

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ASSOCIADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO LEANDRO GALVÃO COSTA

OPERAÇÃO COORDENADA E OTIMIZADA DE CONDICIONADORES
UNIFICADOS DE QