem provocar chaveamento excessivo. Tal modulador multi-taxas pode ser usado em conversores multicélulas c.c.-c.c. ou c.c.-c.a. com qualquer número de células e com uma combinação qualquer série e/ou paralelo dessas células. Para melhor ilustrar essas possibilidades, são apresentadas uma estrutura série-paralelo c.c.-c.c. na Figura 5.1(a) e uma estrutura série-paralelo c.c.-c.a. na Figura 5.1(b). Verifica-se dos diagramas que S_{Hi} e S_{Li} formam uma célula I , com $i \in \{1, \dots, 6\}$, onde as células 1 a 3 formam um braço série a três células do conversor e as células 1 a 6 formam um braço híbrido série-paralelo à 3×2 células.

Figura 5.1 – Conversor multicélulas (a) série-paralelo c.c.-c.c. (duas células em paralelo e três em série) e (b) série-paralelo c.c.-c.a. (duas células em paralelo e três em série)



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

No momento, deseja-se compreender melhor o desempenho dinâmico de conversores c.c.-c.c. multicélulas em específico, identificando seus limites físicos e avaliando os resultados obtidos do modulador multi-taxas aplicado a eles. Assim, para garantir uma comparação justa entre diferentes moduladores aplicados a esses conversores, três regras são seguidas:

- nenhum chaveamento excessivo é permitido (uma célula nunca deve passar por mais de um ciclo de liga e desliga em um período de chaveamento);
- os filtros de saída dos conversores com diferentes números de células são projetados de acordo com os mesmos critérios, uma vez que os valores do filtro de saída afetam o desempenho dinâmico do sistema;
- os controladores testados serão continuamente ajustados de forma que a resposta mais rápida seja alcançada sem que ocorra saturação.

5.2. Projeto do filtro de saída para conversores c.c.-c.c. multicélulas

São identificadas regras simples de projeto de um filtro LC de saída para um conversor c.c.-c.c. abaixador multicélulas que pode apresentar uma configuração série ou paralelo (Ferreira *et al.*, 2021). O objetivo dessas regras é garantir uma alta banda de passagem do sistema.

5.2.1. Análise do *ripple* de corrente em conversores c.c.-c.c. multicélulas

A tensão entregue na saída de um conversor multicélulas série (s) com n_s células e portadoras entrelaçadas (o formato das portadoras das diferentes células é idêntico, mas há um deslocamento de fase entre elas de $2\pi/n_s$) é uma forma de onda de tensão quadrada com amplitude V_{HV}/n_s e frequência aparente $n_s \cdot f_{Sw}$, onde f_{Sw} é a frequência de chaveamento. Consequentemente, a ondulação da corrente do indutor é dada pela expressão (5.1) (Meynard, 2015), onde ΔI_{pkpk} é o valor pico a pico do *ripple* de corrente, V_{HV} é a tensão no lado de alta tensão do conversor (entrada) e L_{LV} é o indutor do filtro do lado de baixa tensão na saída do conjunto de células série.

$$\Delta I_{pkpk} = V_{HV}/(4 \cdot L_{LV} \cdot f_{Sw} \cdot n_s^2) \quad (5.1)$$

Em um conversor multicélulas paralelo (p) com n_p células em paralelo, cada indutor vê apenas uma fração da corrente, mas a tensão aplicada é a mesma que para um conversor de dois níveis. Para manter normalizado o *ripple* (ΔI_{pkpk}^{cell-N}) em cada indutor L_{LV} do filtro de saída de cada célula, é necessário que a expressão (5.2) seja válida.

$$\Delta I_{pkpk}^{cell-N}(I_{LV}/n_p) = V_{HV}/(4 \cdot L_{LV} \cdot f_{sw}) \quad (5.2)$$

Usando uma modulação entrelaçada, o *ripple* de corrente será parcialmente compensado, resultando em um *ripple* de corrente total dividida por n_p como apresentado na expressão (5.3) e (5.4), onde L_{LV}/n_p é a indutância equivalente do paralelo dos indutores da célula.

$$\Delta I_{pkpk}^{total} = \Delta I_{pkpk}^{cell-N}(I_{LV}/n_p)/n_p = V_{HV}/(4 \cdot L_{LV} \cdot f_{sw})/n_p, \quad (5.3)$$

$$\Delta I_{pkpk}^{total} = V_{HV}/[4 \cdot (L_{LV}/n_p) \cdot f_{sw} \cdot n_p^2] \quad (5.4)$$

Comparando (5.1) e (5.4), vê-se que o *ripple* de corrente total dos conversores multicélulas com células combinadas em série e paralelo pode ser escrita com uma equação unificada (5.5), onde $L_f = L_{LV}/n_p$ (indutor equivalente na saída da associação paralelo) e $n_{cell} = n_s \cdot n_p$. Tal expressão unificada já considera a indutância de saída equivalente e o número total de células, sendo válida para as topologias do conversor série, paralelo e, até mesmo, série-paralelo.

$$\Delta I_{pkpk}^{total} = \frac{V_{HV}}{(4 \cdot L_f \cdot f_{sw} \cdot n_{cell}^2)} \quad (5.5)$$

5.2.1. Análise do *ripple* de tensão em conversores c.c.-c.c. multicélulas

Supõe-se que o *ripple* de corrente do indutor irá fluir pelo capacitor, provocando uma ondulação de tensão. Tendo em mente que a frequência do *ripple* de corrente do conversor multicélulas é sempre definida por $n_{cell} \cdot f_{sw}$ quando os sinais de controle são adequadamente entrelaçados, o *ripple* de tensão é dado pela equação (5.6) (Meynard, 2015), onde C_{LV} é o capacitor do filtro.

$$\Delta V_{pkpk} = \Delta I_{pkpk}^{total} / (8 \cdot C_{LV} \cdot n_{cell} \cdot f_{sw}) \quad (5.6)$$

5.2.2. Projeto do filtro LC de saída de conversores c.c.-c.c. multicélulas

Segundo os trabalhos (Kazimierczuk e Sekiya, 2009; Meynard, 2015; Nijende, Frohleke e Bocker, 2005), uma regra prática para definição do filtro LC de aplicações c.c. visando uma boa banda passante é escolher o *ripple* máximo de corrente normalizado ΔI_{pkpk}^N . Assim, para o caso genérico de um conversor c.c.-c.c. multicélulas série-paralelo, através de (5.5) e (5.6), tem-se (5.7) e (5.8), onde ΔV_{pkpk}^N é o *ripple* de tensão normalizado.

$$L_{LV} = V_{HV} / (4 \cdot \Delta I_{pkpk}^N \cdot I_{LV} / n_p \cdot f_{sw}) / n_s^2 \quad (5.7)$$

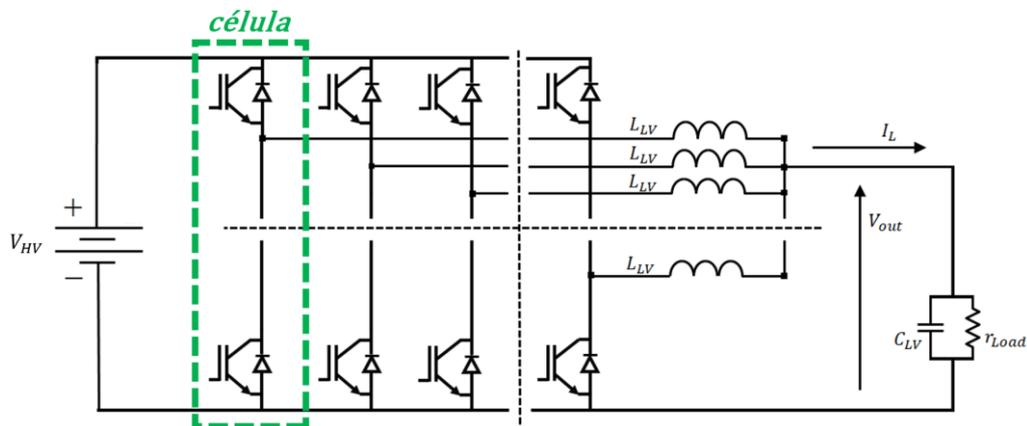
$$C_{LV} = \left(\frac{I_{LV}}{V_{HV}} \right) \cdot (\Delta I_{pkpk}^N / \Delta V_{pkpk}^N) / (8 \cdot f_{sw} \cdot n_s \cdot n_p^3), \quad (5.8)$$

A restrição de projeto no conversor paralelo é, assim, o *ripple* de corrente em cada braço (célula). Projetando a ondulação máxima na célula, o *ripple* da corrente de saída será menor e o capacitor será projetado de acordo. Já para o conversor série, a restrição é diretamente o *ripple* da corrente de saída, logo o capacitor será maior para manter o *ripple* de tensão máxima. Neste trabalho, serão definidos parâmetros de projeto de $\Delta I_{pkpk}^N = 30\%$ e $\Delta V_{pkpk}^N = 0,5\%$.

5.3. Controle da tensão de saída do conversor c.c.-c.c. multicélulas

Neste estudo, será focada uma estrutura multicélulas paralelo como a da Figura 5.2.

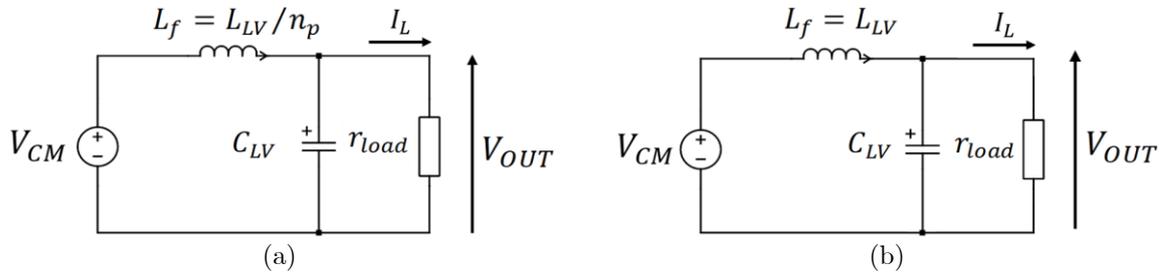
Figura 5.2 – Conversor c.c.-c.c. abaixador multicélulas paralelo genérico



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

Para realização do projeto e escolha dos ganhos dos controladores do conversor, é aplicada uma abordagem de modelagem de modo comum para o conversor multicélulas. Assim, o diagrama do filtro equivalente da Figura 5.3 pode ser usado para modelar o filtro LC de saída do conversor multicélulas paralelo (a estrutura série é apresentada em conjunto apenas para destacar a dualidade do modelo). Tem-se, no caso, que a tensão de saída V_{OUT} depende dos parâmetros do filtro e da tensão de modo comum V_{CM} fornecida pelo conversor. O modelo do sistema inclui, portanto, o indutor equivalente L_f e sua resistência r_{L_f} de enrolamento associada, o capacitor C_{LV} e a carga r_{Load} .

Figura 5.3 – Filtro de saída equivalente para as topologias (a) paralela e (b) série



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

Qualquer que seja a topologia do conversor, $V_{CM}(t)$ pode ser expresso como uma composição das contribuições de tensão de cada célula a partir de (5.9), onde $\alpha_{cell_i}(t)$ é o ciclo de trabalho instantâneo da i -ésima célula.

$$V_{CM} = \frac{V_{HV}}{n_{cell}} \sum_i^{n_{cell}} \alpha_{cell_i}(t) \quad (5.9)$$

Para ser adequada ao projeto de controle, (5.9) é transformada em sua formulação de valor médio. Tem-se que o valor médio V_{CM} da tensão do conversor pode ser aproximado por (5.10) ao se introduzir um ciclo de trabalho α_{CM} de modo comum médio equivalente. Usando a formulação anterior, um sistema de espaço de estado generalizado do conjunto formado pelo conversor e seu filtro LC de saída pode ser estabelecido em (5.11).

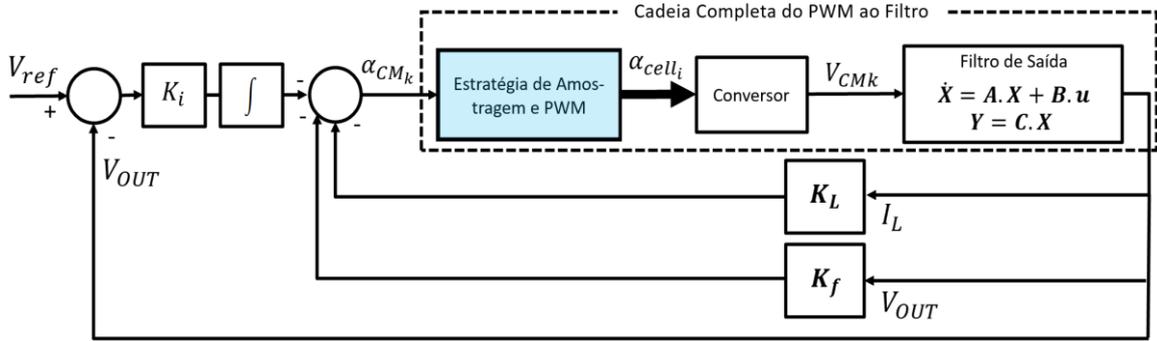
$$V_{CM} = \frac{V_{HV}}{n_{cell}} \sum_i^{n_{cell}} \alpha_{cell_i}(t) \approx V_{HV} \cdot \alpha_{CM} \quad (5.10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_{OUT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{Lf}}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_{LV}} & -\frac{1}{r_{load}C_{LV}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{OUT} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{HV}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \alpha_{CM} \quad (5.11)$$

5.3.1. Controle em malha fechada da tensão de saída do conversor em estudo

Para ser adequado para um controle de malha fechada, o modelo de espaço de estados em (5.11) deve ser discretizado no tempo de amostragem t_{sample} (Franklin, Powell e Workman, 2006). Em uma abordagem clássica, a operação do sistema em malha fechada pode ser realizada usando a realimentação discreta de estados com uma ação integral como na Figura 5.4.

Figura 5.4 – Controle por espaço de estados realizado no domínio do tempo discreto



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

Um projeto baseado na alocação de polos permite, então, calcular os ganhos de realimentação ao se definir o desempenho de malha fechada desejado. Assim, o ciclo de trabalho α_{CMk} é representado por (5.12) (Kuo, 1991).

$$\alpha_{CMk} = -[K_L \ K_f] \begin{bmatrix} I_{Lk} \\ V_{OUTk} \end{bmatrix} - K_i \int (V_{refk} - V_{OUTk}) \quad (5.12)$$

Tem-se que α_{CMk} é o ciclo de trabalho médio no instante discreto k , sendo K_L , K_f e K_i os ganhos do controle de realimentação de estados. As frequências dos polos serão escolhidas de acordo com o tempo t_{peak} desejado do primeiro pico durante a resposta ao degrau do sistema.

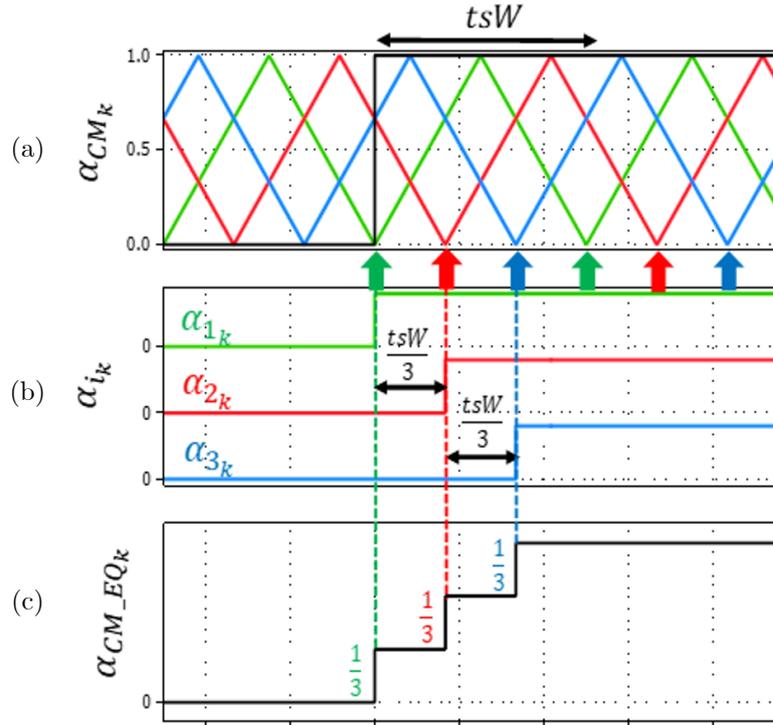
Este valor t_{peak} é definido como o intervalo de tempo necessário para se atingir o primeiro pico de tensão sem que haja saturação do ciclo de trabalho quando um degrau de referência de 10% a 90% da tensão nominal disponível no barramento c.c. é aplicado. O tempo t_{peak} é selecionado por meio de uma simulação iterativa que altera esse conjunto de ganhos para obter o melhor tempo de resposta com essas restrições. Assim, para as mesmas restrições de controle, melhorar o modulador produzirá melhores ganhos e melhor desempenho dinâmico geral.

5.4. Moduladores clássicos para controle de conversores multicélulas

O objetivo final da estratégia de controle é gerar os ciclos de trabalho adequados da célula $\alpha_{cell_i}(t)$ a partir de α_{CM_k} . Para gerar esses ciclos de trabalho, uma estratégia PWM é comumente implementada, sendo que duas são as estratégias básicas mais difundidas: a SS-PWM e a AS-PWM. Nesses moduladores clássicos, o ciclo de trabalho discreto α_{CM_k} é comparado a n_{cell} sinais de portadoras triangulares com um deslocamento de fase de $2\pi/n_{cell}$ (Meynard *et al.*, 2010). Para se obter o valor médio da corrente de modo comum e se evitar chaveamentos excessivos, α_{CM_k} é atualizado em instantes de tempo específicos que estão relacionados aos valores mínimo e/ou máximo dos sinais da portadora, cujo período de onda é $t_{sw} = 1/f_{sw}$. O ciclo de trabalho é atualizado com um período de $t_{sample} = t_{sw}/n_{cell}/s_{rate}$, sendo o índice $s_{rate} = 1$ para a amostragem simétrica e $s_{rate} = 2$ para a assimétrica. Um exemplo dessa ação de atualização é mostrado na Figura 5.4 para um conversor multicélulas com $n_{cell} = 3$ e uma única atualização relacionada ao valor mínimo de cada portadora (SS-PWM).

Quando ocorre uma mudança no comando α_{CM_k} de referência, os ciclos de trabalho α_{cell_i} de cada célula se alteram por meio de um processo de amostragem com um atraso em cascata, conforme mostrado na Figura 5.4. O verdadeiro ciclo de trabalho resultante $\alpha_{CM_{EQk}}$ é então diferente do α_{CM_k} necessário durante esse transitório, e a tensão de saída média real V_{CM} não é rigorosamente igual a $V_{HV} \cdot \alpha_{CM}$. Isso implica que o modelo de espaço de estado de (5.11) usando α_{CM} não é estritamente representativo do comportamento real de todo o sistema controlado, mas é uma aproximação suficiente e necessária para o projeto dos controladores. As mesmas observações podem ser feitas se o ciclo de trabalho α_{CM_k} for atualizado tanto no mínimo quanto no máximo do sinal da portadora (AS-PWM).

Figura 5.5 – Estratégia SS-PWM clássica para um conversor de três células: (a) sinais de portadoras deslocadas e comando, (b) ciclo de trabalho da célula e (c) ciclo de trabalho resultante



Fonte: (Ferreira *et al.*, 2021)

Este processo de amostragem penaliza fortemente o desempenho dos controladores. Tal comportamento é muitas vezes omitido para sistemas de controle mais lentos e com bandas de passagem reduzidas, assumindo-se que o processo de amostragem do ciclo de trabalho é perfeito, ou seja, que $\alpha_{CM_EQ_k} = \alpha_{CM_k}$ a todo instante. Será mostrado que este comportamento é importante quando o controle com larga banda passante é requerido e não pode ser desconsiderado.

5.5. Modulador multi-taxas generalizado para conversores multicélulas

Deseja-se um modulador que permita mudanças dos comandos de um número qualquer das N células de um conversor c.c.-c.c. paralelo o mais rápido possível, fazendo isso sem que haja chaveamento excessivo (as chaves podem mudar de estado apenas uma vez na parcela ascendente da portadora triangular ou uma vez nessa parcela e uma outra na descendente da onda). A mudança do ciclo de trabalho deverá ocorrer de forma que a tensão de saída no conversor seja a mais próxima possível daquela exigida pelo sistema de controle empregado.

Pensando nisso, uma nova estratégia de modulação multi-taxas foi proposta. O objetivo da nova abordagem é permitir mudanças simultâneas dos comandos de todas as células a cada evento de amostragem associado aos sinais da portadora, e não apenas para o evento relacionado a uma célula específica.

5.5.1. Princípios básicos de funcionamento do modulador multi-taxas proposto

A descrição do princípio de funcionamento do algoritmo multi-taxas proposto irá considerar uma única amostragem feita em cada mínimo da portadora entrelaçada triangular. Assim, o período de amostragem é igual ao período de chaveamento multiplicado pelo número N de células, como já discutido. O princípio desse algoritmo simplificado é estudado em três passos.

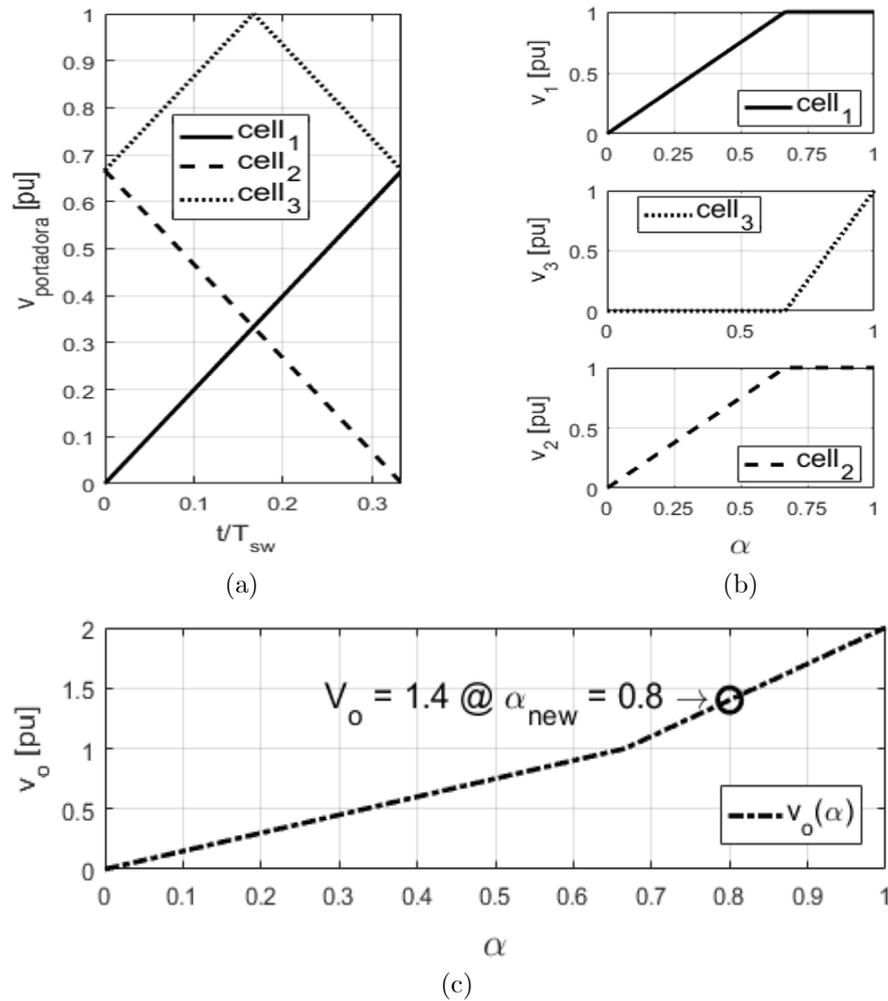
Como primeiro passo, embora se saiba que cada célula pode mudar seu estado duas vezes em um único ciclo de chaveamento (a qualquer momento, uma vez para a inclinação positiva da portadora e uma para a negativa), a primeira tarefa é verificar qual célula já passou por uma mudança de estado durante seu ciclo de modulação atual (associado ao ciclo de sua portadora). Considerando que a tensão média de saída do conversor é dada pela soma da tensão V_k^{cell} de saída de cada célula dividida por N , é possível calcular por (5.13) a tensão incremental V_o a ser sintetizada pelas células que ainda podem ser chaveadas. Uma vez que o chaveamento excessivo é indesejado, o estado das células que já comutaram não será alterado, logo a tensão equivalente $V_k^{switched}$ de suas contribuições para a tensão total de saída V_{ref} já é definida.

$$V_{ref} = \frac{1}{N} \cdot \left(\sum_{k=1}^N V_k^{cell} \right) = \frac{1}{N} \cdot \left(V_o + \sum V_k^{switched} \right) \quad (5.13)$$

Como segundo passo, para calcular os novos ciclos de trabalho a serem aplicados a cada célula, o perfil v_o de tensão disponível em função do ciclo de trabalho deve ser delineado. Da etapa anterior, sabe-se que qualquer célula que já comutou não contribuirá para a síntese desta tensão incremental. Portanto, tal perfil pode ser obtido pela combinação das possíveis contribuições de tensão v_k^{able} para qualquer comando α das células capazes de comutar, sendo $v_o(\alpha) = \sum v_k^{able}(\alpha)$. Este processo é ilustrado para um conversor c.c.-c.c. abaixador multicélulas paralelo hipotético de três células na Figura 5.6. Todas as contribuições de tensão possíveis de

cada uma das células k são apresentadas com base em sua respectiva portadora para aquele período de amostragem. O perfil v_o traçado foi obtido para uma condição hipotética em que a segunda célula já comutou no período de amostragem anterior durante seu próprio ciclo de modulação.

Figura 5.6 – Conversor paralelo de três células hipotético no qual a segunda célula já comutou: (a) portadoras em um período de amostragem; (b) possíveis contribuições de tensão de cada célula; e (c) perfil v_o disponível quando só a primeira e terceira células ainda podem comutar (no caso, $v_o = v_1 + v_3$)



Fonte: autoria própria

Embora diferentes pesos e prioridades na síntese de V_{ref} possam ser atribuídos a células específicas, como uma definição de projeto, aquelas que são capazes de chavear compartilharão o mesmo valor de ciclo de trabalho. Diante disso, para determinar o α a ser aplicado às células capazes de comutar, basta varrer o perfil $v_o(\alpha)$ partindo de $\alpha = 0$, parando no primeiro α_{new}

que permite a síntese de V_o ou, finalmente, em $\alpha = 1$ (este último caso representa a saturação das células que são capazes de mudar). Recorrendo à Figura 5.6, se um $V_o = 1,4$ arbitrário for necessário nessas condições, tem-se que $\alpha_{new} = 0,8$ seria aplicado à primeira e terceira células, mas o ciclo de trabalho da segunda célula não seria atualizado.

Como terceiro e último passo, os ciclos de trabalho individuais α_k das células serão atualizados. O valor único do ciclo de trabalho α_{new} calculado é imediatamente atribuído às células que são capazes de chavear na iteração atual do algoritmo. Quanto às demais, é imprescindível manter o valor de ciclo de trabalho previamente atribuído a elas para se evitar a ocorrência de chaveamento excessivo.

5.5.2. Implementação do algoritmo multi-taxas para amostragem simétrica

Uma vez apresentados os princípios básicos do algoritmo, é possível descrever sua implementação. Para auxiliar a compreensão do tema, será apresentada primeiramente uma versão do algoritmo aplicável para qualquer $N \geq 2$, mas apenas para amostragem simétrica. O algoritmo será dividido em quatro passos, sendo estes associados aos descritos na subseção anterior:

- Passo 0: determinação da paridade de N (executado uma única vez, na inicialização do sistema).
- Passo 1: determinação dos sinalizadores de ativação e da tensão a ser sintetizada.
- Passo 2: cômputo dos ciclos de trabalho a aplicar às células.
- Passo 3: determinação das células que terão o seu ciclo de trabalho atualizado.

5.5.2.1. Passo 0

$$isODD = N \% 2 = \begin{cases} 1, & \text{se } N \text{ é ímpar} \\ 0, & \text{se } N \text{ é par} \end{cases}$$

Embora o algoritmo proposto possa ser aplicado em um sistema com um número N qualquer de células (que podem ser referidas como braços do conversor no caso da configuração multicélulas paralela), suas variáveis internas e cálculos podem diferir dependendo da paridade de N . Portanto, é importante saber se esse valor é ímpar ou par, verificando o resto após a divisão desse parâmetro por 2.

5.5.2.2. Passo 1

$$[enable_1, \dots, enable_N, V_o] = f(isODD, posPeriod, \alpha_1^{delay}, \dots, \alpha_N^{delay}, \langle V^{t_k} \rangle_{out})$$

Nesta etapa, o algoritmo executa duas tarefas simultaneamente. Primeiro, ele verifica e armazena as informações de quais células do conversor já comutaram. Assim, um sinalizador de habilitação é criado. Se uma célula for capaz de comutar, seu sinalizador associado é definido como VERDADEIRO ($enable_k = 1$). Se uma célula já comutou, o sinalizador associado é definido como FALSO ($enable_k = 0$). Além disso, ele calcula a tensão de saída V_o a ser sintetizada a partir do conhecimento de quais e quantas células do conversor ainda podem ser comutadas.

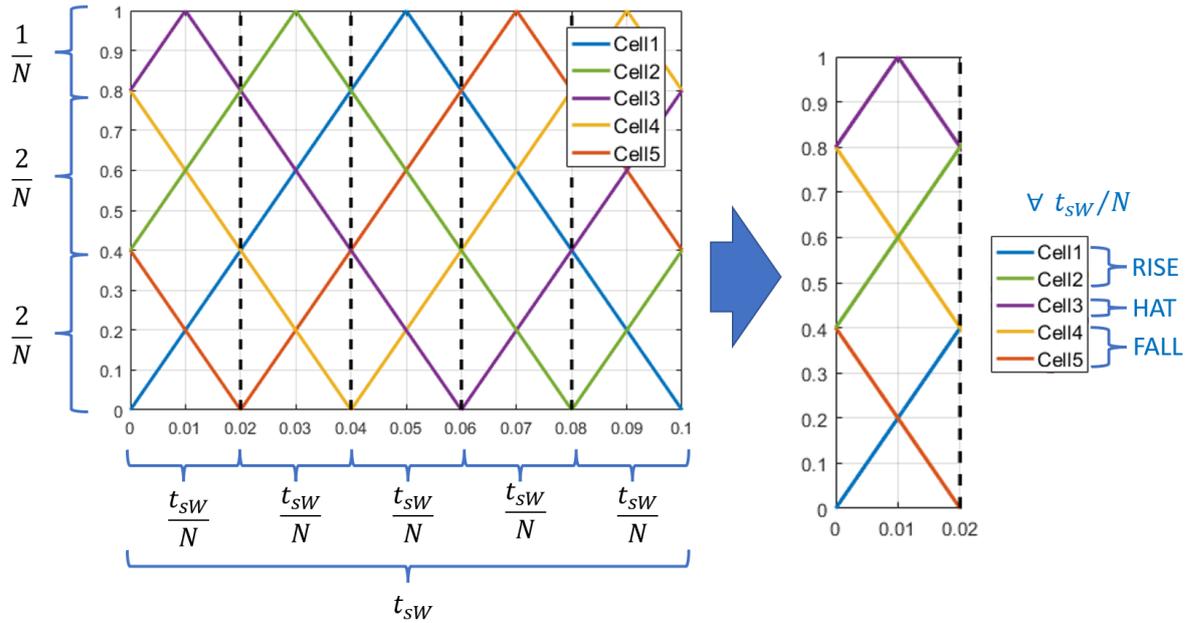
Para realizar essas tarefas, para cada período de amostragem ($t_{sample} = t_{sw}/N$), o perfil da onda portadora é dividido em N segmentos diferentes, que serão referidos como $cell_k$ (o índice k se refere a um segmento da portadora) conforme apresentado na Figura 5.7:

- Começando em $cell_1$ (relacionado à portadora que começa em zero), os primeiros $[(N + isODD)/2] - isODD$ segmentos se referem a seções da onda triangular com inclinação positiva (doravante denominada RISE). Esses segmentos possuem o tamanho $\Delta\alpha = 2/N$ (α indo de $2 \cdot (cell - 1)/N$ até $2 \cdot cell/N$).
- Terminando em $cell_N$ (relacionado à portadora que termina em zero), os últimos $[(N + isODD)/2] - isODD$ segmentos se referem a seções da onda triangular com inclinação negativa (doravante denominada FALL). Esses segmentos possuem o tamanho $\Delta\alpha = 2/N$ (α indo de $2 \cdot (N - cell - 1)/N$ até $2 \cdot (N - cell)/N$).
- Para um N ímpar, existe uma seção central $cell_{(N+isODD)/2}$ (doravante denominada HAT). Este segmento possui o tamanho $\Delta\alpha = 1/N$ (α indo de $(N - 1)/N$ com inclinação positiva para $(N - 1)/N$ com inclinação negativa).

Para cada período de amostragem, o algoritmo considera todos os possíveis segmentos de portadora de todas as células. Depois de estudar sequencialmente cada uma das células, os sinais $enable_k$ (cujo índice k é o mesmo da célula) e a tensão V_o são inerentemente determinados. O algoritmo, então, verifica o ciclo de trabalho anterior de todas as células. Como $cell_k$ faz referência a um segmento da onda portadora e não a uma célula do conversor, o algoritmo primeiro traduz as informações que possui dos ciclos de trabalho anteriores. Para fazer isso, ele distribui as entradas α_K^{delay} (o índice K faz referência a uma célula específica do conversor) para variáveis internas chamadas α_k (o índice k é o mesmo de $cell$) de tal forma que elas

armazenem a informação do ciclo de trabalho anterior em relação a um $cell_k$ específico. Ressalta-se que a informação sobre qual célula física do conversor (braço) está atualmente em $cell_1$ e assim por diante é fornecida pela entrada $posPeriod$.

Figura 5.7 – Exemplo de formas de onda das portadoras para um conversor paralelo a cinco células



Fonte: autoria própria

Com uma tensão de saída desejada inicial de $V_o = N \cdot \langle V^{t_k} \rangle_{out}$, o processo do algoritmo para cada uma dessas seções pode ser caracterizado como:

1. Células no início de uma nova inclinação de uma onda triangular (primeira célula em RISE e FALL):
 - Para qualquer número N , uma célula do conversor é sempre reabilitada a chavear a cada inversão de inclinação da onda portadora. Assim, para $cell_1$ e $cell_{1+(N+isODD)/2} = cell_{C_F}$, o algoritmo define os sinais de ativação associados, respectivamente, $enable_1 = 1$ e $enable_{1+(N+isODD)/2} = 1$.
 - Para um N ímpar, é possível que a célula do conversor já tenha comutado em HAT da onda portadora. Assim, para a primeira célula de FALL, também é necessário verificar se a célula associada mudou de estado durante o último ciclo. Se o ciclo de trabalho anterior para aquela célula for igual ou maior do que o menor α disponível

atual para a célula, um chaveamento ocorreu anteriormente durante HAT. Em suma, se $\alpha_{1+(N+isODD)/2} \geq (N-1)/N$ for verdadeiro, $enable_{1+(N+isODD)/2} = 0$ e a atual contribuição $\langle V^{t_{k-1}} \rangle_{cell_{1+(N+isODD)/2}}$ daquela célula para a tensão de saída é subtraída de V_o . Devido à comutação em HAT, esta é conhecida e igual a uma vez a tensão de barramento c.c., logo $V_o = V_o^{current} - 1$.

2. Células em RISE ou HAT:

- Para células em RISE que não são $cell_1$ ou em HAT (quando existe), se o ciclo de trabalho anterior for menor do que o menor α atual para aquela célula (sendo este o valor inicial do segmento da portadora), um chaveamento ocorreu em algum momento anterior. Em suma, se $1 < cell \leq (N + isODD)/2$, se $\alpha_k < 2 \cdot (cell - 1)/N$ for verdadeiro, $enable_k = 0$ e as contribuições $\langle V^{t_{k-1}} \rangle_{cell_k}$ para a tensão de saída são subtraídas de V_o . Devido à comutação em RISE, essas contribuições são conhecidas e iguais a zero, então $V_o = V_o^{current}$. Caso contrário, $enable_k = 1$.

3. Células em FALL:

- Para células em FALL que não são $cell_{1+(N+isODD)/2} = cell_{C_F}$, se o ciclo de trabalho anterior for igual ou maior do que o maior α atual para essa célula (valor inicial do segmento da operadora), ocorreu um chaveamento em algum momento anterior. Em suma, se $1 + (N + isODD)/2 < cell \leq N$ for verdadeiro, $enable_k = 0$ e as contribuições $\langle V^{t_{k-1}} \rangle_{cell_k}$ para a tensão de saída são subtraídas de V_o . Devido à comutação em FALL, esses valores são conhecidos e iguais a uma vez a tensão do barramento c.c., logo $V_o = V_o^{current} - 1$. Caso contrário, $enable_k = 1$.

5.5.2.3. Passo 2

$$[\alpha_{out}, \alpha_{out}^{max}] = f(isODD, enable_1, \dots, enable_N, V_o)$$

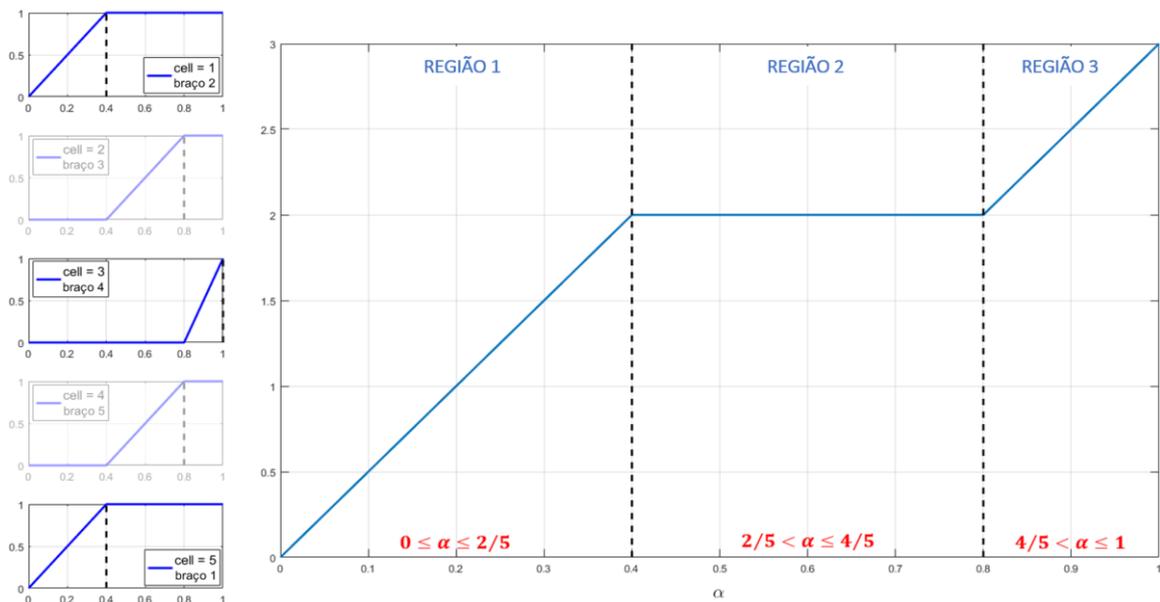
Como escolha de projeto, as células do conversor que podem comutar compartilharão o mesmo valor de ciclo de trabalho. Para calcular os ciclos de trabalho a serem aplicados, o perfil de tensão de saída disponível $v_o(\alpha)$ é delineado incrementalmente. Isso é possível dividindo e analisando a curva associada em $(N + isODD)/2$ regiões. Essas regiões serão denotadas por números em ordem crescente, começando em 1 (primeira região).

As primeiras regiões $[(N + isODD)/2] - isODD$ são definidas por intervalos α incrementais

com comprimentos de $2/N$, começando em $\alpha = 0$. Para um N ímpar, uma última região extra é definida pelo intervalo $(N - 1)/N < \alpha \leq 1$ (portanto, com um comprimento de $1/N$). Duas células do conversor podem influenciar a saída de tensão em cada uma dessas regiões R : aquela associada com $cell_R$ (RISE) e seu complemento de $N - cell_{N+1-R}$. Isso é válido para qualquer $N \geq 2$, embora quando N é ímpar, a última região é influenciada apenas por uma célula do conversor associada à $cell_{(N+1)/2}$ (HAT).

No caso de uma célula do conversor já ter chaveado, sua contribuição para a tensão total de saída desejada já está determinada. Isso foi levado em consideração na etapa anterior ao calcular a tensão V_o de saída a ser sintetizada com as células do conversor que podem comutar. Logo, quaisquer células que já tenham chaveado não contribuirão para a síntese de V_o . Assim, o perfil da Figura 5.8 pode ser obtido, sendo que se busca V_o dentro dessa curva. Ressalta-se que esse perfil depende do padrão das portadoras associadas às células $cell_k$ no instante de amostragem, e não do braço físico do conversor cuja portadora inicia um ciclo de chaveamento.

Figura 5.8 – $v_o(\alpha)$ para uma situação em que só as células ímpares podem comutar e $posPeriod = 2$



Fonte: autoria própria

Ao varrer todas as regiões (incrementalmente, uma de cada vez), o algoritmo faz duas verificações importantes. Primeiro, ele determina e armazena quantas N_{ce} células do conversor em uma região específica estão aptas a chavear. Este número pode assumir um valor: a) entre 1 e 2 para a primeira região (já que pelo menos uma das células do conversor pode sempre

comutar, aquela associado à $cell_1$); b) entre 0 e 1 para a última região se N for ímpar (uma vez que apenas uma célula do conversor influencia esta região) e, também, entre 1 e 2 para a última região se N for par (uma vez que pelo menos uma célula do conversor é sempre capaz de comutar, aquela associada a $cell_{1+N/2}$; e c) entre 0 e 2 para todas as outras regiões. Em segundo lugar, o algoritmo compara o V_o desejado com a equação da curva de $v_o(\alpha)$ para cada região para determinar o ciclo de trabalho α_{out} a ser aplicado a todas as chaves habilitadas a comutar.

Estas são, em essência, equações de linhas $v_o = m(\alpha - \alpha_{pR}) + C_{pR}$, onde m representa a inclinação e, já que há uma translação da origem do gráfico para cada região, C_{pR} representa a translação da curva para cima (eixo y) e α_{pR} representa a translação para a direita (eixo x).

Para as primeiras $[(N + isODD)/2] - isODD$ regiões:

- A inclinação $m = \Delta v_o / \Delta \alpha$ é definida pelo tamanho do intervalo do ciclo de trabalho (conhecido e de valor $\Delta \alpha = 2/N$) e pela contribuição de tensão máxima para V_o que as células habilitadas naquela região podem fornecer (uma célula pode produzir uma tensão de barramento c.c. completa em sua saída, portanto o valor dessa contribuição é $\Delta v_o = 1 \cdot N_{ce} = N_{ce}$).
- C_{pR} é igual ao valor mínimo de v_o que pode ser sintetizado com os diferentes valores de α de cada região. Isso, por sua vez, é igual à contribuição de tensão máxima acumulada para V_o que poderia ser fornecida pelas células do conversor que estão habilitadas de todas as regiões anteriores. Por esta razão, C_{pR} retém o valor acumulado do número N_{ce} de chaves habilitadas de todas as regiões anteriores. É importante notar que, para a primeira região, $C_{pR} = 0$.
- α_{pR} é igual ao valor mínimo de α que será contemplado em uma determinada região. Este, por sua vez, é igual ao valor máximo de α contemplado na região diretamente precedente. Considerando o comprimento de cada região, $\alpha_{pR} = (R - 1)(2/N)$, sendo R o número da região atual em estudo. É importante notar que, para a primeira região, $\alpha_{pR} = 0$.
- Portanto, a linha para cada região é dada por $v_o = N \cdot N_{ce} \cdot [\alpha - (R - 1)(2/N)] + C_{pR}$.

Para um N ímpar, há uma última região extra. Para esta região:

- $m = \Delta v_o / \Delta \alpha$ é definido pelo tamanho do intervalo do ciclo de trabalho $\Delta \alpha = 1/N$ e a contribuição de tensão máxima para V_o que as células habilitadas na região podem

fornecer ($\Delta v_o = 1 \cdot N_{ce} = N_{ce}$).

- C_{pR} é o valor acumulado das chaves habilitadas das regiões anteriores.
- α_{pR} é o valor máximo de α contemplado na região diretamente precedente, portanto $\alpha_{pR} = (N - 1)/N$.
- Assim, a linha para esta região é definida por $v_o = N \cdot N_{ce} \cdot [\alpha - (N - 1)/N] + C_{pR}$.

Dito isso, o algoritmo verifica cada região para ver se V_o é igual ou menor que a contribuição de tensão máxima que uma região pode fornecer para sua síntese (sendo esta a soma de Δv_o e C_{pR}). Em suma, o algoritmo verifica a validade da expressão $V_o \leq (N_{ce} + C_{pR})$ para cada região. Se essa checagem retornar verdadeira, o valor de α_{out} que produzirá o V_o desejado está contido na região que está sendo avaliada. Se isso acontecer, o algoritmo para de varrer todas as regiões e calcula α_{out} :

- Nas primeiras $[(N + isODD)/2] - isODD$ regiões, o valor do ciclo de trabalho é definido como $\alpha_{out} = 2 \cdot [V_o + N_{ce} \cdot (R - 1) - C_{pR}] / (N \cdot N_{ce})$.
- Para N ímpar, na última região extra, $\alpha_{out} = [V_o + N_{ce} \cdot (N - 1) - C_{pR}] / (N \cdot N_{ce})$.

Ressalta-se que, como sempre há pelo menos uma célula do conversor habilitada na primeira região, $V_o \leq (N_{ce} + C_{pR})$ só é verdadeiro para uma região se $N_{ce} \neq 0$. Caso contrário, a afirmação teria sido verdadeira na região anterior. Assim, se $V_o \leq (N_{ce} + C_{pR})$ for falso, o algoritmo executa as seguintes etapas:

1. O algoritmo verifica se $N_{ce} \neq 0$. Se isso for verdade, o índice da região em estudo é armazenado em uma variável auxiliar S_{at} de saturação, portanto $S_{at} = R$. Ressalta-se que, antes de iniciar o processo de varredura das regiões para aplicar o ciclo de trabalho às células habilitadas, o algoritmo inicializa S_{at} como nulo.
2. O algoritmo verifica se a região em estudo é a última região. Se esse for o caso, não é possível sintetizar o V_o desejado e ocorre saturação, logo é definido $\alpha_{out} = 1$.
3. Se ocorrer a saturação, o algoritmo faz uma verificação extra. Se S_{at} for diferente do índice da última região, isso significa que o trecho conversor associado à última região não pode comutar e não contribuirá para a síntese de V_o . Neste caso, α_{out} deve ser saturado com o valor máximo de α da última região com células ainda habilitadas (este valor máximo sendo α_{out}^{max}). Visto que α cresce em intervalos de comprimento $2/N$, para as primeiras $[(N + isODD)/2] - isODD$ regiões, $\alpha_{out}^{max} = S_{at} \cdot (2/N)$. Ressalta-se que, se

N for par e ocorrer saturação, $S_{at} = R$ é uma expressão válida, pois sempre há pelo menos um trecho conversor habilitado na última região.

4. O algoritmo prossegue para estudar a próxima região disponível.

5.5.2.4. Passo 3

$$[\alpha_1^{leg}, \dots, \alpha_N^{leg}] = f(posPeriod, \alpha_{out}, \alpha_{out}^{max}, enable_1, \dots, enable_N)$$

O algoritmo varre todas as células, verificando se as chaves do conversor associadas são capazes de comutar. Para cada célula habilitada, o algoritmo executa as seguintes etapas:

1. Atribuição do ciclo de trabalho calculado α_{out} à célula do conversor α_K^{leg} apropriada. Ressalta-se que o índice K se refere a uma célula do conversor.
2. Imposição de limites superior e inferior no ciclo de trabalho da célula sendo atualizada para $0 \leq \alpha \leq \alpha_{out}^{max}$ (saturação).

Para cada célula incapaz de comutar, o algoritmo mantém o ciclo de trabalho anterior inalterado, repetindo a atribuição daquele mesmo valor apropriado ao comando da chave. Por último, o algoritmo incrementa a variável *posPeriod* para sua próxima iteração.

5.5.3. Implementação do algoritmo multi-taxas generalizado

Uma vez já discutido o algoritmo em sua versão simplificada apenas para amostragem simétrica, é possível descrever sua implementação generalizada que também pode ser utilizada com amostragem assimétrica. O algoritmo será dividido nos mesmos quatro passos anteriores, sendo estes adaptados agora para a condição de realização de duas amostragens por ciclo da portadora:

- Passo 0: determinação dos parâmetros base a se considerar (executado uma única vez, na inicialização do sistema).
- Passo 1: determinação dos sinalizadores de ativação e da tensão a ser sintetizada.
- Passo 2: cômputo dos ciclos de trabalho a aplicar às células.
- Passo 3: determinação das células que terão o seu ciclo de trabalho atualizado.

5.5.3.1. *Passo 0*

<i>Amostragem simétrica</i>	<i>Amostragem assimétrica</i>
$\lambda_{ds} = 0$	$\lambda_{ds} = 1$
$isODD = \begin{cases} 1, & \text{se } N \text{ é ímpar} \\ 0, & \text{se } N \text{ é par} \end{cases}$	$issODD = 0$
$posPeriod_{update} = 1$	$posPeriod_{update} = 0$
$N_{subcells} = N$	$N_{subcells} = 2 \cdot N$
$C_F = 1 + \frac{(N + isODD)}{2}$	$C_F = 1 + N$
$N_{regions} = \frac{(N + isODD)}{2}$	$N_{regions} = N$

As variáveis internas dos algoritmos e seus cálculos dependem da técnica de amostragem. Um sinalizador interno λ_{ds} é definido como VERDADEIRO ($\lambda_{ds} = 1$) sempre que a técnica de amostragem assimétrica é usada e definido como FALSO ($\lambda_{ds} = 0$) sempre que a técnica de amostragem simétrica é usada. O algoritmo também atribui valores a alguns outros sinalizadores e variáveis em função de λ_{ds} (seus objetivos serão discutidos nas etapas apropriadas do algoritmo, conforme necessário). Ressalta-se que, sempre que a amostragem assimétrica é utilizada, o algoritmo trata o conversor como se possuísse um número de células N par. Isso é feito, pois o sinalizador $isODD$ é usado exclusivamente para contemplar a influência da seção HAT da portadora, seção que não existe nesse caso.

5.5.3.2. *Passo 1*

$$\begin{aligned}
 & [enable_1, \dots, enable_N, V_o] \\
 & = f(isODD, posPeriod, \alpha_1^{delay}, \dots, \alpha_N^{delay}, \langle V^{t_k} \rangle_{out}, \lambda_{ds}, C_F, posPeriod_{update}, N_{subcells})
 \end{aligned}$$

Assim como no caso de amostragem simétrica, o algoritmo traduz as informações que possui dos ciclos de trabalho α_k^{delay} anteriores para as variáveis internas α_k que armazenam as informações do comando anteriores de uma $cell_k$ específica. A informação sobre qual célula do conversor está atualmente em $cell_1$ é fornecida por $posPeriod$.

No caso da amostragem simétrica, o perfil da onda portadora é dividido em N segmentos

diferentes chamados de $cell_k$. Já no caso da amostragem assimétrica, cada um desses segmentos será dividido em dois novos subsegmentos. Assim, o algoritmo também irá particionar o perfil da onda portadora em $N_{subcells}$ subsegmentos.

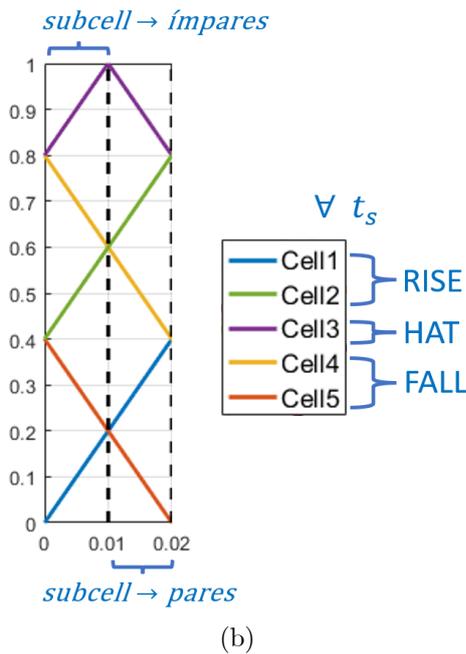
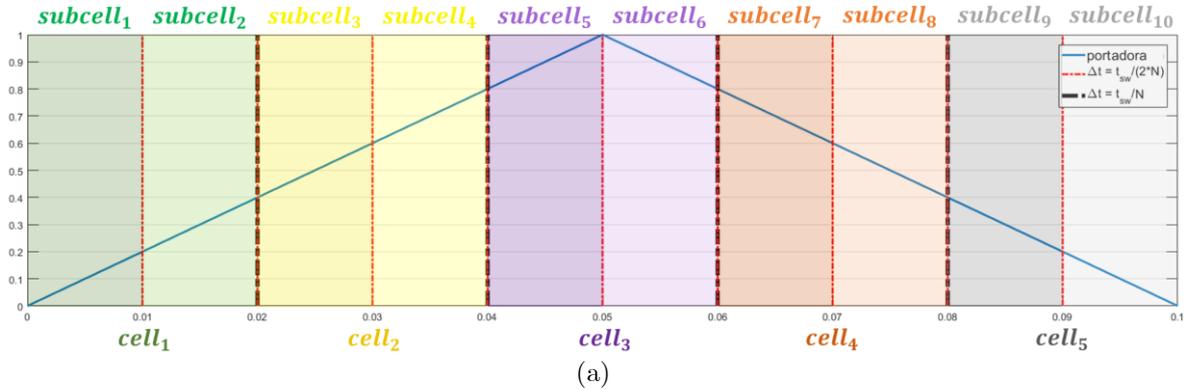
Dessa forma, para cada período de amostragem ($t_s = t_{sw}/N_{subcells}$), o perfil da onda portadora é dividido em $N_{subcells}$ subsegmentos diferentes que serão referidos como subcélulas $subcell_k$ (o índice k refere-se a um subsegmento da portadora) conforme divisão apresentada na Figura 5.9:

- Começando na $subcell_1$, os primeiros $[(N_{subcells} + isODD)/2] - isODD$ segmentos (para amostragem assimétrica, os primeiros N subsegmentos) se referem a seções da onda triangular com inclinação positiva (RISE). Esses subsegmentos são de tamanho $\Delta\alpha = (2 - \lambda_{ds})/N$ (para amostragem assimétrica, $\Delta\alpha = 1/N$).
- Terminando em $subcell_{N_{subcells}}$, os últimos $[(N_{subcells} + isODD)/2] - isODD$ subsegmentos se referem a seções de portadora com inclinação negativa (FALL). Esses subsegmentos são de tamanho $\Delta\alpha = (2 - \lambda_{ds})/N$.
- Ressalta-se que, assim como para um N par na técnica de amostragem simétrica, a seção HAT da portadora não existe para a técnica de amostragem assimétrica em nenhuma condição.

Embora o número de subcélulas aumente ao usar a amostragem assimétrica, o número real de células do conversor não aumenta. Assim, para qualquer instante de amostragem, as ondas portadoras apresentam N configurações diferentes, e não $N_{subcells}$. Portanto, tem-se que em um período de amostragem específico, o perfil da portadora será representado por todos as subcélulas ímpares. Já no próximo período de amostragem, ele será representado por todos as subcélulas pares.

Para determinar $enable_k$ e V_o , o algoritmo faz N comparações (ele estudará cada $cell_k$, pois ainda deve verificar o ciclo de trabalho anterior em relação aos trechos do conversor devidamente associados a eles). Ao usar uma técnica de amostragem assimétrica, o algoritmo precisa saber se deve verificar o subsegmento par ou ímpar de cada $cell_k$. Isso é feito por meio da variável booleana $posPeriod_{update}$. O algoritmo sempre verifica as subcélulas ímpares para $posPeriod_{update} = 0$ em uma de suas iterações e as subcélulas pares para $posPeriod_{update} = 1$ em uma iteração subsequente.

Figura 5.9 – Formas de onda das portadoras de um conversor a cinco células hipotético: (a) divisão de uma única portadora em segmentos $cell_k$ e subsegmentos $subcell_k$ e (b) portadoras de um segmento



Fonte: autoria própria

Com uma tensão de saída desejada inicial de $V_o = N \cdot \langle V^{tk} \rangle_{out}$, o processo do algoritmo para cada uma dessas subcélulas pode ser caracterizado como se segue (ressalta-se que, assim como para o caso de amostragem simétrica, $enable_k = 0$ sempre que a célula não puder ser comutada e $enable_k = 1$ sempre que ela estiver apta a chavear):

1. Subcélulas em uma nova inclinação da portadora (primeira célula em RISE e FALL):
 - Uma célula do conversor é sempre reabilitada para comutar a cada inversão de inclinação da onda portadora. Esse ato de “limpar para habilitar” sempre ocorre para duas subcélulas: $subcell_1$ e $subcell_{C_F}$ (para amostragem assimétrica, $subcell_{1+N}$). Ao correlacionar essas subcélulas com suas células apropriadas, o algoritmo define

os sinais de ativação associados como $enable_k = 1$.

2. Subcélulas em RISE:

- Para subcélulas em RISE que não são $subcell_1$, se o ciclo de trabalho anterior for menor do que o menor α atual para aquela subcélula (valor inicial do subsegmento da portadora), um chaveamento ocorreu em algum momento anterior. Em suma, para $1 < subcell < C_F$, se $\alpha_k < [(2 - \lambda_{ds}) \cdot (subcell - 1)]/N$ for verdadeiro, tem-se $enable_k = 0$ (correlacionando essas subcélulas com suas células apropriadas) e é necessário subtrair as contribuições $\langle V^{tk-1} \rangle_{cell_k}$ para a tensão de saída de V_o . Devido à comutação em RISE, essas contribuições são conhecidas e possuem valor nulo, logo $V_o = V_o^{current}$. Caso contrário, $enable_k = 1$.

3. Subcélulas em FALL:

- Para subcélulas em FALL que não são $subcell_{C_F}$, se o ciclo de trabalho anterior for igual ou maior que o maior α atual para aquela subcélula (sendo este o valor inicial do subsegmento da portadora), um chaveamento ocorreu algum tempo antes. Em suma, para $C_F < cell \leq N_{subcells}$, se $\alpha_k \geq [(2 - \lambda_{ds}) \cdot (N - subcell + 1)]/N$ é verdadeiro, $enable_k = 0$ (correlacionando essas subcélulas com suas células apropriadas) e é necessário subtrair as contribuições $\langle V^{tk-1} \rangle_{cell_k}$ para a tensão de saída de V_o . Devido à comutação em FALL, esses valores são conhecidos e iguais a uma vez a tensão do barramento c.c., logo $V_o = V_o^{current} - 1$. Caso contrário, $enable_k = 1$.

5.5.3.3. Passo 2

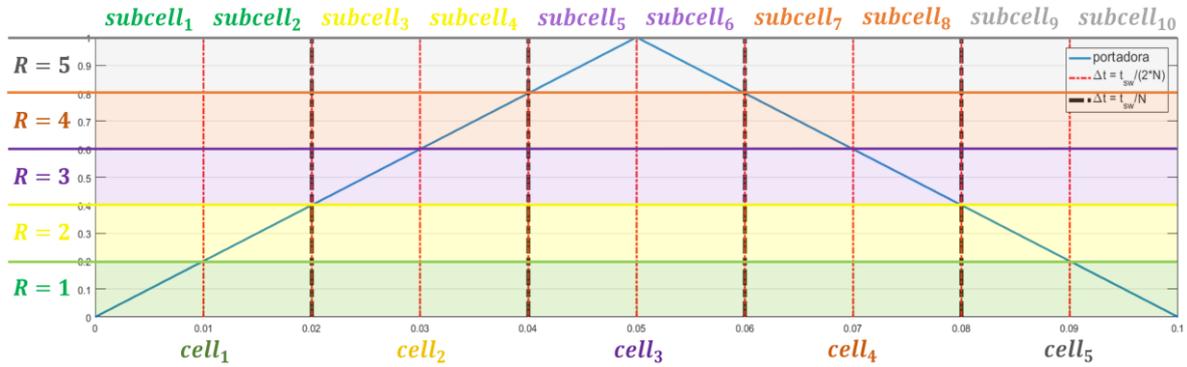
$$[\alpha_{out}, \alpha_{out}^{max}] = f(isODD, enable_1, \dots, enable_N, V_o, \lambda_{ds})$$

No caso de uma célula do conversor já ter chaveado, sua contribuição para a tensão total de saída já está determinada. Isso foi levado em consideração ao calcular a tensão de saída V_o a ser sintetizada com as células do conversor que ainda podem comutar. Assim, quaisquer células que já tenham comutado contribuirão com tensão nula para a síntese de V_o . Como definição de projeto, todas as células do conversor (cada uma associada a um único $cell_k$) que podem ter seus comandos atualizados compartilharão o mesmo valor do ciclo de trabalho.

Para calcular os ciclos de trabalho a serem aplicados, o perfil de tensão de saída disponível $v_o(\alpha)$ é delineado incrementalmente. Isso é possível dividindo e analisando a curva associada

em $N_{regions}$ regiões. Ao usar a amostragem assimétrica, existem $(N_{subcells} + isODD)/2 = N$ regiões. Além disso, essas regiões são denotadas por números em ordem crescente começando em 1 (primeira região) e são definidas por intervalos incrementais de α com comprimentos de $2/N_{subcells}$ (para amostragem assimétrica, $1/N$), começando em $\alpha = 0$. Isso é exemplificado na Figura 5.10.

Figura 5.10 – Definição das regiões R referentes às portadoras



Fonte: autoria própria

Ao varrer todas as regiões $N_{regions}$ (incrementalmente, uma de cada vez), o algoritmo faz duas verificações. Primeiro, ele determina e armazena quantas N_{ce} células do conversor em uma região específica estão aptas a comutar. Ressalta-se que cada região é influenciada por duas células diferentes: uma associada a uma subcélula ímpar e outra a uma par. Portanto, o algoritmo deve verificar qual célula é capaz de influenciar V_o para determinar N_{ce} :

- Para qualquer região R , há uma variável auxiliar $\rho = (R - 1)/(1 + \lambda_{ds})$, com $\rho \in \mathbb{Z}$.
- Se o número da região R em estudo for ímpar:
 - Se $posPeriod_{update} = 0$, as subcélulas ímpares são as que estão sendo estudadas, portanto, apenas $cell_{1+\rho}$ influenciará aquela região R . Se $cell_{1+\rho}$ estiver habilitado, $N_{ce} = 1$. Caso contrário, $N_{ce} = 0$.
 - Se $posPeriod_{update} = 1$, as subcélulas pares são as que estão sendo estudadas, portanto, apenas $cell_{N-\rho}$ influenciará aquela região R . Se $cell_{N-\rho}$ estiver habilitado, $N_{ce} = 1$. Caso contrário, $N_{ce} = 0$.
- Se o número da região R em estudo for par:
 - Se $posPeriod_{update} = 0$, as subcélulas ímpares são as que estão sendo estudadas,

portanto, apenas $cell_{N-\rho}$ influenciará aquela região R . Se $cell_{N-\rho}$ estiver habilitado, $N_{ce} = 1$. Caso contrário, $N_{ce} = 0$.

- Se $posPeriod_{update} = 1$, as subcélulas pares são as que estão sendo estudadas, portanto, apenas $cell_{1+\rho}$ influenciará aquela região R . Se $cell_{1+\rho}$ estiver habilitado, $N_{ce} = 1$. Caso contrário, $N_{ce} = 0$.

Em segundo lugar, o algoritmo compara o V_o desejado com a equação da curva de $v_o(\alpha)$ para cada região, o que o possibilita determinar o ciclo de trabalho α_{out} a ser aplicado a todas as chaves habilitadas. Estas são, em essência, equações lineares $v_o = m(\alpha - \alpha_{pR}) + C_{pR}$, onde m representa a inclinação e, uma vez que há uma translação da origem do gráfico para cada região, C_{pR} representa a translação da curva para cima (eixo y) e α_{pR} representa a curva translação para a direita (eixo x). Para todas as regiões $N_{regions}$:

- A inclinação $m = \Delta v_o / \Delta \alpha$ é definida pelo tamanho do intervalo do ciclo de trabalho ($\Delta \alpha = (2 - \lambda_{ds}) / N$) e a contribuição para a tensão máxima V_o que as células habilitadas naquela região podem fornecer (uma célula pode produzir uma tensão de barramento c.c. completa em sua saída, portanto, essa contribuição é $\Delta v_o = 1 \cdot N_{ce} = N_{ce}$).
- C_{pR} é igual ao valor mínimo de v_o que pode ser sintetizado com os diferentes valores de α de cada região. Isso, por sua vez, é igual à contribuição de tensão máxima acumulada para V_o que poderia ser fornecida pelas células do conversor que estão habilitadas de todas as regiões anteriores. Por esta razão, C_{pR} retém o valor acumulado do número N_{ce} de chaves habilitadas de todas as regiões anteriores. É importante notar que, para a primeira região, $C_{pR} = 0$.
- α_{pR} é igual ao valor mínimo de α que será contemplado em uma determinada região. Este, por sua vez, é igual ao valor máximo de α contemplado na região diretamente precedente. Considerando o comprimento de cada região, $\alpha_{pR} = (R - 1) \cdot (2 - \lambda_{ds}) / N$, sendo R o número da região atual em estudo. É importante notar que, para a primeira região, $\alpha_{pR} = 0$.
- A linha por região é $v_o = [(N \cdot N_{ce}) / (2 - \lambda_{ds})] \cdot [\alpha - (R - 1) \cdot (2 - \lambda_{ds}) / N] + C_{pR}$.

Dito isso, o algoritmo verifica cada região para ver se V_o é igual ou menor que a contribuição de tensão máxima que uma região pode fornecer para sua síntese (sendo esta a soma de Δv_o e C_{pR}). Em suma, o algoritmo verifica a validade da expressão $V_o \leq (N_{ce} + C_{pR})$ para cada região.

Se $V_o \leq (N_{ce} + C_{pR})$ for verdadeiro, o valor de α_{out} que produzirá o V_o desejado está contido na região que está sendo avaliada. Nesse caso, o algoritmo para de varrer todas as regiões e calcula α_{out} . Para todas as regiões, $\alpha_{out} = [V_o + N_{ce} \cdot (R - 1) - C_{pR}] \cdot [(2 - \lambda_{ds}) / (N \cdot N_{ce})]$.

Se $V_o \leq (N_{ce} + C_{pR})$ for falso, o algoritmo executa as seguintes etapas:

1. O algoritmo verifica se $N_{ce} \neq 0$. Se isso for verdade, o índice da região em estudo é armazenado em uma variável auxiliar S_{at} de saturação, portanto $S_{at} = R$. Ressalta-se que, antes de iniciar o processo de varredura das regiões para aplicar o ciclo de trabalho às células habilitadas, o algoritmo inicializa S_{at} como nulo.
2. O algoritmo verifica se a região em estudo é a última região. Se esse for o caso, isso significa que não é possível sintetizar o V_o desejado e ocorre saturação, logo é definido $\alpha_{out} = 1$.
3. Se ocorrer a saturação, o algoritmo faz uma verificação extra. Se S_{at} for diferente do índice da última região, isso significa que o trecho conversor associado à última região não pode comutar e não contribuirá para a síntese de V_o . Neste caso, α_{out} deve ser saturado com o valor máximo de α da última região com células ainda habilitadas (este valor máximo sendo α_{out}^{max}). Visto que α cresce em intervalos de comprimento $(2 - \lambda_{ds})/N$, para todas as regiões, $\alpha_{out}^{max} = S_{at} \cdot [(2 - \lambda_{ds})/N]$.
4. O algoritmo prossegue para estudar a próxima região disponível.

5.5.3.4. Passo 3

$$[\alpha_1^{leg}, \dots, \alpha_N^{leg}] = f(posPeriod, \alpha_{out}, \alpha_{out}^{max}, enable_1, \dots, enable_N)$$

O algoritmo varre todas as células, verificando quais são capazes de chavear. Para cada célula habilitada, o algoritmo executa as seguintes etapas:

1. Atribuição do ciclo de trabalho calculado α_{out} à célula do conversor α_K^{leg} apropriada. Ressalta-se que o índice K se refere a uma célula do conversor.
2. Imposição de limites superior e inferior no ciclo de trabalho da célula sendo atualizada para $0 \leq \alpha \leq \alpha_{out}^{max}$ (saturação).

Para cada célula incapaz de comutar, o algoritmo mantém o ciclo de trabalho anterior inalterado, repetindo a atribuição daquele mesmo valor apropriado ao comando da chave. Por

último, o algoritmo incrementa as variáveis $posPeriod$ e $posPeriod_{update}$ para sua próxima iteração, sendo que:

1. Se $\lambda_{ds} = 0$ (amostragem simétrica):
 - $posPeriod_{update}$ é mantido inalterado.
 - $posPeriod$ é incrementado no final de cada iteração do algoritmo.
2. Se $\lambda_{ds} = 1$ (amostragem assimétrica):
 - $posPeriod_{update}$ tem seu valor lógico invertido ao final de cada iteração do algoritmo.
 - $posPeriod$ é incrementado no final da iteração do algoritmo a cada dois outros tempos de amostragem t_s (condição encontrada sempre que $posPeriod_{update} = 1$ no início da iteração do algoritmo).

Ressalta-se que, se a técnica de amostragem simétrica estiver sendo utilizada, o algoritmo generalizado converge naturalmente para a versão simplificada que foi descrita na subseção anterior.

5.5.4. Fluxograma representativo do algoritmo multi-taxas generalizado

Uma representação do algoritmo multi-taxas generalizado proposto na forma de um fluxograma pode ser encontrada no Apêndice A.

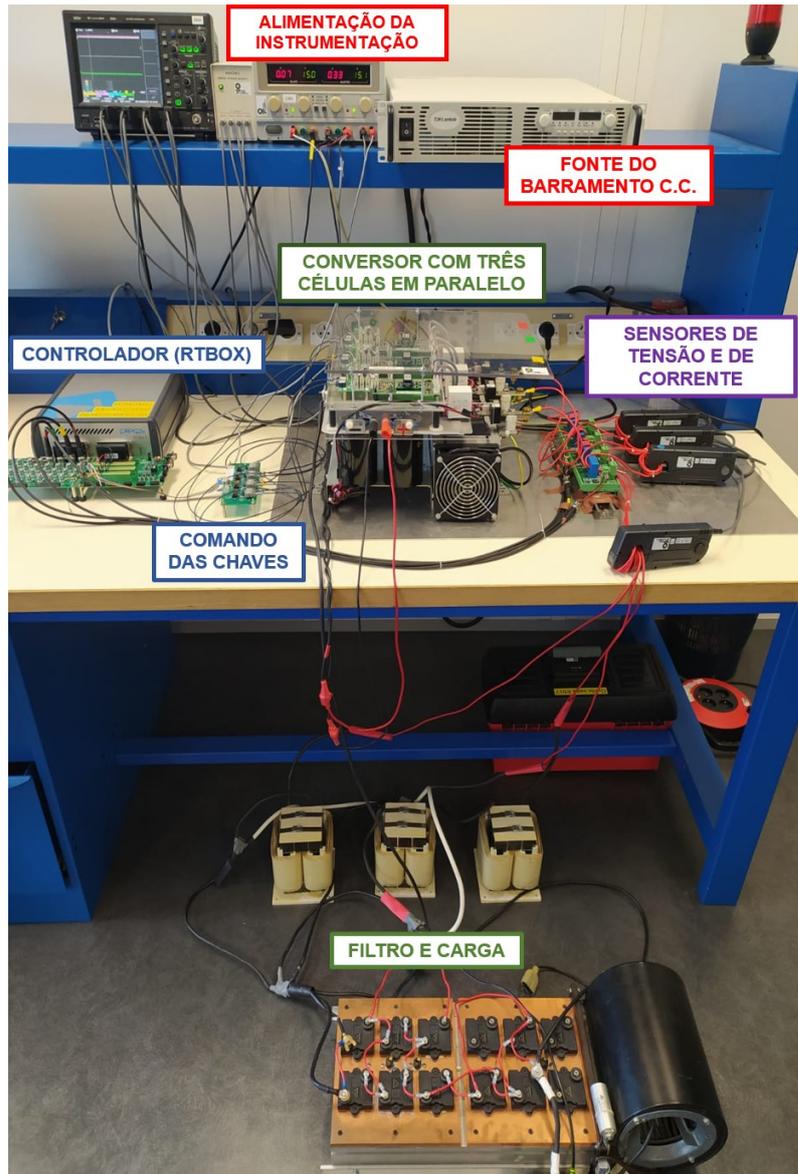
5.6. Resultados de simulação e experimentais do conversor c.c.-c.c.

Visando o objetivo de determinar a resposta mais rápida obtida em operações em malha fechada usando os moduladores SS-PWM e AS-PWM clássicos e compará-las com as registradas com os moduladores MSS-PWM e MAS-PWM propostos, testes de simulação e em uma bancada experimental foram realizados. No caso, serão estudados os parâmetros de resposta dinâmica no domínio do tempo de um conversor c.c.-c.c. multicélulas paralelo a três células em malha aberta e fechada. Apesar disso, devido a dualidade dos conversores multicélulas série e paralelo, sabe-se que o modulador multi-taxas é diretamente aplicável à conversores em série.

5.6.1. Bancada experimental de testes: conversor c.c. paralelo com três células

O protótipo experimental utilizado em todos os testes é representado na Figura 5.11.

Figura 5.11 – Bancada experimental: conversor c.c.-c.c. abaixador a três células em paralelo



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

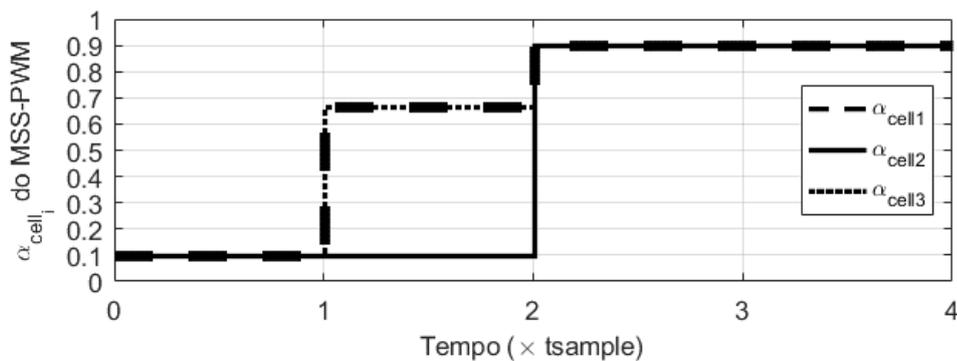
A configuração experimental é constituída por um conversor c.c.-c.c. abaixador a três células em paralelo, mesma estrutura da Figura 5.2 com $n_p = 3$ e $n_s = 1$. IGBTs Fuji Electric 2MBI300VB060 são usados e o sistema é controlado por um PLECS RT Box com um tempo

morto de $1\mu\text{s}$. Cada portadora individual tem uma frequência de $f_{sw} = 20\text{kHz}$, portanto, o período de amostragem é de $t'_{sample} = 16,6\mu\text{s}$ para os casos amostrados simetricamente e de $t''_{sample} = 8,3\mu\text{s}$ para os casos amostrados assimetricamente. A tensão nominal do barramento c.c. de $V_{HV} = 100\text{V}$ é imposta por uma fonte de tensão externa. Já a corrente nominal é de $I_{LV} = 20\text{A}$, sendo que o filtro LC empregado possui os parâmetros $L_{LV} = 650\mu\text{H}$ e $C_{LV} = 2,5\mu\text{F}$.

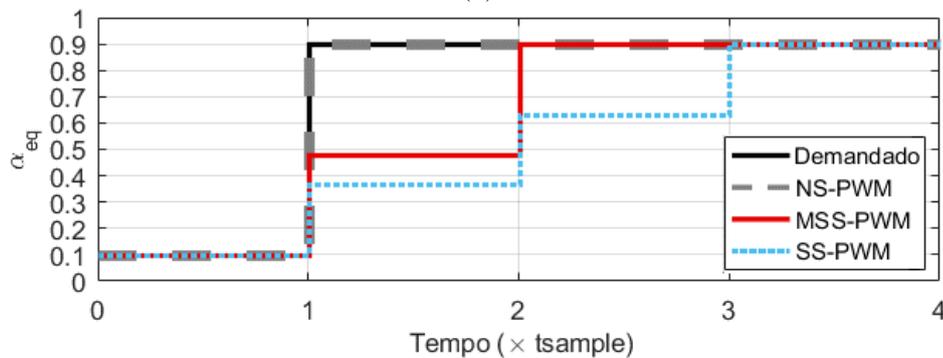
5.6.2. Resultados experimentais: sistema operado em malha aberta

Primeiramente, é feito um estudo de malha aberta. Para isso, é importante verificar o valor α_{eq} médio de todos os α_{cell_i} individuais das células, o qual é o ciclo de trabalho equivalente médio α_{eq} percebido pelo conversor. A Figura 5.12 mostra o α_{eq} para o SS-PWM clássico, o MSS-PWM proposto e, para comparação com a resposta mais rápida possível, para o NS-PWM.

Figura 5.12 – Resultados experimentais em malha aberta e amostragem simétrica: (a) α_{cell_i} com o algoritmo MSS-PWM e (b) comparação entre α_{eq} determinado através do NS-PWM, SS-PWM e MSS-PWM durante uma etapa de referência



(a)



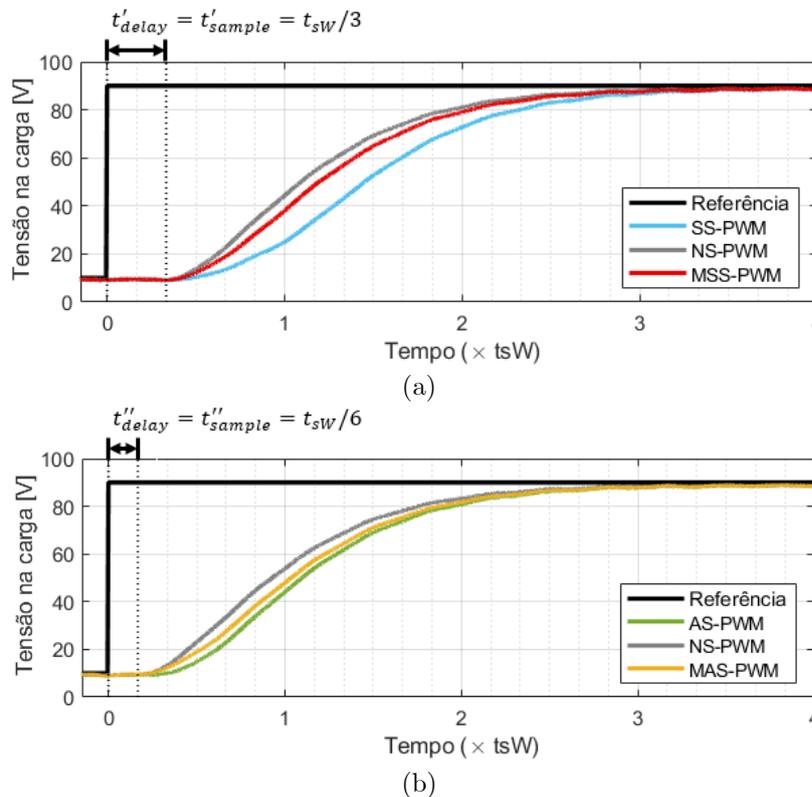
(b)

Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

Ao atualizar os ciclos de trabalho em conversores multicélulas evitando o chaveamento excessivo, observa-se um atraso de tempo entre os ciclos de trabalho equivalentes demandado (visto como um valor de referência a ser seguido) e os que são efetivamente repassados às células para a síntese de tensão. Isso se deve à restrição de que cada célula pode comutar apenas em um determinado tempo adequado. Conforme mostrado na Figura 5.12, durante o teste com variação em degrau da referência, o MSS-PWM possibilita que α_{eq} atinja o nível desejado final um tempo de amostragem inteiro mais cedo (ou seja, duas vezes mais rápido) do que com a abordagem SS-PWM clássica. Verifica-se, portanto, uma redução do atraso de modulação com o uso do modulador multi-taxas.

A Figura 5.13 mostra a comparação da tensão na carga do NS-PWM, SS-PWM, AS-PWM, MSS-PWM e MAS-PWM para a resistência de carga nominal ($r_{Load} = 5 \Omega$) em operação em malha aberta. Os atrasos de tempo computacionais inerentes (t_{delay}) entre o cálculo do ciclo de trabalho e a saída dos comandos são destacados no gráfico para cada estratégia testada.

Figura 5.13 – Resultados experimentais (tempo de resposta) do conversor paralelo de três células em malha aberta com carga nominal: tensões medidas na carga $r_{Load} = 5 \Omega$ com (a) o SS-PWM, NS-PWM e MSS-PWM e (b) o AS-PWM, NS-PWM e MAS-PWM



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

Quando o sistema é submetido a uma alteração na referência de tensão a ser sintetizada na saída, verifica-se que o NS-PWM é o modulador que permite a resposta mais rápida, atualizando imediatamente o ciclo de trabalho de todas as células do conversor independentemente da ocorrência de chaveamento excessivo. Dado que a ocorrência desses pulsos extras tem potencial para ser um problema (como mencionado, pode aumentar as perdas e causar problemas de interferência eletromagnética), é desejável que este comportamento seja evitado.

O SS-PWM e o AS-PWM clássicos evitam a ocorrência de chaveamento excessivo, permitindo a atualização de cada ciclo de trabalho da célula apenas uma vez por período da portadora. Já os MSS-PWM e MAS-PWM propostos são um meio termo entre o modulador natural e os senoidais clássicos. Isso, pois ele determina quais células já chavearam durante o ciclo da portadora atual e evita que seus ciclos de trabalho se alterem (impedindo o chaveamento excessivo), mas permite a atualização imediata de todos os ciclos de trabalho das outras células. Assim, o modulador multi-taxas proposto é capaz de apresentar respostas mais rápidas do que os clássicos SS-PWM e AS-PWM conforme observado nas curvas apresentadas na Figura 5.13.

Posto isso, todas as tensões da Figura 5.13 sintetizadas nos terminais da carga apresentam erro em regime permanente. Assim, embora as vantagens do modulador proposto possam ser vistas em malha aberta, um estudo dessa resposta em malha fechada se faz necessário.

5.6.3. Resultados experimentais: sistema operado em malha fechada

Os ganhos de realimentação de estados são calculados escolhendo um intervalo de tempo especificado para o primeiro valor de pico t_{peak} da tensão de saída de malha fechada com um fator de amortecimento $\xi = 0,7$ para garantir um sobressinal de tensão correspondente inferior a 5%. Uma abordagem de ajuste de ganhos iterativa a partir de simulações numéricas no MATLAB® e no PLECS® é assumida para se encontrar a resposta mais rápida de acordo com as limitações do ciclo de trabalho (não é permitida a sua saturação).

Partindo de um valor inicial baixo, o sistema é simulado frente a um degrau de 10% a 90% da tensão nominal de forma iterativa, incrementando-se lentamente o valor de t_{peak} de um valor inicial reduzido até que seja encontrada a primeira resposta para a qual o ciclo de trabalho α_{CM} é menor que um, o que significa que o controle não satura. Essa resposta é, então,

considerada a melhor possível para a situação em análise e, portanto, os ganhos de controle por realimentação de estados associados a ela são os escolhidos para uso nos testes experimentais. A Tabela 5.1 mostra os ganhos de malha fechada calculados para a carga de resistência de carga nominal para os quatro moduladores testados.

Tabela 5.1 – Ganhos de malha fechada para cada um dos moduladores testados experimentalmente

MODULADOR	K_L	K_f	K_i
SS-PWM	0,0527	-0,0080	-123,4379
AS-PWM	0,1778	-0,0114	-619,7231
MSS-PWM	0,1049	-0,0039	-469,0183
MAS-PWM	0,2033	-0,0074	-924,3017

Fonte: (Ferreira *et al.*, 2021)

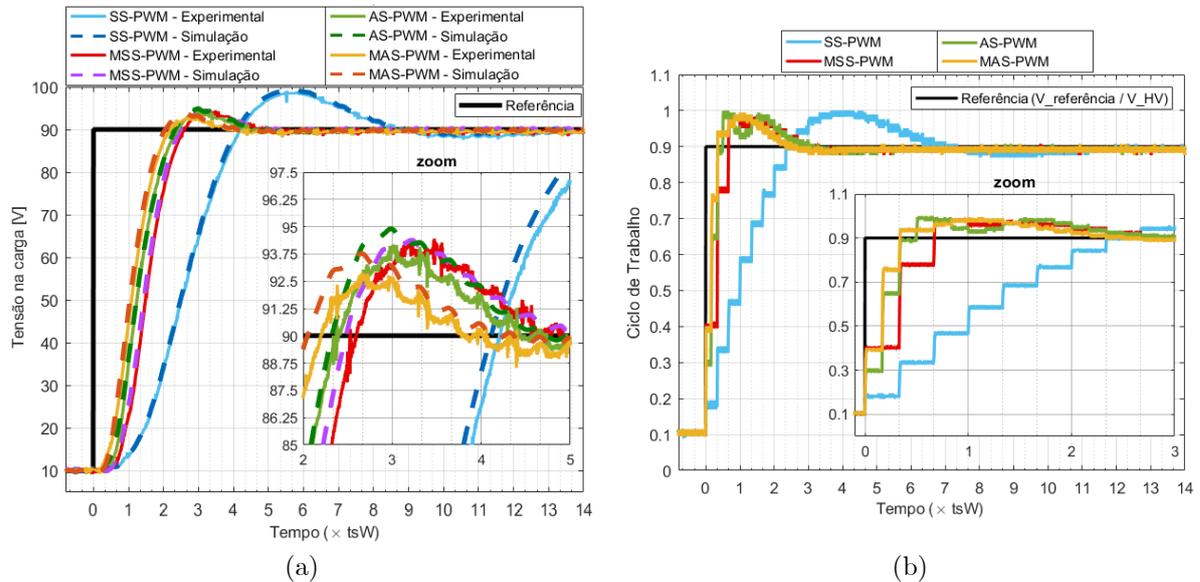
Realizar o controle extremamente rápido é um desafio devido aos atrasos de tempo inerentes aos cálculos do ciclo de trabalho e às conversões analógicas para digitais das medições. Usar as grandezas medidas no controle levou a um comportamento instável, pois o atraso computacional de uma amostra é significativo e impactante em um sistema cuja resposta ocorre em intervalos de tempo da ordem de poucas dezenas ou até mesmo unidades de tempos de amostragem. Para contornar este problema e validar o modulador proposto, um estimador de espaço de estados (Kuo, 1991) baseado em (5.11) foi implementado para estimar a tensão e a corrente de saída para que esses valores fossem repassado para o controlador ao invés dos medidos. Ressalta-se, no entanto, que os resultados experimentais que serão apresentados são provenientes de medidas efetivamente realizadas da tensão de saída com o auxílio de osciloscópios e outros instrumentos de medição adequados.

Os ciclos de trabalho do conversor são calculados pelo controle, usando o estimador e o modulador. O processador do RT Box faz isso dentro do período de cálculo disponível de $16,6\mu\text{s}$ para amostragem simétrica e $8,3\mu\text{s}$ para amostragem assimétrica. Para completar um ciclo de processamento, leva-se um tempo total de $1,1\mu\text{s}$ para a estratégia multi-taxas (MSS-PWM e MAS-PWM) e $0,62\mu\text{s}$ para a clássica (SS-PWM e AS-PWM). Para o pior cenário, que é o de amostragem assimétrica, isso significa 13,3% e 7,5% de uso do processador, respectivamente.

A Figura 5.14 mostra a comparação do SS-PWM, AS-PWM, MSS-PWM e MAS-PWM

para resistência de carga nominal ($r_{Load} = 5 \Omega$) em operação em malha fechada. São comparadas nas figuras as respostas de simulação e experimentais para referência.

Figura 5.14 – Resultados experimentais e simulados em malha fechada do conversor paralelo de três células operado com os quatro moduladores em teste: (a) tensão na carga e (b) ciclo de trabalho α_{eq}



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

A partir da Figura 5.14(a), para ambas as estratégias de amostragem, verifica-se que o método proposto torna a resposta mais rápida e propicia a redução do sobressinal registrado conforme os valores apresentados na Tabela 5.2. Isso acontece, pois o modulador multi-taxas pode controlar efetivamente o valor médio da tensão pulsada em cada intervalo $t_{sW}/3$ ao invés de fazê-lo a cada t_{sW} como com o modulador clássico para a amostragem simétrica e em cada intervalo $t_{sW}/6$ ao invés de fazê-lo a cada $t_{sW}/2$ como com o modulador clássico para a amostragem assimétrica.

É importante destacar também que, em todos os casos, a saída de controle (ciclo de trabalho) tangencia o valor de unitário sem nunca o ultrapassar, como é exibido na Figura 5.14(b). Isso mostra que todos os controladores foram especificados de forma eficiente dentro dos critérios de projeto, permitindo maximizar a velocidade de resposta sem distorção frente às variações em degrau de 10% a 90% de referência de tensão $V_{reference}$. Assim, a melhoria no desempenho do sistema se deve ao modulador multi-taxas proposto, e não aos diferentes ajustes de controle.

Tabela 5.2 – Comparação dos tempos t_{peak} de resposta e sobressinal obtidos com o conversor c.c.-c.c. sendo operado com os moduladores PWM clássico e multi-taxas propostos

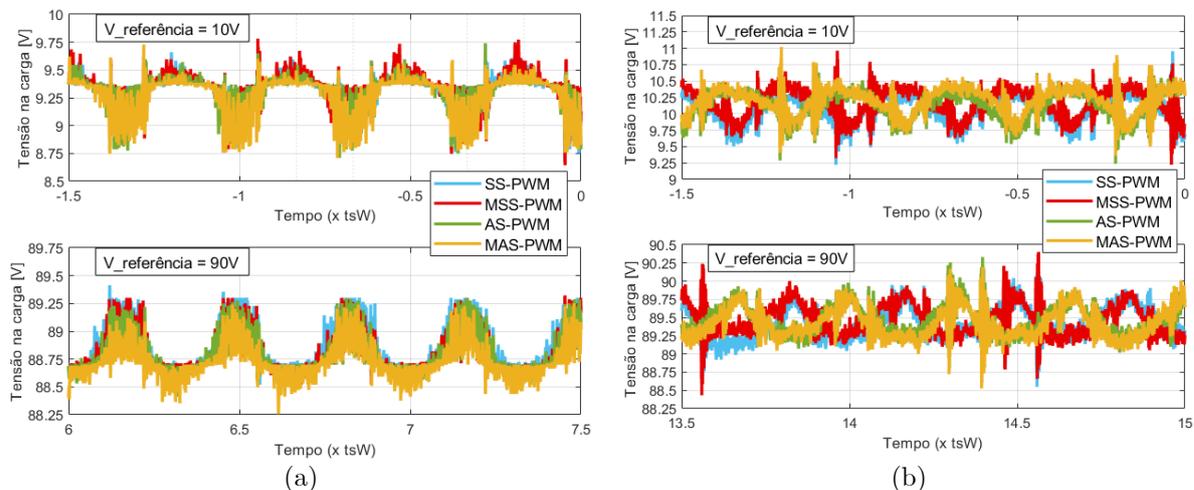
PWM	TEMPO t_{peak} DE RESPOSTA		SOBRESSINAL	
	ABSOLUTO ($\times t_{sW}$)	RELATIVO (<i>multi-taxas/clássico</i>)	ABSOLUTO (V)	RELATIVO (<i>multi-taxas/clássico</i>)
SS-PWM	5,52	62,9%	88,66	94,6%
MSS-PWM	3,47		83,90	
AS-PWM	3,01	88,6%	83,14	98,5%
MAS-PWM	2,67		81,91	

Fonte: autoria própria

5.6.4. Resultados experimentais: análise do sistema em regime permanente

Para aprofundar o estudo do modulador multi-taxas proposto, é importante realizar uma análise de seu desempenho em regime permanente. A Figura 5.15 apresenta aproximações nas curvas das Figura 5.13 e Figura 5.14, permitindo a comparação entre as tensões na carga em estado estacionário para os testes resistência de carga nominal ($r_{Load} = 5 \Omega$) do sistema operado com os moduladores clássico e multi-taxas. Observa-se que o modulador proposto não só permite respostas mais rápidas com sobressinais menores, mas também não provoca qualquer degradação do desempenho do sistema em regime permanente (desvios médios inferiores a 0,5%).

Figura 5.15 – Resultados experimentais do conversor paralelo de três células com resistência de carga nominal $r_{load} = 5 \Omega$ para referências de tensão de 10V e 90V: tensões na carga em estado estacionário com os moduladores clássico e multi-taxas em (a) malha aberta e (b) malha fechada



Fonte: adaptado de (Ferreira *et al.*, 2021)

Por último, a eficiência do conversor foi medida usando um analisador de energia de precisão Yokogawa WT3000 para o sistema operado com a resistência de carga $r_{Load} = 5 \Omega$ fixa, mas para três diferentes correntes de carga, ou seja, variou-se a tensão sintetizada na resistência de carga nominal. O modulador clássico foi comparado com o algoritmo multi-taxas proposto, bem como com a estratégia de modulação natural.

Nos testes realizados, valores de eficiência muito semelhantes foram medidos para esses moduladores, sendo estes apresentados na Tabela 5.3. De fato, o resultado era esperado, pois o modulador multi-taxas proposto atua mais intensamente na presença de transitórios abruptos, enquanto em estado estacionário na aplicação c.c. apresenta um comportamento semelhante aos outros dois moduladores comparados. Isso, pois em regime permanente, os moduladores trabalharam com uma tensão a ser sintetizada constante a ser seguida. Como não há consequente alteração do ciclo de trabalho associado à essa referência, não há necessidade de alterar os padrões de chaveamento e os três moduladores convergem para a mesma dinâmica de operação. Ressalta-se que isso é válido tanto para a amostragem simétrica quanto assimétrica.

Tabela 5.3 – Eficiência do conversor c.c.-c.c. paralelo a três células operado com os moduladores NS-PWM, SS-PWM e MSS-PWM em função da corrente de modo comum de saída circulando na carga

CORRENTE NA CARGA [A]	EFICIÊNCIA DO SISTEMA [%]		
	NS-PWM	SS-PWM	MSS-PWM
16,97	95,90	95,86	95,90
9,48	90,63	90,56	90,65
3,01	46,45	46,53	46,46

Fonte: (Ferreira *et al.*, 2021)

5.7. Considerações finais do capítulo

Este capítulo apresentou um novo modulador multi-taxas proposto para melhorar o desempenho em malha fechada do controle da tensão de saída de conversores multicélulas. Tal modulador leva em consideração a não linearidade entre o ciclo de trabalho equivalente de conversores multicélulas em um subciclo da portadora (intervalos definidos pelo entrelaçamento das portadoras das células) e a tensão média de saída sintetizada nesse subciclo, aproveitando-

se dos graus de liberdade extras desses conversores para atualizar o comando de múltiplas de suas células a cada subciclo do período de chaveamento citado ao invés de fazê-lo apenas uma ou duas vezes por ciclo como é típico nas modulações clássicas simetricamente amostrada.

O modulador multi-taxas generalizado desenvolvido é adaptável a um conversor multicélulas com uma quantidade qualquer de células e opera sob diferentes estratégias de amostragem diferentes (simétrica e assimétrica). Ele é totalmente implementado a nível de código (*software*) e o evita de forma natural a ocorrência de chaveamentos excessivos. Além disso, devido a dualidade entre as topologias série e paralelo multicélulas, ele é diretamente aplicável a qualquer uma das duas.

As respostas a variações de referência em degrau em malha aberta demonstram que o modulador multi-taxas permite que o ciclo de trabalho equivalente médio do conversor alcance o estado estacionário mais rápido do que o SS-PWM clássico e AS-PWM. Esse ganho no desempenho também leva a melhores resultados nos testes de malha fechada, onde foi possível obter respostas mais rápidas e com menor sobressinal ao se utilizar o modulador multi-taxas proposto, o que pode ser uma melhoria significativa quando uma maior largura de banda é necessária. Isso, sem degradar o desempenho e a eficiência do sistema em estado estacionário.

De fato, devido a sua maior complexidade, verificou-se que o uso do modulador multi-taxas implicou em um aumento de aproximadamente 100% do custo computacional quando comparado às suas contrapartidas SPWM clássicas. Apesar disso, o percentual de utilização do processador da RT Box foi, no pior caso, de apenas 13,3% de sua capacidade total. Pensando na resposta em malha aberta, exigiu-se com o MSS-PWM e o MAS-PWM o dobro do tempo de execução para se ter um tempo de resposta um período de amostragem mais rápido do que com SS-PWM e o AS-PWM (o que equivale a reduções percentuais de 33,3% e 16,7%, respectivamente). Assim, julga-se vantajosa sua implementação em sistemas multicélulas desde que haja folga de processamento suficiente para isso.

Ressalta-se que os efeitos de diminuir o tempo de resposta do modulador podem não ser perceptíveis se o projeto do filtro não for adequado. Se isso acontecer, os efeitos da redução do atraso do modulador podem ser ofuscados pela dinâmica mais lenta imposta pelo próprio filtro. Assim, ao se otimizar o filtro e possuir um modulador multi-taxas rápido, é possível projetar controladores ainda mais rápidos para ter respostas globais melhores e aumentar a banda de passagem do sistema.

Com isso, finalizam-se as discussões relacionadas à aplicação do modulador proposto em um conversor c.c.-c.c. abaixador. Tendo em vista esses resultados iniciais promissores, o estudo do modulador multi-taxas avançou e análises de banda passante no domínio da frequência e resposta dinâmica do mesmo aplicado à condicionadores de energia (sistemas c.a.) serão apresentadas no Capítulo 6.

Capítulo 6

6. O UPQC com aumento da sua banda passante

Nesse capítulo, são discutidas propostas de modificações na bancada de testes visando a melhoria dos índices de desempenho do UPQC projetado. O objetivo é investigar essas alterações através de estudos teóricos e simulações visando suas implementações no protótipo para validação. Considerando o grande tema do trabalho, será dado um enfoque em sugestões que impactam a banda de passagem do sistema, sendo analisados também as dinâmicas de amplitude e de fase de seus controladores e erros em regime permanente associados às suas atuações. Ressalta-se que, diferente dos resultados apresentados para o protótipo do UPQC nos Capítulos 2 e 3, os estudos aqui apresentados serão baseados na modulação SPWM, e não SVPWM.

Os tópicos aqui discutidos abordam as estratégias apresentadas nos capítulos anteriores e outras adicionais que irão não só viabilizar a segunda etapa de montagem da bancada experimental, mas também irão guiar os trabalhos de adição e troca de componentes para o aperfeiçoamento do protótipo após sua primeira etapa de montagem e comissionamento. Ao final da discussão sobre a melhoria da resposta dinâmica do UPQC, um breve estudo acerca de uma estratégia de controle multivariável com amortecimento ativo implícito será apresentado para se tecer comentários sobre o desempenho e a eficiência energética do condicionador de energia.

6.1. Soluções para o aumento da banda de passagem do UPQC

O princípio de operação dos inversores de frequência que são a base dos filtros ativos de potência é simples: uma tensão de saída c.a. é obtida ao se fazer uma conexão alternada dos

terminais positivos e negativos de uma fonte c.c. por meio de chaveamentos adequados de seus dispositivos semicondutores (Rashid, 2014). Assim, considerando o objetivo de fazer essa saída representar um sinal senoidal específico (de amplitude e frequência bem definidas), um artifício de eficácia incontestável para aumentar a banda passante de um sistema como esse é aumentar sua frequência de chaveamento. No entanto, apesar de óbvia, tal estratégia não é necessariamente simples de ser implementada.

De fato, não se pode aumentar a frequência de chaveamento de um determinado conversor sem uma análise das consequências que isso terá no equipamento, principalmente quando ele faz parte de uma solução já implementada e operacional. Um ponto importante a se considerar é uma possível limitação dos sistemas de controle (DSPs, microcontroladores, FPGAs etc.), uma vez que tal elevação requer um acréscimo proporcional da taxa de amostragem e do tempo de processamento das rotinas de comando. Além disso, é imprescindível verificar se os sensores de medição possuem banda de passagem suficiente para amostrar os sinais associados e, também, se as chaves suportam esse aumento, já que há um impacto nas perdas por chaveamento.

Não obstante, a estratégia é válida e resultará no aumento da banda de passagem do sistema. Nesse sentido, uma possibilidade para viabilizar isso é o uso de dispositivos semicondutores de banda larga (WBG, do inglês *Wide Bandgap*) como os baseados em SiC e GaN. Como seu nome mesmo indica, as características dinâmicas desses dispositivos os tornam soluções atraentes quando o chaveamento rápido é necessário. Além disso, por apresentarem elevada eficiência e densidade de potência, são ótimos candidatos para emprego em sistemas onde a compactação do equipamento final é um fator importante (Cougo *et al.*, 2021; Ma e Gu, 2019). Nesses casos, o benefício desses elementos para o sistema costuma compensar seus custos mais elevados do que suas contrapartes à base de Si, principalmente em aplicações de tensões superiores à $1,2kV$ (Lauenstein, 2020).

Outra possível solução que é duplamente benéfica é a implementação desses condicionadores de energia a partir de topologias de conversores multiníveis. Ela possibilita o aumento do número de níveis da tensão sintetizada pelo conversor e proporciona o aumento da frequência de chaveamento aparente sem necessariamente precisar de aumentar a frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores individuais que compõem o equipamento (Floricaud *et al.*, 2007). Ambos esses aspectos impactam diretamente na resposta dinâmica do sistema (aproximam mais a onda pulsada na saída do conversor de uma senoide, permitem a utilização de

filtros passivos com componentes reduzidos etc.). Além disso, é nesse contexto que se inserem os moduladores multi-taxas, os quais visam a redução do atraso de modulação para, dessa forma, proporcionar respostas mais rápidas ao sistema (Walker, 2003; Yang *et al.*, 2019)

Dentre outras possíveis estratégias, considerando as especificidades deste trabalho, serão apresentadas propostas para o aumento da banda de passagem do UPQC em estudo. O foco principal das análises será no impacto do modulador multi-taxas proposto no Capítulo 5 em conversores multiníveis aplicados em sistemas de condicionamento de energia. Todavia, antes de discutir o aumento da banda passante possibilitado pelo uso do MSS-PWM ou do MAS-PWM, serão abordados o novo projeto dos filtros LCL e dos controladores do sistema que derivam da mudança da topologia dos conversores do UPQC.

6.2. Aumento da frequência de chaveamento do UPQC a dois níveis

Sabendo da impossibilidade de se projetar os filtros LCL de conexão do FAP e do FAS à rede e ao PAC de acordo com os critérios e limites desejados (conforme discutido no Capítulo 4), uma modificação proposta no sistema é o aumento da frequência f_s de chaveamento de acordo com algumas limitações que ainda serão apontadas. De fato, quanto maior for essa frequência, menores serão os valores de indutâncias e capacitâncias necessários para atender as especificações de projeto. Além disso, o aumento dela permitirá estruturar controladores com uma maior banda de passagem, possibilitando conferir ao sistema respostas mais rápidas, principalmente no que diz respeito à corrente do FAP e à tensão do FAS.

6.2.1. Definição da nova frequência de chaveamento do UPQC

Dois são os principais fatores que limitam o aumento da frequência de chaveamento do protótipo do UPQC em específico. Um deles é a máxima frequência de operação sem incorrer em perdas elevadas recomendada pelo fabricante do módulo de potência Semikron SKS 20F (B6CI)2P+E1CIF+B6U14V12 que compõe a bancada de testes. O outro é o poder de processamento do DSP Texas Instruments TMS320F28335 empregado para controlar tal conversor. O primeiro limita f_s a valores máximos absolutos de **18kHz**, sendo a sugestão do fabricante

trabalhar abaixo de $15kHz$. O segundo, no entanto, acaba sendo mais restritivo devido à unidade de processamento associada à controladora especificada.

No caso, o custo computacional associado aos algoritmos de controle e proteção que serão implementados durante a primeira etapa de comissionamento do protótipo com a realização de duas amostragens por ciclo da portadora e $f_s = 3420Hz$ está dentro da capacidade de processamento do DSP. No entanto, sabe-se por (Paula, 2019) que, no caso específico do protótipo do UPQC em estudo, essa frequência pode ser incrementada em quase três vezes, desde que a amostragem seja reduzida para uma única tomada de medições por ciclo da portadora.

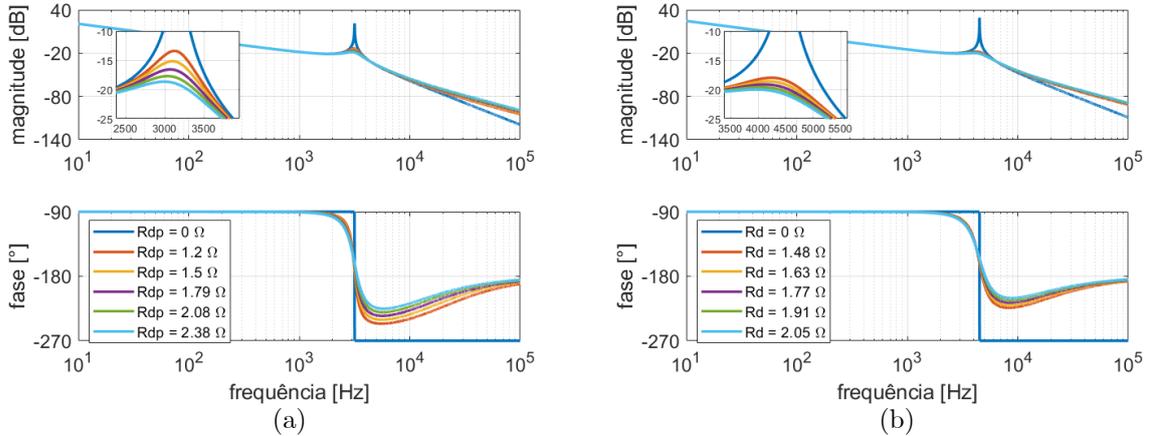
De fato, estima-se que operar o sistema à $f_s = 9780Hz$ com todas suas rotinas previstas de controle e proteção utilizará aproximadamente 80% do período de cálculo disponível. Assim, esse será o valor definido para a nova frequência de chaveamento durante a futura segunda etapa da montagem do UPQC. Os 20% restantes do período de cálculo serão tomados como margem de segurança e, também, folga para adição de quaisquer outras rotinas ao algoritmo que se façam necessárias.

6.2.2. Filtros LCL para operação do UPQC à nova frequência de chaveamento

Como haverá o aumento da frequência de chaveamento para $f_s = 9780Hz$, é possível projetar os filtros LCL em conformidade. Primeiro, executou-se o algoritmo do fluxograma da Figura 4.3 para determinar o filtro do FAP. Definiu-se os parâmetros $L_{p1} = L_{p2} = 738\mu H$ e $C_p = 6,8\mu F$, sendo $R_{dp} = 1,2\Omega$ escolhido a partir da Figura 6.1a como o valor comercial mais próximo e, ao mesmo tempo, superior do menor valor da faixa testada. Com isso, tem-se as figuras de mérito de interesse $\Delta i_{\%}^{LCL} = 1,77\%$, $K_{db} = 62,64dB$, $V_{\%FAP}^{queda} = 8,76\%$, $\Delta i_{\%}^{Lp1} = 30\%$ e $f_{ress}^{FAP} = 3177Hz$.

Na sequência, executou-se o algoritmo do fluxograma da Figura 4.7 para determinar o filtro do FAS. Com a nova frequência de chaveamento definida, foi possível atender os critérios de projeto e se estabeleceu os parâmetros $L_s = 738\mu H$ e $C_s = 8,2\mu F$, sendo $R_{ds} = 1,5\Omega$ escolhido a partir da Figura 6.1b como o valor comercial mais próximo e, ao mesmo tempo, superior do menor valor da faixa testada. Com isso, tem-se o registro das figuras de mérito de interesse $V_{\%FAS}^{queda} = 4,38\%$ e $f_{ress}^{FAS} = 4431Hz$.

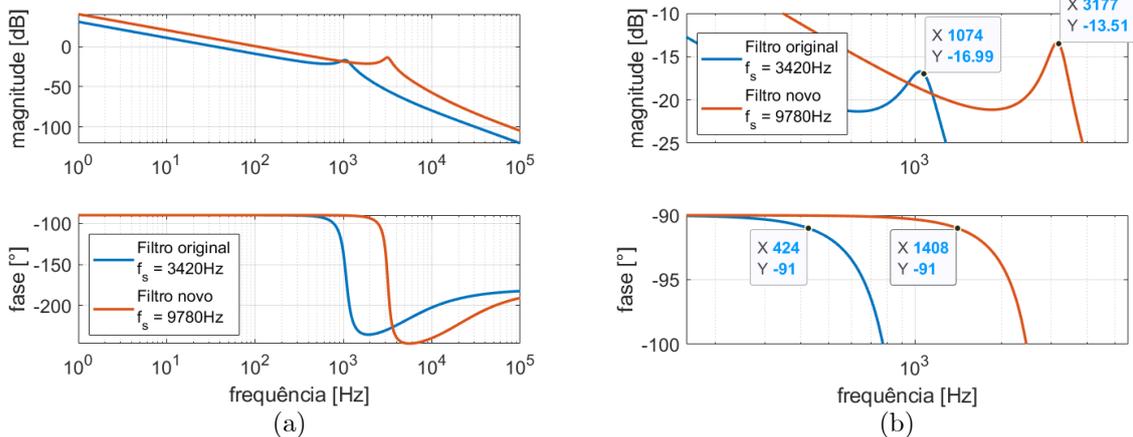
Figura 6.1 – Resposta em frequência com variação do resistor de amortecimento: (a) $i_g(s)/v_c(s)$ do novo filtro do FAP à $f_s = 9780\text{Hz}$; e (b) $i_s(s)/v_o(s)$ do novo filtro do FAS à $f_s = 9780\text{Hz}$



Fonte: autoria própria

A Figura 6.2 apresenta a comparação da resposta em frequência de $i_g(s)/v_c(s)$ do filtro do FAP projetado com o original do protótipo. Das curvas contidas nela, verifica-se um aumento de 196% da frequência de ressonância. Além disso, tem-se que a frequência para a qual o filtro provoca desfasamento superior a 1° é 232% mais elevada.

Figura 6.2 – Resposta em frequência de $i_g(s)/v_c(s)$ do novo filtro do FAP à $f_s = 9780\text{Hz}$ comparada com a do original à $f_s = 3420\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas

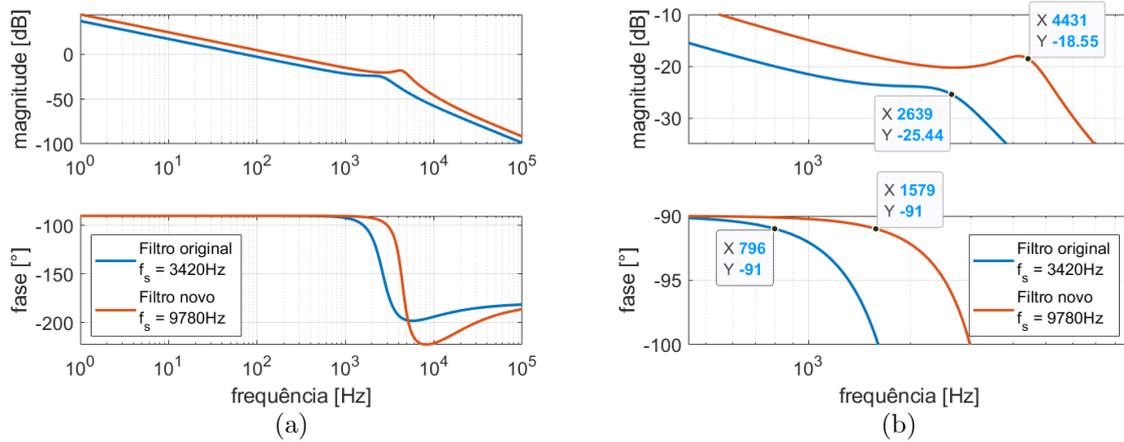


Fonte: autoria própria

A Figura 6.3 apresenta a comparação da resposta em frequência de $i_s(s)/v_o(s)$ do filtro do FAS projetado com o original do protótipo. Já a Figura 6.4 apresenta a comparação da resposta em frequência de $v_t'(s)/v_o(s)$ desses mesmos filtros. A partir das curvas, registra-se um aumento de 68% da frequência de ressonância. Além disso, verifica-se que a frequência para

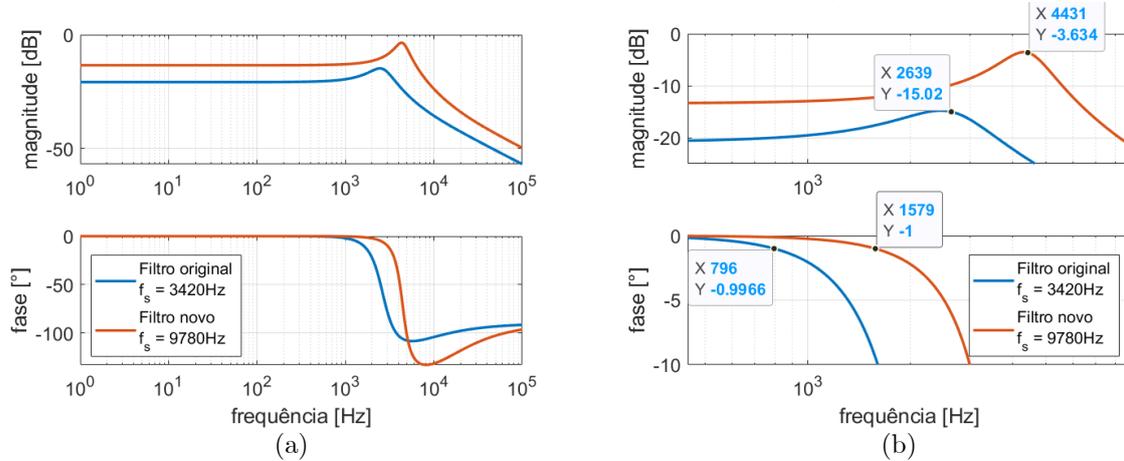
a qual o filtro provoca desfasamento superior a 1° é 98% mais elevada.

Figura 6.3 – Resposta em frequência de $i_s(s)/v_o(s)$ do novo filtro do FAS à $f_s = 9780\text{Hz}$ comparada com a do original à $f_s = 3420\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



Fonte: autoria própria

Figura 6.4 – Resposta em frequência de $v'_t(s)/v_o(s)$ do novo filtro do FAS à $f_s = 9780\text{Hz}$ comparada com a do original à $f_s = 3420\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



Fonte: autoria própria

Por (6.1) e (6.2), as Figura 6.5 e Figura 6.6 apresentam, respectivamente, a comparação da resposta em frequência de $i(s)/v_c(s)$ e de $i_T(s)/v_o(s)$ dos novos filtros com os originais. Registra-se um aumento de 212% e de 56% da frequência de anti-ressonância para o FAP e o FAS, respectivamente, dadas por (6.3) e (6.4) por (Koppinen, Kukkola e Hinkkanen, 2015).

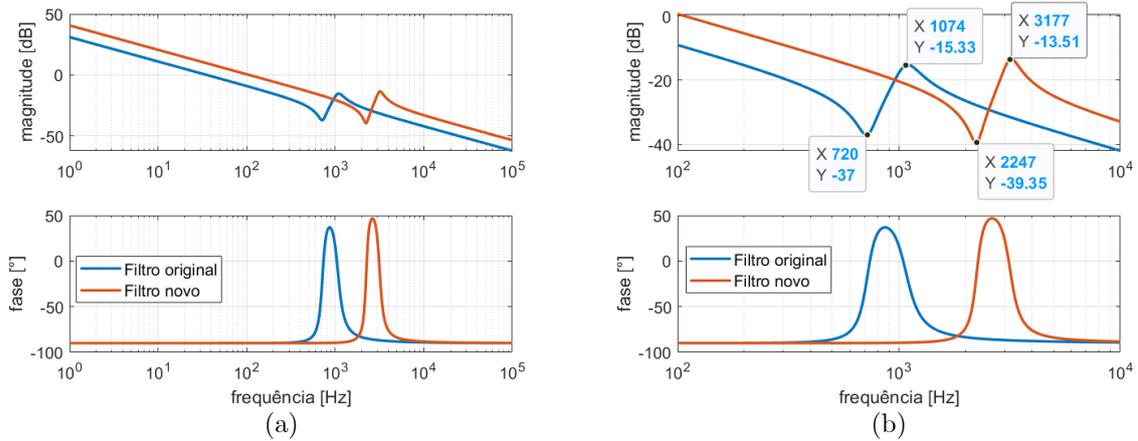
$$\frac{i(s)}{v_c(s)} = \frac{C_p L_{p2} s^2 + C_p R_{dp} + 1}{C_p L_{p1} L_{p2} s^3 + C_p (L_{p1} R_{dp} + L_{p2} R_{dp}) s^2 + (L_{p1} + L_{p2}) s} \quad (6.1)$$

$$\frac{i_T(s)}{v_o(s)} = \frac{C_s L_{tm} s^2 + C_s R_{ds} + 1}{C_s L_s L_{tm} s^3 + C_p (L_s R_{ds} + L_{tm} R_{ds}) s^2 + (L_s + L_{tm}) s} \quad (6.2)$$

$$f_{anti}^{FAP} = (2\pi \cdot \sqrt{C_p L_{p2}})^{-1} \quad (6.3)$$

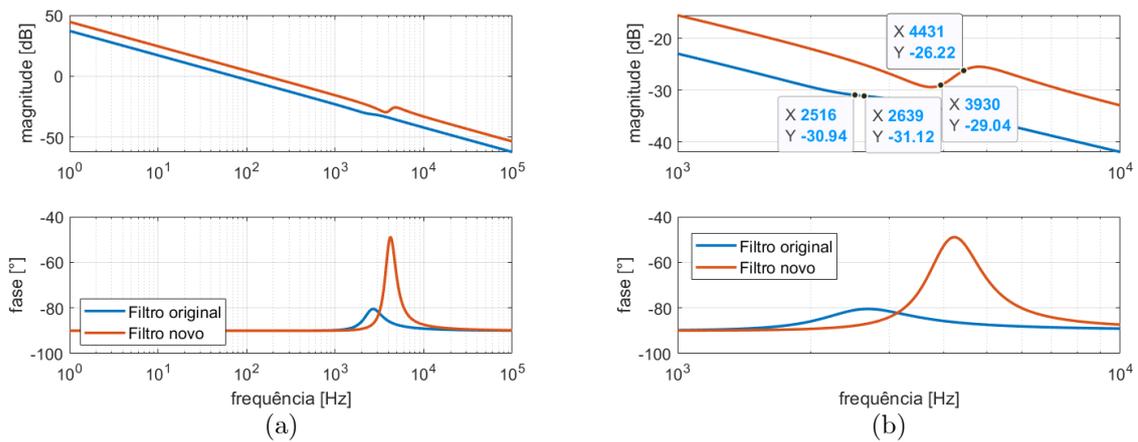
$$f_{anti}^{FAS} = (2\pi \cdot \sqrt{C_s L_{tm}})^{-1} \quad (6.4)$$

Figura 6.5 – Resposta em frequência de $i(s)/v_c(s)$ do novo filtro do FAP à $f_s = 9780\text{Hz}$ comparada com a do original à $f_s = 3420\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



Fonte: autoria própria

Figura 6.6 – Resposta em frequência de $i_T(s)/v_o(s)$ do novo filtro do FAS à $f_s = 9780\text{Hz}$ comparada com a do original à $f_s = 3420\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



Fonte: autoria própria

No caso, as resistências associadas aos indutores foram omitidas das análises, uma vez que são derivadas da escolha de materiais e outras decisões associadas ao processo de fabricação dos indutores. Maiores detalhes sobre essas funções de transferência expandidas para englobar a influência dessas resistências são encontradas no Apêndice B.

6.3. Redefinição dos ganhos dos controladores do UPQC a dois níveis

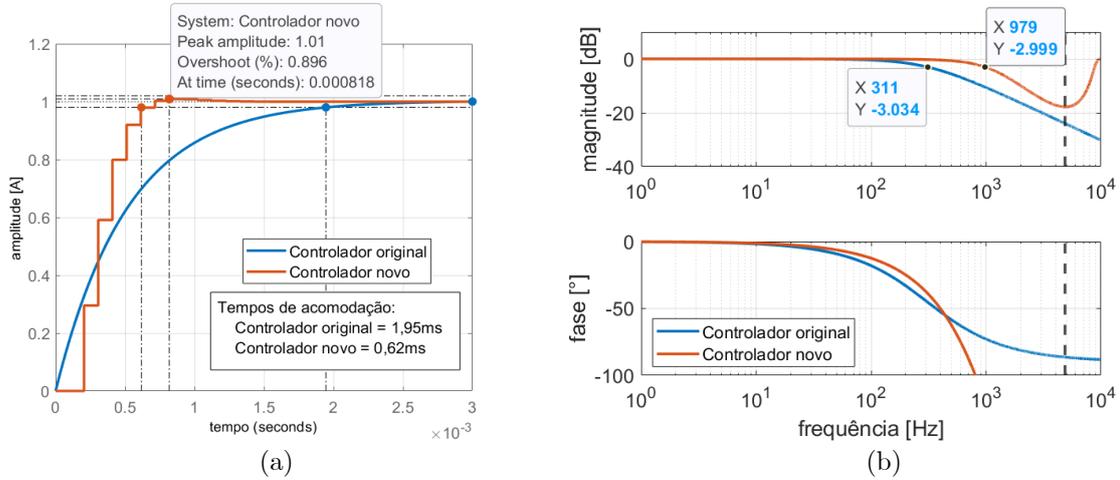
Como citado, tendo em vista o aumento da frequência de chaveamento para $f_s = 9780\text{Hz}$, é possível projetar novos controladores para o UPQC com uma maior banda de passagem. Para definir os novos ganhos dos sistemas de controle, serão utilizadas as mesmas estratégias convencionais de ajuste descritas no Capítulo 2 com as seguintes alterações e considerações de projeto:

- As análises de resposta ao degrau e resposta em frequência em malha fechada serão realizadas no domínio do tempo discreto, considerando o tempo de amostragem associado à nova frequência de chaveamento e sabendo que é realizada uma única tomada de medições por ciclo da portadora.
- O modelo da planta da Figura 2.6 será ampliado para considerar o atraso computacional inerente do conjunto formado pelo sistema de controle e modulador PWM como um atraso unitário (tal adição será realizada logo antes do bloco de PWM).
- Será utilizado o método do segurador de ordem zero (Yepes, 2011) para discretizar os modelos das plantas em estudo (filtro de saída e barramento c.c.).
- Será usado o método de Euler regressivo (Yepes, 2011) para discretizar os PIs.
- Será utilizado o método de Tustin com *prewarping* (Yepes, 2011) para discretizar as parcelas ressonantes dos controladores PIR.

6.3.1. Definição dos novos controladores em cascata do FAP

Para o PI de corrente fundamental, a frequência de corte em malha fechada é escolhida como dez vezes menor que a frequência de chaveamento, ou seja, $\omega_{ccp} = 6,145\text{krad/s}$ (valor referente a 978Hz). Assim, tem-se que os ganhos do controlador de corrente são $K_{PCP} = 4,2482\Omega$ e $K_{ICP} = 320,3413F^{-1}$. A Figura 6.7 apresenta a comparação da resposta ao degrau unitário de referência e da resposta em frequência da malha fechada entre o controlador original conforme modelo simplificado no tempo contínuo e o novo conforme modelo ampliado no tempo discreto. Registra-se um aumento da frequência de corte de 215%, uma redução do tempo de acomodação em 68% e um sobressinal esperado de 1% para o novo controlador.

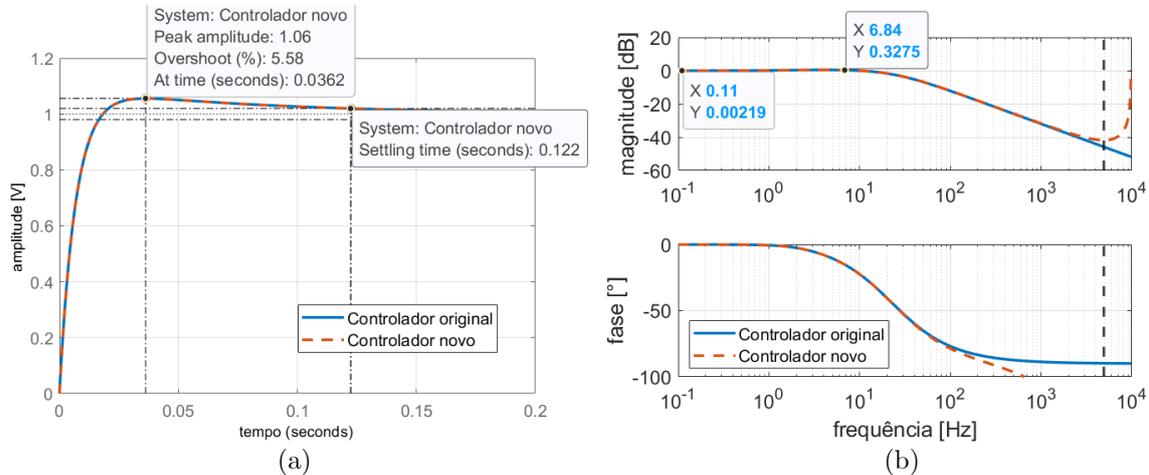
Figura 6.7 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente



Fonte: autoria própria

É possível analisar o controlador de tensão do barramento c.c. na sequência. Como discutido no Capítulo 2, o esforço de controle da malha (exigência de injeção de corrente em vista de uma variação da tensão a ser sintetizada) é o fator que definirá essa malha. Assim, uma vez que a capacitância do barramento não será alterada, não serão modificados os alvos para a dinâmica desejada. Assim, são mantidos os ganhos $K_{PVP} = 0,8785S$ e $K_{IVP} = 10,4881H^{-1}$. A resposta ao degrau unitário de referência e a resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão são apresentadas na Figura 6.8, mostrando não haver alterações na dinâmica conforme o projeto original no tempo contínuo e o novo no tempo discreto.

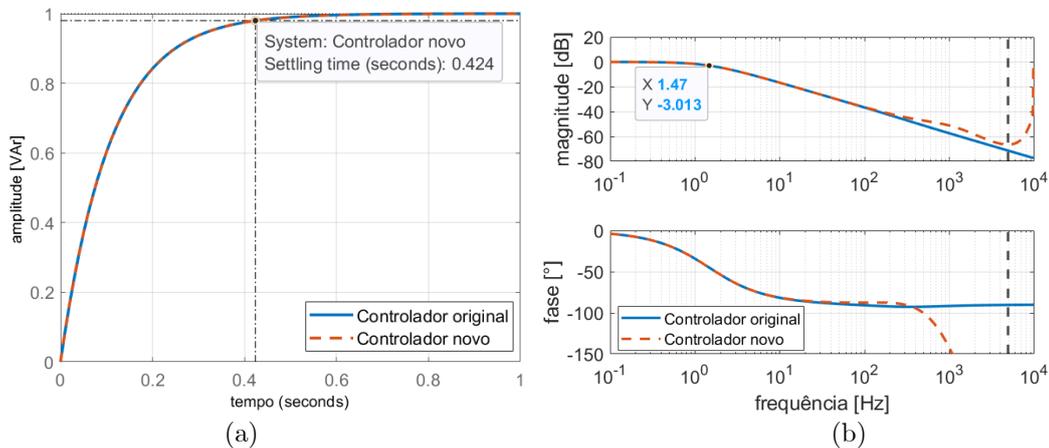
Figura 6.8 – Comparação dos controladores novo e original de tensão do FAP: resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão do barramento



Fonte: autoria própria

Dando prosseguimento, estuda-se o controlador de potência reativa. Como discutido no Capítulo 2, a correção de fator de potência pelo FAP não exige respostas rápidas e os alvos para a dinâmica desejada se manterão os mesmos. Assim, a frequência de corte em malha fechada ainda será $\omega_{cqp} = 9,23rad/s$ (equivalente a $1,47Hz$) e, considerando que há um novo PI de corrente, os ganhos projetados são $K_{PQ} = 1,188 \cdot 10^{-5}V^{-1}$ e $K_{IQ} = 34,2 \cdot 10^{-3}Wb^{-1}$. A resposta ao degrau unitário de referência e a resposta em frequência da malha fechada de controle de potência são apresentadas na Figura 6.9, mostrando não haver alterações na dinâmica conforme o projeto original no tempo contínuo e o novo no tempo discreto.

Figura 6.9 – Comparação dos controladores novo e original de potência do FAP: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de potência reativa



Fonte: autoria própria

Por último, para a compensação de componentes harmônicas, são adicionadas parcelas ressonantes à malha de controle de corrente nos eixos direto e de quadratura. Diferentemente do que foi feito no projeto original, será utilizada a formulação ideal desses ressonantes, reduzindo a robustez à variações paramétricas da rede para, em troca, melhorar o desempenho do controlador (Teodorescu, Liserre e Rodríguez, 2011). Como foi feito para a primeira etapa de concepção do protótipo, é necessário adicionar parcelas ressonantes com frequência de $2\omega_g$ e $6\omega_g$. A equação (6.5) caracteriza o controlador PIR de corrente (Teodorescu *et al.*, 2006).

$$PIR_C(s) = PI_{Cp}(s) + \sum_h \frac{2K_{icpr}s}{s^2 + (h\omega_g)^2} = K_{Pcp} + \frac{K_{Icp}}{s} + \sum_h \frac{2K_{icpr}s}{s^2 + (h\omega_g)^2} \quad (6.5)$$

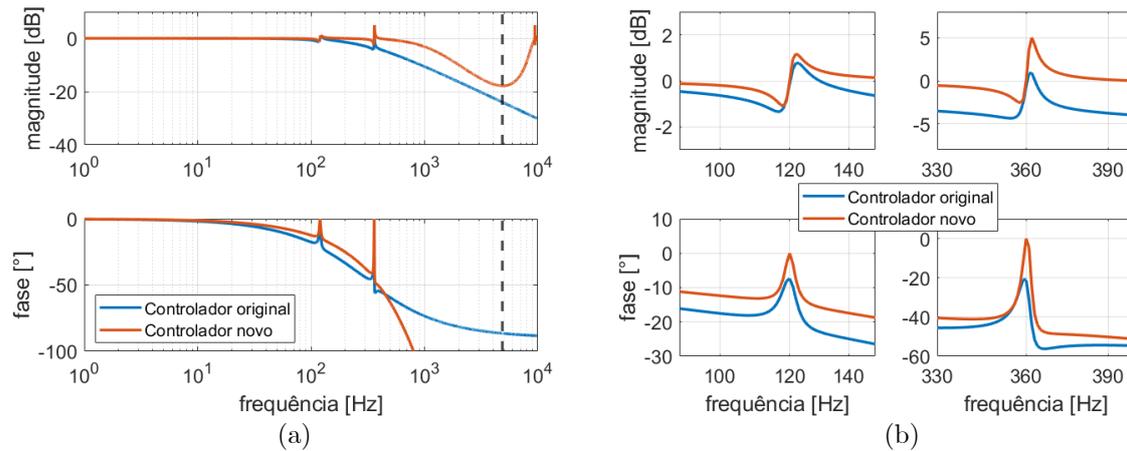
Segundo (Brandão, 2013), visando garantir a operação estável do sistema de controle, um

bom ponto de partida para o ajuste dos ganhos dessas parcelas ressonantes é utilizar (6.6).

$$K_{icpr} = \frac{K_{Icp}}{2 \cdot n} \quad (6.6)$$

Assim, o ganho integral da parcela ressonante K_{icpr} é igual ao ganho integral do controlador PI dividido pelo dobro do número $n = 3$ de termos em paralelo, logo $K_{icpr} = 53,3902F^{-1}$. A Figura 6.10 apresenta a comparação da resposta em frequência da malha fechada entre o controlador PIR original conforme modelo simplificado no tempo contínuo e o novo conforme modelo ampliado no tempo discreto. A Tabela 6.1 traz uma comparação entre esses dois controladores, onde se verifica que o ganho de amplitude do controle em malha fechada é unitário (0dB) e o defasamento é nulo às frequências de interesse apenas para o novo projeto.

Figura 6.10 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAP: (a) resposta em frequência da malha fechada com o PIR; e (b) aproximação das curvas nas frequências de interesse



Fonte: autoria própria

Tabela 6.1 – Comparação das respostas de magnitude e fase do FAP: ressonantes original e novo

FREQUÊNCIA DE INTERESSE [Hz]	MAGNITUDE [dB]		FASE [°]	
	ORIGINAL	NOVO	ORIGINAL	NOVO
120	-0,1044	$-5 \cdot 10^{-7}$	-6,627	$7 \cdot 10^{-8}$
360	-0,4841	$5 \cdot 10^{-8}$	-19,13	$-2 \cdot 10^{-8}$

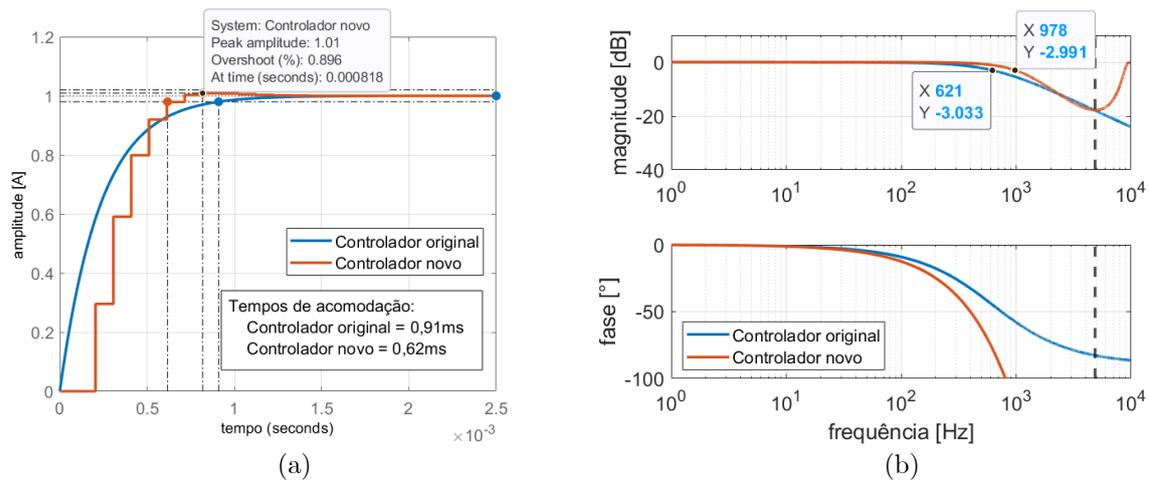
Fonte: autoria própria

A Figura 2.14 continua representando o diagrama de blocos completo do controle do FAP.

6.3.2. Definição dos novos controladores em cascata do FAS

Para o PI de corrente fundamental, a frequência de corte em malha fechada é escolhida como dez vezes menor que a frequência de chaveamento, ou seja, $\omega_{ccp} = 6,145krad/s$ (valor referente a $978Hz$). Assim, tem-se que os ganhos do controlador de corrente são $K_{PCS} = 2,1241\Omega$ e $K_{ICS} = 160,1707F^{-1}$. A Figura 6.11 apresenta a comparação da resposta ao degrau unitário de referência e da resposta em frequência da malha fechada entre o controlador original conforme modelo simplificado no tempo contínuo e o novo conforme modelo ampliado no tempo discreto. Registra-se um aumento da frequência de corte de 43%, uma redução do tempo de acomodação em 32% e um sobressinal esperado de 1% para o novo controlador.

Figura 6.11 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de corrente

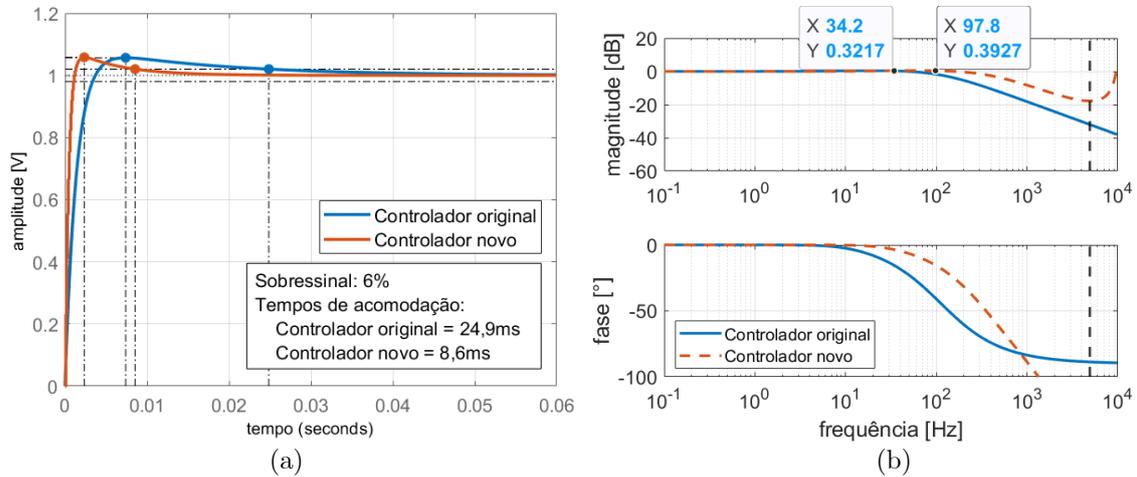


Fonte: autoria própria

Na sequência, analisa-se o controle de tensão fundamental. A malha de tensão será definida como dez vezes mais lenta que a de corrente. Assim, são escolhidas a frequência natural do controle de tensão $\omega_{nvs} = 614,50rad/s$ (relativa a $97,8Hz$) e o coeficiente de amortecimento $\xi = 2,8$ (subamortecido), de forma a obter um sobressinal equivalente ao projetado originalmente de 6%. Com isso, tem-se os ganhos $K_{PVS} = 0,0181S$ e $K_{IVS} = 3,0964H^{-1}$. A Figura 6.12 traz a comparação da resposta ao degrau unitário de referência e da resposta em frequência da malha fechada entre o controlador de tensão original no tempo contínuo e o novo no tempo discreto. Registra-se uma redução do tempo de acomodação em 65% e o mesmo sobressinal

esperado para o novo controlador.

Figura 6.12 – Comparação dos controladores novo e original de tensão do FAS: (a) resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle de tensão



Fonte: autoria própria

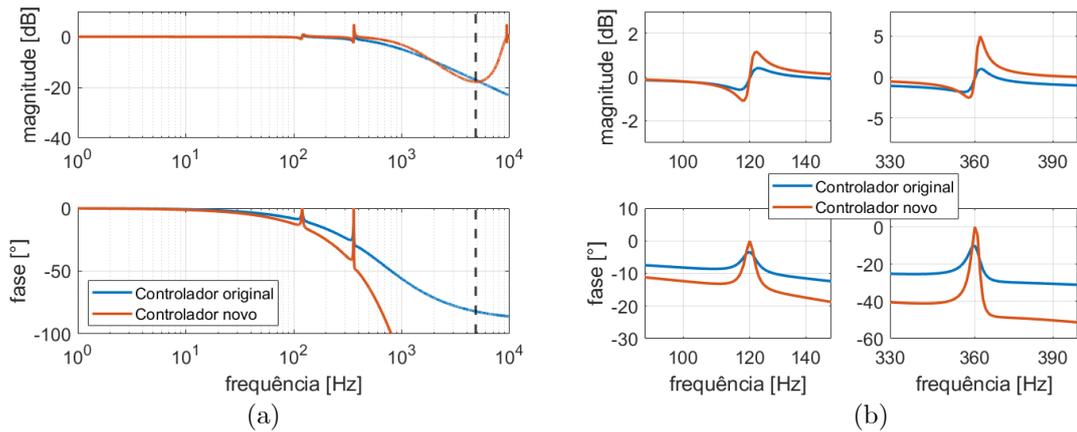
Por último, para a compensação de componentes harmônicas, são adicionadas parcelas ressonantes à malha de controle de corrente e de tensão nos eixos direto e de quadratura. Assim como para o novo projeto realizado para o FAP, também será utilizada a formulação ideal desses ressonantes no projeto para o FAS. Como foi feito para a primeira etapa de concepção do protótipo, é necessário adicionar parcelas ressonantes com frequência de $2\omega_g$ e $6\omega_g$ aos PIs de corrente e de tensão projetados de acordo com as equações (6.5) e (6.6) já discutidas.

Assim, o ganho integral da parcela ressonante K_{icsr} é igual ao ganho integral do controlador PI de corrente dividido pelo dobro do número de termos em paralelo, logo $K_{icsr} = 26,6951F^{-1}$. A Figura 6.13 apresenta a comparação da resposta em frequência da malha fechada entre o controlador PIR de corrente do FAS original no tempo contínuo e o novo no tempo discreto. A Tabela 6.2 traz uma comparação entre esses dois controladores, onde se verifica que o ganho de amplitude do controle em malha fechada é unitário ($0dB$) e o defasamento é nulo às frequências de interesse apenas para o novo projeto.

Por último, de forma análoga, tem-se o ganho integral da parcela ressonante de tensão de $K_{ivsr} = 0,5161F^{-1}$. A Figura 6.14 apresenta a comparação da resposta em frequência da malha fechada entre o controlador PIR original conforme modelo no tempo contínuo e o novo no tempo discreto. A Tabela 6.3 traz uma comparação entre esses dois controladores, onde se

verifica que o ganho de amplitude do controle em malha fechada é unitário (0dB) e o defasamento é nulo às frequências de interesse apenas para o novo projeto.

Figura 6.13 – Comparação dos controladores novo e original de corrente do FAS: (a) resposta em frequência da malha fechada com o PIR; e (b) aproximação das curvas nas frequências de interesse



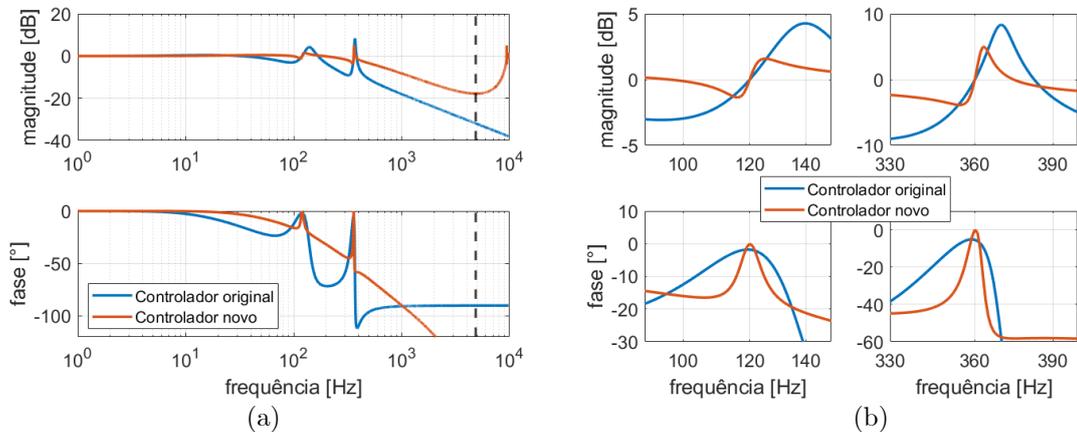
Fonte: autoria própria

Tabela 6.2 – Comparação das respostas de magnitude e fase dos controladores ressonantes de corrente do FAS: projetos original e novo

FREQUÊNCIA DE INTERESSE [Hz]	MAGNITUDE [dB]		FASE [°]	
	ORIGINAL	NOVO	ORIGINAL	NOVO
120	-0,049	$-4,7 \cdot 10^{-7}$	-3,353	$7,0 \cdot 10^{-8}$
360	-0,159	$5,3 \cdot 10^{-8}$	-9,96	$-2,3 \cdot 10^{-8}$

Fonte: autoria própria

Figura 6.14 – Comparação dos controladores novo e original de tensão do FAS: (a) resposta em frequência da malha fechada com o PIR; e (b) aproximação das curvas nas frequências de interesse



Fonte: autoria própria

Tabela 6.3 – Comparação das respostas de magnitude e fase dos controladores ressonantes de tensão do FAS: projetos original e novo

FREQUÊNCIA DE INTERESSE [Hz]	MAGNITUDE [dB]		FASE [°]	
	ORIGINAL	NOVO	ORIGINAL	NOVO
120	0,0008	$1,4 \cdot 10^{-8}$	-1,812	$-4,1 \cdot 10^{-8}$
360	-0,0013	$-4,2 \cdot 10^{-10}$	-5,429	$1,5 \cdot 10^{-8}$

Fonte: autoria própria

A Figura 2.20 continua representando o diagrama de blocos completo do controle do FAS.

6.3.3. Simulação do FAP, do FAS e do UPQC com os novos controladores

Simulou-se os sistemas individuais do FAP e do FAS a partir do diagrama da Figura 2.1 para comparação dos controladores originais e dos novos. São analisadas as mesmas figuras de mérito nas mesmas condições descritas no Capítulo 2 (amplitudes dos degraus, desbalanços e componentes harmônicas). De fato, as únicas diferenças são o uso do *software* PLECS[®]/Plexim[®] e o novo passo de cálculo utilizado de 256 amostras para cada ciclo de chaveamento.

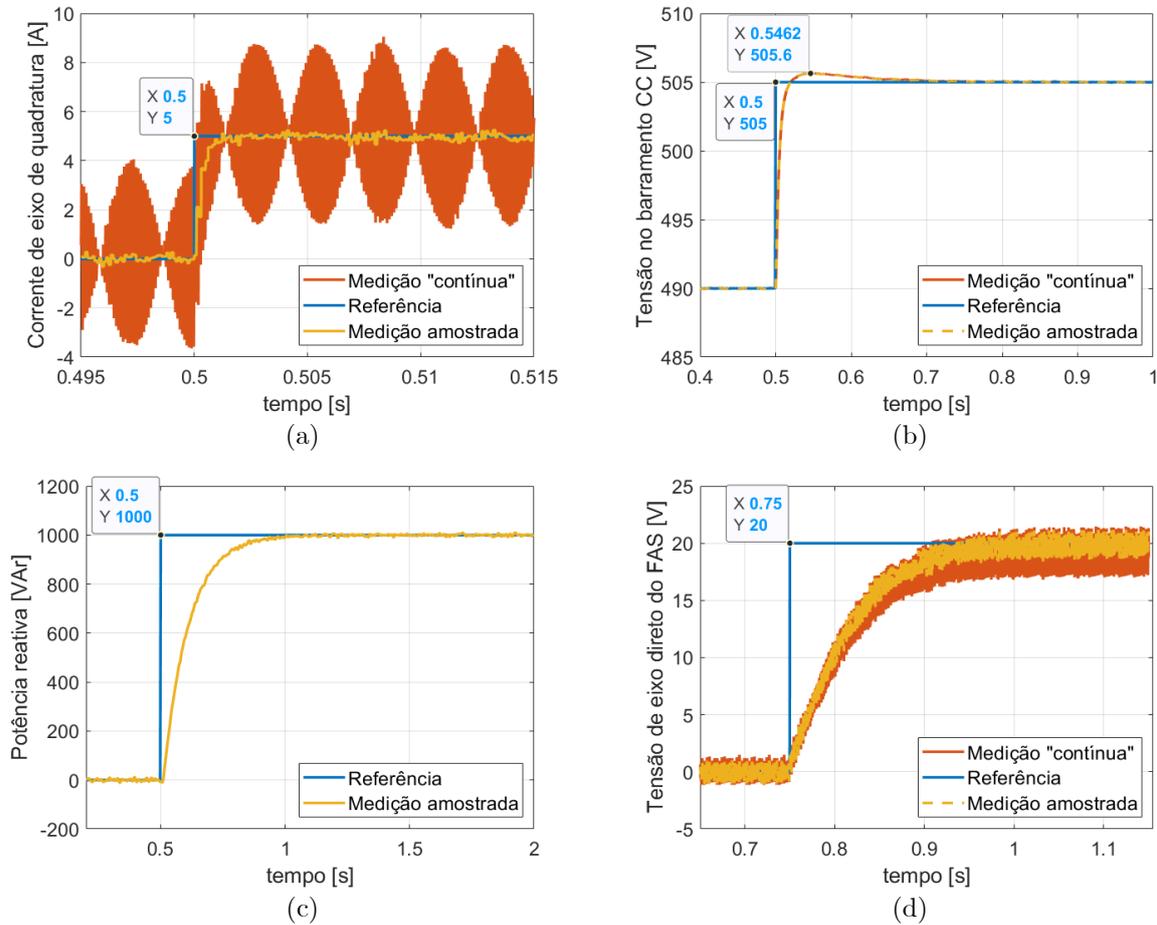
As curvas das respostas dos controladores às variações em degrau propostas, cujos valores medidos de tempo de acomodação e sobre-elevação em cada caso são registrados na Tabela 6.4 e comparados com os valores projetados, são apresentadas na Figura 6.15. Nela, são apresentadas a variável controlada vista pelo controlador (uma medição por ciclo de chaveamento) e conforme o passo de simulação (representação do sinal “contínuo”). Especificamente e apenas durante esses testes da variação em degrau, nenhuma ação *feedforward* foi considerada.

Tabela 6.4 – Dados dos novos controladores: comparação dos parâmetros do projeto com os simulados

CONTROLADOR	TEMPO DE ACOMODAÇÃO		SOBRE-ELEVAÇÃO PERCENTUAL	
	PROJETADO	SIMULADO	PROJETADO	SIMULADO
I_q^{FAP}	0,62ms	0,9ms	1%	1%
V_{DC}^{FAP}	122ms	125ms	6%	4%
Q^{FAP}	424ms	432ms	0%	0%
V_d^{FAS}	8,6ms	26ms	6%	3%

Fonte: autoria própria

Figura 6.15 – Resposta a uma variação em degrau da referência dos novos controladores de: (a) corrente de eixo de quadratura do FAP; (b) tensão do barramento c.c. do FAP; (c) potência reativa do FAP; e (d) tensão de eixo direto do FAS



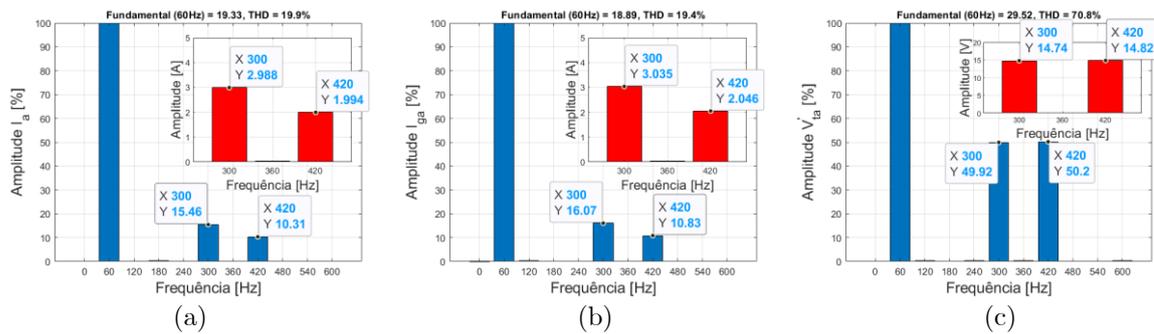
Fonte: autoria própria

Da Tabela 6.4, verificou-se uma diferença significativa do tempo de acomodação da malha de controle de V_d^{FAS} , com os valores simulados sendo o triplo dos projetados. Como mencionado, é possível que essa discrepância se explique pelas simplificações realizadas na modelagem, uma interação entre as malhas de tensão e de corrente e/ou o efeito da perturbação da malha (corrente da rede). Apesar disso, não foram registradas instabilidades ou perda de controle.

Na sequência, sintetizaram-se correntes e tensões harmônicas, também nas mesmas condições descritas no Capítulo 2, cujos espectros de frequência são exibidos na Figura 6.16. Para o FAP, verificaram-se desvios da ordem de 2% na síntese simultânea da 5ª e 7ª harmônicas em torno das referências de 3A e 2A na corrente i_g de saída do filtro LCL, respectivamente (nota-se, no entanto, que a variável i de corrente na saída do conversor efetivamente controlada apresentou desvios inferiores a 0,5%). Por sua vez, para o FAS, registraram-se erros de 2%

síntese simultânea da 5^a e 7^a harmônicas em torno das referências de 15V. Já a amplitude de tensão fundamental apresentou erro inferior a 2% em relação à referência de 30V. Esses valores são menores do que os erros da ordem de 20% e 10% registrados com os controladores originais do FAP e do FAS, respectivamente. Ressalta-se que, para o teste de injeção de potência reativa, foi injetado no PAC 5,1kVAr, um erro absoluto inferior a 1,5%.

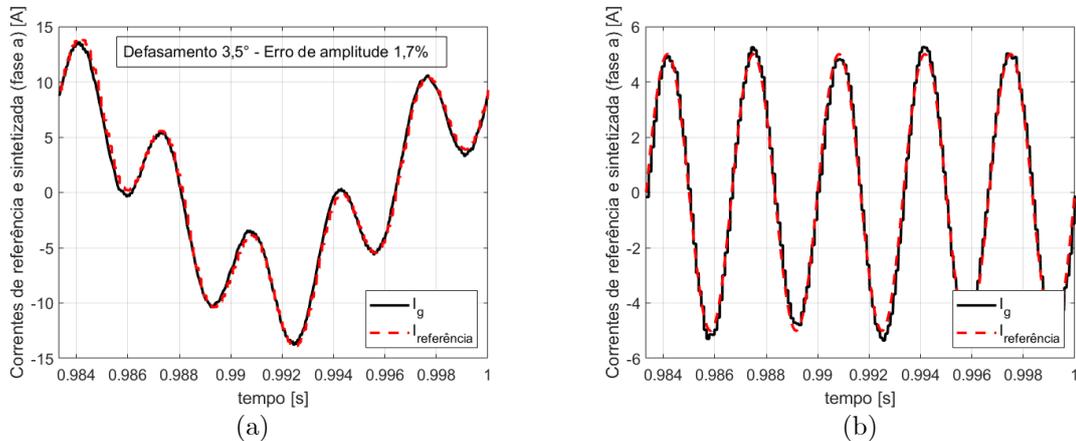
Figura 6.16 – Síntese simultânea de componentes harmônicas com os novos controladores: espectros de frequência (a) da corrente i_g do filtro LCL e (b) da corrente i do conversor para a operação do FAP (fase A); e (c) da tensão v'_t sintetizada no transformador monofásico para a operação do FAS (fase A)



Fonte: autoria própria

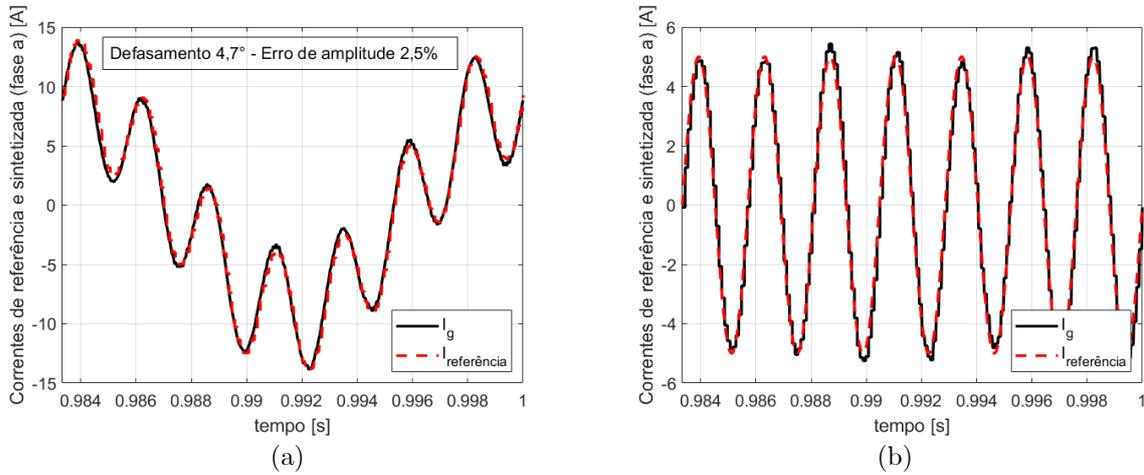
Para analisar o defasamento entre as ondas sintetizadas e as referências, são sintetizadas harmônicas individuais nas mesmas condições descritas no Capítulo 2. A Figura 6.17 e a Figura 6.18 apresentam as correntes na fase A do FAP para a síntese apenas de correntes de 5^a e 7^a harmônicas. Os desvios de amplitude ficaram abaixo de 3% e os de fase próximos de 5°.

Figura 6.17 – Referência de controle e corrente i_g da fase A para o FAP: (a) 5^a harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste



Fonte: autoria própria

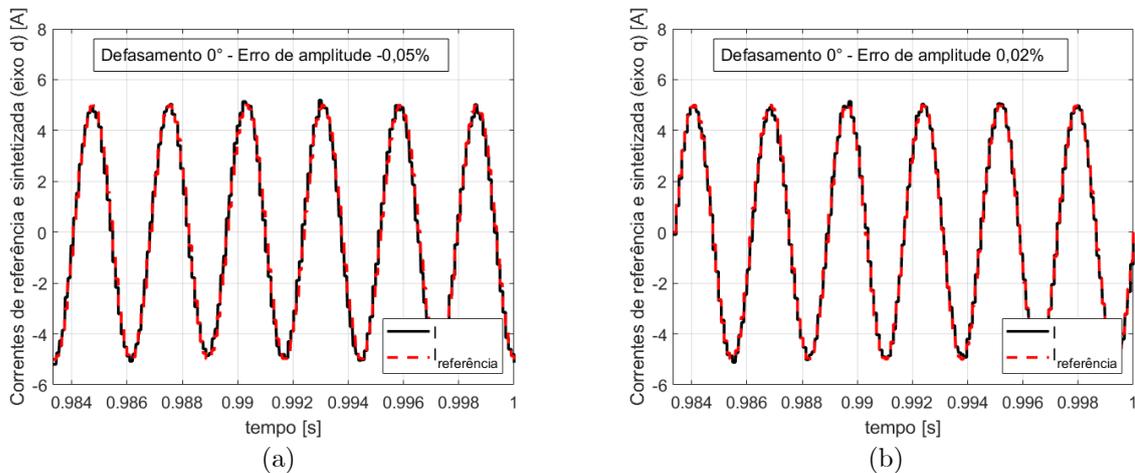
Figura 6.18 – Referência de controle e corrente i_g da fase A para o FAP: (a) 7^a harmônica sobreposta à injeção de reativo e carga do barramento; e (b) somente parcela oscilatória da corrente do teste



Fonte: autoria própria

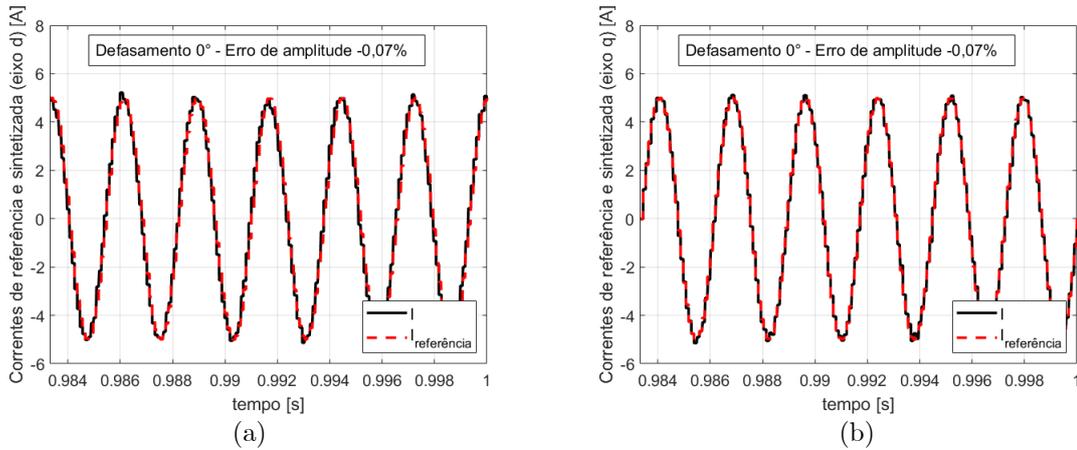
São apresentadas na Figura 6.19 e na Figura 6.20 a comparação da corrente de referência em dq com a corrente sintetizada na saída do conversor para os testes anteriores com a síntese de correntes harmônicas individuais. Nota-se, portanto, que as parcelas ressonantes projetadas apresentam erros nulos de fase e de amplitude. Dessa forma, uma vez que a corrente i controlada na saída do conversor segue a referência, conclui-se que os desvios encontrados registrados entre a corrente i_g de saída do filtro LCL são, de fato, oriundas da dinâmica desse componente. Assim, apesar dessas correntes serem aproximadamente iguais para a frequência fundamental, elas não o são para as componentes harmônicas de interesse.

Figura 6.19 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas 5^a harmônica



Fonte: autoria própria

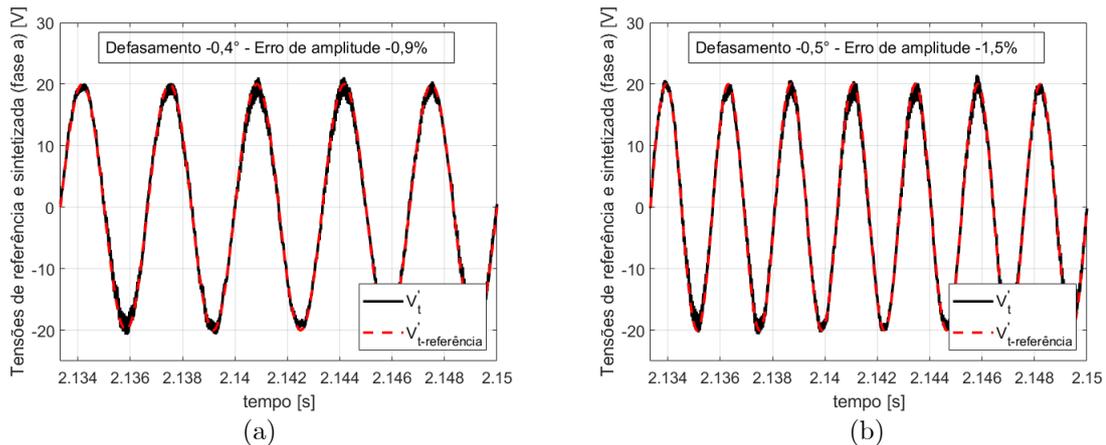
Figura 6.20 – Referência de controle e corrente i de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAP: somente parcela oscilatória da corrente do teste com apenas 7^a harmônica



Fonte: autoria própria

Na sequência, são discutidos os resultados da operação do FAS. A Figura 6.21 apresenta as curvas de tensão sintetizada no transformador monofásico da fase A para a síntese apenas de harmônicas individuais de 5^a e 7^a ordens. Verifica-se que os desvios de amplitude e fase foram similares para ambas, com valores próximos de 1,5% e 0,5°, resultados que estão de acordo com os testes anteriores de síntese simultânea de tensões harmônicas de 5^a e 7^a ordens.

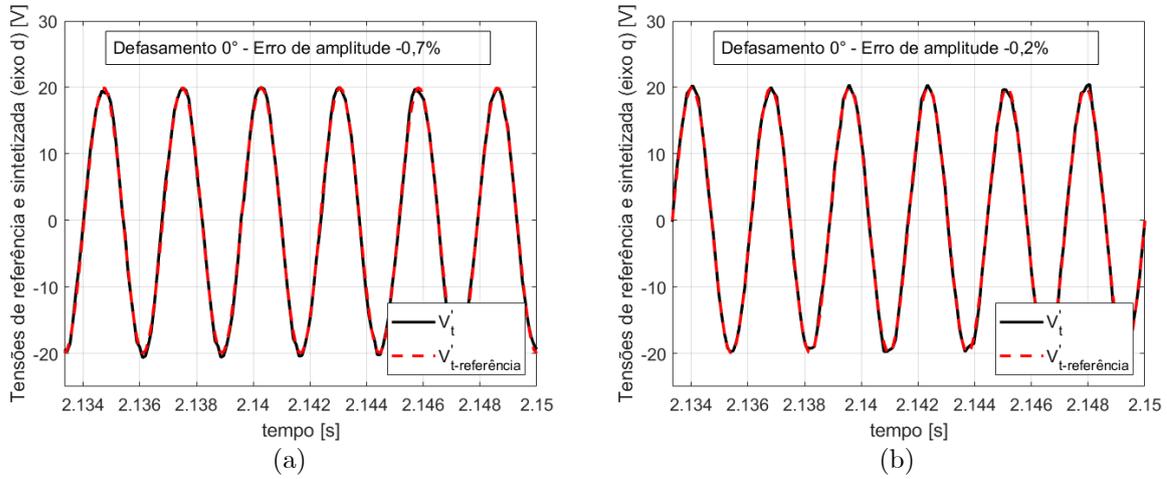
Figura 6.21 – Referência de controle e tensão v'_t sintetizada pelo FAS na fase A: (a) teste com apenas 5^a harmônica; e (b) teste com apenas 7^a harmônica



Fonte: autoria própria

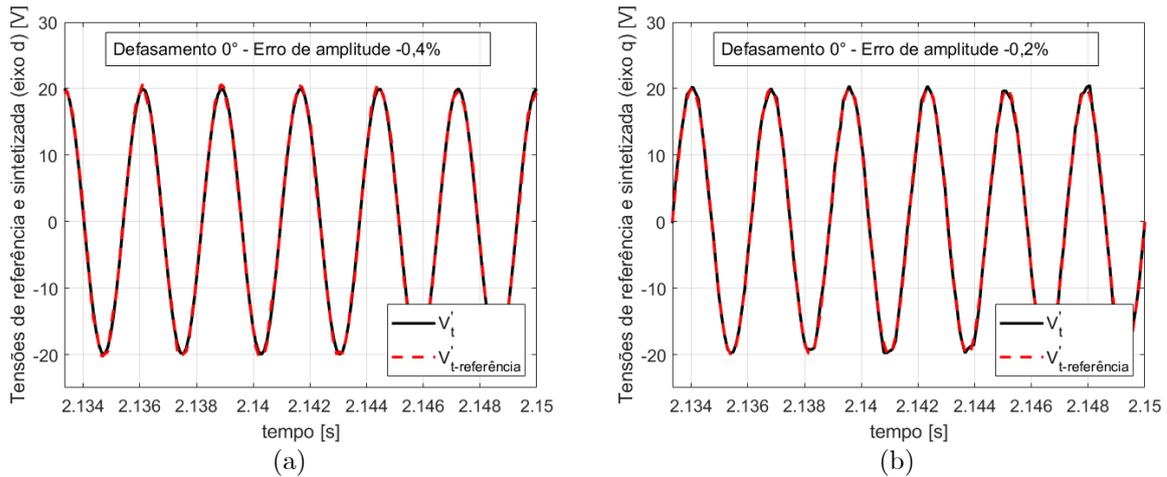
Em adição, a Figura 6.22 e Figura 6.23 apresentam a comparação da tensão de referência em dq para os testes anteriores com a síntese de correntes harmônicas individuais. Nota-se que as parcelas ressonantes apresentam erros de fase nulos e erros de amplitude menores que 1%.

Figura 6.22 – Referência de controle e tensão v'_t de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas 5ª harmônica



Fonte: autoria própria

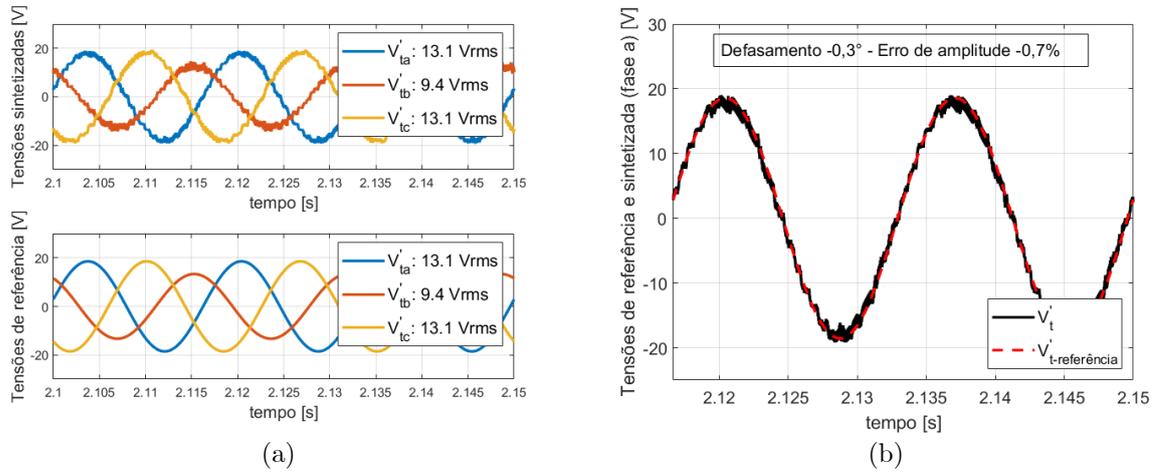
Figura 6.23 – Referência de controle e tensão v'_t de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com apenas 7ª harmônica



Fonte: autoria própria

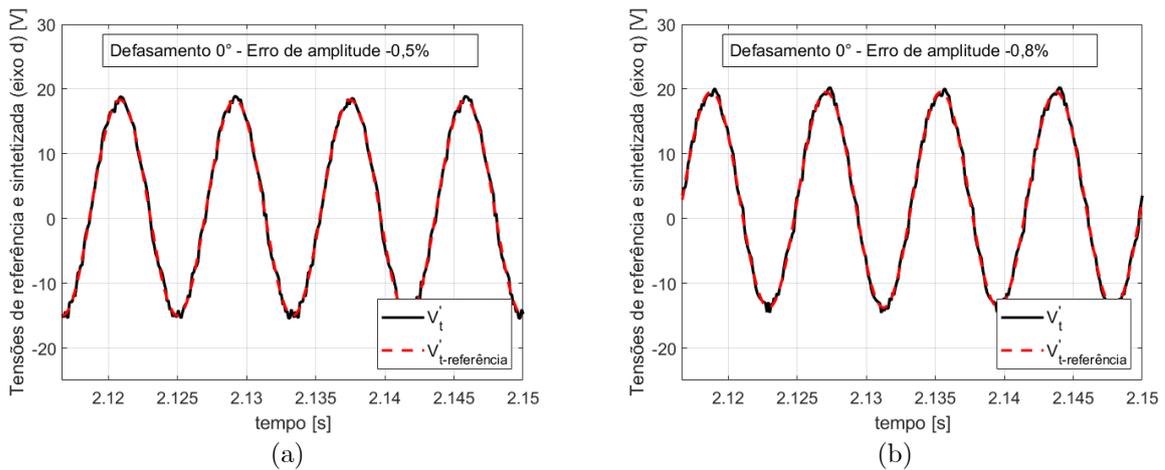
Em seguida, buscou-se sintetizar componentes de tensões harmônicas desbalanceadas nas mesmas condições descritas no Capítulo 2 utilizando os novos controladores projetados. A Figura 6.24 apresenta as curvas de tensão sintetizadas em cada transformador monofásico do FAS para o teste com referência de tensões desequilibradas. Pelos dados, os desvios médios de amplitude de tensão registrados para os testes realizados foram inferiores a 1%, sendo que os erros médios de fase foram inferiores a 1°. Em adição, a Figura 6.25 apresenta a comparação da tensão de referência em dq para o teste com a síntese de tensão desbalanceada pelo FAS. Nota-se que as parcelas ressonantes projetadas apresentam erros de fase e de amplitude nulos.

Figura 6.24 – Síntese de tensões desbalanceadas pelo FAS com os novos controladores: (a) referência trifásica e sinais sintetizados e; (b) defasamento entre a referência e tensão da fase A



Fonte: autoria própria

Figura 6.25 – Referência de controle e tensão v'_t de (a) eixo direto e (b) eixo de quadratura sintetizada pelo FAS: teste com síntese de tensão desbalanceada



Fonte: autoria própria

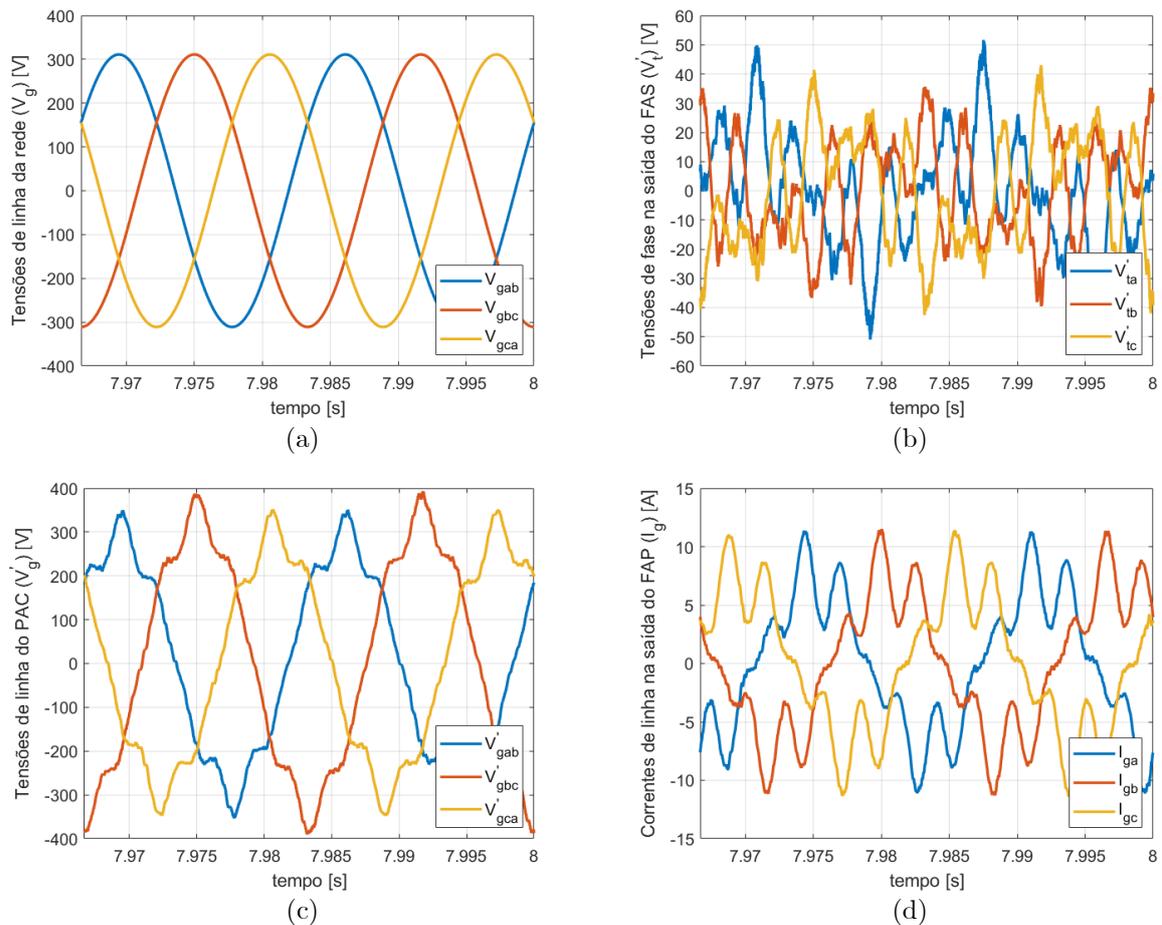
Como há erro nulo de amplitude e fase em regime das variáveis efetivamente sendo controladas, conclui-se que os novos controladores têm desempenho superior aos originais. Ainda assim, para verificar a estabilidade do UPQC, ele foi simulado executando simultaneamente:

- Injeção de $1,925kVAR_{cap}$ no PAC;
- Injeção corrente harmônica de 5^a ordem, sequência negativa e 2A de amplitude;
- Injeção corrente harmônica de 7^a ordem, sequência positiva e 2A de amplitude;
- Síntese de queda de tensões desequilibradas com:
 - fase A: amplitude de 18,56V e ângulo de fase de $+8,95^\circ$

- fase B: amplitude de $13,33V$ e ângulo de fase de $+120,0^\circ$
- fase C: amplitude de $18,56V$ e ângulo de fase de $-128,9^\circ$
- Síntese de tensão harmônica de 5^a ordem, sequência negativa e $15V$ de amplitude;
- Síntese de tensão harmônica de 7^a ordem, sequência positiva e $-15V$ de amplitude.

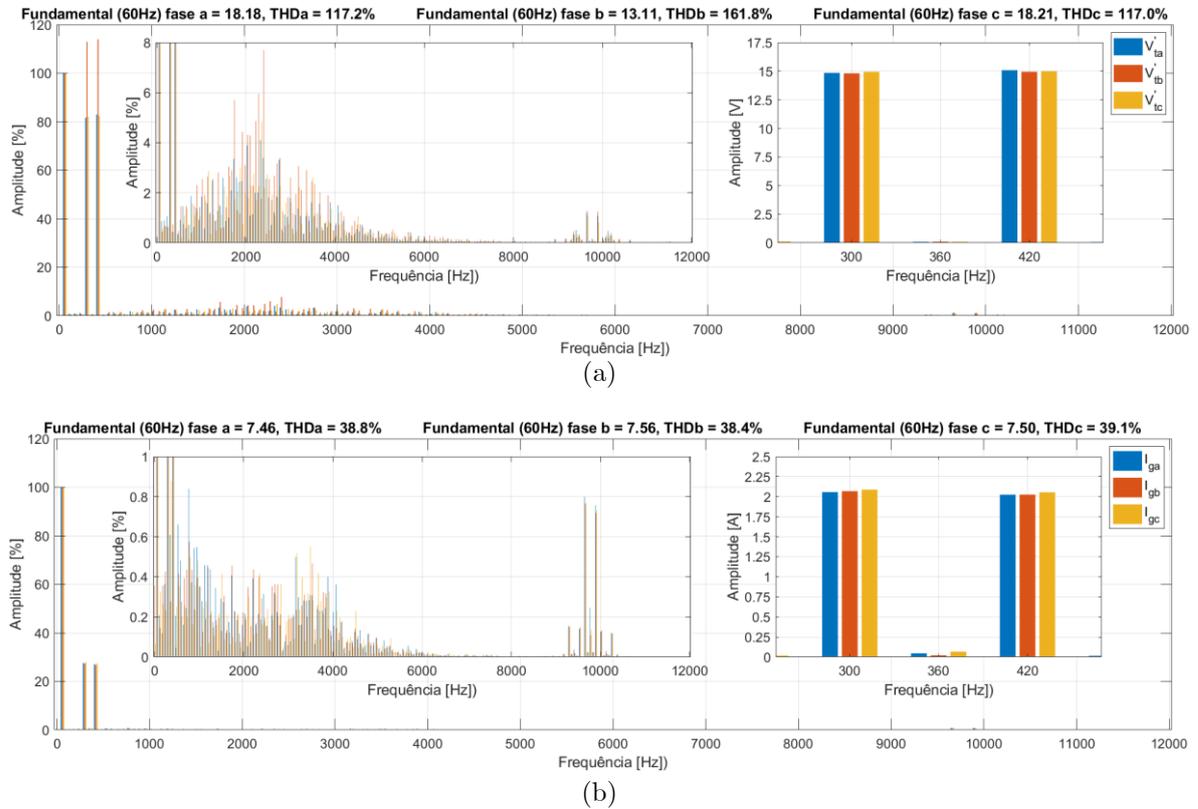
A Figura 6.26 apresenta as tensões de fase da rede e no PAC, bem como as tensões e correntes sintetizadas pelos conversores do UPQC, cujos espectros de frequência são traçados na Figura 6.27. Além disso, a Figura 6.28 traz a medição de tensão do barramento c.c. e da potência reativa injetada conforme medição feita tanto na saída do conversor (associada à i efetivamente sendo controlada) quanto na saída do filtro LCL (associada à i_g) do FAP, sendo que diferença entre os valores medidos está associada ao reativo inerente ao próprio filtro de conexão à rede no PAC. Ressalta-se que os erros de magnitude registrados são inferiores a 4%.

Figura 6.26 – Simulação de funcionamento completo e simultâneo do UPQC: (a) tensões v_g de linha na rede; (b) tensões v'_t de fase sintetizadas nos transformadores monofásicos do FAS; (c) tensões v'_g de linha no PAC; e (d) correntes i_g de linha injetadas no PAC pelo FAP



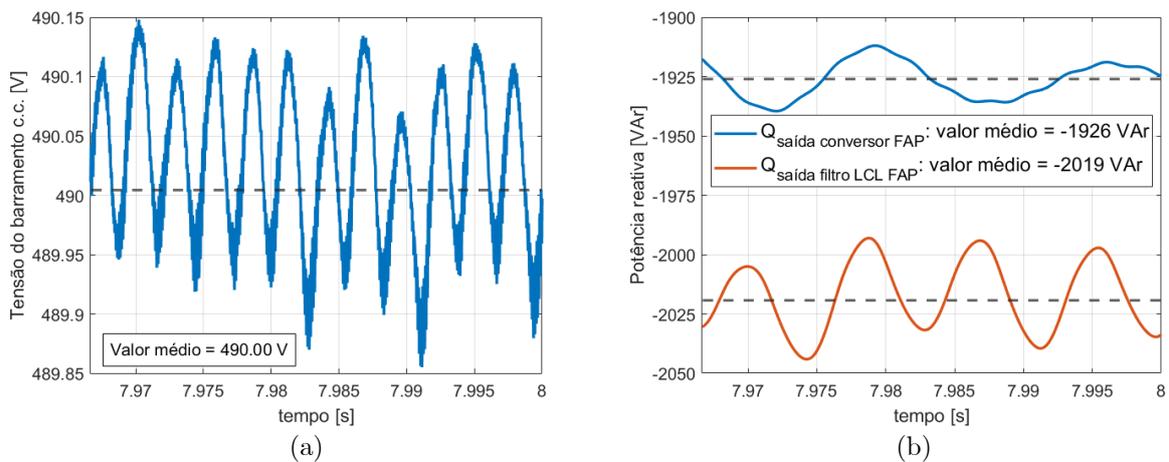
Fonte: autoria própria

Figura 6.27 – Simulação de funcionamento completo e simultâneo do UPQC: espectros de frequência das (a) tensões v_t de fase sintetizadas nos transformadores monofásicos do FAS; e (b) correntes i_g injetadas no PAC pelo FAP



Fonte: autoria própria

Figura 6.28 – Simulação de funcionamento completo e simultâneo do UPQC: (a) tensão do barramento c.c. e (b) potência reativa medida na saída tanto do conversor quanto do filtro LCL do FAP



Fonte: autoria própria

Nas simulações realizadas, não foram registradas instabilidades de operação do UPQC.

6.3.4. Simulação do UPQC atuando com uma carga conectada ao PAC

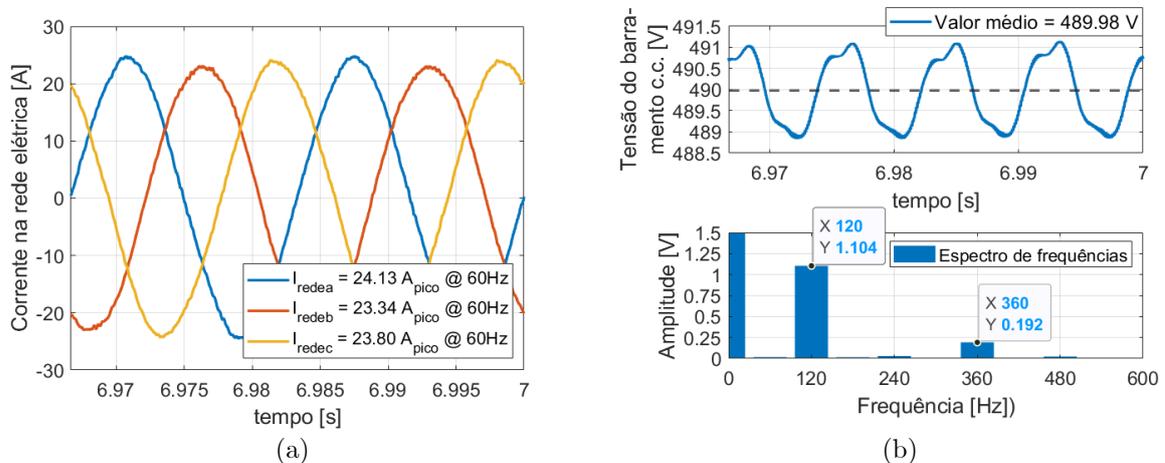
Com os controladores redefinidos, simulou-se novamente no *software* PLECS® o UPQC do diagrama da Figura 2.1 na presença de distúrbios, mas agora com uma carga no PAC. O objetivo desse teste é verificar se ele é capaz de adequar as variáveis elétricas do sistema aos limites previstos em norma. As condições de operação do sistema como um todo são:

- Rede (neutro aterrado) com sobretensão e desequilíbrio somados de harmônicos:
 - fase A:
 - fundamental de amplitude $197,6V$ e ângulo de fase 0° ;
 - fundamental de amplitude $18,56V$ e ângulo de fase $+8,95^\circ$;
 - harmônica de 5^a ordem de amplitude $18V$ e ângulo de fase 0° ;
 - harmônica de 7^a ordem de amplitude $13,5V$ e ângulo de fase 180° .
 - fase B:
 - fundamental de amplitude $197,6V$ e ângulo de fase -120° ;
 - amplitude de amplitude $13,33V$ e ângulo de fase $+120^\circ$;
 - harmônica de 5^a ordem de amplitude $18V$ e ângulo de fase $+120^\circ$;
 - harmônica de 7^a ordem de amplitude $13,5V$ e ângulo de fase 60° .
 - fase C:
 - fundamental de amplitude $197,6V$ e ângulo de fase 120° ;
 - fundamental de amplitude $18,56V$ e ângulo de fase $-128,9^\circ$;
 - harmônica de 5^a ordem de amplitude $18V$ e ângulo de fase -120° ;
 - harmônica de 7^a ordem de amplitude $13,5V$ e ângulo de fase -60° .
- Carga desequilibrada RL em Y com neutro flutuante somada de harmônicos:
 - fase A:
 - resistência de $5,168\Omega$ e indutância de $4,782mH$;
 - harmônica de 5^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de 0° ;
 - harmônica de 7^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de 0° .
 - fase B:
 - resistência de $4,364\Omega$ e indutância de $8,763mH$;
 - harmônica de 5^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de 120° ;
 - harmônica de 7^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de -120° .

- fase C:
 - resistência de $6,716\Omega$ e indutância de $9,543mH$;
 - harmônica de 5^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de -120° ;
 - harmônica de 7^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de 120° .
- Tensão de linha à $60Hz$ desejada no PAC equilibrada de $220V$ e sequência positiva.
- Fator de potência unitário e correntes balanceadas desejadas na rede.

Em uma primeira simulação do UPQC nessas condições, o sistema apresentou erro inferior à 2% em todas as suas funções à exceção da que visa o balanceamento de corrente na rede. No caso, foi registrada uma diferença máxima de 3,5% entre os valores de pico das componentes fundamentais das correntes circulando pela rede elétrica conforme apresentado na Figura 6.29a. Por ser comparativamente superior aos desvios encontrados para as suas contrapartes, essa funcionalidade foi examinada, sendo observada a existência de uma oscilação periódica no barramento c.c. conforme apresentado na Figura 6.29b para o ponto de operação em estudo.

Figura 6.29 – Simulação de funcionamento do UPQC com uma carga no PAC: (a) correntes circulando na rede elétrica; e (b) tensão do barramento c.c. e seu espectro de frequências associado

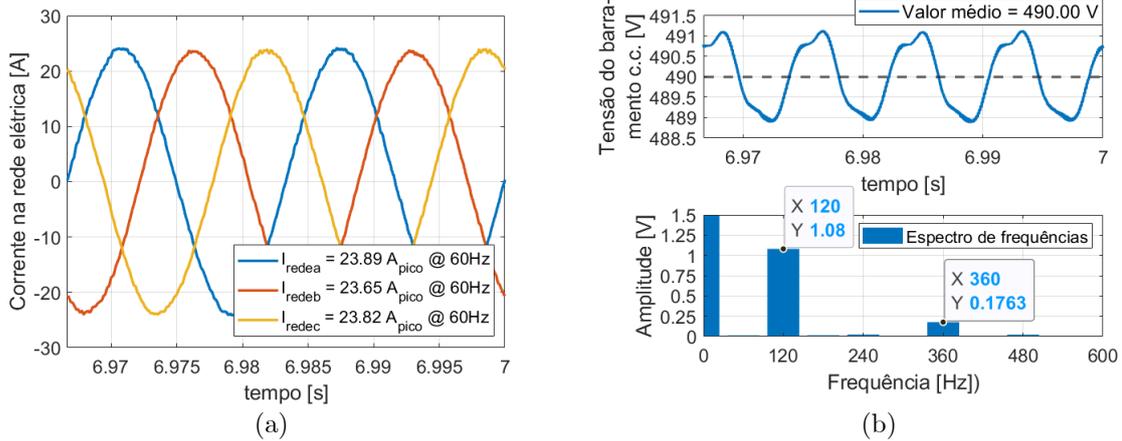


Fonte: autoria própria

Tal oscilação é inerente à atuação do UPQC: a componente de $120Hz$ está associada à busca do balanceamento das correntes da rede e da tensão no PAC, e a componente de $360Hz$ à síntese de correntes e tensões harmônicas pelo condicionador de energia. Após investigação, constatou-se que reduzir a banda do controlador de tensão do barramento beneficia o controle de corrente de desbalanceamento. Reduzindo a frequência natural ω_{nvp} para um terço de seu valor original e recalculando $K_{PVP} = 0,2864S$ e $K_{IVP} = 1,1395H^{-1}$, a maior diferença entre os picos

fundamentais das correntes na rede cai para 1% como mostra a Figura 6.30. Fora uma redução da THD de corrente que será discutida na sequência, não foram registradas diferenças significativas no desempenho das funções do UPQC no que diz respeito aos erros de amplitude e fase.

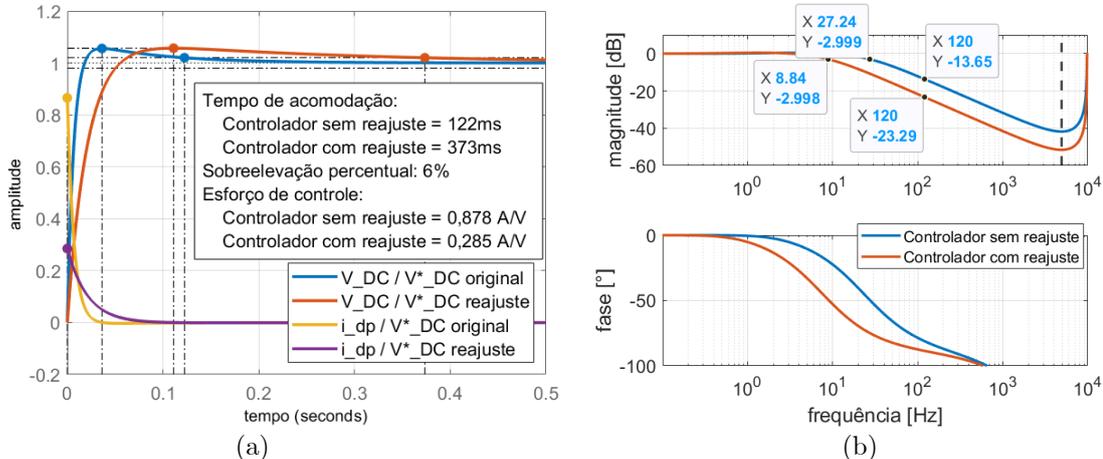
Figura 6.30 – UPQC com carga no PAC e controle de tensão do barramento c.c. reajustado : (a) correntes circulando na rede elétrica; e (b) tensão do barramento e seu espectro de frequências associado



Fonte: autoria própria

A Figura 6.31 compara a resposta ao degrau, esforço de controle e resposta em frequência do controlador antes e depois desse reajuste. O sistema acomoda no triplo do tempo e possui um terço do esforço de controle e da frequência de corte em malha fechada. Nota-se também uma maior atenuação na frequência de 120Hz com o reajuste (diferença de 10dB) que garante uma menor interação entre as dinâmicas dos controles de corrente e de tensão do barramento.

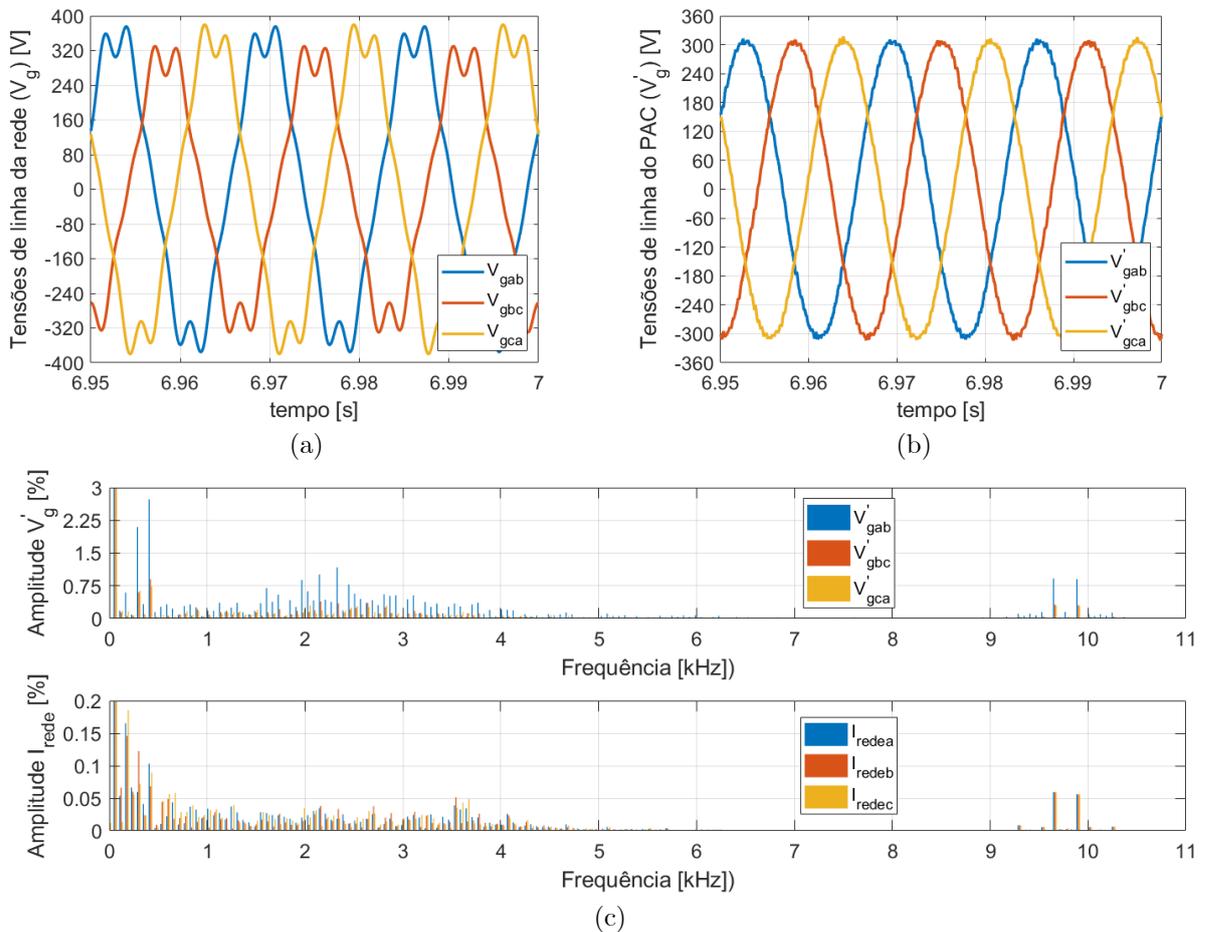
Figura 6.31 – Comparação dos controladores de tensão do FAP antes e após seu reajuste: resposta ao degrau unitário de referência; e (b) resposta em frequência da malha fechada de controle



Fonte: autoria própria

Com os novos controladores propostos e já assumindo o reajuste do controlador de tensão do barramento c.c., o UPQC foi novamente simulado. Tem-se na Figura 6.32 as tensões de linha medidas na rede elétrica e no PAC, bem como os espectros de frequência da tensão e corrente na rede (a corrente circulando na rede elétrica já foi apresentada na Figura 6.30). Já os parâmetros de qualidade de energia do sistema nas condições em estudo são apresentados na Tabela 6.5, a qual registra os resultados obtidos com e sem o reajuste proposto no controle de tensão do barramento c.c. para melhoria do controle de balanceamento de correntes. Verifica-se que, com o reajuste do controle de tensão do barramento c.c., o impacto nas variáveis de tensão e potência de interesse não foi expressivo. No entanto, há uma redução da desigualdade entre as correntes eficazes na rede de um máximo de $560mA$ para $170mA$, além de uma redução da THD de corrente de $2,3\%$ para $1,3\%$.

Figura 6.32 – Simulação de funcionamento do UPQC já com o controlador de tensão do barramento c.c. reajustado e uma carga no PAC: (a) tensões v_g de linha na rede; (b) tensões v'_g de linha no PAC; e (c) espectro de frequências das tensões v'_g de linha no PAC e das correntes I_{rede} circulando na rede



Fonte: autoria própria

Tabela 6.5 – Simulação de operação do UPQC com carga no PAC (valores de referência e medidos)

		REFERÊNCIA, MEDIÇÃO E ERRO PERCENTUAL (Δ)						
		SEM REAJUSTE DO CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO C.C.			COM REAJUSTE DO CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO C.C.			
		REF	MED	Δ	REF	MED	Δ	
i_{rede} fund. (rms)	a	–	17,06A	–	–	16,89A	–	
	b	–	16,50A	–	–	16,72A	–	
	c	–	16,83A	–	–	16,84A	–	
i_{rede} harm. indiv.	a	5^a 7^a	0%	0,32% 0,42%	–	0%	0,25% 0,43%	–
	b	5^a 7^a	0%	0,47% 0,27%	–	0%	0,52% 0,29%	–
	c	5^a 7^a	0%	0,33% 0,40%	–	0%	0,30% 0,37%	–
i_{rede} THD	a		0%	2,1%	–	0%	1,2%	–
	b		0%	2,3%	–	0%	1,2%	–
	c		0%	2,3%	–	0%	1,3%	–
V'_g fund. (rms)	ab		220V	218,53V	0,63%	220V	218,64V	0,62%
	bc		220V	218,08V	0,83%	220V	217,88V	0,96%
	ca		220V	218,59V	0,60%	220V	218,79V	0,55%
V'_g harm. indiv.	ab	5^a 7^a	0%	0,47% 0,93%	–	0%	0,68% 0,88%	–
	bc	5^a 7^a	0%	0,34% 0,87%	–	0%	0,60% 0,90%	–
	ca	5^a 7^a	0%	0,41% 0,79%	–	0%	0,64% 0,74%	–
V'_g THD	ab		0%	1,6%	–	0%	1,6%	–
	bc		0%	1,4%	–	0%	1,6%	–
	ca		0%	1,4%	–	0%	1,5%	–
FP	trifásico		1,000	0,999	0,1%	1,000	0,999	0,1%

Fonte: autoria própria

Apesar das diferenças mencionadas, para ambos os controladores de tensão do barramento c.c., o UPQC atendeu os limites de THD de 5% e 8% de corrente e de tensão, respectivamente, e harmônicas até 7^a ordem de 4% e 5% de corrente e de tensão, respectivamente (IEEE, 2014). Além disso, nos dois casos, o sistema também foi capaz de estabelecer tensões balanceadas no PAC de acordo com os níveis desejados (erro inferior à 1%), balancear as correntes da rede e realizar a devida compensação de reativos, tornando o fator de potência da rede quase unitário.

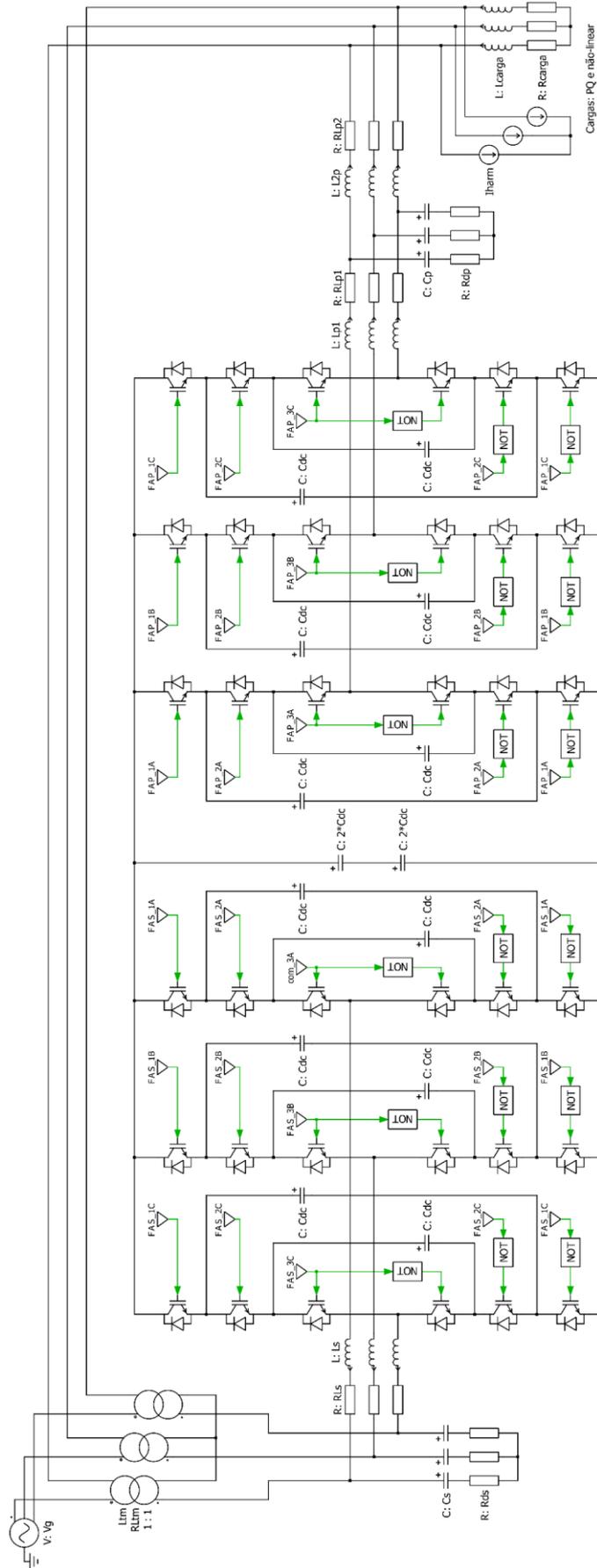
6.4. UPQC multicélulas com o modulador multi-taxas proposto

Uma estratégia para aumentar a banda de passagem do UPQC é o uso de conversores multicélulas, os quais são uma família particular dos inversores multiníveis (Meynard *et al.*, 2002). A topologia proporciona um aumento da frequência de chaveamento aparente e, conseqüentemente, é possível projetar filtros de saída mais reduzidos quando comparado aos inversores de dois níveis clássicos. Além desse ganho na resposta dinâmica, essas estruturas se beneficiam de outras vantagens como menores variações de tensão – dv/dt – e baixo *ripple* de saída associado ao chaveamento (Defay, Llor e Fadel, 2008; Kontos *et al.*, 2017). Topologias como o NPC, CHB, FC e conversores modulares (MMC, do inglês *Modular Multilevel Converters*) são comumente utilizadas em aplicações de filtros ativos de potência (Antoniewicz *et al.*, 2016; Defay, Llor e Fadel, 2008; Lacerda, de *et al.*, 2020; Munoz *et al.*, 2012; Xu *et al.*, 2016).

Nesse estudo, considerando os trabalhos realizados com o Dr. Thierry Meynard durante o período sanduíche, será aplicada a topologia FC por ele proposta (Meynard e Foch, 1992a; b) com três células ($n_s = 3$) de forma a se obter o UPQC apresentado na Figura 6.33. De fato, como denotado no Capítulo 5, a estrutura multicélulas série exige filtros com indutores menores do que os da paralela. Isso, pois a segunda topologia faz uso de indutores na saída de todas as suas células para limitar o *ripple* de cada uma, sendo que a primeira usa um único indutor por fase. A contrapartida dessa redução é um aumento da capacitância do filtro para se alcançar os mesmos níveis de *ripple* de corrente, o que implica em um aumento do reativo associado ao mesmo, mas ele pode ser prontamente compensado pela atuação do condicionador de energia.

Posto isso, é importante ressaltar que o propósito dessa investigação não é apenas verificar que o uso do conversor multicélulas aumentará a banda de passagem do filtro ativo, mas sim comparar o desempenho dinâmico do modulador multi-taxas proposto no Capítulo 5 com as técnicas PWM clássicas. Para isso, simulações serão realizadas com o *software* PLECS[®], assumindo um passo de cálculo de 512 amostras por ciclo de chaveamento aparente ($f_{sap} = n_s \cdot f_s$). O desempenho do sistema será avaliado não só em regime permanente, para avaliar sua capacidade de atuar como um condicionador de energia, mas também durante fenômenos transitórios associados a variações em degrau das referências de controle, para avaliar o desempenho do modulador multi-taxas proposto nas condições em que ele se diferencia do SPWM clássico.

Figura 6.33 – Diagrama do UPQC baseado em um sistema multicélulas a capacitores flutuantes ($n_s = 3$ e $n_p = 1$)



Fonte: autoria própria

Ressalta-se que todas as simulações que envolvem conversores multiníveis serão realizadas com fontes de tensão ideais representando o barramento c.c. e os FCs. O uso de estratégias de balanceamento da tensão dos capacitores influenciará os estados de chaveamento (como, por exemplo, com o uso de máquinas de estados finitos) ou adicionará dinâmicas ao sistema (como, por exemplo, com o uso de circuitos passivos ou técnicas de controle diversas) (Defay, Llor e Fadel, 2010; McGrath et al., 2005; Stala et al., 2009; Wilkinson, Meynard e Mouton, 2006; Zhang e Watkins, 2007). Assim, tal simplificação se justifica em virtude do objetivo de analisar o impacto do modulador multi-taxas na banda de passagem do UPQC.

6.4.1. Banda de passagem do modulador multi-taxas em malha aberta

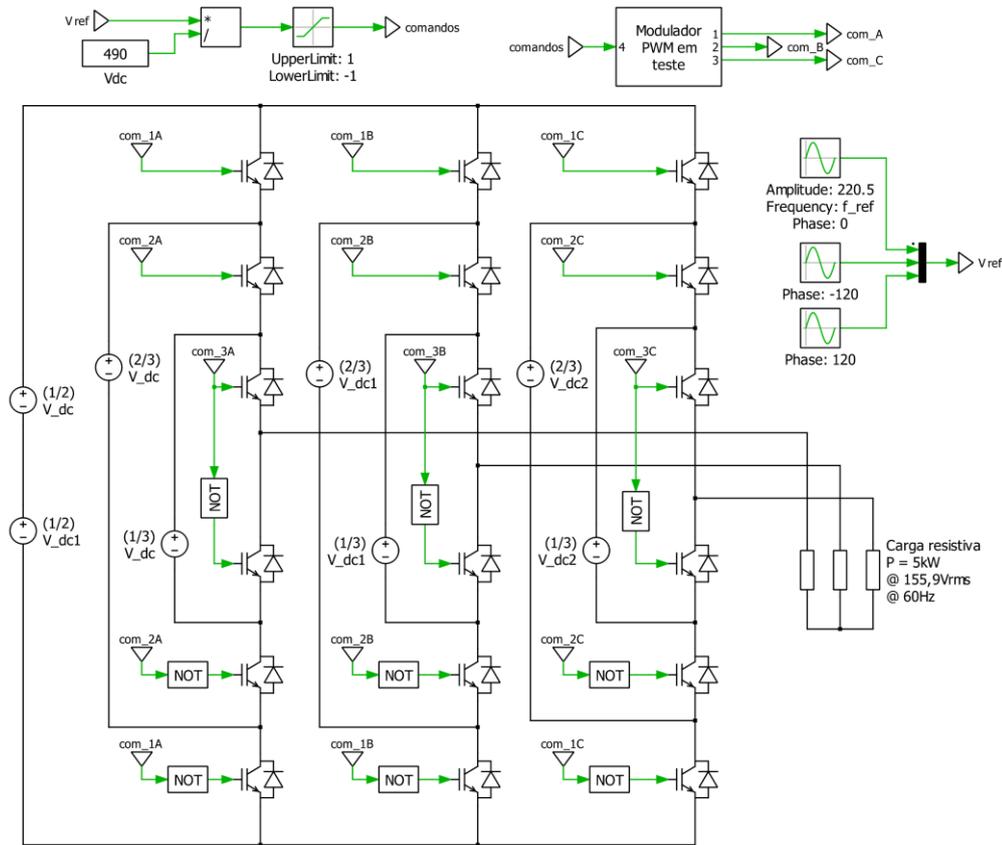
Modelar o modulador multi-taxas proposto não é uma tarefa simples devido ao seu comportamento não-linear. Assim, visando comparar sua banda de passagem com as dos métodos SS-PWM, AS-PWM e NS-PWM clássicos, optou-se por fazer um estudo de varredura em frequência. Para isso, múltiplas simulações foram processadas para se traçar empiricamente a resposta em malha aberta de um conversor multicélulas série operando com esses moduladores. A Figura 6.34 apresenta o circuito do conversor FC a três células utilizado nos testes iterativos e comparativos.

Considerou-se o valor nominal de $490V$ do UPQC em estudo para o barramento c.c. principal, sendo os secundários de dois terços e um terço desse valor. Em adição, no caso específico do modulador multi-taxas proposto, a referência de tensão a se sintetizar no intervalo de $-1p.u. < V_{ref} < 1p.u.$ foi espelhada no intervalo $0p.u. < V_{out}^{tk} < 1p.u.$ conforme a expressão (6.7). Com isso, as saídas (α_{out}) do algoritmo que serão os sinais modulantes (α) a serem comparados com as portadoras triangulares entrelaçadas também precisaram ser espelhadas de acordo com a equação (6.8). Tais adequações são necessárias para que o algoritmo utilizado no sistema c.a. seja o mesmo do c.c. discutido no Capítulo 5, ou seja, o mesmo bloco de código pode ser usado nos dois casos.

$$V_{out}^{tk} = \langle V^{tk} \rangle_{out} = \frac{1}{2} \cdot (V_{ref} + 1) \quad (6.7)$$

$$\alpha = 2 \cdot \left(\alpha_{out} - \frac{1}{2} \right) \quad (6.8)$$

Figura 6.34 – Conversor FC com três células que passará por um estudo de varredura em frequência



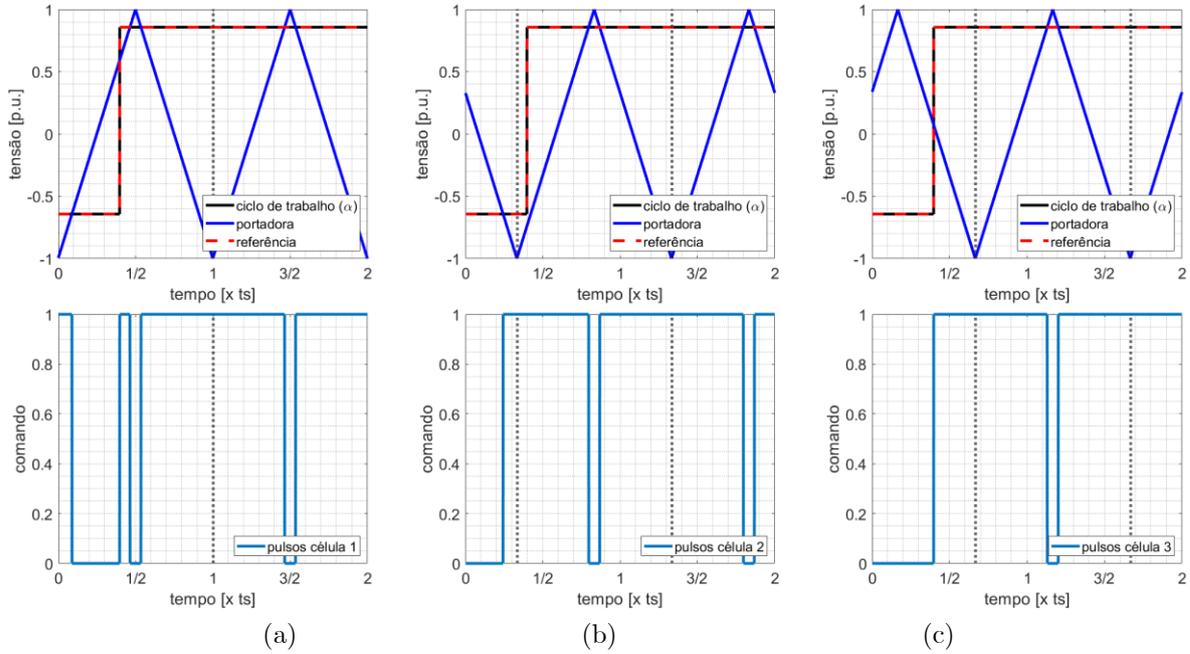
Fonte: autoria própria

Finalizada a discussão dos fundamentos das simulações a serem realizadas, pode-se analisar os moduladores em si. Espera-se que o NS-PWM apresente a melhor resposta dinâmica, já que ele permite a atualização instantânea dos ciclos de trabalho de todas as chaves assim que a referência varia. Como consequência disso, ele admite a ocorrência de sobrechaveamento, comportamento indesejado devido a seu impacto nas perdas do sistema e estresse dos dispositivos semicondutores. Para comprovar o aparecimento desses pulsos de comando extras, aplicou-se um degrau na referência de tensão a ser sintetizada pelo conversor multinível. A partir desse teste, traçaram-se as curvas dos ciclos de trabalho da fase A do conversor operando com o NS-PWM na Figura 6.35, com o SS-PWM na Figura 6.36 e com o MSS-PWM na Figura 6.37.

Verifica-se o chaveamento excessivo apenas com o NS-PWM, sendo essa ocorrência registrada na célula 1. Além disso, a partir dos pulsos apresentados, vê-se que a resposta em malha aberta a uma variação em degrau do modulador multi-taxas é mais rápida do que a do PWM senoidal clássico, atingindo o valor final em um período de amostragem ($t_{sap} = 1/f_{sap}$) mais cedo. Isso é comprovado pela Figura 6.38, onde são traçadas as curvas dos ciclos de trabalho

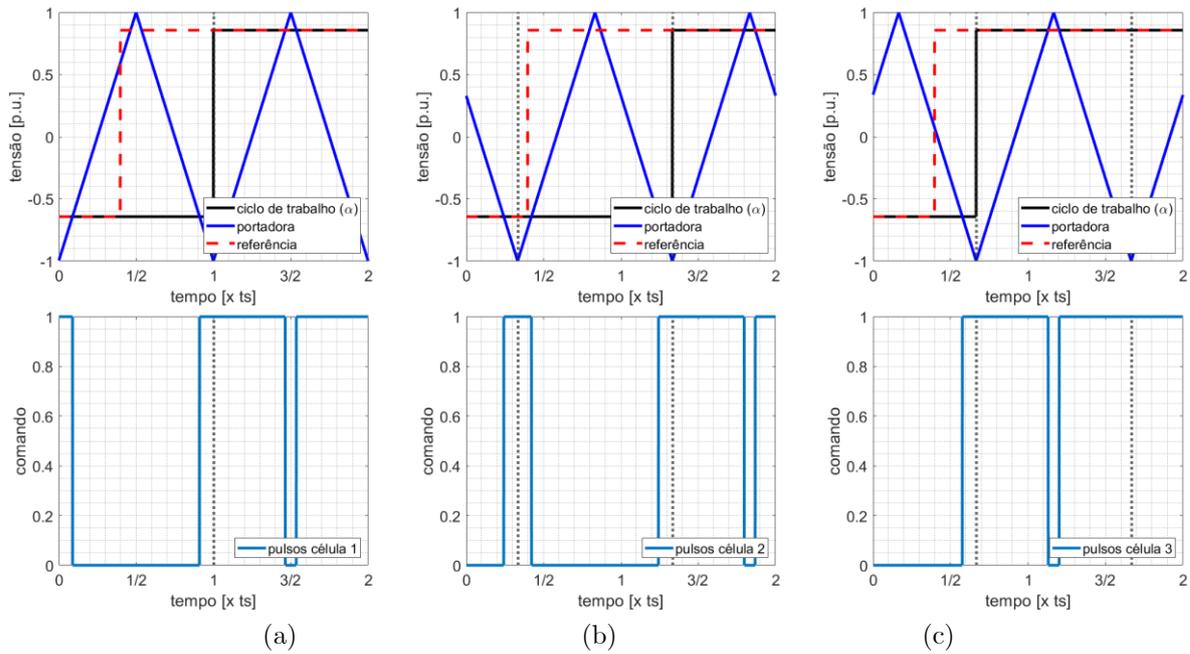
equivalente (α_{eq}) da fase A para o conversor sendo operado com os três moduladores em estudo. Ressalta-se que esse α_{eq} é a média aritmética dos pulsos de comandos das células do conversor.

Figura 6.35 – Variação em degrau da referência de tensão em malha aberta e pulsos associados da fase A para o NS-PWM, sendo $t_s = 1/f_s$: (a) célula 1, (b) célula 2 e (c) célula 3



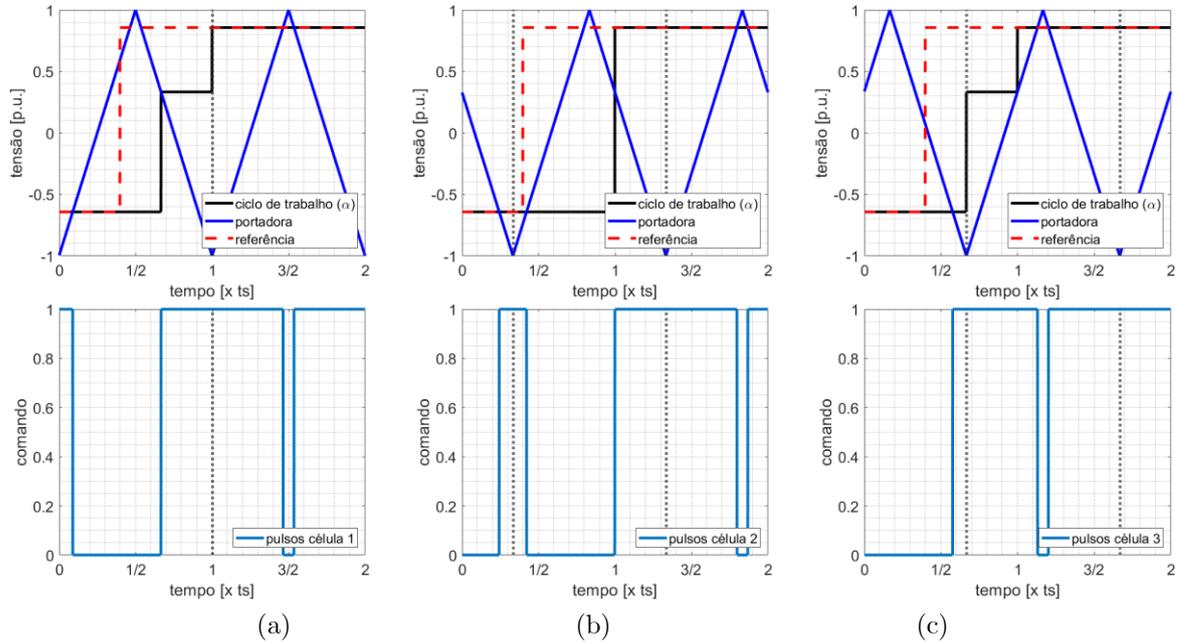
Fonte: autoria própria

Figura 6.36 – Variação em degrau da referência de tensão em malha aberta e pulsos associados da fase A para o SS-PWM, sendo $t_s = 1/f_s$: (a) célula 1, (b) célula 2 e (c) célula 3



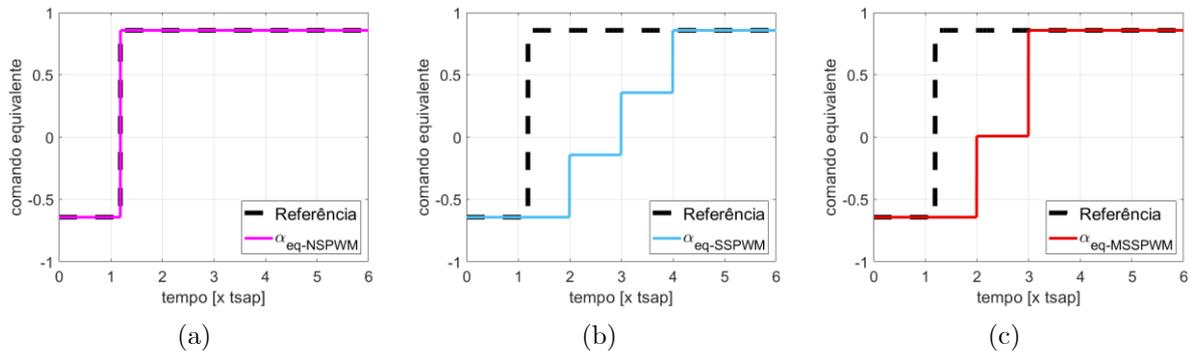
Fonte: autoria própria

Figura 6.37 – Variação em degrau da referência de tensão em malha aberta e pulsos associados da fase A para o MSS-PWM, sendo $t_s = 1/f_s$: (a) célula 1, (b) célula 2 e (c) célula 3



Fonte: autoria própria

Figura 6.38 – Comando equivalente para a fase A do conversor FC com três células durante a variação em degrau para os moduladores: (a) NS-PWM, (b) SS-PWM e (c) MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Na sequência, realizou-se a análise de Fourier das tensões de fase sintetizadas pelo conversor quando os moduladores são alimentados com referências trifásicas senoidais puras, equilibradas e de amplitude $220,5V$ (90% da tensão disponível, uma vez que o barramento c.c. possui tensão nominal de $490V$). O cálculo médio dos coeficientes de Fourier foi realizado sempre dentro de uma janela de dez períodos desses sinais senoidais e, para cada teste, foram extraídos do espectro de frequências da tensão produzida na saída do conversor os valores da amplitude (V_{amp}) e da fase (V_{fase}) associada apenas à fundamental em estudo (f_{ref}). Na sequência, essas informações são comparadas às da referência para quantificar o quanto a ação dos moduladores

atenuou e defasou a tensão sintetizada em contraste com o alvo estabelecido. Tais comparações são realizadas conforme as relações (6.9) e (6.10).

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_{amp}^{saída}(f_{ref})}{V_{amp}^{ref}(f_{ref})} \right) \quad [dB] \quad (6.9)$$

$$V_{fase}^{saída}(f_{ref}) - V_{fase}^{ref}(f_{ref}) \quad [^\circ] \quad (6.10)$$

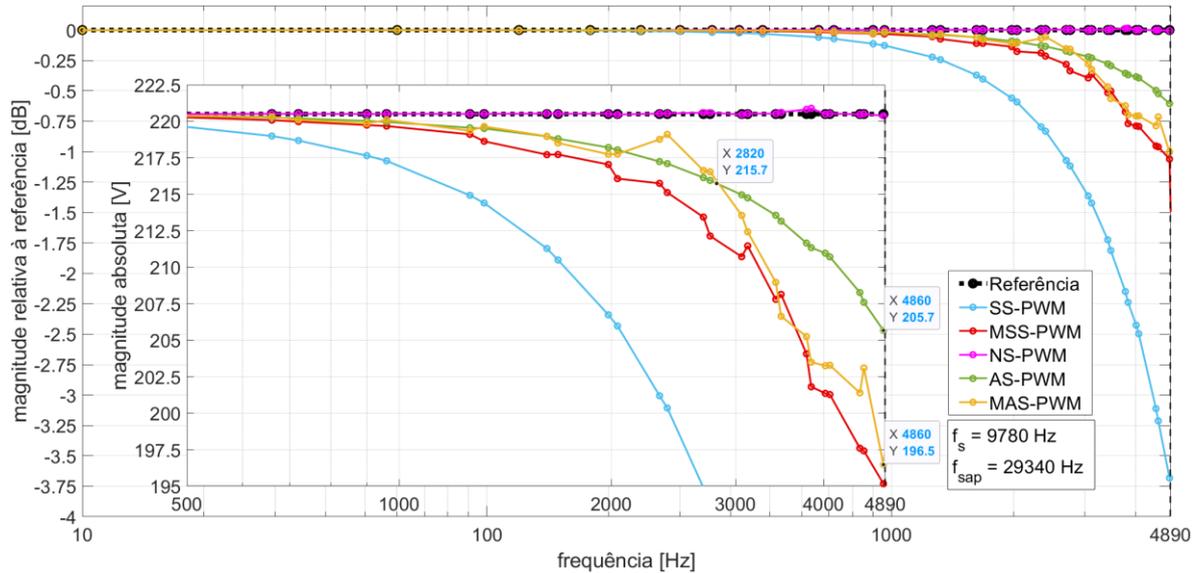
Três cenários distintos de operação foram comparados. No primeiro cenário, o conversor FC a três células foi operado com uma frequência de chaveamento $f_s = 9,78kHz$, o que implica em uma frequência aparente de chaveamento $f_{sap} = 29,34kHz$. Nessa condição, comparou-se a atuação dos moduladores quando da realização de uma (simétrica) e de duas amostragens por ciclo de chaveamento (assimétrica). No segundo cenário, o mesmo conversor foi operado apenas na condição de amostragem simétrica. Nesse caso, comparou-se a atuação dos moduladores para $f_s^1 = 4,98kHz$ e $f_s^2 = 14,46kHz$. No terceiro cenário, dois conversores FC foram operados com uma frequência de chaveamento $f_s = 9,78kHz$ apenas na condição amostragem simétrica. Nesse caso, comparou-se a atuação dos moduladores para um sistema FC a três células e outro a quatro células série.

A resposta obtida para o primeiro cenário é apresentada na Figura 6.39. Para a amostragem simétrica, o MSS-PWM apresenta uma dinâmica melhor do que SS-PWM, implicando em iguais ou menores atenuações e defasamentos para toda a faixa de frequência testada. Já para a assimétrica, o MAS-PWM resulta sempre em iguais ou menores defasamentos do que o AS-PWM, mas possui ganho de amplitude similar ao AS-PWM apenas para frequências inferiores a $2820Hz$, implicando em atenuações mais severas para àquelas superiores. Apesar disso, a maior diferença absoluta registrada foi de $9,2V$ à $4890Hz$ ($4,2\%$ da amplitude de referência), sendo a diferença de fase nesse caso de $24,6^\circ$. Até mesmo em $2820Hz$ a diferença de fase já é de $15,6^\circ$.

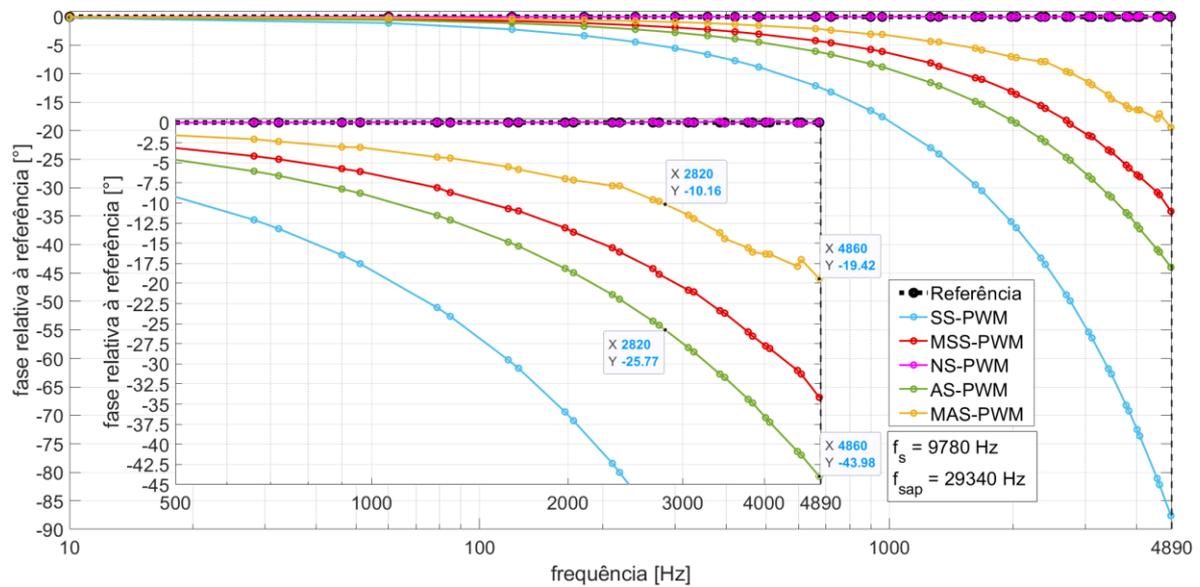
Para a aplicação em estudo de filtros ativos de potência, acertar a fase de um sinal a ser compensado pode ser tão importante quanto igualar sua amplitude, pois o objetivo final é mitigar componentes harmônicas, reativas e/ou de desbalanço indesejadas. Assim, conclui-se que o MSS-PWM possui uma maior banda de passagem e é superior ao SS-PWM, mas a comparação entre o MAS-PWM e o AS-PWM depende da frequência de interesse e do desempenho desejado para a resposta de magnitude e fase do sistema. Dito isso, é importante lembrar que

a resposta do modulador multi-taxas em malha aberta é mais rápida que a do SPWM clássico.

Figura 6.39 – Resposta em frequência dos moduladores obtida através da varredura em frequência para o conversor FC de três células com $f_s = 9,78kHz$, $f_{sap} = 29,34kHz$ e $V_{ref}^{amplitude} = 220,5V$: (a) magnitude relativa à fundamental de referência e absoluta; e (b) fase em relação à fundamental de referência



(a)



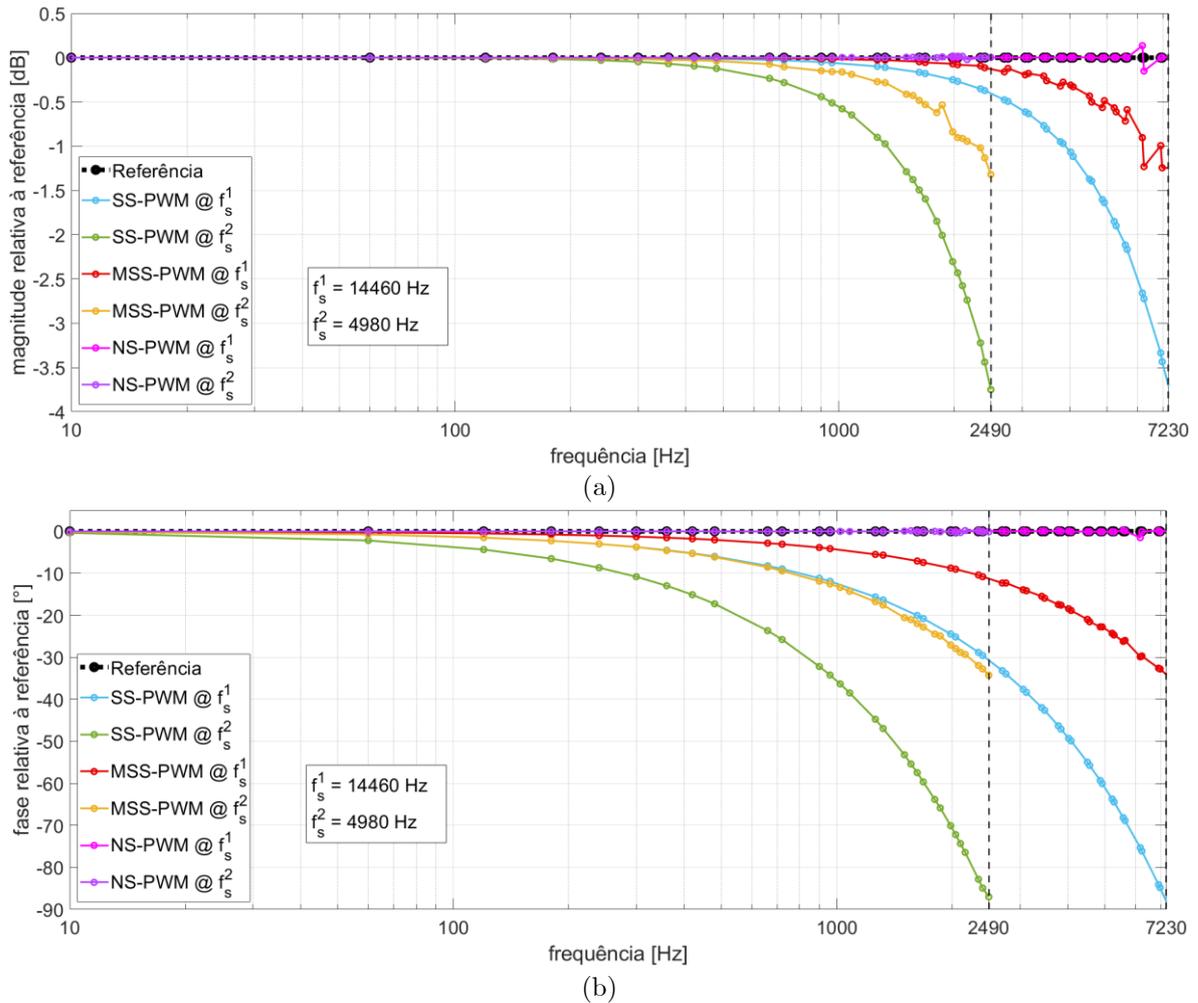
(b)

Fonte: autoria própria

Dando continuidade ao estudo, a resposta em frequência obtida para o segundo cenário é apresentada na Figura 6.40. Verifica-se que ambos o SS-PWM e o MSS-PWM se beneficiam do aumento da frequência de chaveamento. No entanto, o modulador multi-taxas proposto

apresenta uma dinâmica melhor do que o clássico, implicando em iguais ou menores atenuações e defasamentos para toda a faixa de frequência testada, independentemente de f_s escolhido.

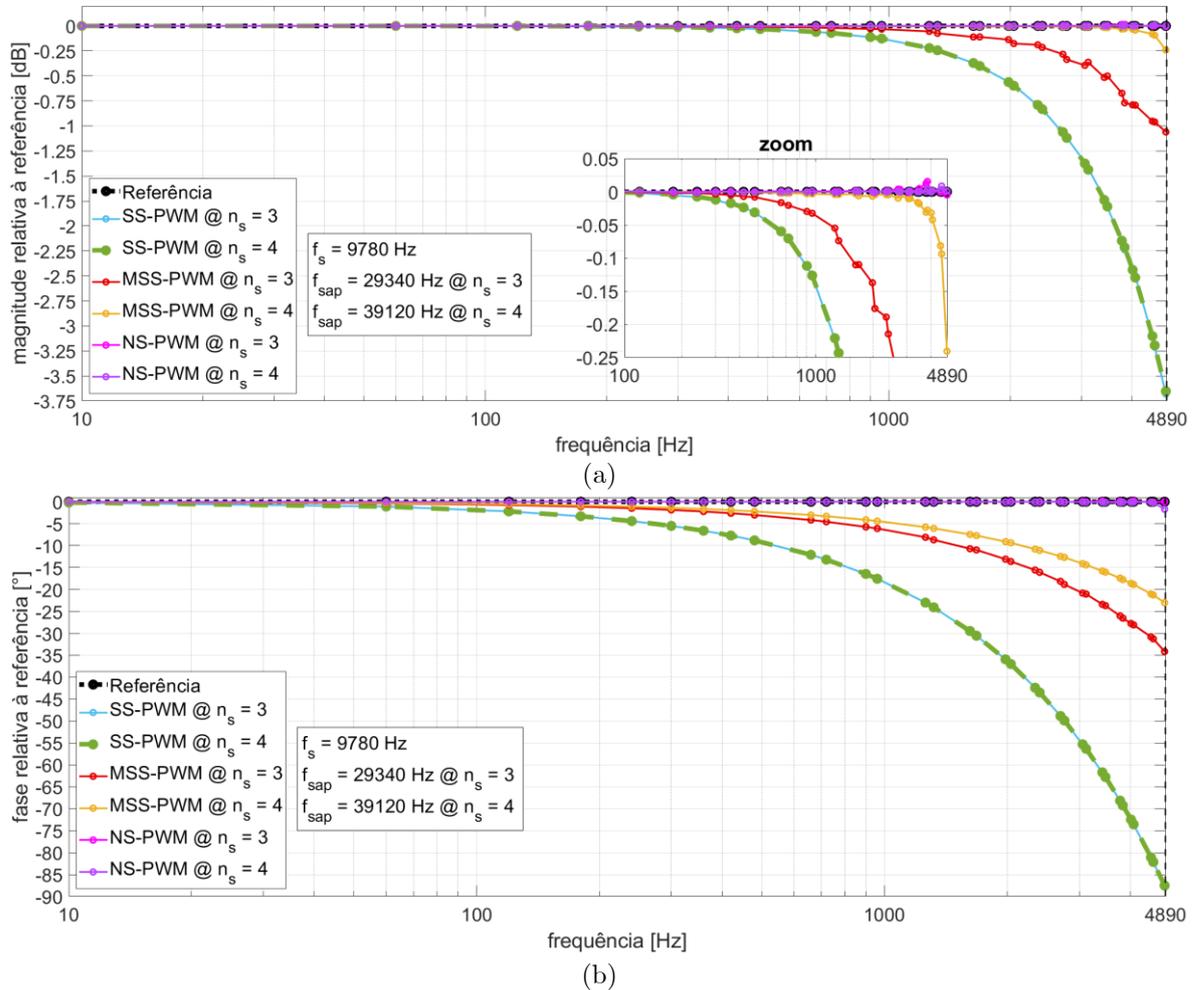
Figura 6.40 – Resposta em frequência dos moduladores obtida através da varredura em frequência para o conversor FC de três células com $V_{ref}^{amplitude} = 220,5V$: (a) magnitude relativa à fundamental de referência e (b) fase em relação à fundamental de referência para $f_s^1 = 14,46kHz$ e $f_s^2 = 4,98kHz$



Fonte: autoria própria

Finalmente, a resposta em frequência obtida para o terceiro e último cenário é apresentada na Figura 6.41. Verifica-se que, para uma frequência de chaveamento f_s fixa, a atenuação e o defasamento associados ao uso do SS-PWM não se alteram com o aumento do número de células. No entanto, o MSS-PWM se beneficia desse acréscimo, melhorando sua resposta de fase e aproximando sua resposta de ganho àquela do NS-PWM para a faixa de frequências avaliada.

Figura 6.41 – Resposta em frequência dos moduladores obtida através da varredura em frequência com $f_s = 9,78\text{kHz}$ e $V_{ref}^{amplitude} = 220,5\text{V}$: magnitude relativa à fundamental de referência e fase em relação à fundamental de referência para o conversor FC com números de células: (a) $n_s = 3$ e (b) $n_s = 4$



Fonte: autoria própria

6.4.2. Análise do modulador multi-taxas em malha fechada aplicado ao FAP

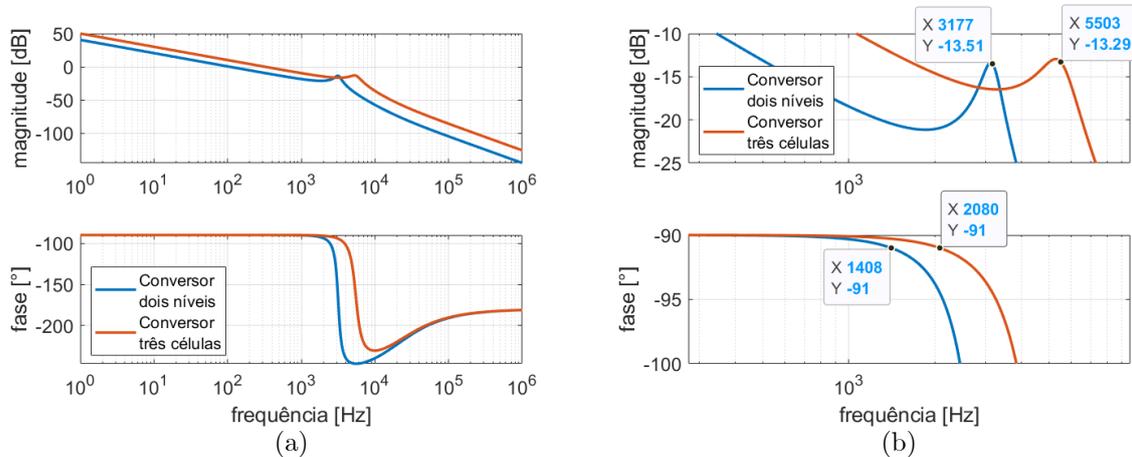
Os resultados já apresentados comprovam a hipótese de que o modulador multi-taxas proposto pode ser utilizado para aumentar a banda de passagem de um conversor multicélulas. Apesar disso, para complementar o estudo no domínio da frequência, testes em malha fechada foram realizados no FAP do UPQC multicélulas apresentado na Figura 6.33 assumindo o correto funcionamento do FAS. Como o modulador multi-taxas proposto possui uma atuação mais pronunciada durante variações abruptas de referência de tensão a ser sintetizada pelo conversor, o desempenho do sistema será avaliado em regime permanente e frente a variações em degrau.

Assim como mencionado anteriormente, o objetivo do estudo é avaliar o impacto do modulador multi-taxas na dinâmica do sistema. Por esse motivo, tal influência será avaliada apenas para as malhas de corrente mais internas da estrutura de controle em cascata proposta, uma vez que as dinâmicas mais externas são mais lentas e limitadas por elas (a malha de potência reativa, por exemplo, foi propositalmente projetada para ser lenta por motivos já discutidos). Além disso, como o barramento c.c. será representado por uma fonte de tensão ideal, variações em degrau na referência serão aplicadas somente na malha de corrente de eixo de quadratura.

Posto isso, é necessário projetar o filtro LCL do condicionador de energia de acordo com os procedimentos já discutidos no Capítulo 4 e neste capítulo para $n_s = 3$ e $f_s = 9780\text{Hz}$. Para o filtro de interconexão ao PAC, definiu-se $L_{p1} = L_{p2} = 246\mu\text{H}$, $C_p = 6,8\mu\text{F}$ e $R_{dp} = 1,2\Omega$, o que resulta nas figuras de mérito de interesse de $\Delta i_{\%}^{LCL} = 0,6\%$, $K_{ab} = 82,4\text{dB}$, $V_{\%FAP}^{queda} = 2,9\%$, $\Delta i_{\%}^{Lp1} = 30\%$ e $f_{ress}^{FAP} = 5503\text{Hz}$.

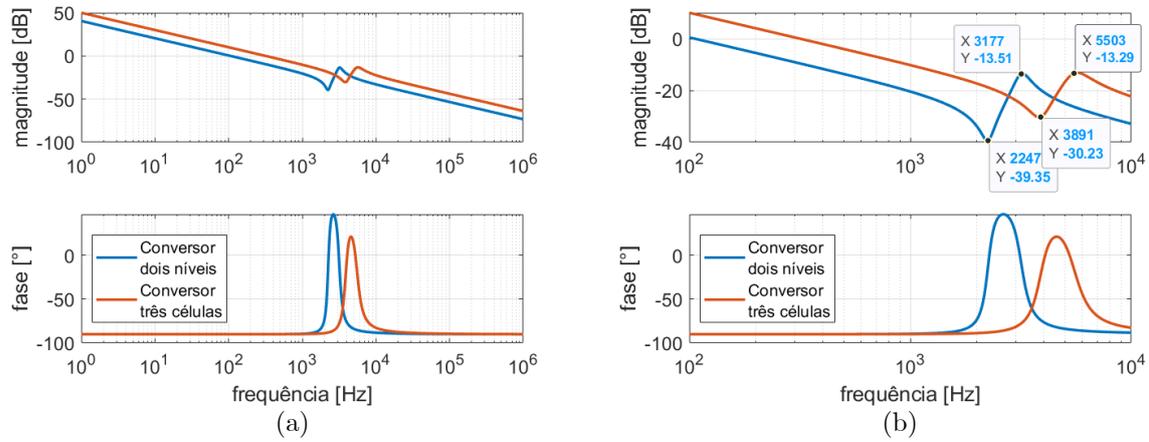
A Figura 6.42 e a Figura 6.43 apresentam a comparação da resposta em frequência de $i_g(s)/v_c(s)$ e de $i(s)/v_c(s)$, respectivamente, do filtro do FAP projetado para o conversor multicélulas e o sistema a dois níveis para a mesma $f_s = 9780\text{Hz}$. Das curvas contidas nela, verifica-se que a afirmação feita de que o aumento da frequência aparente de chaveamento permitiria a especificação de um filtro com uma maior banda de passagem (aumento de 73% de f_{ress}^{FAP}) se confirma mesmo para os critérios de projeto estabelecidos no Capítulo 4.

Figura 6.42 – Resposta em frequência de $i_g(s)/v_c(s)$ do filtro do FAP multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $f_s = 9780\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



Fonte: autoria própria

Figura 6.43 – Resposta em frequência de $i(s)/v_c(s)$ do filtro do FAP multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $f_s = 9780\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



Fonte: autoria própria

Na sequência, é necessário também projetar os controladores do condicionador de energia de acordo com os procedimentos já discutidos neste capítulo para $n_s = 3$ e $f_s = 9780\text{Hz}$ a frequência de corte em malha fechada do PI de corrente fundamental é escolhida como dez vezes menor que a frequência de chaveamento aparente, ou seja, $\omega_{ccp} = 18,435\text{krad/s}$ (valor referente a 2934Hz). Assim, tem-se os ganhos do controlador de corrente $K_{pcp} = 4,2482\Omega$ e $K_{icp} = 320,3413\text{F}^{-1}$. Por último, o ganho integral da parcela ressonante é escolhido como $K_{icpr} = 53,3902\text{F}^{-1}$.

Com esses parâmetros base definidos, as seguintes condições de operação foram estabelecidas para a simulação do FAP multinível (similares às da simulação do UPQC da Subseção 6.3.4):

- Tensão de linha de 220V à 60Hz no PAC equilibrada e sem distorções.
- Carga RL em Y no PAC desequilibrada com neutro flutuante somada de harmônicos:
 - fase A:
 - resistência de $5,168\Omega$ e indutância de $4,782\text{mH}$;
 - harmônica de 5^{a} ordem de amplitude 3A e ângulo de fase de 0° ;
 - harmônica de 7^{a} ordem de amplitude 3A e ângulo de fase de 0° .
 - fase B:
 - resistência de $4,364\Omega$ e indutância de $8,763\text{mH}$;
 - harmônica de 5^{a} ordem de amplitude 3A e ângulo de fase de 120° ;
 - harmônica de 7^{a} ordem de amplitude 3A e ângulo de fase de -120° .

- o fase C:
 - resistência de $6,716\Omega$ e indutância de $9,543mH$;
 - harmônica de 5^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de -120° ;
 - harmônica de 7^a ordem de amplitude $3A$ e ângulo de fase de 120° .
- Fator de potência unitário e correntes balanceadas e sem distorções desejadas na rede.

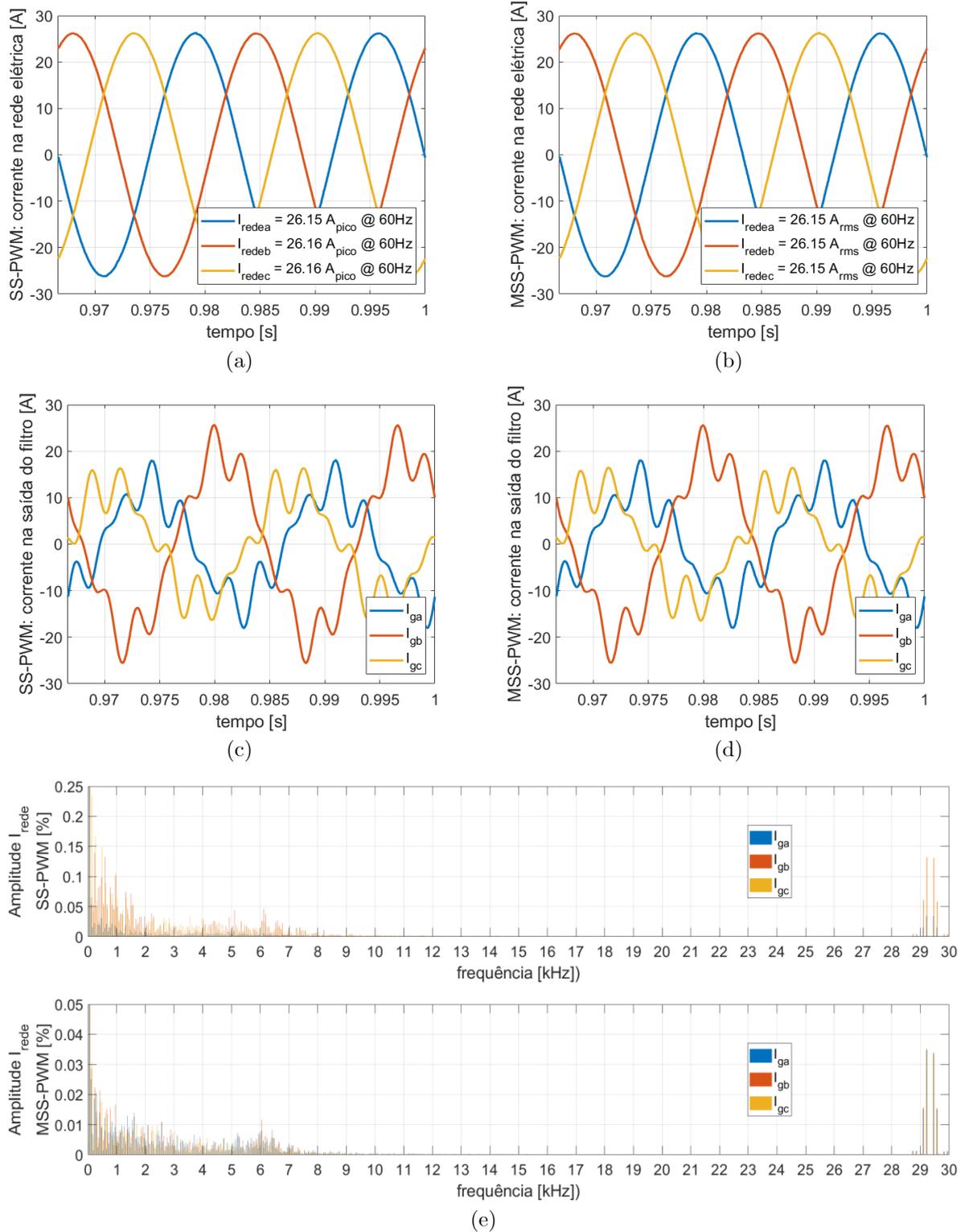
O condicionador de energia foi simulado sob essas condições e o seu desempenho como filtro ativo de potência em regime permanente foi avaliado. Tem-se na Figura 6.44 as correntes trifásicas i_g na saída do filtro LCL do FAP para os dois moduladores em estudo, bem como as correntes i_{rede} circulando na rede elétrica e seus respectivos espectros harmônicos. Já os parâmetros de qualidade de energia associados ao sistema são apresentados na Tabela 6.6. No caso, o FAP foi capaz de atender os limites de 5% de THD e de 4% de harmônicas individuais até 7^a ordem definidos em norma (IEEE, 2014) com ambos moduladores. Em adição, ele foi capaz de balancear as correntes da rede e de realizar a devida compensação de reativos, tornando o fator de potência da rede quase unitário. Nota-se que o MSS-PWM implicou em uma THD 50% maior do que a do SS-PWM, mas os valores absolutos registrados com o seu uso são suficientemente baixos (aproximadamente um décimo do limite estabelecido em norma).

Tabela 6.6 – Comparação do desempenho estático do FAP multinível com o SS-PWM e o MSS-PWM

		REFERÊNCIA, MEDIÇÃO E ERRO PERCENTUAL (Δ)						
		MODULADOR: SS-PWM			MODULADOR: MSS-PWM			
		REF	MED	Δ	REF	MED	Δ	
i_{rede} fund. (rms)	a	–	18,49A	–	–	18,49A	–	
	b	–	18,50A	–	–	18,49A	–	
	c	–	18,50A	–	–	18,49A	–	
i_{rede} harm. indiv.	a	5^a 7^a	0%	0,01% 0,02%	–	0%	0,02% 0,01%	–
	b	5^a 7^a	0%	0,05% 0,09%	–	0%	0,01% 0,02%	–
	c	5^a 7^a	0%	0,06% 0,02%	–	0%	0,01% 0,02%	–
i_{rede} THD	a		0%	0,33%	–	0%	0,43%	–
	b		0%	0,35%	–	0%	0,44%	–
	c		0%	0,33%	–	0%	0,49%	–
FP	trifásico		1,000	0,999	0,1%	1,000	0,999	0,1%

Fonte: autoria própria

Figura 6.44 – Comparação da operação do FAP multinível com um conversor FC a três células série: correntes i_{rede} para os moduladores (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM; correntes i_g para os moduladores (c) SS-PWM e (d) MSS-PWM; e (e) comparação do espectro de frequências das correntes i_{rede} para o SS-PWM e o MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Continuando o estudo, analisa-se a resposta do FAP com o SS-PWM e o MSS-PWM frente a variações na sua referência de corrente. Um degrau do valor nulo até $20A$ é aplicado na malha de eixo de quadratura para cinco conjuntos de ganhos dos controladores definidos no intervalo de 80% a 120% dos valores de $K_{Pcp} = 4,2482\Omega$ e $K_{Icp} = 320,3413F^{-1}$ previamente projetados (o que altera K_{Icpr} na mesma proporção). A Tabela 6.7 traz os tempos de acomodação (para 2% do degrau), o tempo corrido para a resposta atingir o seu pico máximo (t_{pico}) e o sobressinal associados à saída do PI de corrente, sendo o período de amostragem de $t_{sap} = 34,0832\mu s$.

Tabela 6.7 – Comparação das respostas do FAP multinível operado com o SS-PWM e o MSS-PWM frente à um degrau de $20A$ de para diferentes ganhos dos controladores PI de corrente de quadratura

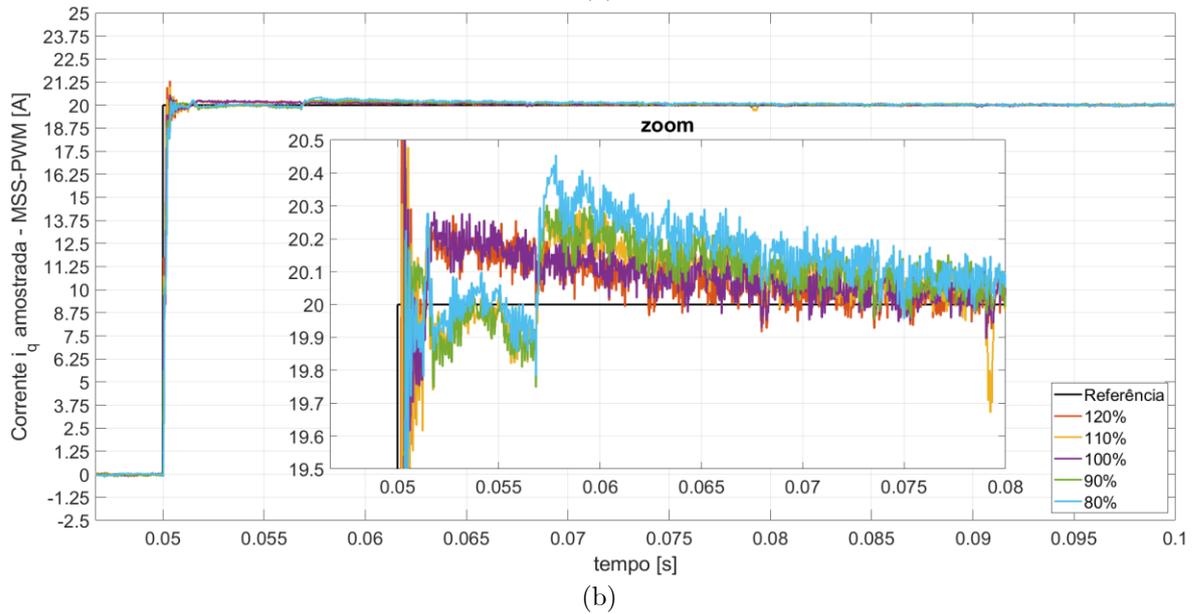
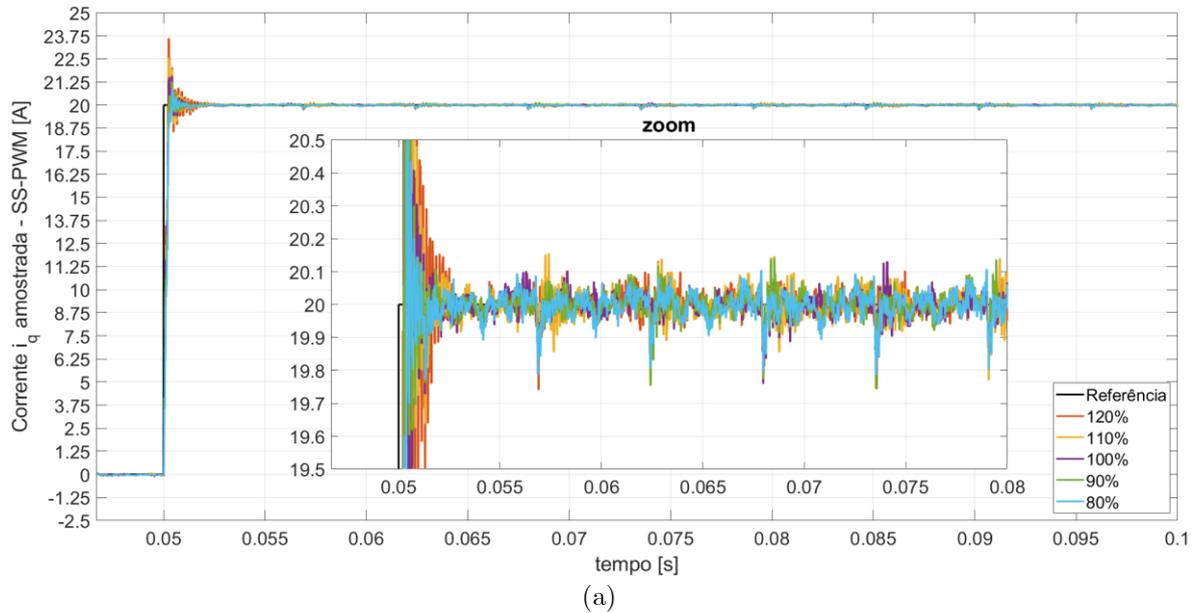
GANHOS: FRAÇÃO DE K_{Pcp} e K_{Icp}	TEMPO DE ACOMODAÇÃO		SOBRE-ELEVAÇÃO PERCENTUAL	
	SS-PWM	MSS-PWM	SS-PWM	MSS-PWM
80%	0,613ms (18 · t_{sap})	9,509ms (279 · t_{sap})	4,35%	2,35%
90%	0,613ms (18 · t_{sap})	0,374ms (11 · t_{sap})	6,54%	1,69%
100%	0,783ms (23 · t_{sap})	0,477ms (13 · t_{sap})	8,04%	2,93%
110%	0,920ms (27 · t_{sap})	1,261ms (37 · t_{sap})	12,64%	4,87%
120%	1,329ms (38 · t_{sap})	0,613ms (18 · t_{sap})	17,90%	6,84%

Fonte: autoria própria

Verifica-se que o MSS-PWM implica em menores sobre-elevações do que o SS-PWM para qualquer um dos controladores PI testados. No entanto, diferentemente do que se observou em malha aberta, o tempo de resposta do sistema em malha fechada com o modulador multi-taxas não segue um padrão de alteração definido e não é consistentemente melhor ou pior do que sua contrapartida clássica SPWM. De fato, o aumento dos ganhos proporcional e integral por vezes aumenta e por vezes reduz o tempo de acomodação do sistema com o MSS-PWM. Para melhor explicar esse desempenho inconstante, são exibidas as curvas das respostas dos controladores

às variações em degrau estudadas na Figura 6.45. Nela, são apresentadas a variável controlada conforme amostragem vista pelo controlador (uma medição por ciclo de chaveamento aparente) e sua referência para os moduladores clássico e multi-taxas proposto.

Figura 6.45 – Resposta a um degrau de 20A da referência de corrente de eixo de quadratura do FAP multinível para diferentes ganhos controladores PI operado com (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Pelas curvas da Figura 6.45, a resposta inicial do controlador com o MSS-PWM é rápida, sendo igual ou melhor que a do SS-PWM. No entanto, a exemplo dos ganhos a 80% dos valores projetados, a corrente medida dá um novo salto antes de entrar em regime quando o FAP é

operado com o modulador multi-taxas, elevando o tempo de acomodação. Isso pode ser explicado pelo seu próprio comportamento na aplicação c.a., pois ele permite atualizar os comandos de uma ou múltiplas chaves de uma fase do FAP até três vezes por período de chaveamento.

Antes de explicar os motivos disso, é importante deixar claro que tanto o SS-PWM quanto o MSS-PWM apresentam deformações no sinal de corrente devido a saltos na tensão sintetizada na saída do conversor (o comportamento oscilatório periódico na resposta do controle da Figura 6.45 corrobora isso). Essas distorções são intensificadas no sistema com o modulador multi-taxas, mas também aparecem com o SPWM clássico, pois são naturais do processo de formação dos níveis na tensão de saída em um conversor multicélulas com o que está sendo estudado.

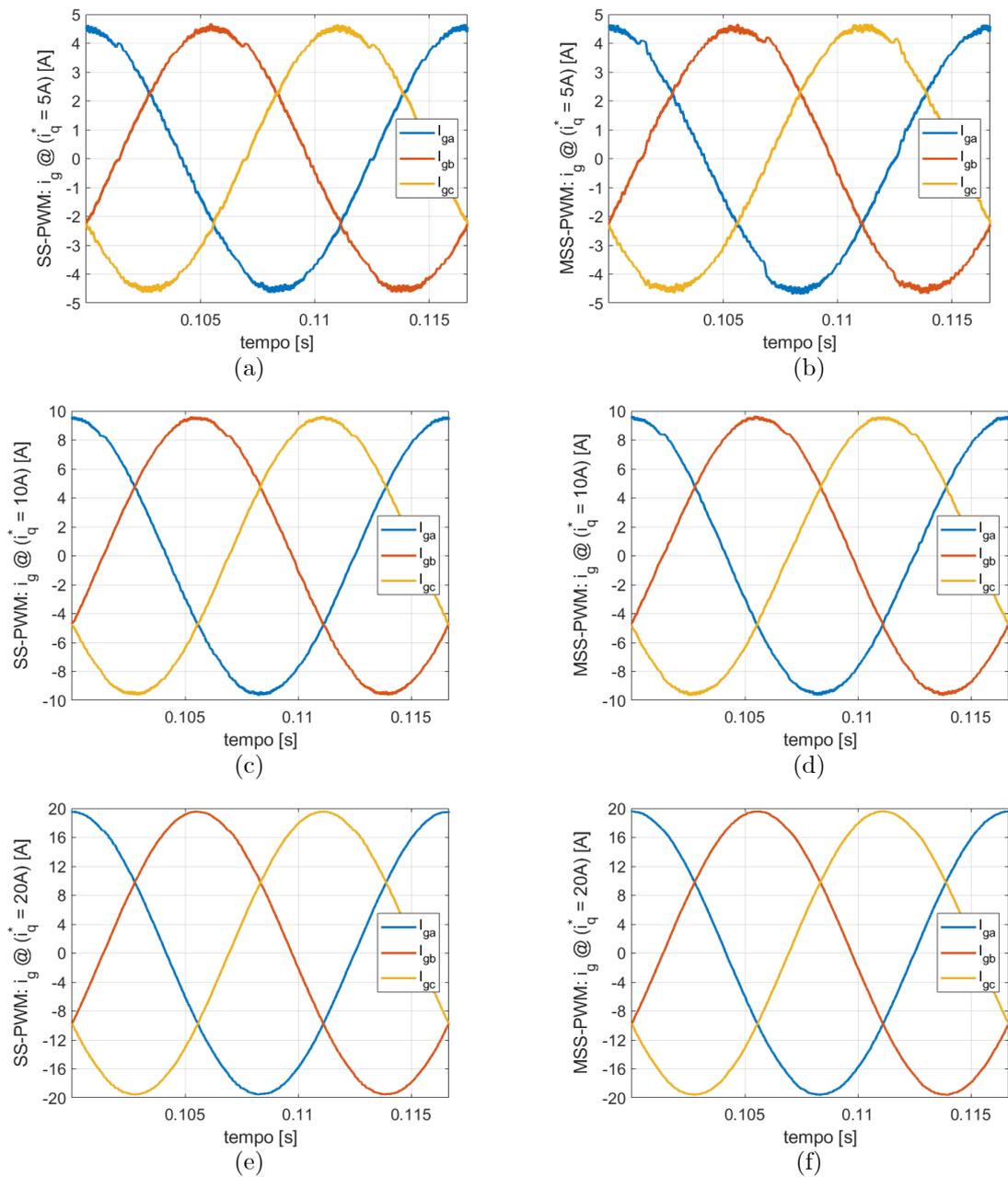
De fato, a cada troca do nível de tensão na saída do conversor multicélulas, há uma decorrente alteração da corrente circulando por seus braços. Considerando que a tensão na saída do conversor é uma onda chaveada, toda mudança de nível acarreta uma expressiva derivada de tensão. Naturalmente, essa variação de tensão se traduz em uma alteração da corrente na saída em função da tensão da rede e dos parâmetros do filtro LCL que conectam o conversor a ela. No caso, o algoritmo multi-taxas amplifica esse efeito ao permitir o chaveamento de múltiplas células de um braço do conversor por período de chaveamento ao invés de uma única com o SPWM clássico, possibilitando variações de tensão maiores e/ou em tempos mais curtos.

Com isso, toda vez que o modulador proposto trata entradas próximas de valores que resultam no acréscimo ou decréscimo de um nível na tensão de saída sintetizada pelo conversor, é possível que sejam registradas flutuações de corrente mais intensas dos que as que apareceriam com o uso do modulador SPWM clássico, pois as derivadas de tensão envolvidas podem ser maiores. De fato, para o nível de tensão do barramento c.c. do FAP em estudo, sempre haverá alterações do número de níveis, pois o conversor impõe em sua saída uma tensão de amplitude próxima à da rede. Somando a esse fato a flutuação do valor da tensão de referência ocasionada pela constante ação de controle, saltos de corrente ocorrerão em decorrências desses saltos de tensão, o que explica as variações na resposta de corrente da Figura 6.45 para o MSS-PWM.

Essa afirmativa é reforçada pelos dados da Tabela 6.6 para o FAP multinível operado com uma carga no PAC. Há uma maior THD de corrente com o MSS-PWM do que com o SS-PWM, mas o desempenho nas frequências fundamental e harmônicas de interesse é semelhante. Isso, pois os ocasionais saltos de corrente são fenômenos rápidos (di/dt elevada), se traduzindo em um conteúdo harmônico mais elevado, mas espalhado no espectro de frequências do sinal.

Para melhor elucidar a questão, o FAP multinível foi simulado com o controlador PI de corrente projetado e seu desempenho em regime permanente foi avaliado para referências i_q^* de 5A, 10A e 20A. Os parâmetros de qualidade de energia são apresentados na Tabela 6.8 para os dois moduladores. Já as curvas da corrente i na saída do conversor e i_g na saída do filtro LCL para o SS-PWM e para o MSS-PWM são exibidas na Figura 6.46. Verifica-se que o desempenho de ambos na síntese da fundamental (valor de pico da componente de 60Hz) é similar.

Figura 6.46 – Correntes i_g do FAP multinível para: (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM, com $i_q^* = 5A$; (c) SS-PWM e (d) MSS-PWM, com $i_q^* = 10A$; e (e) SS-PWM e (f) MSS-PWM, com $i_q^* = 20A$;



Fonte: autoria própria

Tabela 6.8 – Comparação das correntes sintetizadas pelo FAP multinível usando o SS-PWM e o MSS-PWM para diferentes referências de corrente de eixo de quadratura

	MEDIÇÕES EM REGIME PERMANENTE					
	MODULADOR: SS-PWM			MODULADOR: MSS-PWM		
	$i_q^* = 5A$	$i_q^* = 10A$	$i_q^* = 20A$	$i_q^* = 5A$	$i_q^* = 10A$	$i_q^* = 20A$
$i_{\{a,b,c\}}$ fund. (pico)	4,99A	9,99A	19,99A	5,02A	10,01A	20,03A
$i_{\{a,b,c\}}$ THD	33,39%	16,71%	8,37%	33,26%	16,69%	8,35%
$i_g_{\{a,b,c\}}$ fund. (pico)	4,53A	9,53A	19,53A	4,56A	9,55A	19,57A
$i_g_{\{a,b,c\}}$ THD	2,00%	0,95%	0,40%	2,69%	1,29%	0,42%

Fonte: autoria própria

Nota-se que há distorção da onda de corrente sintetizada com o SS-PWM e o MSS-PWM devido aos já mencionados saltos de tensão na saída do conversor, sendo a THD da corrente i_g superior para o uso do modulador multi-taxas para todas as referências de corrente consideradas. De fato, essa distorção é pronunciada e visualmente perceptível nas curvas devido ao fato do filtro LCL de saída possuir indutâncias reduzidas (um dos critérios de projeto desse componente é garantir uma maior banda de passagem para o sistema, logo é natural que variações da tensão em sua entrada se traduzam rapidamente em variação da corrente circulando por ele).

Adicionalmente, vê-se que a diferença relativa entre a THD de i_g com o SS-PWM e o MSS-PWM é menor quanto maior for a corrente a ser sintetizada. Isso é esperado, pois a amplitude da fundamental é mais elevada e, como mencionado, as indutâncias do filtro LCL são relativamente baixas. Assim, basta um pequeno aumento da tensão na saída do conversor para provocar uma elevação significativa dos níveis de corrente sintetizados por ele. Como os saltos de corrente que provocam a acentuada distorção da onda são registrados apenas nos instantes específicos já citados, seus conteúdos harmônicos associados não são linearmente proporcionais ao nível da corrente fundamental, logo a diferença relativa entre a THD de i_g com o modulador multi-taxas e o modulador clássico diminui com o aumento da corrente circulante.

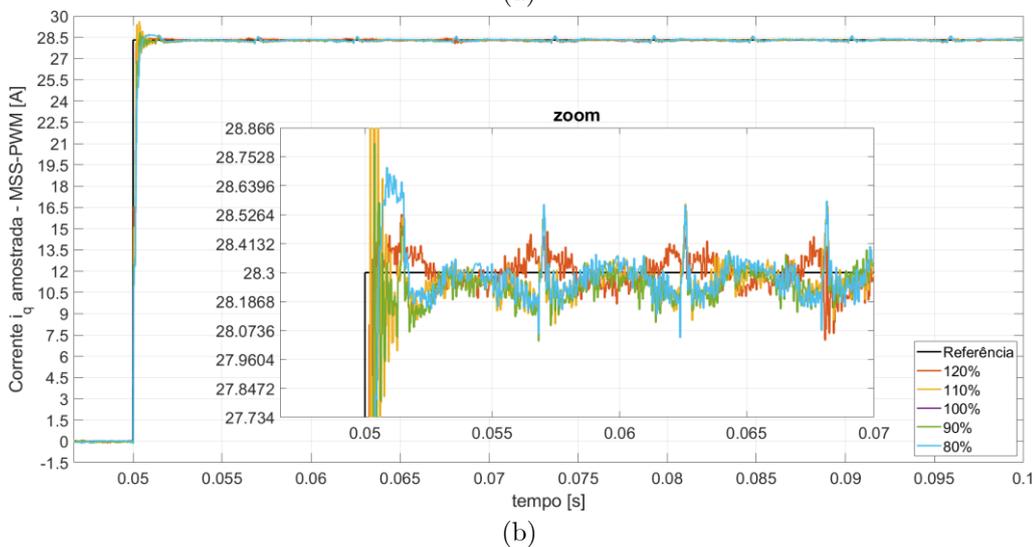
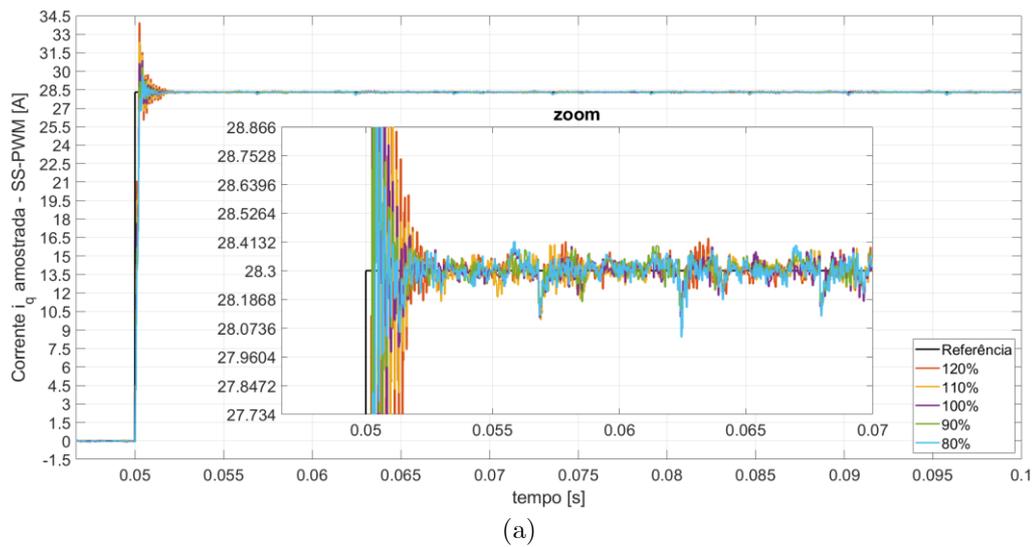
Para fundamentar essas afirmações, um degrau do valor nulo até 28,3A (corrente nominal) é aplicado para os conjuntos de ganhos anteriores. A Tabela 6.9 traz os tempos de acomodação e o sobressinal registrados, sendo as respostas dos controladores exibidas na Figura 6.47.

Tabela 6.9 – Comparação das respostas do FAP multinível operado com o SS-PWM e o MSS-PWM frente à um degrau de 28,3A para diferentes ganhos dos controladores PI de corrente de quadratura

GANHOS: FRAÇÃO DE K_{Pcp} e K_{Icp}	TEMPO DE ACOMODAÇÃO		SOBRE-ELEVAÇÃO PERCENTUAL	
	SS-PWM	MSS-PWM	SS-PWM	MSS-PWM
80%	0,613ms ($18 \cdot t_{sap}$)	0,409ms ($12 \cdot t_{sap}$)	4,70%	1,44%
90%	0,682ms ($20 \cdot t_{sap}$)	0,477ms ($14 \cdot t_{sap}$)	7,07%	1,77%
100%	0,852ms ($25 \cdot t_{sap}$)	0,477ms ($14 \cdot t_{sap}$)	9,03%	
110%	1,091ms ($32 \cdot t_{sap}$)	0,647ms ($19 \cdot t_{sap}$)	14,48%	4,44%
120%	1,466ms ($42 \cdot t_{sap}$)	0,307ms ($9 \cdot t_{sap}$)	19,72%	1,05%

Fonte: autoria própria

Figura 6.47 – Resposta a um degrau de 28,3A da referência de corrente de eixo de quadratura do FAP multinível para diferentes ganhos controladores PI operado com (a) SS-PWM e (b) MSS-PWM

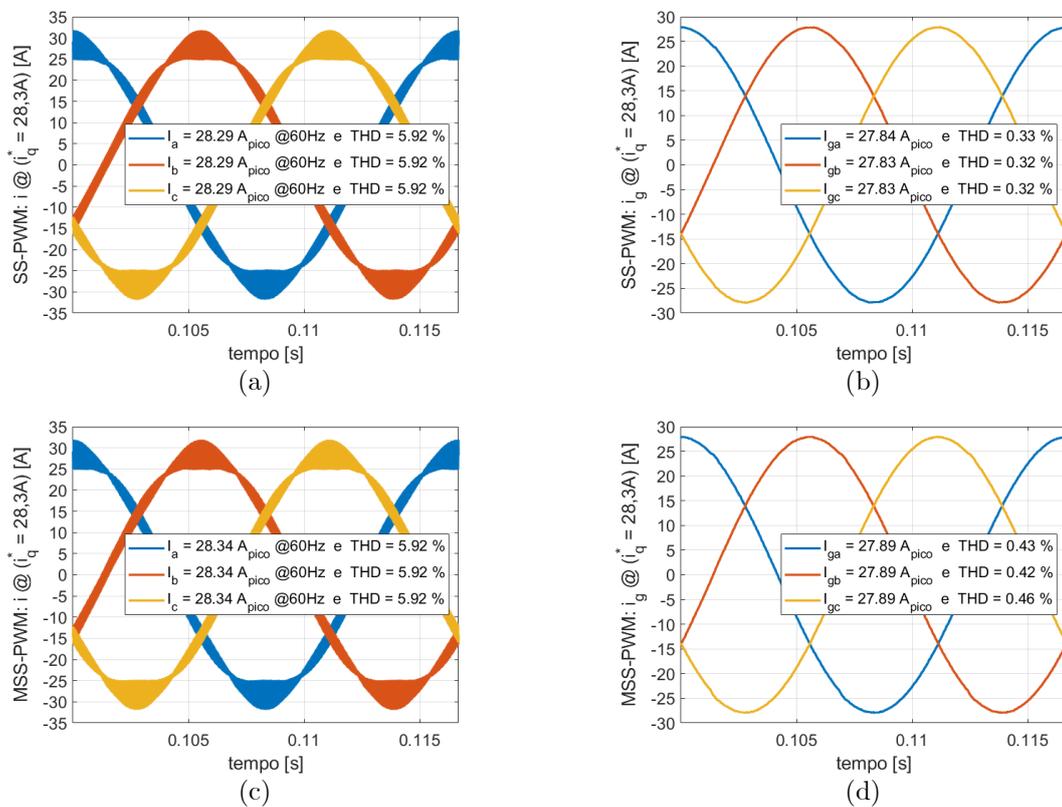


Fonte: autoria própria

Verifica-se que, como anteriormente, o MSS-PWM implica em menores sobre-elevações do que o SS-PWM para qualquer um dos controladores PI testados. A diferença reside nos tempos de acomodação registrados: na nova condição de teste, eles são consistentemente menores com o modulador multi-taxas do que com o SPWM clássico. De fato, nota-se nas curvas de resposta dos controladores que ainda há deformação da onda de corrente sintetizada com o MSS-PWM. No entanto, como os saltos de tensão que provocam essa distorção têm suas amplitudes limitadas conforme já discutido, a severidade dessas distorções se torna menos significativa frente ao valor nominal da corrente a ser sintetizada para o degrau de 28,3A do que para o de 20A.

O tempo de acomodação é definido em relação à amplitude do degrau aplicado (tempo necessário para o sinal atingir e permanecer dentro do intervalo $\pm 2\%$ da amplitude do degrau em torno de seu valor final). Assim, como as oscilações oriundas da ação do algoritmo multi-taxas não se intensificam proporcionalmente ao aumento do nível da corrente sintetizada, o uso do MSS-PWM passa a ser mais vantajoso do que o SS-PWM, apresentando tempos de resposta e sobressinal mais reduzidos para todos os controladores testados sem prejudicar o desempenho no quesito de erro em regime permanente, conforme observado na Figura 6.48.

Figura 6.48 – FAP multinível com $i_q^* = 28,3A$: (a) i e (b) i_g do SS-PWM e (c) i e (d) i_g do MSS-PWM

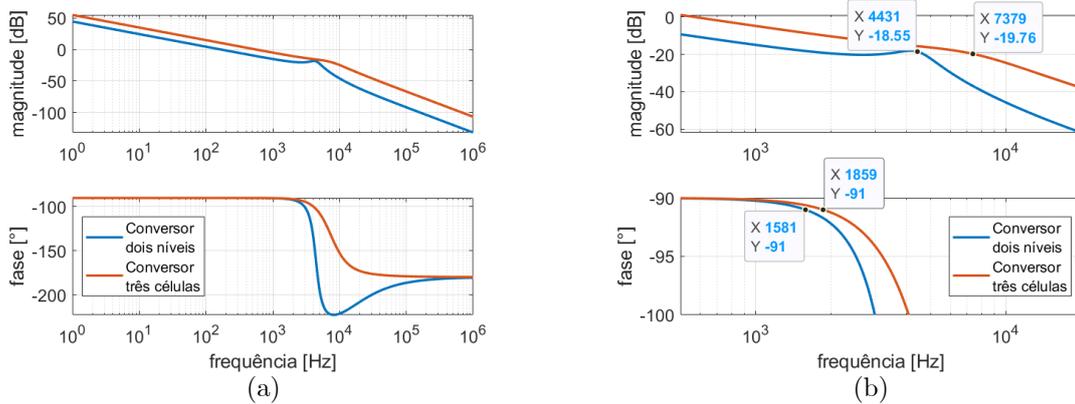


Fonte: autoria própria

6.4.3. Análise do modulador multi-taxas em malha fechada aplicado ao FAS

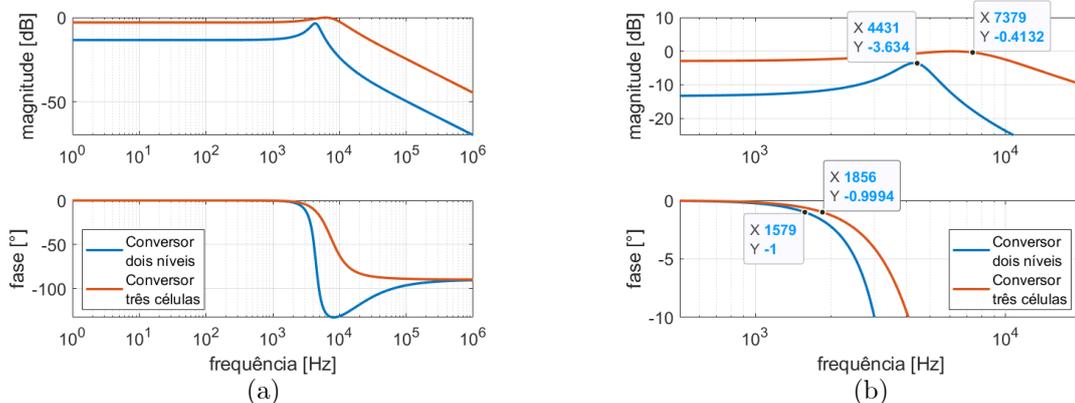
Dando sequência ao estudo no domínio do tempo, testes em malha fechada foram realizados no FAS multinível com $n_s = 3$ e $f_s = 9780\text{Hz}$ apresentado na Figura 6.33 assumindo o correto funcionamento do FAP (fator de potência unitário e correntes balanceadas e sem distorções na rede). Assim, para o filtro de conexão à rede, considerou-se os mesmos transformadores monofásicos que serão utilizados no protótipo e se definiu $L_s = 82\mu\text{H}$, $C_s = 8,0\mu\text{F}$ e $R_{ds} = 3,0\Omega$, o que resulta em $V_{\%FAS}^{queda} = 0,5\%$ e $f_{ress}^{FAS} = 7,38\text{kHz}$. A Figura 6.49, a Figura 6.50 e a Figura 6.51 trazem a comparação da resposta em frequência de $i_s(s)/v_o(s)$, $v_t'(s)/v_o(s)$ e $i_T(s)/v_o(s)$, respectivamente, do filtro do FAS projetado para o conversor multicélulas e o sistema a dois níveis, onde se vê um aumento da banda passante (aumento de 66,5% de f_{ress}^{FAP}) para $n_s = 3$.

Figura 6.49 – Resposta em frequência de $i_s(s)/v_o(s)$ do filtro do FAS multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $f_s = 9780\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



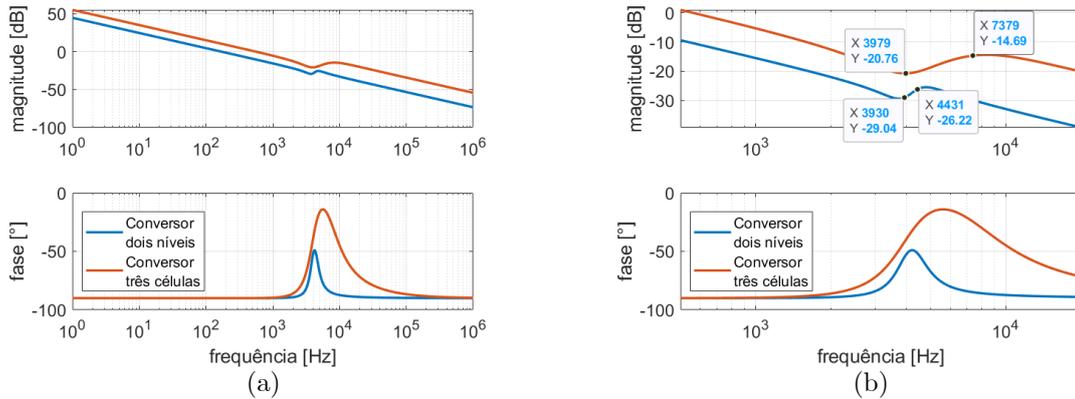
Fonte: autoria própria

Figura 6.50 – Resposta em frequência de $v_t'(s)/v_o(s)$ do filtro do FAS multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $f_s = 9780\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



Fonte: autoria própria

Figura 6.51 – Resposta em frequência de $i_T(s)/v_o(s)$ do filtro do FAS multicélulas comparada com a do sistema dois níveis para $f_s = 9780\text{Hz}$: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas



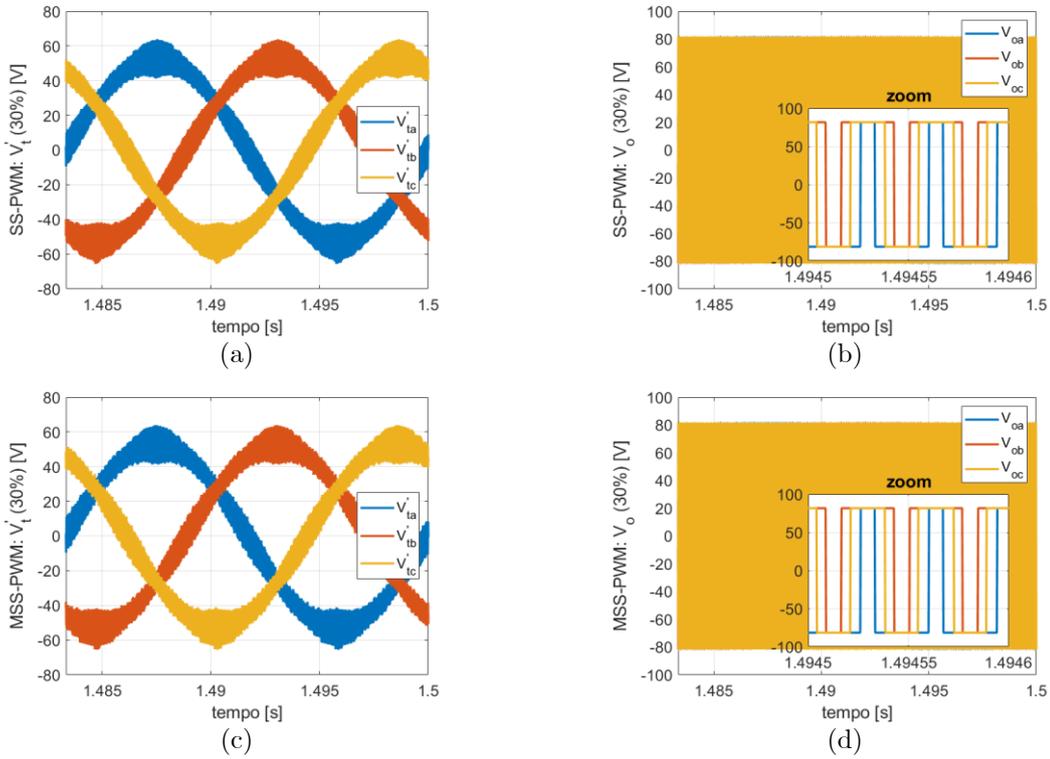
Fonte: autoria própria

Em relação aos controladores, a frequência de corte em malha fechada do PI de corrente fundamental é escolhida como dez vezes menor que a frequência de chaveamento aparente, ou seja, $\omega_{ccp} = 18,435\text{krad/s}$ (valor referente a 2934Hz). Assim, tem-se os ganhos do controlador de corrente $K_{PCS} = 0,7080\Omega$ e $K_{ICS} = 53,3902F^{-1}$ e, em concordância, o ganho integral da parcela ressonante é escolhido como $K_{icsr} = 8,8984F^{-1}$. Já a frequência natural do controle de tensão $\omega_{nvs} = 1,844\text{krad/s}$ (relativa a $293,4\text{Hz}$) e o coeficiente de amortecimento $\xi = 1,8$ (subamortecido), de forma a obter um sobressinal equivalente ao projetado originalmente de 6%. Com isso, tem-se os ganhos $K_{pvs} = 0,0531S$ e $K_{ivs} = 27,1875H^{-1}$ e, em decorrência disso, tem-se que o ganho integral da parcela ressonante é escolhido como $K_{ivsr} = 4,5313F^{-1}$.

A análise das malhas de corrente mais interna do FAS é similar a já realizada para o FAP, logo apenas as malhas de tensões mais externas do sistema de controle em cascata serão estudadas. Assim, o FAS é inicialmente testado impondo nos transformadores monofásicos 10%, 30%, 50% e 70% da tensão de fase nominal da rede de $127V$, sendo as referências a se seguir balanceadas e sem distorções. Isso garantirá a operação do conversor com diferentes quantidades de níveis na sua saída e permitirá analisar o impacto que os saltos de níveis têm na THD da tensão sintetizada nos transformadores monofásicos do condicionador de energia.

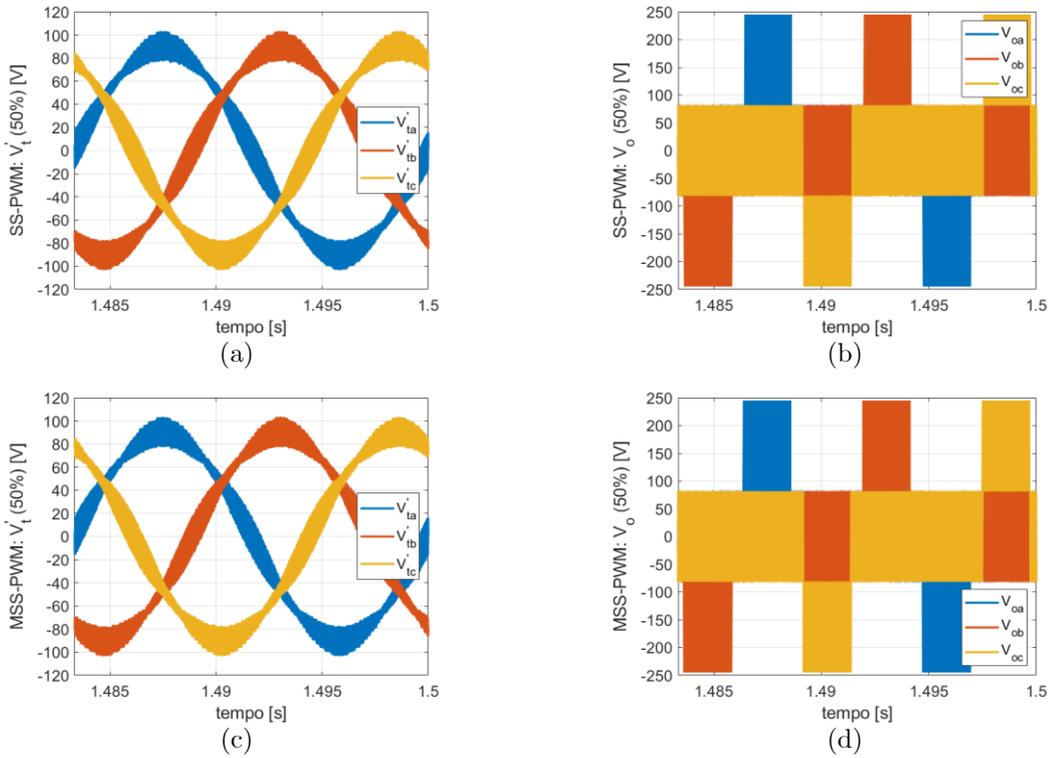
A Figura 6.52 e a Figura 6.53 apresentam as tensões v_o pulsadas do conversor (medidas entre a saída dos seus braços e o ponto central do barramento c.c.) e v_t' impostas aos terminais dos transformadores para o FAS com o SS-PWM e o MSS-PWM. São exibidas apenas as curvas para a síntese de 30% ($38,1V$) e 50% ($114,3V$) da tensão nominal para registrar o salto de níveis. Já as THDs e valores eficazes de v_t' para todos os testes são registradas na Tabela 6.10.

Figura 6.52 – FAS multinível sintetizando 30% do valor da tensão nominal da rede: (a) v_t' e (b) v_o com o SS-PWM e (c) v_o e (d) v_t' com o MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Figura 6.53 – FAS multinível sintetizando 50% do valor da tensão nominal da rede: (a) v_t' e (b) v_o com o SS-PWM e (c) v_o e (d) v_t' com o MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Tabela 6.10 – Comparação das THDs e valores eficazes das tensões sintetizadas pelo FAS multinível usando o SS-PWM e o MSS-PWM para diferentes referências relativas à tensão nominal da rede

	MEDIÇÕES EM REGIME PERMANENTE							
	MODULADOR: SS-PWM				MODULADOR: MSS-PWM			
	REF. 10% (12,7V)	REF. 30% (38,1V)	REF. 50% (63,5V)	REF. 70% (88,9V)	REF. 10% (12,7V)	REF. 30% (38,1V)	REF. 50% (63,5V)	REF. 70% (88,9V)
v'_t {a, b, c} fund. (rms)	12,5V	37,6V	63,4V	89,3V	12,5V	37,6V	63,4V	89,3V
v'_t {a, b, c} THD	5,13%	6,80%	9,63%	10,47%	5,24%	6,90%	9,65%	10,46%

Fonte: autoria própria

Os dados obtidos corroboraram com a hipótese de que a THD de ambos o SS-PWM e o MSS-PWM são impactados pelos saltos de níveis da tensão sintetizada na saída do conversor, sendo o modulador multi-taxas mais afetado por isso do que o SPWM clássico. Isso, pois apesar da distorção aumentar com o crescimento do valor de referência, a diferença absoluta entre as THDs são de 1,7% entre os testes de 10% e 30%, de 2,8% (maior distanciamento registrado) entre os testes de 30% e 50% e de 0,8% entre os testes de 50% e 70%. Apesar disso, nota-se pelos dados da Tabela 6.10 que os valores eficazes das componentes fundamentais de interesse são iguais para qualquer um dos moduladores, logo o desempenho de ambos é similar nesse quesito.

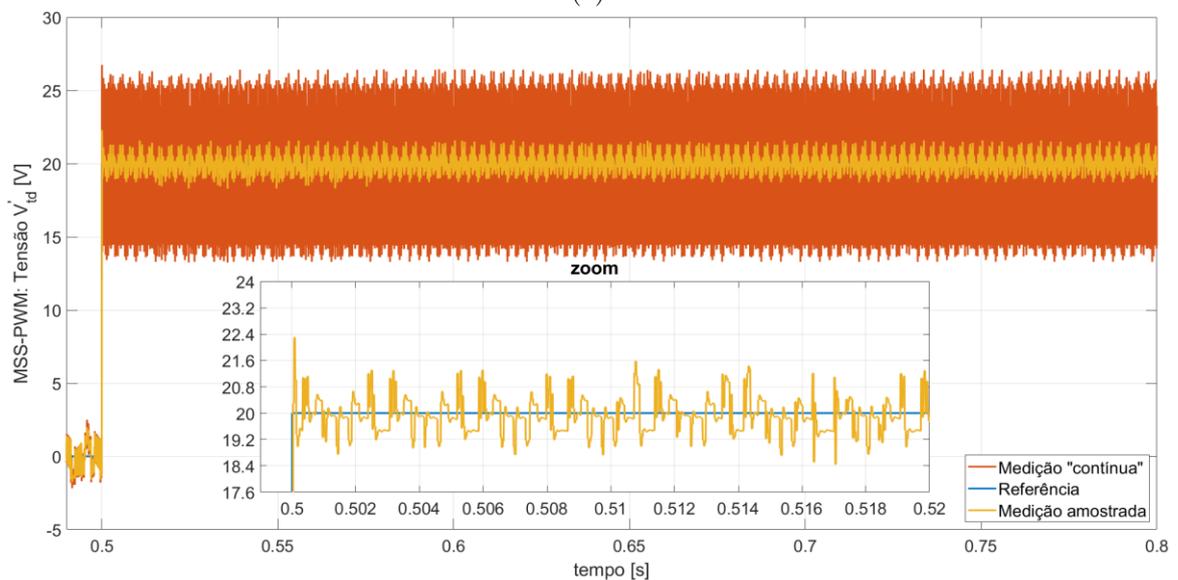
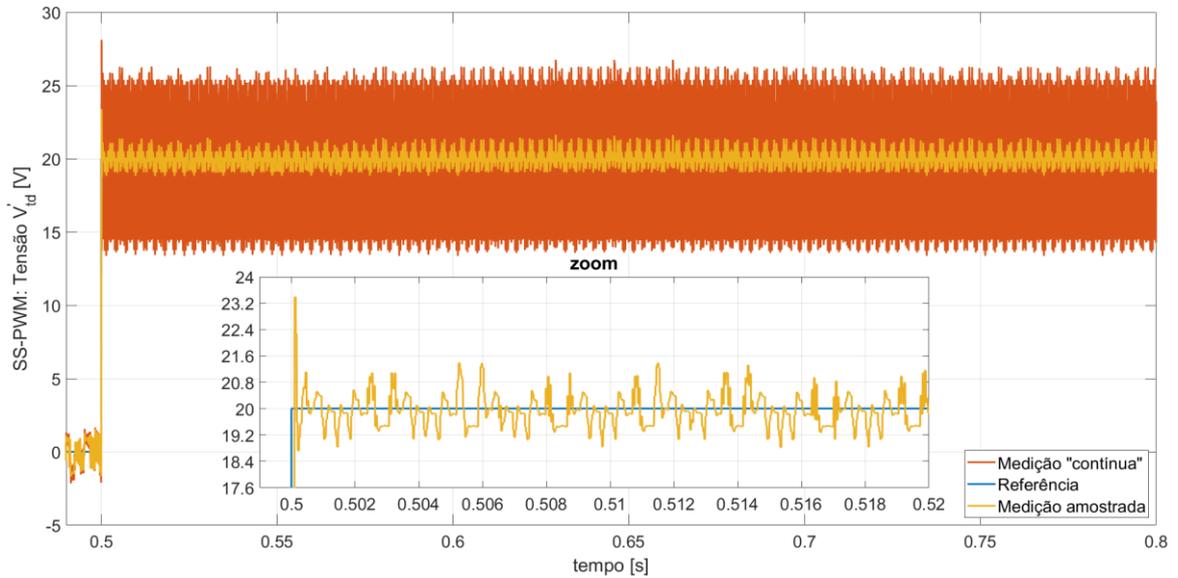
Com a discussão sobre o salto de níveis encerrada, continua-se o estudo e se analisa a resposta do FAS operado com o SS-PWM e com o MSS-PWM frente a variações na sua referência de tensão. Um degrau do valor nulo até 20V é aplicado na malha de eixo direto. A Figura 6.54 exibe as curvas da variável controlada conforme amostragem vista pelo controlador (uma amostragem a cada $t_{sap} = 34,0832\mu s$) e sua referência para os dois moduladores. Verifica-se que os dois sistemas permitem a acomodação dos sinais em um valor final médio igual à referência, mas eles oscilam fora de uma margem de 2% do valor do degrau. Assim, não é possível determinar um tempo de acomodação, mas é possível analisar o tempo necessário para a resposta atingir o seu pico máximo (t_{pico}) e, assim, comparar os dois moduladores. Os parâmetros associados à essas respostas do sistema são exibidos na Tabela 6.11.

Tabela 6.11 – Respostas do FAS multinível com o SS-PWM e MSS-PWM frente à um degrau de 20V

	SS-PWM	MSS-PWM
t_{pico}	102,25 μ s ($3 \cdot t_{sap}$)	68,17 μ s ($2 \cdot t_{sap}$)
PICO DE TENSÃO	23,4V	22,3V
SOBRESSINAL PERCENTUAL	16,9%	11,5%

Fonte: autoria própria

Figura 6.54 – Resposta a um degrau de 20V da referência de tensão de eixo direto do FAS multinível operado com o (a) SS-PWM e o (b) MSS-PWM



Fonte: autoria própria

De fato, o SS-PWM implica em um tempo para atingir o pico máximo de resposta igual a uma vez e meia aquele do MSS-PWM (diferença de um período de amostragem). Além disso, o modulador multi-taxas acarreta um sobressinal menor (diferença absoluta de 4,7%) do que o com o SPWM clássico. Esses valores destoam do definido no projeto do controlador, logo é possível que, assim como já discutido, tal discrepância se explique pelas simplificações realizadas na modelagem, uma interação entre as malhas de tensão e de corrente e/ou o efeito da perturbação da malha (corrente da rede). Não obstante, para as condições específicas do teste, nota-se um desempenho melhor com o MSS-PWM no que diz respeito aos dois quesitos discutidos.

6.4.4. UPQC multicélulas em malha fechada com o modulador multi-taxas

Nas subseções anteriores, foram discutidos e apresentados os ganhos de desempenho do modulador multi-taxas quando comparado com o SPWM clássico (ambas técnicas de modulação que evitam a ocorrência de chaveamentos excessivos em um único ciclo da portadora, diferentemente da NS-PWM). Na Subseção 6.4.1, verificou-se que o MSS-PWM apresentou melhor resposta de amplitude e de fase do que o SS-PWM em todos os testes realizados e para toda a faixa de frequência contemplada. Já o MAS-PWM apresentou melhor desempenho nos mesmos quesitos do que o AS-PWM apenas para frequências inferiores 30% da frequência de chaveamento. Mesmo assim, a amplitude registrada com o modulador multi-taxas foi, no pior caso, 95,5% da amplitude registrada com sua contrapartida clássica. Isso, lembrando que a resposta de fase do MAS-PWM é melhor do que a do AS-PWM para toda a faixa de frequências avaliada, sendo que o defasamento provocado pelo SPWM clássico nesse mesmo “pior caso” citado anteriormente é 226,4% do valor do defasamento provocado pelo modulador multi-taxas. Além disso, tem-se das Subseções 6.4.2 e 6.4.3 que é possível obter respostas de controle rápidas ao se utilizar o MSS-PWM, sendo que os sobressinais registrados em todos os testes de variação das referências em degrau foram menores com o modulador multi-taxas do que com o SS-PWM.

Posto isso, antes de discutir o impacto do modulador multi-taxas no sistema, o UPQC multicélulas é simulado executando todas as suas funções utilizando o SS-PWM. Serão consideradas as condições de operação da rede e da carga descritas na Subseção 6.3.4, almejando-se uma tensão de linha no PAC à 60Hz equilibrada e de 220V, bem como fator de potência

unitário e correntes balanceadas na rede. No caso, serão avaliados os índices de qualidade de energia do UPQC de três células a capacitores flutuantes apenas para mostrar os ganhos obtidos em termos de distorção harmônica quando comparado com um conversor a dois níveis. Isso é comprovado pelos dados da Tabela 6.12, pois as THDs e IHDs do sistema multiníveis operado com o SS-PWM são menores do que as do conversor a dois níveis já discutido anteriormente.

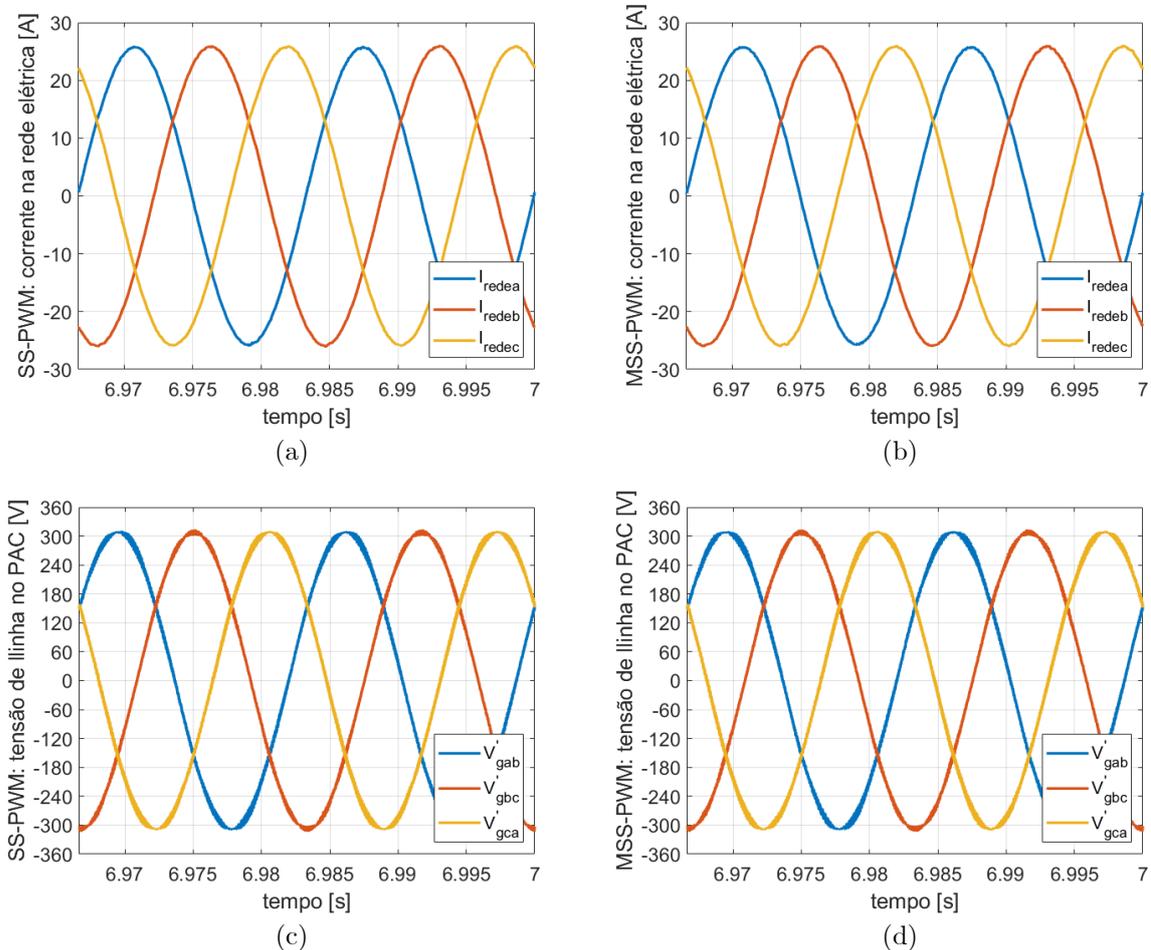
Tabela 6.12 – Simulação de operação do UPQC com carga no PAC (valores de referência e medidos)

		REFERÊNCIA, MEDIÇÃO E ERRO PERCENTUAL (Δ)					
		CONVERSOR A DOIS NÍVEIS COM REAJUSTE DO CONTROLE DO BARRAMENTO C.C. (TABELA 6.5)			CONVERSOR A TRÊS CÉLULAS COM CAPACITORES FLUTUANTES OPERADO COM O SS-PWM		
		REF	MED	Δ	REF	MED	Δ
i_{rede} fund. (rms)	a	–	16,89A	–	–	18,19A	–
	b	–	16,72A	–	–	18,27A	–
	c	–	16,84A	–	–	18,24A	–
i_{rede} harm. indiv.	a	5^a 7^a	0% 0,25% 0,43%	–	0%	0,11% 0,11%	–
	b	5^a 7^a	0% 0,52% 0,29%	–	0%	0,14% 0,10%	–
	c	5^a 7^a	0% 0,30% 0,37%	–	0%	0,10% 0,11%	–
i_{rede} THD	a		0% 1,2%	–	0%	0,5%	–
	b		0% 1,2%	–	0%	0,5%	–
	c		0% 1,3%	–	0%	0,5%	–
V_g' fund. (rms)	ab		220V 218,64V	0,62%	220V	218,32V	0,76%
	bc		220V 217,88V	0,96%	220V	217,85V	0,98%
	ca		220V 218,79V	0,55%	220V	218,22V	0,81%
V_g' harm. indiv.	ab	5^a 7^a	0% 0,68% 0,88%	–	0%	0,30% 0,14%	–
	bc	5^a 7^a	0% 0,60% 0,90%	–	0%	0,33% 0,16%	–
	ca	5^a 7^a	0% 0,64% 0,74%	–	0%	0,30% 0,15%	–
V_g' THD	ab		0% 1,6%	–	0%	0,9%	–
	bc		0% 1,6%	–	0%	0,8%	–
	ca		0% 1,5%	–	0%	0,8%	–
FP	trifásico	1,000	0,999	0,1%	1,000	0,999	0,1%

Fonte: autoria própria

Na sequência, o UPQC multicélulas é simulado executando todas as suas funções para verificar se ele é capaz de atender os critérios de qualidade de energia estabelecidos em norma operando nas mesmas condições com o SS-PWM e com o MSS-PWM. No caso, serão avaliados os índices de qualidade de energia associados ao UPQC de três células a capacitores flutuantes apenas para mostrar que o modulador multi-taxas não degrada o desempenho do sistema em regime permanente quando comparado com o SPWM clássico. Assim, tem-se na Figura 6.55 as tensões de linha medidas no PAC e correntes circulando pela rede elétrica em ambos os casos.

Figura 6.55 – UPQC multicélulas: correntes i_{rede} circulando na rede elétrica com (a) o SS-PWM e (b) o MSS-PWM; e tensões v_g' no PAC com (a) o SS-PWM e (b) o MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Os parâmetros de qualidade de energia do sistema nas condições em estudo são apresentados na Tabela 6.13, a qual registra os resultados obtidos do UPQC operado com o SS-PWM e o MSS-PWM.

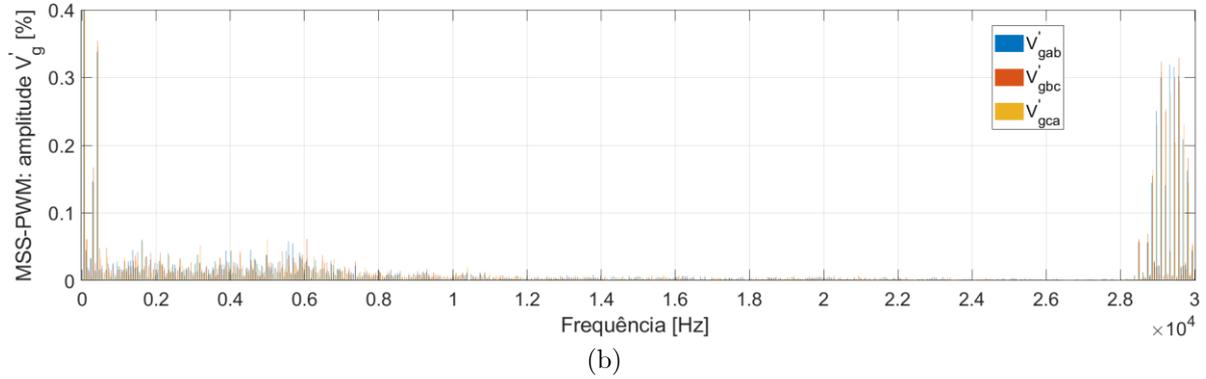
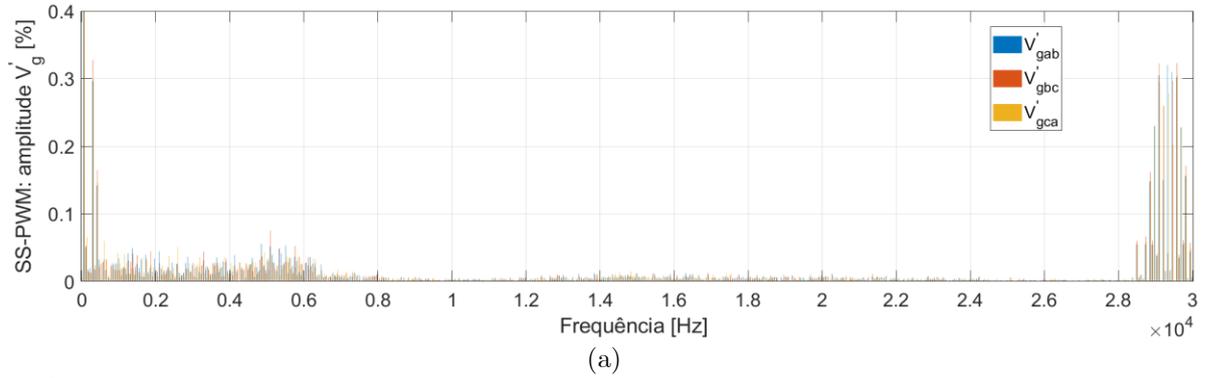
Tabela 6.13 – Simulação do UPQC multicélulas com carga no PAC (valores de referência e medidos)

		REFERÊNCIA, MEDIÇÃO E ERRO PERCENTUAL (Δ)						
		SS-PWM			MSS-PWM			
		REF	MED	Δ	REF	MED	Δ	
i_{rede} fund. (rms)	a	–	18,19A	–	–	18,17A	–	
	b	–	18,27A	–	–	18,26A	–	
	c	–	18,24A	–	–	18,26A	–	
i_{rede} harm. indiv.	a	5^a	0%	0,11%	–	0%	0,17%	–
		7^a		0,11%			0,14%	
	b	5^a	0%	0,14%	–	0%	0,12%	–
7^a			0,10%			0,11%		
c	5^a	0%	0,10%	–	0%	0,14%	–	
	7^a		0,11%			0,08%		
i_{rede} THD	a	0%	0,5%	–	0%	0,6%	–	
	b	0%	0,5%	–	0%	0,6%	–	
	c	0%	0,5%	–	0%	0,6%	–	
V'_g fund. (rms)	ab	220V	218,32V	0,76%	220V	218,27V	0,79%	
	bc	220V	217,85V	0,98%	220V	217,85V	0,98%	
	ca	220V	218,22V	0,81%	220V	218,28V	0,78%	
V'_g harm. indiv.	ab	5^a	0%	0,30%	–	0%	0,15%	–
		7^a		0,14%			0,34%	
	bc	5^a	0%	0,33%	–	0%	0,17%	–
7^a			0,16%			0,35%		
ca	5^a	0%	0,30%	–	0%	0,14%	–	
	7^a		0,15%			0,35%		
V'_g THD	ab	0%	0,9%	–	0%	0,9%	–	
	bc	0%	0,8%	–	0%	0,8%	–	
	ca	0%	0,8%	–	0%	0,9%	–	
FP	trifásico	1,000	0,999	0,1%	1,000	0,999	0,1%	

Fonte: autoria própria

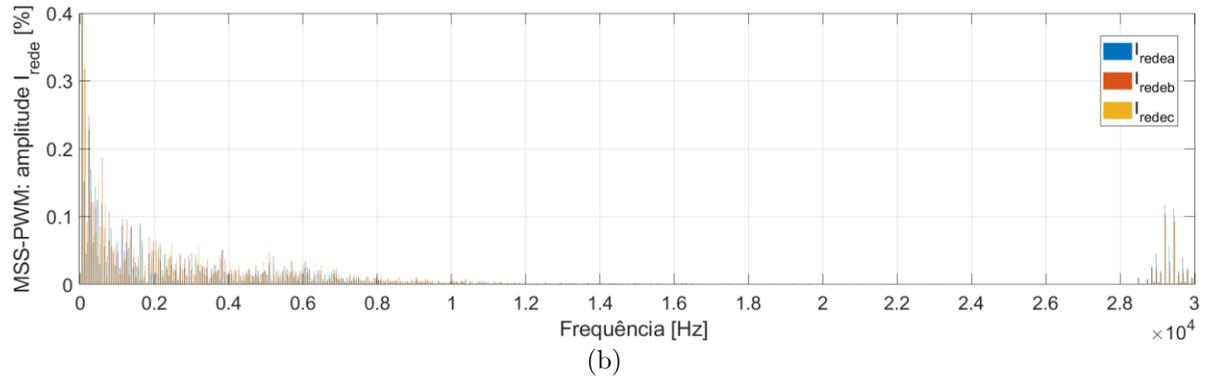
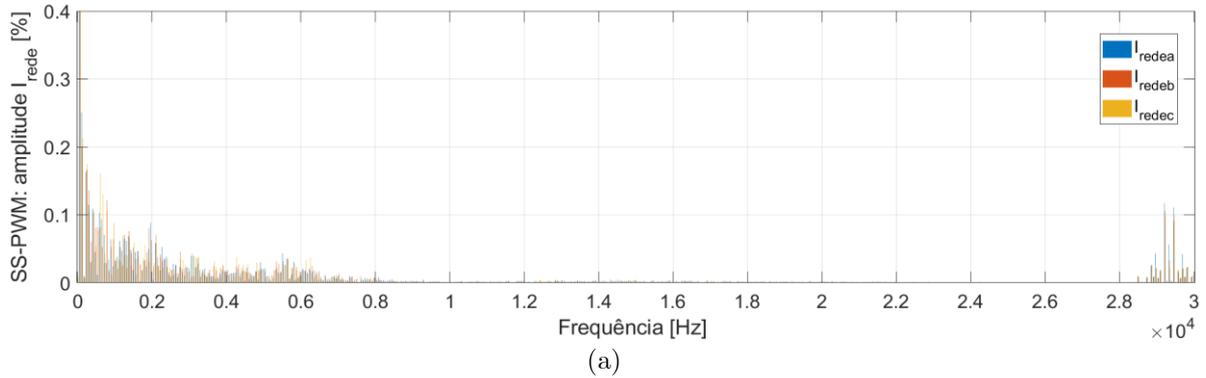
Por último, os espectros de frequência da tensão de linha no PAC e da corrente circulando na rede elétrica são apresentados na Figura 6.56 e Figura 6.57, respectivamente, as quais registram os resultados obtidos do UPQC operado com o SS-PWM e o MSS-PWM.

Figura 6.56 – UPQC multicélulas: comparação do espectro de frequências das tensões de linha v'_g no PAC para o SS-PWM e o MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Figura 6.57 – UPQC multicélulas: comparação do espectro de frequências das correntes i_{rede} circulando pela rede elétrica para o SS-PWM e o MSS-PWM



Fonte: autoria própria

Verifica-se que, operado com ambos os moduladores, o UPQC atendeu os limites estabelecidos em norma de THD de 5% e 8% de corrente e de tensão, respectivamente, e de harmônicas individuais até 7^a ordem de 4% e 5% de corrente e de tensão, respectivamente (IEEE, 2014). Além disso, nos dois casos, o sistema também foi capaz de estabelecer tensões balanceadas no PAC de acordo com os níveis desejados (erro inferior à 1%), balancear as correntes da rede e realizar a devida compensação de reativos, tornando o fator de potência da rede quase unitário. De fato, no que tange as figuras de mérito de qualidade de energia analisadas em regime permanente, verificou-se um desempenho similar em regime permanente do modulador multi-taxas proposto e do SPWM clássico, ambos testados em sua operação com amostragem simétrica.

Essa semelhança já era prevista, uma vez que o algoritmo do modulador proposto tem uma atuação mais destacada e pronunciada quando a tensão de referência a ser sintetizada varia de forma abrupta, ou seja, varia instantaneamente e/ou com uma amplitude elevada. Isso, pois é exatamente nessas situações transitórias que a troca do estado de múltiplas células pode ser benéfica para a velocidade de resposta e seu sobressinal associado, o que é confirmado dos resultados experimentais para um conversor c.c. do Capítulo 5 e dos resultados de simulação para um conversor c.a. discutidos nessa Seção. Por esse motivo, já se esperava que o modulador multi-taxas não degradasse o desempenho do UPQC quando comparado com o SPWM clássico, o que é confirmado pelos dados da Tabela 6.13. Considerando isso e, também, levando em conta os ganhos de banda de passagem e resposta dinâmica proporcionados pelo modulador multi-taxas proposto, acredita-se que seu uso em sistemas de condicionamento de energia é possível e pode trazer ganhos de desempenho frente à sua contrapartida clássica.

6.5. Outras possíveis ações para melhoria do desempenho do UPQC

Da Tabela 6.8 e da Figura 6.48, verifica-se que há uma diferença entre a corrente controlada i na saída do conversor do FAP e a corrente i_g que é verdadeiramente injetada no PAC para compensar alguma componente indesejada da corrente da carga (reativa, harmônica ou de desbalanço). Naturalmente, a escolha feita acerca das variáveis efetivamente controladas do UPQC torna esses resultados esperados. De fato, ao longo do texto, comentou-se que a existência do filtro LCL conectando o conversor à rede é responsável por essa desigualdade. Isso, pois

há circulação de corrente pelo seu ramo capacitivo (mesmo que a impedância do capacitor seja elevada à frequência fundamental, ela pode não ser tão proeminente para as componentes harmônicas) e, também, há uma potência reativa não nula associada a seus elementos.

Sabendo disso, julga-se importante discutir propostas de melhoria associadas a essa questão. Tal discussão será promovida de forma superficial, sem entrar em detalhes específicos das estratégias de definição de novos controladores e sem promover análises profundas de resposta dinâmica do sistema. Apesar disso, ela permitirá a articulação de alguns comentários e permeará trabalhos futuros de desenvolvimento do UPQC em estudo na sua configuração multicélulas. Assim, apesar da argumentação desta subseção não estar necessariamente associada ao grande tema de aumento de banda de passagem que dá nome a esse capítulo, acredita-se ser oportuno discutir esses temas, pois eles estão diretamente associados ao desempenho em regime permanente do UPQC como condicionador de energia.

No caso do FAP, apenas alterar a variável controlada de i para i_g e manter a estrutura de controle PIR apresentada é uma possibilidade para garantir que a corrente injetada no PAC esteja de acordo com a referência de compensação almejada. No entanto, considerou-se a utilização de um regulador linear quadrático (LQR, do inglês *Linear Quadratic Regulator*) para, ao mesmo tempo, realizar o controle efetivo da corrente na saída do filtro LCL e eliminar o resistor de amortecimento do sistema, pois o amortecimento ativo será incluído de forma implícita (Kukkola, Hinkkanen e Zenger, 2015). Para tal, a medição de outras grandezas elétricas do circuito será necessária (como a queda de tensão v_p no ramo capacitivo do filtro LCL de conexão à rede e a corrente i_g injetada no PAC), mas se viabiliza dessa forma a compensação de componentes de corrente da carga com erro nulo em regime permanente e, também, aumenta-se a eficiência energética do equipamento como um todo.

Nesse contexto, foram consideradas a modelagem da planta do conversor conectado à rede por um filtro LCL, a definição das parcelas integral e ressonantes das correntes de eixo direto e de quadratura e a estratégia de escolha das matrizes de pesos de (Huerta *et al.*, 2018), sendo a aplicação final o FAP multicélulas em estudo da Subseção 6.4.2. Assim, removendo o resistor de amortecimento R_{dp} e considerando a tensão v'_g no PAC como uma perturbação, tem-se nas equações (6.11) a (6.17) o modelo do FAP em espaço de estados no referencial síncrono.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (6.11)$$

$$x = [i_d \quad i_q \quad i_{gd} \quad i_{gq} \quad v_{pd} \quad v_{pq}]^T \quad (6.12)$$

$$u = [v_{c_d} \quad v_{c_q}]^T \quad (6.13)$$

$$y = [i_{gd} \quad i_{gq}]^T \quad (6.14)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lp1}}{L_{p1}} & \omega_g & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{p1}} & 0 \\ -\omega_g & -\frac{R_{Lp1}}{L_{p1}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{p1}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lp2}}{L_{p2}} & \omega_g & \frac{1}{L_{p2}} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_g & -\frac{R_{Lp2}}{L_{p2}} & 0 & \frac{1}{L_{p2}} \\ \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{C_p} & 0 & 0 & \omega_g \\ 0 & \frac{1}{C_p} & 0 & -\frac{1}{C_p} & -\omega_g & 0 \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{p1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{p1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (6.16)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (6.17)$$

O projeto do regulador foi feito diretamente no tempo discreto, levou em consideração o atraso computacional inerente (a saída dos controladores calculada em um ciclo de processamento só está disponível como entrada para o modulador PWM no próximo) e assumiu um integrador que atua na componente c.c. e duas parcelas ressonantes que atuam nas componentes de 120Hz e de 360Hz de cada variável de corrente controlada. A Tabela 6.14 apresenta os pesos escolhidos para o LQR (normalizados em função do peso atribuído aos estados de corrente) já considerando a discretização e a expansão das matrizes para o sistema com realimentação de estados para incluir as dinâmicas citadas anteriormente (atraso, integrador e ressonantes). Os valores escolhidos garantem a estabilidade do sistema com ganhos em malha fechada dentro do círculo unitário, além de erro em regime permanente nulo. No caso, tem-se que:

- q_1 a q_4 estão associados aos estados de corrente do filtro LCL;
- q_5 e q_6 estão associados aos estados de tensão no ramo capacitivo do filtro LCL;
- q_7 e q_8 estão associados aos estados adicionais referentes aos atrasos computacionais;
- q_9 e q_{10} estão associados aos estados adicionais referentes aos integradores;

- q_{11} a q_{14} estão associados aos estados adicionais referentes aos ressonantes de 120Hz ;
- q_{15} a q_{18} estão associados aos estados adicionais referentes aos ressonantes de 360Hz ;
- r_1 e r_2 estão associados às entradas (tensões dq sintetizadas na saída do conversor).

Maiores detalhes sobre o projeto do regulador LQR são encontrados no Apêndice C.

Tabela 6.14 – Pesos Q e R escolhidos (normalizados em função do peso dos estados de corrente)

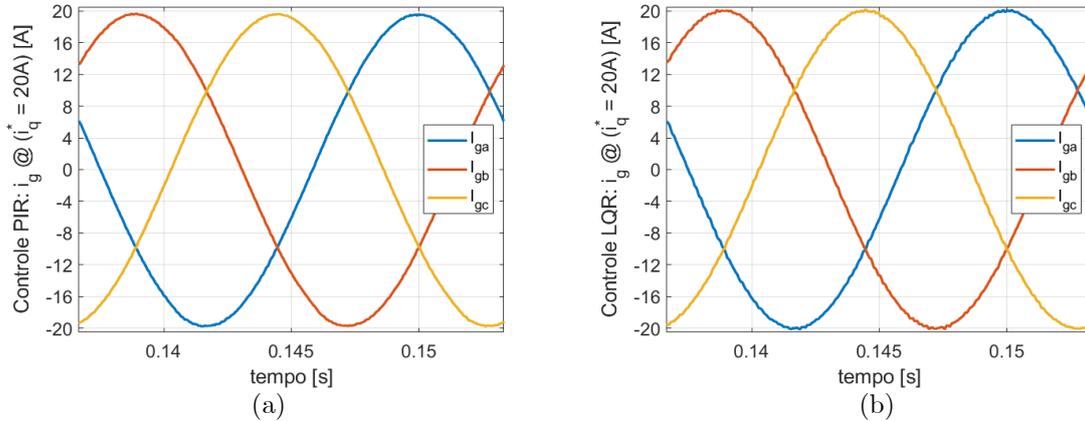
	PESOS
q_1, q_2, q_3 e q_4	1
q_5 e q_6	0
q_7 e q_8	0
q_9 e q_{10}	1
q_{11}, q_{12}, q_{13} e q_{14}	10^7
q_{15}, q_{16}, q_{17} e q_{18}	10^6
r_1 e r_2	0,6664

Fonte: autoria própria

Assim, o FAP do UPQC com três células série apresentado na Figura 6.33 foi simulado novamente no *software* PLECS[®] com um passo de cálculo de 256 amostras por ciclo de chaveamento aparente ($f_{sap} = n_s \cdot f_s$). Assumiu-se o filtro LCL projetado para ela na Subseção 6.4.2, o correto funcionamento do FAS e, também, a operação com o MSS-PWM. Utilizou-se novamente fontes de tensão ideais para representar o barramento c.c. e os capacitores flutuantes, motivo pelo qual o sistema foi testado apenas com injeção de corrente de eixo de quadratura no PAC de $20A$ (que, para a condição nominal da rede elétrica, equivale a uma potência reativa de $5,39kVar$). Essas condições são as mesmas do FAP simulado anteriormente com o PIR.

A Figura 6.58 apresenta a comparação das correntes i_g na saída do filtro LCL do sistema com o controle PIR e o regulador LQR. Já a Tabela 6.15 exhibe os parâmetros de qualidade de energia associados à essas correntes, bem como a potência reativa sendo injetada no PAC e as perdas no filtro LCL do FAP operado com ambas as estratégias de controle.

Figura 6.58 – Correntes i_g do FAP multicélulas com $i_q^* = 20A$ para: (a) a estratégia de controle PIR discutida nesse capítulo e (b) a estratégia alternativa de controle multivariável LQR



Fonte: autoria própria

Tabela 6.15 – Comparação das correntes sintetizadas pelo FAP multicélulas usando o MSS-PWM operação com o controle PIR com amortecimento passivo e com o controle LQR

MEDIÇÕES EM REGIME PERMANENTE: MSS-PWM REFERÊNCIA $i_q^* = 20A$ (REATIVO DE $5,39kVar$)		
	CONTOLE PIR COM AMORTECIMENTO PASSIVO (TABELA 6.8)	CONTROLE LQR COM AMORTECIMENTO ATIVO IMPLÍCITO
$i_{\{a,b,c\}}$ fund. (pico)	20,03A	20,46A
$i_{\{a,b,c\}}$ THD	8,35%	8,19%
$i_g_{\{a,b,c\}}$ fund. (pico)	19,57A	20,00A
$i_g_{\{a,b,c\}}$ THD	0,42%	0,47%
Reativo médio injetado no PAC	$5,27kVar$	$5,39kVar$
Perdas no filtro LCL	$1,155kW$	$1,077kW$

Fonte: autoria própria

Verifica-se dos dados comparativos que o controle efetivo da corrente i_g de saída do filtro LCL do FAP possibilita obter erro verdadeiramente nulo entre a referência passada ao controlador e a corrente injetada no PAC pelo condicionador de energia. Apesar de evidente, essa conclusão é importante, pois justifica afirmativas feitas sobre o papel do filtro na relação i/i_g .

Além disso, verifica-se que há uma redução de 6,8% das perdas no filtro LCL, as quais são calculadas pela diferença entre a potência média na saída do conversor do FAP e a potência média na saída do filtro LCL. Assim, considerado a melhoria no desempenho em regime permanente e o aumento da eficiência energética do sistema, uma alteração das variáveis de controle e o uso de uma estratégia de amortecimento ativo pode trazer vantagens para o UPQC.

6.6. Considerações finais do capítulo

O capítulo discutiu algumas modificações nas estruturas física e de controle do UPQC em estudo que visam o aumento de sua banda passante. Assim como esperado, verificou-se que o aumento da frequência de chaveamento possibilitou o projeto de filtros LCL de conexão do FAP e do FAS à rede e ao PAC mais reduzidos. Como consequência disso, foi possível projetar os novos controladores PIR mais adequados à essa nova frequência e filtro, sendo que o conjunto de todas essas alterações possibilitou uma melhoria da banda de passagem do sistema validada pelas comparações de resposta em frequência apresentadas. Além disso, a utilização de estruturas de conversores multiníveis teve um impacto similar, permitindo a especificação de filtros ainda menores e controladores ainda mais rápidos.

O estudo do condicionador de energia a partir de estruturas multicélulas com capacitores flutuantes foi importante para analisar se é possível utilizar o modulador multi-taxas do Capítulo 5 para aumentar a banda passante do UPQC em estudo. As discussões em malha aberta, principalmente, tornam claro o ganho do MSS-PWM e do MAS-PWM frente às suas contrapartidas SS-PWM e AS-PWM clássicas nesse quesito. A análise em malha fechada também é importante e resultou em conclusões relevantes sobre o impacto do modulador proposto no tempo de resposta e sobressinal no FAP e no FAS, mas, assim como em qualquer sistema controlado, ela depende das condições de operação e de parâmetros específicos ao circuito em análise. Já a análise no domínio da frequência é mais genérica por ser feita em malha aberta e considerar apenas o efeito dos moduladores testados na síntese de tensões pelo conversor.

No que diz respeito à análise em malha aberta, o modulador multi-taxas apresentou melhor desempenho de fase para todos os cenários avaliados, registrando defasamentos menores do que os obtidos com o modulador SPWM clássico. Quanto ao desempenho de magnitude, o MSS-

PWM se mostrou consistentemente superior que o SS-PWM, registrando amplitudes da tensão de saída mais próximas da referência em todos os casos testados. Já o MAS-PWM apresentou melhor desempenho de magnitude do que o AS-PWM somente para frequências inferiores a 30% da frequência de chaveamento. Apesar disso, no pior caso registrado (maior diferença de magnitude para a uma mesma frequência de referência), a amplitude da fundamental de tensão sintetizada com o MAS-PWM foi igual à 95,5% daquela sintetizada com o AS-PWM. Considerando a resposta de fase de um filtro ativo de potência é tão importante quanto à de amplitude e que o defasamento da fundamental de tensão sintetizada em relação com a referência com os MAS-PWM é igual à apenas 44,2% daquele obtido com o AS-PWM, conclui-se que o modulador proposto pode, de fato, ser utilizado para aumentar a banda de passagem de um sistema de condicionamento de energia qualquer à base de conversores multicélulas (devido à dualidade entre as topologias série e paralelo discutidas neste trabalho e a rotina genérica do algoritmo do modulador multi-taxas, a conclusão é válida para ambas as estruturas).

Já no que diz respeito à resposta em malha fechada, o uso do MSS-PWM conferiu ao FAS respostas mais rápidas do que com o SS-PWM (o tempo de acomodação com o modulador multi-taxas foi igual à 66,7% daquele registrado com o SPWM clássico). Tal ganho é consequência da troca dos moduladores, uma vez que é o único elemento diferente entre as simulações. Apesar disso, não é possível afirmar que o uso MSS-PWM implicará sempre em um melhor desempenho em malha fechada. Como mencionado, há um viés nessa análise, uma vez que a amplitude do degrau de referência aplicado, o uso de realimentações *feedforward* e as perturbações externas, dentre outros parâmetros e condições de operação do filtro ativo de potência, irão definir essa figura de mérito (lembrando que o tempo de acomodação é estabelecido nesse trabalho como o período necessário para o sinal atingir e permanecer dentro do intervalo $\pm 2\%$ da amplitude do degrau em torno de seu valor final). Isso é comprovado pelos tempos de acomodação para aplicações de degrau na referência de corrente de eixo de quadratura no FAP, onde não se verificou um desempenho consistentemente melhor ou pior do MSS-PWM comparado ao SS-PWM devido a oscilações em torno de um valor médio na resposta em regime.

No entanto, pode-se concluir do conjunto de resultados apresentados tanto para o conversor c.c. quanto para o conversor c.a. que o modulador multi-taxas proposto é capaz de produzir respostas iniciais rápidas em malha fechada (a exemplo das informações levantadas de tempo para atingir o pico máximo de resposta). Em adição, devido à capacidade de atuação simultânea

no comando de múltiplas células, o algoritmo proposto possibilita a redução do sobressinal registrado nas variáveis controladas quando da ocorrência de variações abruptas da referência a ser seguida. De fato, para todos os testes realizados com o FAP e o FAS do UPQC, verificou-se menores sobre-elevações percentuais dessas variáveis com o MSS-PWM do que com o SS-PWM, o que pode ser vantajoso para garantir maior segurança de operação e vida útil dos componentes do condicionador de energia.

Para finalizar os comentários sobre as diferenças do controle em malha fechada, é importante comparar os índices de qualidade de energia do sistema com o UPQC operando em regime permanente com ambos os moduladores. De fato, o uso do MSS-PWM não degradou a resposta do condicionador de energia quando comparado com o SS-PWM. No caso, a ação do modulador multi-taxas implicou em THDs de tensão e de corrente levemente superiores às obtidas com o SPWM clássico devido à forma como ele atua nos pulsos das células, mas é importante ressaltar que esses índices possuem valores bem abaixo dos limites previstos em norma. No mais, o desempenho do UPQC na correção do fator de potência, no balanceamento de correntes e tensões e na mitigação de conteúdo harmônico foi equivalente com ambos os moduladores.

Por último, das análises com o regulador LQR, viu-se o impacto que o filtro LCL possui na relação entre a corrente de saída do conversor e a corrente verdadeiramente injetada no PAC. De fato, o controle efetivo dessa segunda variável possibilita a operação do FAP corrigindo o fator de potência visto pela rede para o valor realmente unitário. Além disso, a existência de um amortecimento ativo implícito promove a redução das perdas totais do sistema e, adicionalmente, possibilita a redução do *ripple* de tensão no ramo capacitivo do filtro LCL.

Como conclusão final, considerando a característica intrínseca do modulador multi-taxas proposto de atuar de forma mais expressiva quando a tensão de referência a ser sintetizada apresenta uma taxa de variação (derivada) elevada, os ganhos de banda de passagem, a resposta inicial rápida, os baixos sobressinais e o desempenho em regime permanente verificados nos testes de simulação realizados, acredita-se que seu uso em sistemas de condicionamento de energia é viável e é capaz de trazer ganhos de desempenho frente a sua contrapartida clássica.

Com isso, julga-se que o conjunto das propostas apresentadas nesse capítulo contribuirá para o aumento da banda passante do UPQC em estudo. Por esse motivo, todas as mudanças serão levadas em consideração na segunda etapa de montagem do protótipo experimental

Capítulo 7

7. Conclusões gerais do trabalho e propostas de continuidade

Este trabalho de tese de doutorado apresentou o estudo, desenvolvimento e análise de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia cujo processo de montagem foi dividido em duas etapas. A primeira culminou na construção e tomada de resultados de um UPQC à base de conversores trifásicos a dois níveis. Já a segunda propõe alterações nesse filtro ativo de potência para o aumento de sua banda passante, as quais foram idealizadas através de estudos teóricos e de simulação de um UPQC com três células em série à base de capacitores flutuantes. De fato, o aumento da frequência de chaveamento e o emprego de conversores multicélulas possibilitam o uso de moduladores multi-taxas com larga banda de passagem e o projeto de filtros LCL otimizados para essas novas condições, viabilizando o aumento da banda passante do sistema como um todo.

Em relação ao protótipo associado à primeira etapa de montagem, verificou-se que o UPQC controlado através de estruturas PIR foi capaz de executar todas as suas funções projetadas em diferentes combinações e pontos de operação. Dos testes realizados, observaram-se erros médios reduzidos para as variáveis controladas que dependem apenas dos PIs, mas desvios significativos foram registrados para as componentes que dependem das parcelas ressonantes. De fato, a banda passante da bancada experimental construída é reduzida, logo há efetivos empecilhos para o bom desempenho do UPQC como filtro de componentes harmônicas.

É por esse motivo que as discussões acerca da futura segunda etapa de montagem através de alterações no protótipo se mostram importantes, uma vez que visam o aumento dessa banda passante. E é exatamente nesse contexto que se inserem as contribuições dessa tese:

- A principal contribuição é a proposta de um modulador multi-taxas com maior banda de passagem do que aquelas das estratégias PWM senoidais clássicas. Tal modulador é implementado em nível de código e compatível com conversores multicélulas c.c.-c.c. e c.c.-c.a. nas configurações série e/ou paralelo com portadoras entrelaçadas e um número qualquer de células, sendo que ele evita naturalmente a ocorrência de pulsos extras de chaveamento das células semicondutoras em um único ciclo da portadora.
- Em decorrência dessa, tem-se como contribuição a obtenção de resultados experimentais que comprovam a aplicabilidade prática do modulador multi-taxas proposto em um conversor c.c.-c.c. abaixador. Os dados obtidos mostram que o algoritmo proposto confere ao sistema uma resposta de tensão mais rápida em malha aberta e permite a especificação de controladores com menores tempos de acomodação e, ao mesmo tempo, sobressinais mais reduzidos do que com o SPWM clássico
- Como contribuição associada a essas, tem-se a análise em malha aberta do modulador multi-taxas proposto no domínio da frequência, a qual comprova o aumento da banda passante promovido por ele frente ao modulador PWM senoidal clássico.
- Além disso, uma contribuição consequente é a elaboração de um algoritmo de projeto dos filtros LCL do FAP e do FAS do UPQC que visa a otimização de aspectos específicos desses filtros LCL no que diz respeito a sua banda de passagem e a queda de tensão nos indutores.
- Finalmente, a simulação completa do UPQC multicélulas e a análise dos seus resultados permitiram a avaliação do impacto teórico do modulador multi-taxas proposto na resposta dinâmica do sistema. Verificou-se que a implementação sequencial das modificações propostas promoveu o aumento incremental da banda passante do sistema, havendo ganhos oriundos do aumento da frequência de chaveamento, da especificação de filtros LCL através da estratégia de projeto concebida, do uso de uma estrutura multiníveis e, também, do emprego do modulador multi-taxas proposto.

De fato, os resultados de simulação do c.c.-c.a. corroboram os experimentais do c.c.-c.c. para a aplicação desejada do UPQC, indicando a viabilidade do uso do modulador proposto na mesma. As discussões em malha aberta explicitam o ganho do modulador multi-taxas frente às suas contrapartidas SPWM clássicas nos quesitos de atenuação e defasamento da tensão sintetizada em relação à referência. O MSS-PWM se mostrou superior ao SS-PWM em todos os

cenários avaliados, independentemente do número de células do conversor, da frequência de chaveamento e da frequência do sinal de referência. Já o MAS-PWM apresentou consistentemente menores defasamentos do que o AS-PWM, mas registrou melhor desempenho de amplitude apenas para referências com frequências inferiores a um terço da frequência de chaveamento. Apesar disso, mesmo em seu pior desempenho de amplitude, o MAS-PWM foi capaz de produzir tensões muito próximas daquelas obtidas com o AS-PWM, sendo as diferenças observadas inferiores a 5%. Como o maior defasamento registrado com o modulador clássico foi mais que o dobro do provocado com o modulador multi-taxas, considerando a importância de ambas as respostas de magnitude e fase na aplicação de filtros ativos de potência, acredita-se que o modulador proposto pode, de fato, ser utilizado para aumentar a banda de passagem de um sistema de condicionamento de energia qualquer à base de conversores multicélulas. Além disso, devido à dualidade entre as topologias de conversores multicélulas série e paralelo discutidas neste trabalho e a rotina genérica do algoritmo do modulador multi-taxas proposto, a conclusão derivada da análise em malha aberta é válida para ambas as estruturas.

As simulações em malha fechada também levaram a conclusões relevantes sobre o impacto do modulador proposto no tempo de resposta e sobressinal no FAP e no FAS. Em todos os cenários avaliados com aplicações de degrau de referência, o uso do MSS-PWM implicou em sobre-elevações percentuais menores do que as registradas com o SS-PWM. Já em relação ao tempo de acomodação, ora o modulador multi-taxas implicou em tempos menores, ora implicou em tempos maiores. Apesar disso, verificou-se que a resposta inicial com o modulador pode ser rápida, o que é evidenciado pelos tempos reduzidos para atingir o primeiro pico de tensão. De fato, os resultados obtidos para o teste do FAS frente a um degrau de tensão de referência explicitam o ganho de velocidade de resposta do modulador multi-taxas. Isso, pois a ação *feedforward* na malha de corrente leva o controlador a atracar rapidamente na referência, motivo pelo qual se verificou no teste que controlador com o MSS-PWM atingiu o pico de tensão em dois terços do tempo gasto pelo SS-PWM (diferença de um período de amostragem).

Por fim, os resultados de desempenho em regime permanente da simulação do UPQC na correção do fator de potência, no balanceamento de correntes e tensões e na mitigação de conteúdo harmônico garante o atendimento aos limites dos índices de qualidade de energia definidos em norma, confirmando também nesse cenário a aplicabilidade do modulador multi-taxas proposto em sistemas de condicionamento de energia à base de conversores multicélulas.

7.1. Propostas de continuidade

Visando o avanço dos trabalhos iniciados nessa tese, é possível separar as propostas de continuidade em três grupos:

- Trabalhos envolvendo a estrutura física do protótipo do UPQC:
 - Efetivar a montagem do protótipo do UPQC multicélulas;
 - Trocar os elementos dos filtros LCL de conexão do UPQC à rede e ao PAC;
 - Estudar e caracterizar o protótipo do UPQC quanto às suas perdas;
 - Aprofundar e expandir os estudos do projeto dos filtros LCL;
 - Utilizar chaves semicondutoras do tipo SiC e/ou Gan visando aumentar a frequência de chaveamento, eficiência e densidade de potência do sistema.
- Trabalhos envolvendo a estrutura de controle do protótipo do UPQC:
 - Aumentar a frequência de chaveamento dos conversores;
 - Projetar novos controladores PIR de acordo com a condição de operação definida pelo aumento da frequência de chaveamento e troca do filtro LCL;
 - Projetar e implementar parcelas de controle ressonantes adicionais para a síntese de correntes e tensões harmônicas de ordem mais elevadas;
 - Estudar e aplicar técnicas de controle para realização de amortecimento ativo, incluindo as de controle multivariável como o regulador LQR;
 - Estudar e avaliar o impacto do atraso computacional de modulação na estabilidade de controle do UPQC com alta banda passante.
- Trabalhos envolvendo outras aplicações do modulador multi-taxas e do UPQC:
 - Empregar o modulador multi-taxas proposto em aplicações de cargas eletrônicas programáveis e/ou acionamento de motores à frequência variável;
 - Conectar a bancada experimental do UPQC a uma microrrede com geração distribuída existente no laboratório em que esse protótipo se encontra.

7.2. Publicações associadas aos trabalhos e estudos desta tese

O trabalho desenvolvido resultou nas seguintes publicações diretamente relacionadas ao

tema principal da tese:

- FERREIRA, Tiago de Sá; DE REZENDE, Guilherme Monteiro; MORAIS, Lenin Martins Ferreira; MENDES, Victor Flores; FLUMIAN, Didier; REGNIER, Jérémi; MEYNARD, Thierry A. Novel Multirate Modulator for High-Bandwidth Multicell Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 4, p. 4887–4900, 2021. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3032118. Disponível em: ieeexplore.ieee.org/document/9229082
- AZEVEDO, Tatyana; FONSÊCA, Filipe. A. F. C. H.; DE PAULA, Camilo. L. M.; FERREIRA, Tiago de Sá; DE REZENDE, Guilherme M.; DE SOUSA, Clodualdo V.; MORAIS, Lenin M. F. Estudo de um filtro ativo série e um filtro ativo paralelo com controladores PI ressonantes (PIR) em referencial síncrono. XXII Congresso Brasileiro de Automática. Anais... *In*: CBA2018. João Pessoa - PB, Brasil: set. 2018. Disponível em: www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/sba/article/view/293/255

O trabalho desenvolvido resultou na seguinte submissão de artigo científico para uma possível publicação diretamente relacionada ao tema principal da tese:

- MENDES, Victor Flores; DE REZENDE, Guilherme Monteiro; FERREIRA, Tiago de Sá; DA SILVA, João Lucas; REGNIER, Jérémi; MEYNARD, Thierry A. Advantages of Multirate Modulator for High Bandwidth Series and Parallel Multicell Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, << No prelo >>

Durante o desenvolvimento do trabalho apresentado, foram realizadas as seguintes publicações em temas correlatos ao objeto de estudo da tese:

- DE REZENDE, Guilherme Monteiro; DE ALMEIDA, Matheus Vieira; FERREIRA, Tiago de Sá; DE SOUSA, Clodualdo Venicio; MENDES, Victor Flores. Regenerative Active Electronic Load With Current, Voltage and Frequency Control for Power Transformer Testing. *IEEE Access*, vol. 9, pp. 65319-65329, 2021, DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3075935. Disponível em: ieeexplore.ieee.org/document/9416646
- ROQUE, Gleidson P.; DE SOUSA, Clodualdo Venicio; DE REZENDE, Guilherme Monteiro; MENDES, Victor Flores; FERREIRA, Tiago de Sá. Design and Commissioning of a Regenerative System for Load Testing. VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE2018, Anais... *In*: SIMP. BRA. SIST. ELET. - SBSE2018, 2018, Niterói – RJ, Brasil: 2018. Disponível em: ieeexplore.ieee.org/document/8395788

Referências Bibliográficas

- AKAGI, H.; FUJITA, H. A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, n. 3, p. 1570–1575, jul. 1995.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. Hoboken, N.J.; Piscataway, N.J.: Wiley ; IEEE Press, 2007.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) - Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica**, 2015. Disponível em: <aneel.gov.br/prodist>
- ANSAL, V.; RAVIKUMAR, K.; PARTHIBAN, P. **Transformerless Dynamic Voltage Restorer for voltage sag mitigation** 2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE). **Anais... In: 2016 BIENNIAL INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY SYSTEMS: TOWARDS SUSTAINABLE ENERGY (PESTSE)**. jan. 2016
- ANTONIEWICZ, K.; JASINSKI, M.; KAZMIERKOWSKI, M.; MALINOWSKI, M. Model Predictive Control for 3-Level 4-Leg Flying Capacitor Converter Operating as Shunt Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2016.
- AREDES, M.; HÄFFNER, J.; HEUMANN, K. **A Combined Series and Shunt Active Power Filter** IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conference. **Anais... In: IEEE/KTH STOCKHOLM POWER TECH CONFERENCE**. Sweden: jun. 1995
- 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, abr. 1998.
- BELLINASSO, L. V.; FIGUEIRA, H. H.; BASQUERA, M. F.; VIEIRA, R. P.; GRUNDLING, H. A.; MICHELS, L. Cascade Control With Adaptive Voltage Controller Applied to Photovoltaic Boost Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 2, p. 1903–1912, mar. 2019.
- BERNET, S.; PONNALURI, S.; TEICHMANN, R. Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern AC drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 2, p. 304–314, abr. 2002.
- BHATTACHARYA, A.; CHAKRABORTY, C.; BHATTACHARYA, S. Parallel-Connected Shunt Hybrid Active Power Filters Operating at Different Switching Frequencies for Improved Performance. **IEEE Trans. on Ind. Electronics**, v. 59, n. 11, p. 4007–4019, nov. 2012.
- BRANDÃO, D. I. **Sistema de geração fotovoltaico multifuncional**. Bauru, SP: Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Faculdade de Engenharia de Bauru, 2013.
- CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. DA; OLIVEIRA, A. A. DE; BACON, V. D. 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.

_____. 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.

CARLOS, G. A. DE A.; JACOBINA, C. B.; MELLO, J. P. R. A.; SANTOS, E. C. DOS. Shunt Active Power Filter Based on Cascaded Transformers Coupled With Three-Phase Bridge Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 4673–4681, set. 2017.

CHEN, Y.; ZHAO, S.; LI, Z.; WEI, X.; KANG, Y. Modeling and Control of the Isolated DC–DC Modular Multilevel Converter for Electric Ship Medium Voltage Direct Current Power System. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 124–139, mar. 2017.

CHINDRIS, M.; CZIKER, A.; MIRON, A. **UPQC — The best solution to improve power quality in low voltage weak distribution networks** 2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS). *Anais... In: 2017 INTERNATIONAL CONFERENCE ON MODERN POWER SYSTEMS (MPS)*. jun. 2017

COTA, E. F. **Estudo de um Restaurador Dinâmico de Tensão Aplicado a Sistemas de Conversão de Energia Eólica com Gerador de Indução Duplamente Alimentado**. Belo Horizonte/MG: Universidade Federal de Minas Gerais - PPGEE/UFGM, 2016.

COUGO, B.; SATHLER, H. H.; RIVA, R.; SANTOS, V. D.; ROUX, N.; SARENI, B. Characterization of Low-Inductance SiC Module With Integrated Capacitors for Aircraft Applications Requiring Low Losses and Low EMI Issues. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 7, p. 8230–8242, jul. 2021.

COUGO, B.; SCHNEIDER, H.; MEYNARD, T. High Current Ripple for Power Density and Efficiency Improvement in Wide Bandgap Transistor-Based Buck Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 8, p. 4489–4504, ago. 2015.

CZARNECKI, L. S. **What is wrong with the conservative power theory (CPT)** 2016 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE). *Anais... In: 2016 INTERNATIONAL CONFERENCE ON APPLIED AND THEORETICAL ELECTRICITY (ICATE)*. Craiova, Romania: IEEE, out. 2016 Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7754619/>>. Acesso em: 11 nov. 2018

DAHMEN, C.; KAPAUN, F.; MARQUARDT, R. **Analytical investigation of efficiency and operating range of different Modular Multilevel Converters** 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). *Anais... In: 2017 IEEE 12TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS (PEDS)*. Honolulu, HI: IEEE, dez. 2017 Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8289151/>>. Acesso em: 5 fev. 2020

DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; HANSEN, S.; THØGERSEN, P. B. Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, jul. 2010.

DEFAY, F.; LLOR, A.-M.; FADEL, M. A Predictive Control With Flying Capacitor Balancing of a Multicell Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 9, p. 3212–3220, set. 2008.

DEFAY, F.; LLOR, A.-M.; FADEL, M. Direct Control Strategy for a Four-Level Three-Phase Flying-Capacitor Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2240–2248, jul. 2010.

DEKKA, A.; WU, B.; FUENTES, R. L.; PEREZ, M.; ZARGARI, N. R. Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1631–1656, dez. 2017.

DEMIRDELEN, T.; INCI, M.; BAYINDIR, K. C.; TUMAY, M. **Review of hybrid active power filter topologies and controllers** 2013 Fourth International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG). *Anais... In: 2013 FOURTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ENGINEERING, ENERGY AND ELECTRICAL DRIVES (POWERENG)*. maio 2013

DEVASSY, S.; SINGH, B. Modified pq-Theory-Based Control of Solar-PV-Integrated UPQC-S. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 5031–5040, set. 2017.

- DRAGICEVIC, T. Model Predictive Control of Power Converters for Robust and Fast Operation of AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 6304–6317, jul. 2018.
- EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: A review. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 147, n. 5, p. 403, 2000.
- EREN, S.; PAHLEVANI, M.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. An Adaptive Droop DC-Bus Voltage Controller for a Grid-Connected Voltage Source Inverter With LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 547–560, fev. 2015.
- FERREIRA, T. DE S.; REZENDE, G. M. DE; MORAIS, L. M. F.; MENDES, V. F.; FLUMIAN, D.; REGNIER, J.; MEYNARD, T. A. Novel Multirate Modulator for High-Bandwidth Multicell Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 4, p. 4887–4900, abr. 2021.
- FLORES, P.; DIXON, J.; ORTUZAR, M.; CARMÍ, R.; BARRIUSO, P.; MORAN, L. Static Var Compensator and Active Power Filter With Power Injection Capability, Using 27-Level Inverters and Photovoltaic Cells. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 1, p. 130–138, jan. 2009.
- FLORICAU, D.; GATEAU, G.; DUMITRESCU, M.; TEODORESCU, R. **A new stacked NPC converter: 3L-topology and control**2007 European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais... In: 2007 EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS**. Aalborg, Denmark: IEEE, 2007Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4417285/>>. Acesso em: 9 set. 2021
- FRANCA, B. W.; SILVA, L. F. DA; AREDES, M. A.; AREDES, M. 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.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. **Digital control of dynamic systems**. 3rd ed.; reprinted in 2006 with corrections ed. Half Moon Bay, CA: Ellis-Kagle Press, 2006.
- GAYATRI, M. T. L.; PARIMI, A. M.; KUMAR, A. V. P. **Utilization of Unified Power Quality Conditioner for voltage sag/swell mitigation in microgrid**2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE). **Anais... In: 2016 BIENNIAL INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY SYSTEMS: TOWARDS SUSTAINABLE ENERGY (PESTSE)**. jan. 2016
- GOETZ, S. M.; LI, Z.; LIANG, X.; ZHANG, C.; LUKIC, S. M.; PETERCHEV, A. V. Control of Modular Multi-level Converter With Parallel Connectivity—Application to Battery Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8381–8392, nov. 2017.
- GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 116–135, 1 jan. 2018.
- GUPTA, K. K.; RANJAN, A.; BHATNAGAR, P.; SAHU, L. K.; JAIN, S. Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 135–151, jan. 2016.
- HAMASAKI, S.; NAKAHARA, K.; TUJI, M. **Harmonics Compensation in High Frequency Range of Active Power Filter with SiC-MOSFET Inverter in Digital Control System**2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia). **Anais... In: 2018 INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (IPEC-NIIGATA 2018-ECCE ASIA)**. Niigata: IEEE, maio 2018Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8507481/>>. Acesso em: 19 set. 2021
- HAN, B.; BAE, B.; BAEK, S.; JANG, G. New configuration of UPQC for medium-voltage application. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 3, p. 1438–1444, jul. 2006.
- HASHEMPOUR, M. M.; SAVAGHEBI, M.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. A Control Architecture to Coordinate Distributed Generators and Active Power Filters Coexisting in a Microgrid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 5, p. 2325–2336, set. 2016.
- HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 1, p. 49–61, jan. 1999.

HE, J.; LI, Y. W.; XU, D.; LIANG, X.; LIANG, B.; WANG, C. Deadbeat Weighted Average Current Control With Corrective Feed-Forward Compensation for Microgrid Converters With Nonstandard LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 2661–2674, abr. 2017.

HOGAN, D. J.; GONZALEZ-ESPIN, F. J.; HAYES, J. G.; LIGHTBODY, G.; FOLEY, R. An Adaptive Digital-Control Scheme for Improved Active Power Filtering Under Distorted Grid Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 2, p. 988–999, fev. 2018.

HSU, Y.-C.; TING, C.-Y.; HSU, L.-S.; LIN, J.-Y.; CHEN, C. C.-P. A Transient Enhancement DC–DC Buck Converter With Dual Operating Modes Control Technique. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 66, n. 8, p. 1376–1380, ago. 2019.

HUERTA, F.; PEREZ, J.; COBRECES, S.; RIZO, M. Frequency-Adaptive Multiresonant LQG State-Feedback Current Controller for LCL-Filtered VSCs Under Distorted Grid Voltages. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 11, p. 8433–8444, nov. 2018.

IEEE. **IEEE Std 519-2014 (Rev. of IEEE Std 519-1992) - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**, 2014. Disponível em: <standards.ieee.org/findstds/standard/519-2014.html>

JALILI, K.; BERNET, S. Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 5, p. 1674–1689, maio 2009.

JAYALATH, S.; HANIF, M. Generalized LCL-Filter Design Algorithm for Grid-Connected Voltage-Source Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 3, p. 1905–1915, mar. 2017.

JESUS, V. M. R. DE; CUPERTINO, A. F.; XAVIER, L. S.; PEREIRA, H. A.; MENDES, V. F. Operation Limits of Grid-Tied Photovoltaic Inverters With Harmonic Current Compensation Based on Capability Curves. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 36, n. 3, p. 2088–2098, set. 2021.

KAZIMIERCZUK, M. K.; SEKIYA, H. **Design of AC resonant inductors using area product method** 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais... In: 2009 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION. ECCE 2009. San Jose, CA: IEEE, set. 2009** Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5316501/>>. Acesso em: 14 mar. 2020

KHADEM, S. K.; BASU, M.; CONLON, M. F. **A new placement and integration method of UPQC to improve the power quality in DG network** 2013 48th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC). **Anais... In: 2013 48TH INTERNATIONAL UNIVERSITIES' POWER ENGINEERING CONFERENCE (UPEC). set. 2013**

KHAYATIAN, A.; TAYLOR, D. G. **Multirate operation of switched-mode power converters** Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93. **Anais... In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC '93. Seattle, WA, USA: IEEE, 1993** Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/471947/>>. Acesso em: 19 set. 2021

KIM, H.-S.; BAEK, J.-W.; RYU, M.-H.; KIM, J.-H.; JUNG, J.-H. The High-Efficiency Isolated AC–DC Converter Using the Three-Phase Interleaved LLC Resonant Converter Employing the Y-Connected Rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4017–4028, ago. 2014.

KIM, J.; CHOI, J.; HONG, H. **Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller** PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409). **Anais... In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY (POWERCON 2000). Perth, WA, Australia: IEEE, 2000** Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/898225/>>. Acesso em: 13 ago. 2021

KONTOS, E.; TSOLARIDIS, G.; TEODORESCU, R.; BAUER, P. High Order Voltage and Current Harmonic Mitigation Using the Modular Multilevel Converter STATCOM. **IEEE Access**, v. 5, p. 16684–16692, 2017.

KOPPINEN, J.; KUKKOLA, J.; HINKKANEN, M. **Parameter estimation of an LCL filter for control of grid converters** 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). **Anais... In: 2015 9TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ECCE ASIA (ICPE**

2015-ECCE ASIA). Seoul, South Korea: IEEE, jun. 2015Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7167942/>>. Acesso em: 21 ago. 2021

KOURO, S.; MALINOWSKI, M.; GOPAKUMAR, K.; POU, J.; FRANQUELO, L. G.; BIN WU; RODRIGUEZ, J.; PÉREZ, M. A.; LEON, J. I. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, ago. 2010.

KUKKOLA, J.; HINKKANEN, M.; ZENGER, K. Observer-Based State-Space Current Controller for a Grid Converter Equipped With an LCL Filter: Analytical Method for Direct Discrete-Time Design. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 5, p. 4079–4090, set. 2015.

KUMAR, A.; ANJANA, P.; TIWARI, H.; GUPTA, V. **Modified P-Q technique to mitigate power quality problems in distribution system**2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). **Anais...** jul. 2016

KUMAR, C.; MISHRA, M. K. Predictive Voltage Control of Transformerless Dynamic Voltage Restorer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 5, p. 2693–2697, maio 2015.

KUMAR, C.; MISHRA, M. K.; LISERRE, M. **LCL filter based UPQC configuration for power quality improvement**2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM). **Anais... In: 2016 IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING (PESGM)**. Boston, MA, USA: IEEE, jul. 2016Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7741327/>>. Acesso em: 13 ago. 2021

KUMAR, D.; ZARE, F. Harmonic Analysis of Grid Connected Power Electronic Systems in Low Voltage Distribution Networks. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 70–79, mar. 2016.

KUO, B. C. **Automatic control systems**. [s.l.] Prentice-Hall, 1991.

LACERDA, R. P. DE; JACOBINA, C. B.; FABRICIO, E. L. L.; RODRIGUES, P. L. S. Six-Leg Single-Phase AC–DC–AC Multilevel Converter With Transformers for UPS and UPQC Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 5, p. 5170–5181, set. 2020.

LAUENSTEIN, J.-M. **Wide Bandgap Power – SiC, GaN – Radiation Reliability**Presentation at IEEE Nuclear and Space Radiation Effects Conference, Santa Fe, November 30, 2020, , 30 nov. 2020. Disponível em: <<https://nepp.nasa.gov/docs/tasks/281-Wide-Bandgap-Reliability-and-Application-Guidelines/NEPP-CP-2020-Lauenstein-NSREC-Short-Course-Wide-Bandgap-SiC-GaN-20205009739.pdf>>. Acesso em: 7 jul. 2021

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, set. 2005.

LITRAN, S. P.; SALMERON, P. Analysis and design of different control strategies of hybrid active power filter based on the state model. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 8, p. 1341–1350, set. 2012.

MA, C.-T.; GU, Z.-H. Review of GaN HEMT Applications in Power Converters over 500 W. **Electronics**, v. 8, n. 12, p. 1401, 23 nov. 2019.

MANSOR, M. A.; HASAN, K.; OTHMAN, M. M.; NOOR, S. Z. B. M.; MUSIRIN, I. Construction and Performance Investigation of Three-Phase Solar PV and Battery Energy Storage System Integrated UPQC. **IEEE Access**, v. 8, p. 103511–103538, 2020.

MARQUARDT, R. Modular Multilevel Converters: State of the Art and Future Progress. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 5, n. 4, p. 24–31, dez. 2018.

MARTINENAS, S.; KNEZOVIĆ, K.; MARINELLI, M. Management of Power Quality Issues in Low Voltage Networks Using Electric Vehicles: Experimental Validation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 32, n. 2, p. 971–979, abr. 2017.

MASSOUD, A. M.; FINNEY, S. J.; CRUDEN, A. J.; WILLIAMS, B. W. Three-Phase, Three-Wire, Five-Level Cascaded Shunt Active Filter for Power Conditioning, Using Two Different Space Vector Modulation Techniques. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 4, p. 2349–2361, out. 2007.

MASWOOD, A. I.; TAFTI, H. D. (EDS.). **Advanced multilevel converters and applications in grid integration**. USA: John Wiley & Sons, 2018.

MATOS, F. F.; SOUSA, C. V. DE; REZENDE, G. M. DE; AUGUSTO, R. A. N.; SELEME, S. I.; SILVA, S. R. **Projeto e Construção de Filtro LCL para Conversor PWM** Anais do XVIII CBA. *Anais... In: XVIII CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA*. 2010

MCGRATH, B. P.; MEYNARD, T. A.; GATEAU, G.; HOLMES, D. G. **Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters using a State Machine Decoder** 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. *Anais... In: 2005 IEEE 36TH POWER ELECTRONIC SPECIALISTS CONFERENCE*. Recife: IEEE, 2005 Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1581855/>>. Acesso em: 26 ago. 2021

MEYNARD, T. **Analysis and design of multicell DC/DC converters using vectorized models**. London, UK : Hoboken, NJ: ISTE Ltd ; John Wiley & Sons, Inc, 2015.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-Level Choppers for High Voltage Applications. *EPE Journal*, v. 2, n. 1, p. 45–50, 1992a.

_____. **Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters**, 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record. *Anais... In: , 23RD ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1992. PESC '92 RECORD*. jun. 1992b

MEYNARD, T. A.; FOCH, H.; THOMAS, P.; COURAULT, J.; JAKOB, R.; NAHRSTAEDT, M. Multicell converters: basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 5, p. 955–964, out. 2002.

MEYNARD, T.; LAPLACE, B. C.; FOREST, F.; LABOURÉ, E. **Parallel multicell converters for high current: Design of intercell transformers** 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology. *Anais... In: 2010 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY*. mar. 2010

MODESTO, R. A.; SILVA, S. A. O. DA; OLIVEIRA, A. A. DE. **Line-interactive UPS system applied to three-phase four-wire systems with universal filtering capabilities** 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). *Anais... In: 2014 IEEE 23RD INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE)*. Istanbul: IEEE, jun. 2014 Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6864898/>>. Acesso em: 19 set. 2021

MODESTO, R. A.; SILVA, S. A. O. DA; OLIVEIRA, A. A. DE; BACON, V. D. 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, M.; ORDONEZ, M. Fast Transient Response of Series Resonant Converters Using Average Geometric Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 9, p. 6738–6755, set. 2016.

MONTEIRO, L. F. C.; EXPOSTO, B. F.; PINTO, J. G.; AREDES, M.; AFONSO, J. L. Control algorithms based on the active and non-active currents for a UPQC without series transformers. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 9, p. 1985–1994, 27 jul. 2016.

MOON, D.; PARK, J.; CHOI, S. New Interleaved Current-Fed Resonant Converter With Significantly Reduced High Current Side Output Filter for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 8, p. 4264–4271, ago. 2015.

MOSSOBA, J.; LEHN, P. W. A controller architecture for high bandwidth active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 317–325, jan. 2003.

MUNOZ, J. A.; ESPINOZA, J. R.; BAIER, C. R.; MORAN, L. A.; ESPINOSA, E. E.; MELIN, P. E.; SBARBARO, D. G. Design of a Discrete-Time Linear Control Strategy for a Multicell UPQC. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 10, p. 3797–3807, out. 2012.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-17, n. 5, p. 518–523, set. 1981.

NADEMI, H.; BURGOS, R.; SOGHOMONIAN, Z. Power Quality Characteristics of a Multilevel Current Source With Optimal Predictive Scheme From More-Electric-Aircraft Perspective. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 67, n. 1, p. 160–170, jan. 2018.

NASIRI, A.; HAMIDI, S. A. Uninterruptible Power Supplies. *In: Power Electronics Handbook*. [s.l.] Elsevier, 2018. p. 641–657.

NIJENDE, H.; FROHLEKE, N.; BOCKER, J. **Optimized size design of integrated magnetic components using area product approach**2005 European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais... In: 2005 IEEE 11TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS**. Dresden, Germany: IEEE, 2005Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1665795/>>. Acesso em: 14 mar. 2020

NIKLAUS, P. S.; ANDERSON, J. A.; BORTIS, D.; KOLAR, J. W. **Ultra-High Bandwidth GaN-Based Class-D Power Amplifier for Testing of Three-Phase Mains Interfaces of Renewable Energy Systems**2019 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). **Anais... In: 2019 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGY RESEARCH AND APPLICATIONS (ICRERA)**. Brasov, Romania: IEEE, nov. 2019Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8996585/>>. Acesso em: 14 mar. 2020

NOMMENSEN, C.; SCHMIDT, J. D. **UPS having a delta converter utilized as input power regulator in a double conversion system**, 2 jan. 2018. Disponível em: <<https://patents.justia.com/patent/9859749>>

ODAVIC, M.; BIAGINI, V.; SUMNER, M.; ZANCHETTA, P.; DEGANI, M. Low Carrier–Fundamental Frequency Ratio PWM for Multilevel Active Shunt Power Filters for Aerospace Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 1, p. 159–167, jan. 2013.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. São Paulo (SP): Pearson Prentice Hall, 2011.

OTERO-DE-LEON, R.; LIU, L.; BALA, S.; MANCHIA, G. **Hybrid active power filter with GaN power stage for 5kW single phase inverter**2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). **Anais... In: 2018 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)**. San Antonio, TX, USA: IEEE, mar. 2018Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8341087/>>. Acesso em: 19 set. 2021

PAITHANKAR, S.; ZENDE, R. **Comparison between UPQC, iUPQC and improved iUPQC**2017 Third International Conference on Sensing, Signal Processing and Security (ICSSS). **Anais... In: 2017 THIRD INTERNATIONAL CONFERENCE ON SENSING, SIGNAL PROCESSING AND SECURITY (ICSSS)**. Chennai, India: IEEE, maio 2017Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8071565/>>. Acesso em: 11 nov. 2018

PAULA, C. L. M. DE. **Projeto e Desenvolvimento de um Condicionador Unificado de Qualidade de Energia**. Belo Horizonte/MG: Universidade Federal de Minas Gerais - PPGEE/UFMG, 2019.

PEÑA-ALZOLA, R.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; SEBASTIÁN, R.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. W. Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, jun. 2013.

PENG, F. Z.; LAI, J.-S.; MCKEEVER, J. W.; VANCOEVERING, J. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 5, p. 1130–1138, out. 1996.

PEREZ-ESTEVEZ, D.; DOVAL-GANDOY, J.; YEPES, A. G.; LOPEZ, O.; BANEIRA, F. Enhanced Resonant Current Controller for Grid-Connected Converters With LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 3765–3778, maio 2018.

PINTO, J. G.; CARNEIRO, H.; EXPOSTO, B.; COUTO, C.; AFONSO, J. L. **Transformerless series active power filter to compensate voltage disturbances**Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais... In: PROCEEDINGS OF THE 2011 14TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS**. ago. 2011

PIRES, I. A.; CARDOSO FILHO, B. DE J.; SILVA, S. M. Compensador série de tensão em onda quadrada para mitigação de afundamentos de tensão. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 23, n. 2, p. 164–178, abr. 2012.

PRAYAG, A.; BODKHE, S. **A comparative analysis of classical three phase multilevel (five level) inverter topologies** 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). **Anais... In:** 2016 IEEE 1ST INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, INTELLIGENT CONTROL AND ENERGY SYSTEMS (ICPEICES). Delhi, India: IEEE, jul. 2016 Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7853567/>>. Acesso em: 5 fev. 2020

RAGHUNATH, S. **Comparative study of Unified Power Quality Conditioner (UPQC) with different injecting devices for voltage injection** 2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]. **Anais... In:** 2014 INTERNATIONAL CONFERENCE ON CIRCUITS, POWER AND COMPUTING TECHNOLOGIES [ICCPCT-2014]. mar. 2014

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, circuitos e aplicações**. 4a. ed. [s.l.] Pearson Education, 2014.

REZENDE, G. M. DE. **Simulador Eletrônico de Cargas com Capacidade Regenerativa e Controle de Tensão para Testes em Transformadores de Potência**. Belo Horizonte/MG: Universidade Federal de Minas Gerais - PPGEE/UFGM, 2021.

REZNIK, A.; SIMOES, M. G.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. M. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, mar. 2014.

RIAR, B. S.; GEYER, T.; MADAWALA, U. K. Model Predictive Direct Current Control of Modular Multilevel Converters: Modeling, Analysis, and Experimental Evaluation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 431–439, jan. 2015.

ROCKHILL, A. A.; LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P. Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1205–1217, abr. 2011.

RODRIGUEZ, J.; FRANQUELO, L. G.; KOURO, S.; LEON, J. I.; PORTILLO, R. C.; PRATS, M. A. M.; PEREZ, M. A. Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, nov. 2009.

RODRIGUEZ, P.; POU, J.; BERGAS, J.; CANDELA, J. I.; BURGOS, R. P.; BOROYEVICH, D. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 584–592, mar. 2007.

SARITA, K.; KUMAR, S.; VARDHAN, A. S. S.; ELAVARASAN, R. M.; SAKET, R. K.; SHAFIULLAH, G. M.; HOSSAIN, E. Power Enhancement With Grid Stabilization of Renewable Energy-Based Generation System Using UPQC-FLC-EVA Technique. **IEEE Access**, v. 8, p. 207443–207464, 2020.

SILVA, S. A. O. DA; CAMPANHOL, L. B. G.; PELZ, G. M.; SOUZA, V. DE. 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, nov. 2020.

SILVA, S. A. O. DA; NEGRAO, F. A. Single-Phase to Three-Phase Unified Power Quality Conditioner Applied in Single-Wire Earth Return Electric Power Distribution Grids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 3950–3960, maio 2018.

SILVA, S. M. **Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão**. Belo Horizonte: Universidade Federal de Minas Gerais - PPGEE/UFGM, 1999.

_____. **Análise e Implementação de Um Restaurador Dinâmico de Tensão**. Belo Horizonte/MG: Universidade Federal de Minas Gerais - PPGEE/UFGM, 2003.

SILVA, S.; SAMPAIO, L.; OLIVEIRA, F.; DURAND, F. Pso-based Mppt Technique Applied To A Grid-tied Pv System With Active Power Line Conditioning Using A Feed-forward Dc-bus Control Loop. **Eletrônica de Potência**, v. 21, n. 2, p. 105–116, 1 maio 2016.

- SNG, E. K. K.; CHOI, S. S.; VILATHGAMUWA, D. M. Analysis of series compensation and DC-link voltage controls of a transformerless self-charging dynamic voltage restorer. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 3, p. 1511–1518, jul. 2004.
- SPITAEELS, J.; ZHANG, L.; LIN, P. **The Different Types of UPS Systems** Schneider Electric – Data Center Science Center, , 2021. Disponível em: <http://www.apc.com/salestools/SADE-5TNM3Y/SADE-5TNM3Y_R7_EN.pdf>
- STALA, R.; PIROG, S.; MONDZIK, A.; BASZYNSKI, M.; PENCZEK, A.; CZEKONSKI, J.; GASIOREK, S. Results of Investigation of Multicell Converters With Balancing Circuit—Part II. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 7, p. 2620–2628, jul. 2009.
- SUHENDAR, S.; FIRMANSYAH, T.; MAULANA, A.; ZULDIAG, Z.; DEWANTO, V. Shunt Active Power Filter based on P-Q Theory with Multilevel Inverters for Harmonic Current Compensation. **TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)**, v. 15, n. 4, p. 1632, 1 dez. 2017.
- SURU, C. V.; PĂTRASCU, A.; LINCĂ, M. **Conservative power theory implementation in shunt active power filtering** International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation 2013 (ISNCC 2013). **Anais... In: INTERNATIONAL SCHOOL ON NONSINUSOIDAL CURRENTS AND COMPENSATION 2013 (ISNCC 2013)**. jun. 2013
- TARDELLI, F.; COSTABEBER, A.; TRAINER, D.; CLARE, J. Series Chain-Link Modular Multilevel AC–DC Converter (SCC) for HVDC Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 6, p. 5714–5728, jun. 2020.
- TENTI, P.; PAREDES, H. K. M.; MATTAVELLI, P. Conservative Power Theory, a Framework to Approach Control and Accountability Issues in Smart Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 664–673, mar. 2011.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, p. 750, 2006.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. 1. ed. [s.l.] John Wiley & Sons, 2011.
- WALKER, G.; LEDWICH, G. Bandwidth considerations for multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 1, p. 74–81, jan. 1999.
- WALKER, G. R. Digitally-implemented naturally sampled PWM suitable for multilevel converter control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 6, p. 1322–1329, nov. 2003.
- WILKINSON, R. H.; MEYNARD, T. A.; MOUTON, H. DU T. Natural Balance of Multicell Converters: The General Case. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1658–1666, nov. 2006.
- XIE, C.; ZHAO, X.; SAVAGHEBI, M.; MENG, L.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Multirate Fractional-Order Repetitive Control of Shunt Active Power Filter Suitable for Microgrid Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 809–819, jun. 2017.
- XU, Q.; MA, F.; LUO, A.; HE, Z.; XIAO, H. Analysis and Control of M3C-Based UPQC for Power Quality Improvement in Medium/High-Voltage Power Grid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8182–8194, dez. 2016.
- XUE, Y.; XU, Z.; TANG, G. Self-Start Control With Grouping Sequentially Precharge for the C-MMC-Based HVDC System. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 29, n. 1, p. 187–198, fev. 2014.
- YANG, J.; LIU, J.; SHI, Y.; ZHAO, N.; ZHANG, J.; FU, L.; ZHENG, T. Q. Carrier-Based Digital PWM and Multirate Technique of a Cascaded H-Bridge Converter for Power Electronic Traction Transformers. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 7, n. 2, p. 1207–1223, jun. 2019.

YANG, J.; LIU, J.; ZHANG, J.; ZHAO, N.; WANG, Y.; ZHENG, T. Q. Multirate Digital Signal Processing and Noise Suppression for Dual Active Bridge DC–DC Converters in a Power Electronic Traction Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 12, p. 10885–10902, dez. 2018.

YANG, R. H.; JIN, J. X. Unified Power Quality Conditioner With Advanced Dual Control for Performance Improvement of DFIG-Based Wind Farm. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 12, n. 1, p. 116–126, jan. 2021.

YE, J.; GOOI, H. B.; WU, F. Optimization of the Size of UPQC System Based on Data-Driven Control Design. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 4, p. 2999–3008, jul. 2018.

YEPES, A. G. **Digital resonant current controllers for voltage source converters**. Vigo, Espanha: Universidade de Vigo, 2011.

ZHANG, L.; WATKINS, S. J. Capacitor voltage balancing in multilevel flying capacitor inverters by rule-based switching pattern selection. **IET Electric Power Applications**, v. 1, n. 3, p. 339, 2007.

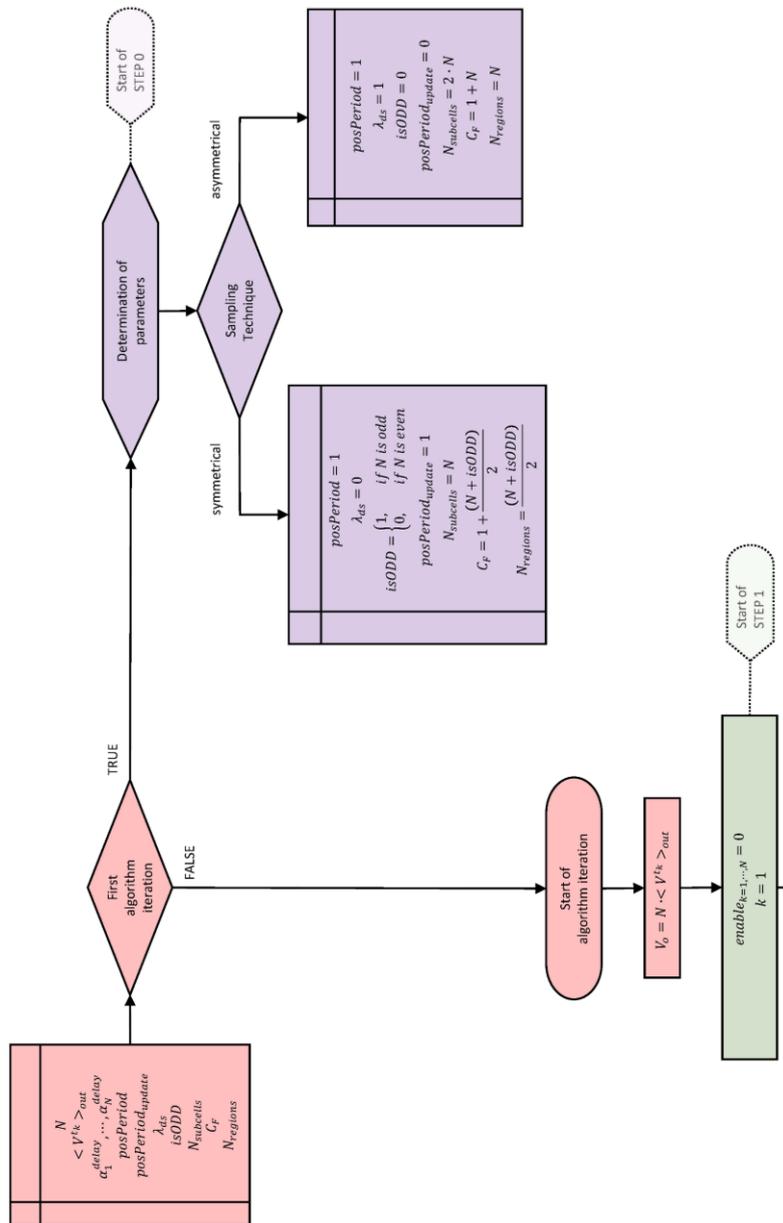
ZHANG, X.; SPENCER, J. W. Study of Multisampled Multilevel Inverters to Improve Control Performance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4409–4416, nov. 2012.

ZHOU, M.; SUN, Z.; LOW, Q. W.; SIEK, L. Multiloop Control for Fast Transient DC–DC Converter. **IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems**, v. 27, n. 1, p. 219–228, jan. 2019.

Apêndice A

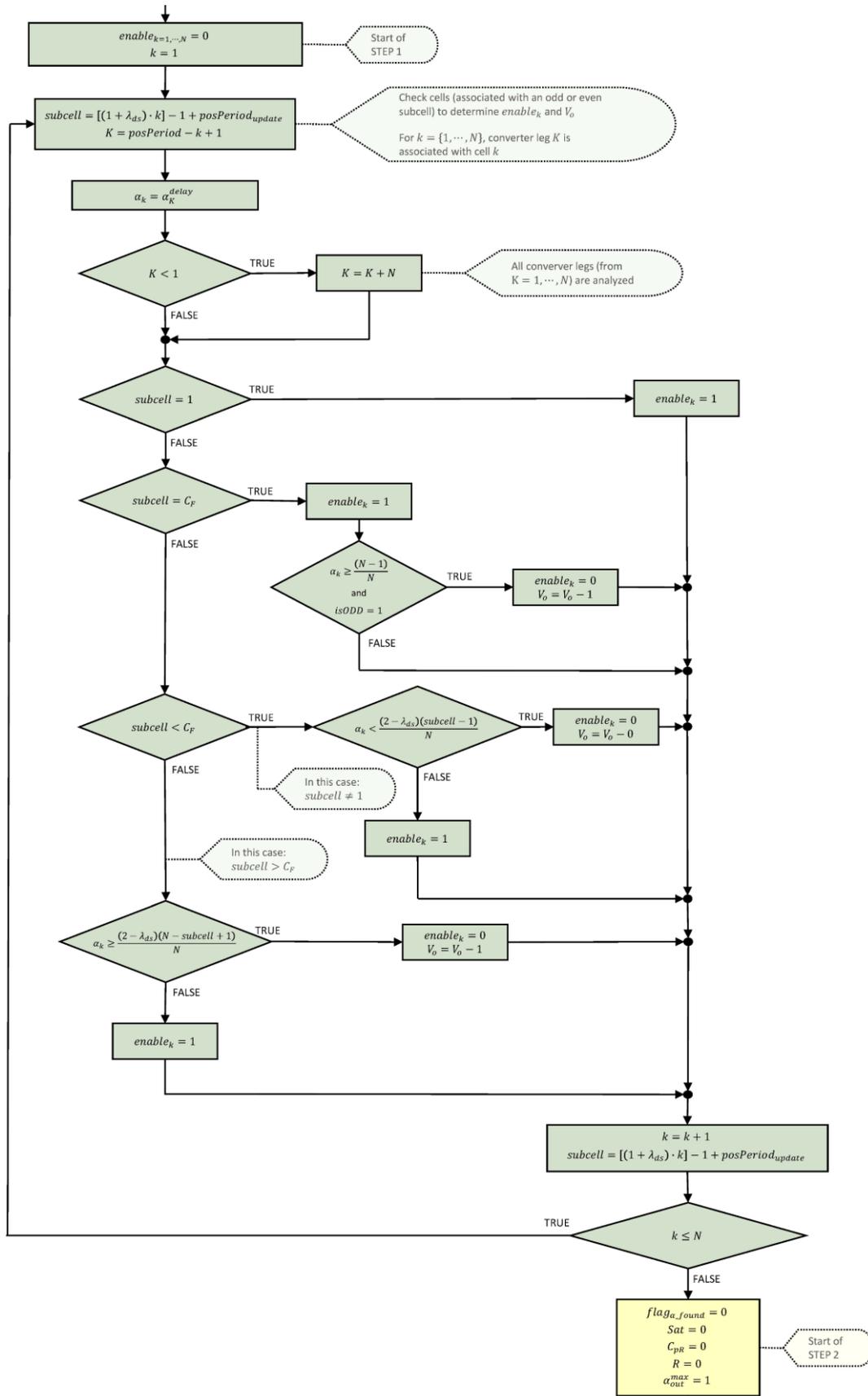
Este apêndice apresenta o fluxograma do modulador multi-taxas proposto no Capítulo 5.

Figura A.1 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 0



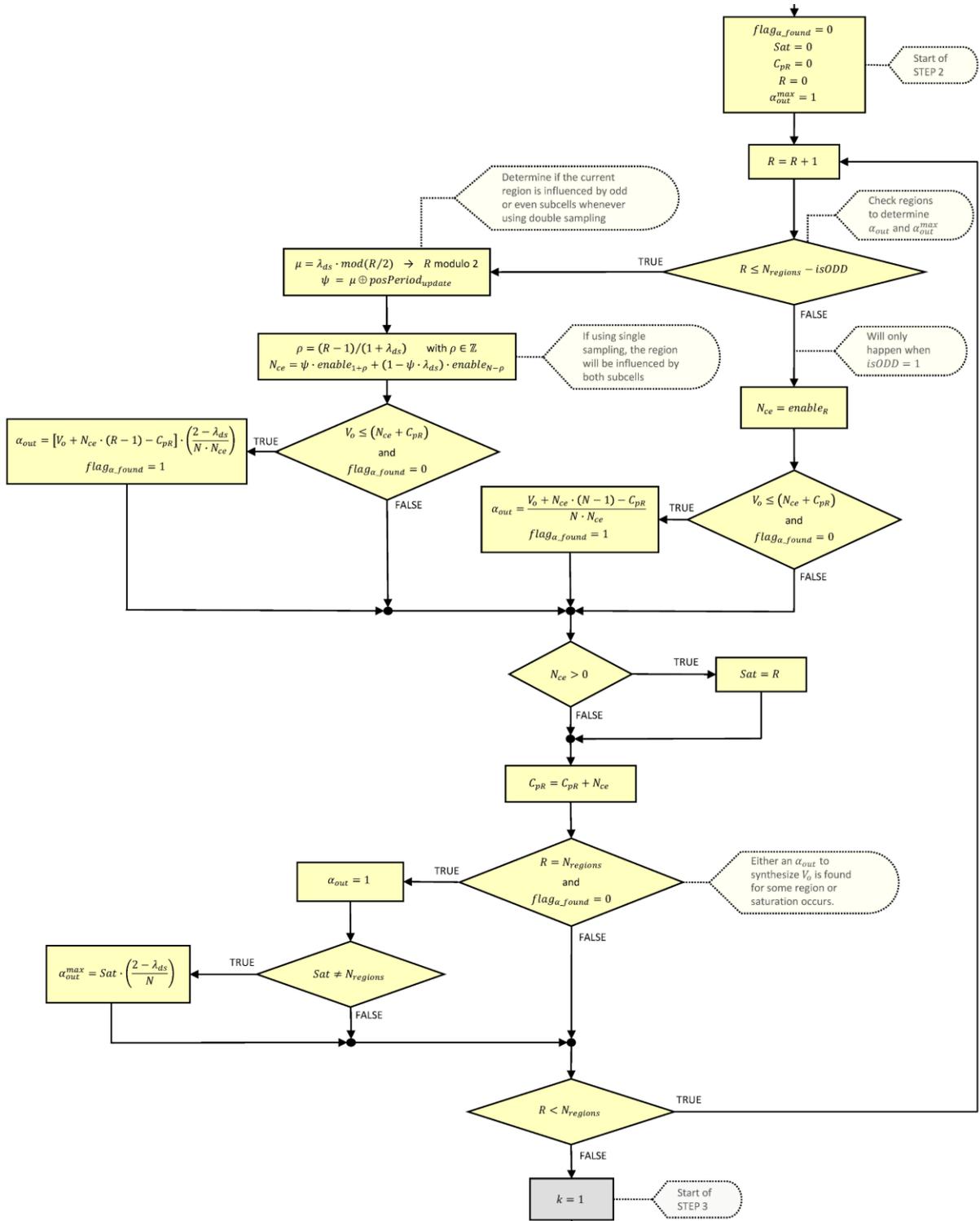
Fonte: autoria própria

Figura A.2 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 1



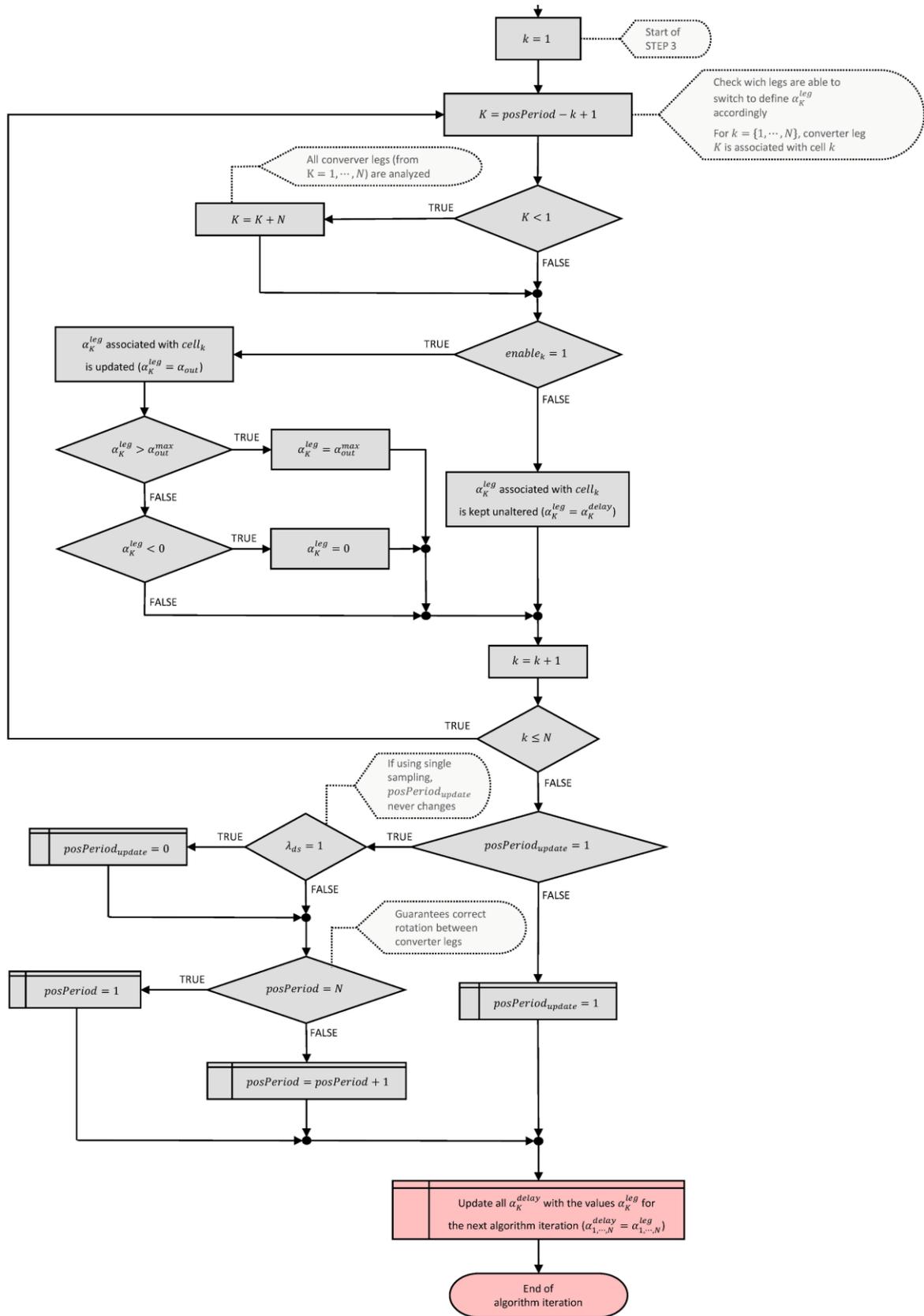
Fonte: autoria própria

Figura A.3 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 2



Fonte: autoria própria

Figura A.4 – Fluxograma do algoritmo do modulador multi-taxas generalizado: passo 3



Fonte: autoria própria

Apêndice B

Este apêndice apresenta a expansão das funções de transferência $i_g(s)/v_c(s)$, e $i(s)/v_c(s)$ do FAP e das funções de transferência $i_s(s)/v_o(s)$ e $i_T(s)/v_o(s)$ do FAS para incluir o efeito das resistências inerentes aos indutores conforme as discussões realizadas na Subseção 6.2.2. Ambas essas estruturas compõem o UPQC da Figura 2.1.

A função de transferência expandida para $i_g(s)/v_c(s)$ do FAP pode ser obtida a partir do filtro LCL da Figura 2.1 pelo conjunto de equações (B.1), sendo $R_{L_{p1}}$ e $R_{L_{p2}}$ as resistências associadas aos indutores L_{p1} e L_{p2} , respectivamente.

$$\begin{aligned} \frac{i_g(s)}{v_c(s)} &= \frac{C_p R_{dp} s + 1}{x_3 s^3 + x_2 s^2 + x_1 s + x_0} \\ x_3 &= C_p L_{p1} L_{p2} \\ x_2 &= C_p (L_{p1} R_{L_{p2}} + L_{p2} R_{L_{p1}} + L_{p1} R_{dp} + L_{p2} R_{dp}) \\ x_1 &= L_{p1} + L_{p2} + C_p (R_{L_{p1}} R_{L_{p2}} + R_{L_{p1}} R_{dp} + R_{L_{p2}} R_{dp}) \\ x_0 &= R_{L_{p1}} + R_{L_{p2}} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

A função de transferência expandida para $i(s)/v_c(s)$ do FAP pode ser obtida a partir do filtro LCL da Figura 2.1 pelo conjunto de equações (B.2), sendo $R_{L_{p1}}$ e $R_{L_{p2}}$ as resistências associadas aos indutores L_{p1} e L_{p2} , respectivamente.

$$\begin{aligned} \frac{i(s)}{v_c(s)} &= \frac{C_p L_{p2} s^2 + C_p (R_{L_{p2}} + R_{dp}) + 1}{x_3 s^3 + x_2 s^2 + x_1 s + x_0} \\ x_3 &= C_p L_{p1} L_{p2} \\ x_2 &= C_p (L_{p1} R_{L_{p2}} + L_{p2} R_{L_{p1}} + L_{p1} R_{dp} + L_{p2} R_{dp}) \\ x_1 &= L_{p1} + L_{p2} + C_p (R_{L_{p1}} R_{L_{p2}} + R_{L_{p1}} R_{dp} + R_{L_{p2}} R_{dp}) \\ x_0 &= R_{L_{p1}} + R_{L_{p2}} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

A função de transferência expandida para $i_s(s)/v_o(s)$ do FAS pode ser obtida a partir do filtro LCL da Figura 2.1 pelo conjunto de equações (B.3), sendo R_{L_s} e $R_{L_{tm}}$ as resistências associadas ao indutor L_s e ao transformador monofásico, respectivamente.

$$\begin{aligned}\frac{i_s(s)}{v_o(s)} &= \frac{C_s R_{ds} s + 1}{x_3 s^3 + x_2 s^2 + x_1 s + x_0} \\ x_3 &= C_s L_s L_{tm} \\ x_2 &= C_p (L_s R_{L_{tm}} + L_{tm} R_{L_s} + L_s R_{ds} + L_{tm} R_{ds}) \\ x_1 &= L_s + L_{tm} + C_s (R_{L_s} R_{L_{tm}} + R_{L_s} R_{ds} + R_{L_{tm}} R_{ds}) \\ x_0 &= R_{L_s} + R_{L_{tm}}\end{aligned}\tag{B.3}$$

A função de transferência expandida para $i_T(s)/v_o(s)$ do FAS pode ser obtida a partir do filtro LCL da Figura 2.1 pelo conjunto de equações (B.4), sendo R_{L_s} e $R_{L_{tm}}$ as resistências associadas ao indutor L_s e ao transformador monofásico, respectivamente.

$$\begin{aligned}\frac{i_T(s)}{v_p(s)} &= \frac{C_s L_{tm} s^2 + C_s (R_{L_{tm}} + R_{ds}) + 1}{x_3 s^3 + x_2 s^2 + x_1 s + x_0} \\ x_3 &= C_s L_s L_{tm} \\ x_2 &= C_p (L_s R_{L_{tm}} + L_{tm} R_{L_s} + L_s R_{ds} + L_{tm} R_{ds}) \\ x_1 &= L_s + L_{tm} + C_s (R_{L_s} R_{L_{tm}} + R_{L_s} R_{ds} + R_{L_{tm}} R_{ds}) \\ x_0 &= R_{L_s} + R_{L_{tm}}\end{aligned}\tag{B.4}$$

Apêndice C

Este apêndice apresenta o projeto do regulador LQR discutido na Subseção 6.5. A metodologia que resulta na obtenção e definição dos pesos da Tabela 6.14 escolhidos para o LQR será apresentada junto com a modelagem da planta do conversor conectado à rede no PAC por um filtro LCL e a definição das parcelas integral e ressonantes das correntes de eixo direto e de quadratura conforme estratégias discutidas no trabalho (Huerta *et al.*, 2018). A aplicação final será o FAP com três células série à capacitores flutuantes do UPQC em estudo, o qual é discutido na Subseção 6.4.2.

A proposta é de utilizar o controlador multivariável LQR para controlar as correntes i_g de eixo direto e de quadratura (referencial síncrono) na saída do filtro LCL. Caso fosse desejado, as referências dessas correntes poderiam ser fornecidas por um controlador PI clássico inserido externamente e em cascata ao LQR. No caso, como o barramento c.c. e os capacitores flutuantes são representados por fontes de tensão ideais e não há necessidade de obter respostas rápidas da malha de potência reativa para realizar a compensação de fator de potência, essas malhas externas foram deixadas de fora do escopo da análise aqui realizada.

Assim, com base no diagrama do UPQC com conversores a três células e capacitores flutuantes da Figura 6.33 e na nomenclatura de grandezas elétricas da Figura 2.1, é possível apresentar nas equações (6.11) a (6.17) o modelo do FAP em espaço de estados no referencial síncrono ao se remover o resistor de amortecimento R_{dp} e considerar a tensão v'_g no PAC como uma perturbação. Esse conjunto de equações é discretizado pelo método do segurador de ordem zero (ZOH), sendo o modelo no tempo discreto do sistema apresentado em (C.1), onde G e H_u são, respectivamente, as matrizes A e B do modelo original discretizadas.

$$\begin{cases} x_{k+1} = Gx_k + H_u u_k \\ y_k = Cx_k \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

Modelando o atraso computacional inerente como dois estados adicionais de acordo com as entradas do sistema por (C.2), tem-se o modelo estendido do conversor em (C.3) a (C.7).

$$c_k = u_{k-1} \quad (\text{C.2})$$

$$\begin{cases} x_{d,k+1} = G_d x_{d,k} + H_d u_k \\ y_k = C_d x_{d,k} \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

$$x_d = \begin{bmatrix} x \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

$$G_d = \begin{bmatrix} G & H_u \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

$$H_d = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

$$C_d = [C \quad 0] \quad (\text{C.7})$$

Na sequência, definem-se os controladores ressonantes em sua formulação ideal idêntica à descrita no projeto dos controladores PIR do Capítulo 6 para as ordens harmônicas $n \in \{2, 6\}$ de interesse. Sua função de transferência discretizada pelo método do Tustin com *pre-warping* (Yepes, 2011) é representada por (C.8) a (C.12), a qual pode ser reescrita na forma canônica observável (Ogata, 2011) como (C.13) a (C.15), onde s_k são os estados dos controladores, ε_k são os erros da variável controlada e o_k são as saídas dos controladores ressonantes.

$$R_n(z) = \frac{b_0 z^2 + b_1 z - b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (\text{C.8})$$

$$\omega_n = \omega_g \cdot n \quad (\text{C.9})$$

$$K_T = \frac{\omega_n}{\tan\left(\omega_n \cdot \frac{t_{sap}}{2}\right)} \quad (\text{C.10})$$

$$a_0 = K_T^2 + \omega_n^2 \quad , \quad a_1 = 2 \frac{(\omega_n^2 - K_T^2)}{a_0} \quad , \quad a_2 = \frac{(K_T^2 + \omega_n^2)}{a_0} = 1 \quad (\text{C.11})$$

$$b_0 = \frac{K_T}{a_0} \quad , \quad b_1 = 0 \quad , \quad b_2 = -\frac{K_T}{a_0} = -b_0 \quad (\text{C.12})$$

$$\begin{cases} s_{k+1} = \Phi_n^s s_k + \Gamma_n^s \varepsilon_k \\ o_k = [1 \quad 0] s_k + b_2 \varepsilon_k \end{cases} \quad (\text{C.13})$$

$$\Phi_n^s = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.14})$$

$$\Gamma_n^s = \begin{bmatrix} b_1 - a_1 b_0 \\ b_2 - a_2 b_0 \end{bmatrix} \quad (\text{C.15})$$

Com isso, pode-se definir o sistema de controle por realimentação de estados. O integrador é composto por dois integradores pelo método de Euler regressivo, sendo modelado em espaço

de estados por (C.16) a (C.18), onde $\varepsilon = y^* - y$ para a referência y^* a ser seguida. Tal integrador aumenta o vetor de estados do sistema em mais dois estados adicionais $x_1 = [x_{1d} \ x_{1q}]^T$.

$$x_{1,k+1} = \Phi_1 x_{1,k} + \Gamma_1 \varepsilon_k \quad (\text{C.16})$$

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.17})$$

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.18})$$

Já as parcelas ressonantes para as n harmônicas são modeladas em espaço de estados por (C.19) a (C.21). Ressalta-se que cada uma dessas parcelas contribui para aumentar o vetor de estados do sistema em mais quatro estados adicionais $x_n = [x_{1d}^n \ x_{2d}^n \ x_{1q}^n \ x_{2q}^n]^T$.

$$x_{n,k+1} = \Phi_n x_{n,k} + \Gamma_n \varepsilon_k \quad (\text{C.19})$$

$$\Phi_n = \begin{bmatrix} \Phi_n^s & 0 \\ 0 & \Phi_n^s \end{bmatrix} \quad (\text{C.20})$$

$$\Gamma_n = \begin{bmatrix} \Gamma_n^s 1 & 0 \\ 0 & \Gamma_n^s \end{bmatrix} \quad (\text{C.21})$$

Assim, as equações de espaço de estados do controlador podem ser reescritas como (C.22) (C.26), sabendo que o vetor de ganhos K_s é obtido pela solução do problema LQR para (C.22) e que $x_s = [x_d^T \ x_1^T \ x_2^T \ x_6^T]$ tem 18 elementos.

$$\begin{cases} x_{s,k+1} = G_s x_{s,k} + H_s u_k \\ y_k = C_s x_{s,k} \\ u_k = -K_s x_{s,k} \end{cases} \quad (\text{C.22})$$

$$G_s = \begin{bmatrix} G_d & 0 & 0 & 0 \\ \Gamma_1 C_d & \Phi_1 & 0 & 0 \\ \Gamma_2 C_d & 0 & \Phi_2 & 0 \\ \Gamma_6 C_d & 0 & 0 & \Phi_6 \end{bmatrix} \quad (\text{C.23})$$

$$H_s = [H_d \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (\text{C.24})$$

$$C_s = [C_d \ 0 \ 0 \ 0] \quad (\text{C.25})$$

$$K_s = [K_r \ -K_1 \ -K_2 \ -K_6] \quad (\text{C.26})$$

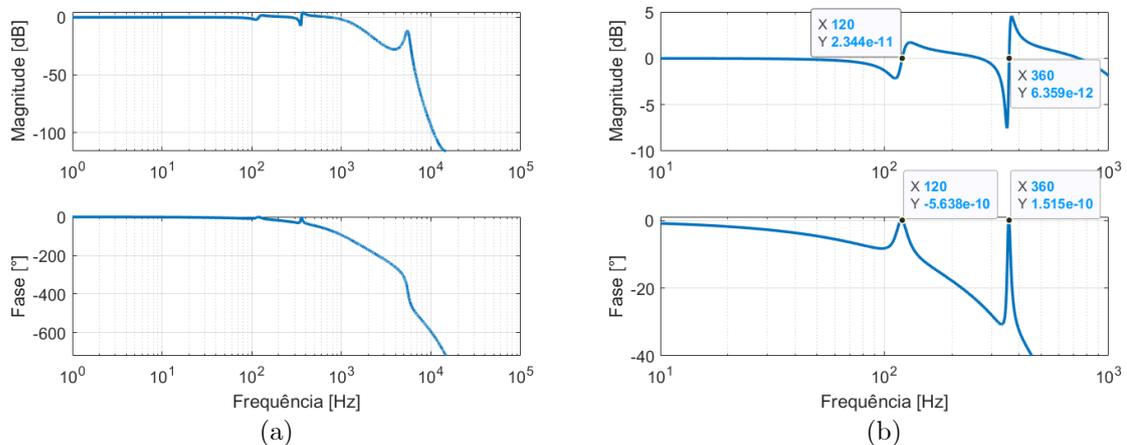
A Tabela 6.14 apresenta os pesos normalizados em função do peso atribuído aos estados de corrente que foram escolhidos para o LQR. Como apresentado no Capítulo 6, tem-se que:

- q_1 a q_4 estão associados aos estados de corrente do filtro LCL conforme (6.12);
- q_5 e q_6 estão associados aos estados de tensão no ramo capacitivo do filtro LCL;
- q_7 e q_8 estão associados aos estados adicionais referentes aos atrasos computacionais;

- q_9 e q_{10} estão associados aos estados adicionais referentes aos integradores;
- q_{11} a q_{14} estão associados aos estados adicionais referentes aos ressonantes de **120Hz**;
- q_{15} a q_{18} estão associados aos estados adicionais referentes aos ressonantes de **360Hz**;
- r_1 e r_2 estão associados às entradas (tensões dq sintetizadas na saída do conversor).

Todos os pesos foram definidos através da solução iterativa do problema LQR para diferentes faixas de r e q . Tal solução partiu da simulação da resposta no tempo do sistema dinâmico representado pelas suas equações de espaço de estados. De fato, os pesos r foram definidos através de uma análise de regulação, onde o sistema com realimentação de estados foi colocado para variar de um estado inicial de corrente nominal até um estado final de corrente nula na ausência das parcelas de controle integral e ressonantes. Os ganhos $r_1 = r_2 = 0,6664$ foram definidos de acordo com valores de r testados que provocaram saltos iniciais de tensão inferiores à $65V$ (diferença entre metade da tensão do barramento c.c. e o pico de tensão de fase nominal da rede), respeitando os limites de operação do sistema. Os ganhos $q_1 = \dots = q_4 = 1$ são unitários por serem a base para a escolha de todos os pesos Q e R. Os ganhos $q_5 = \dots = q_8 = 0$ são nulos, pois são estados sem controle efetivo. Os ganhos $q_9 = q_{10} = 1$, $q_{11} = \dots = q_{14} = 10^7$ e $q_{15} = \dots = q_{18} = 10^6$ foram definidos através da simulação iterativa da resposta no tempo do sistema dinâmico em conjunto com a do FAP multicélulas operando com o MSS-PWM no Plecs®. Ressalta-se que esses pesos garantem a estabilidade do sistema com polos em malha fechada dentro do círculo unitário e erro em regime permanente nulo. A Figura C.1 exibe a resposta em frequência em malha fechada do sistema com realimentação de estados em estudo.

Figura C.1 – Resposta em frequência em malha fechada do FAP multicélulas com realimentação de estados em estudo: (a) ampla faixa de frequências e (b) aproximação das curvas

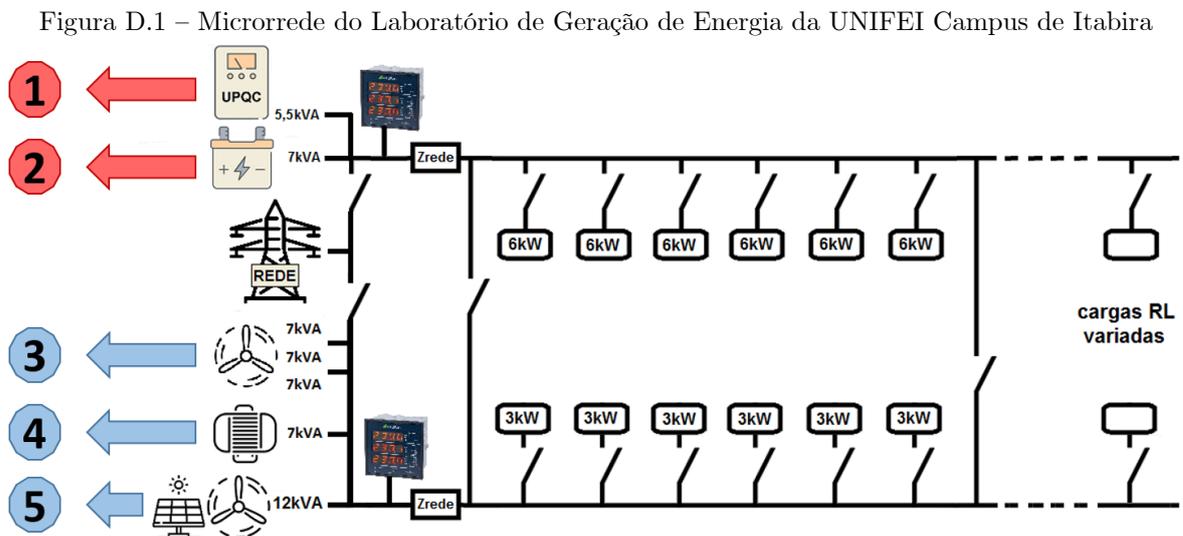


Fonte: autoria própria

Apêndice D

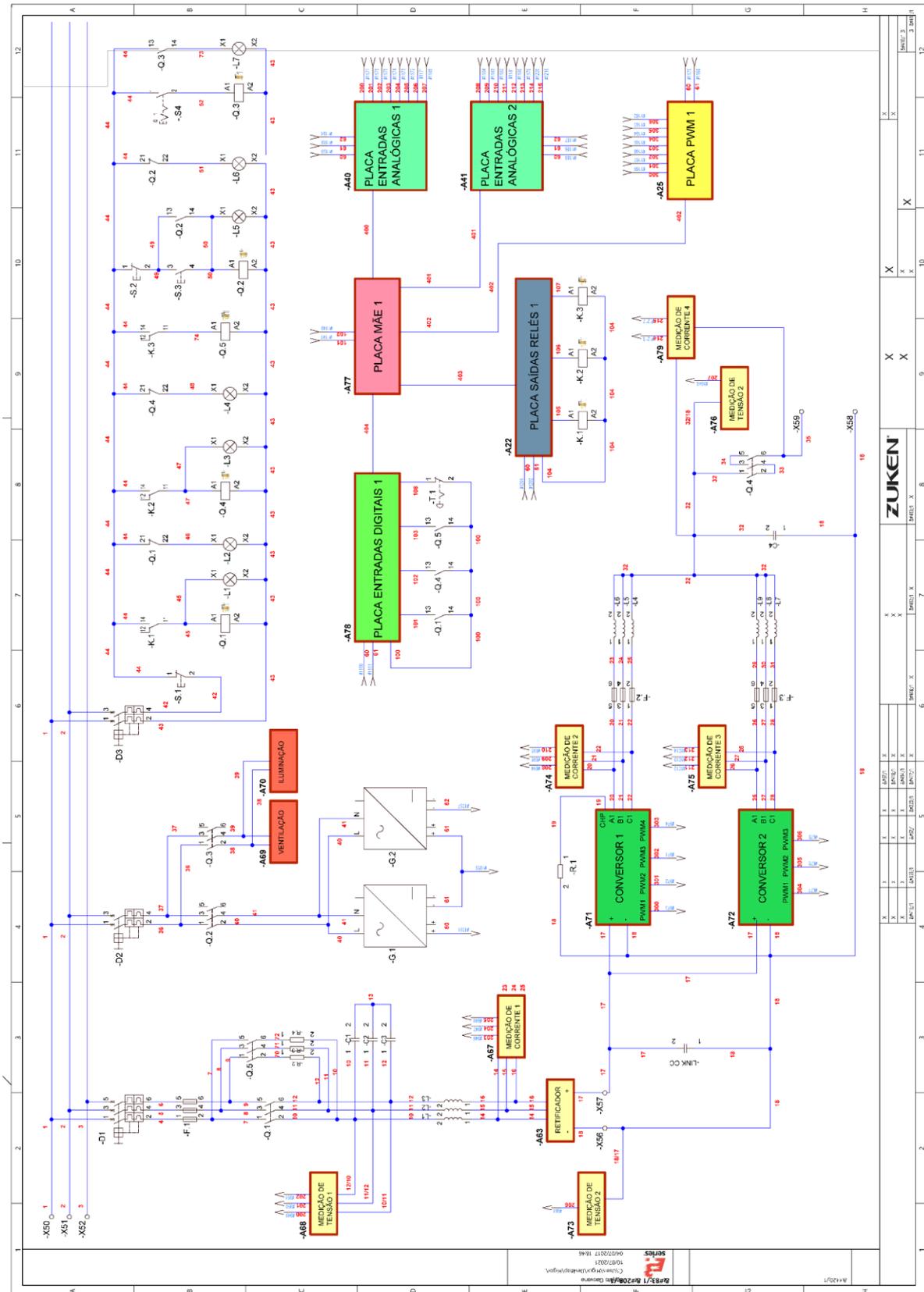
Este apêndice apresenta duas estruturas do Laboratório de Geração de Energia da UNIFEI Campus de Itabira citadas nas propostas de continuidade deste trabalho:

- A microrrede da Figura D.1. Seus principais componentes, sendo o UPQC um deles, são um sistema de armazenamento de energia a baterias que pode atuar como filtro ativo de potência ou formador de rede, três sistemas dedicados de geração eólica (baseados em conjuntos geradores com máquinas emulando as turbinas eólicas), um sistema de geração hidráulico (baseado em um conjunto gerador com uma máquina emulando a turbina hidráulica), um sistema de geração híbrido (eólico e fotovoltaico) e cargas variadas. Vários desses sistemas já estão operacionais.
- O conversor multicélulas em construção da Figura D.2 com seis células em paralelo para testes em aplicações c.a. do modulador multi-taxas proposto.



Fonte: autoria própria

Figura D.2 – Diagrama de potência do conversor multicélulas para testes do modulador multi-taxas



Fonte: autoria própria, Clodualdo Venicio de Sousa e Guilherme Monteiro de Rezende (professores da UNIFEI Campus de Itabira e pesquisadores em seu Laboratório de Geração de Energia)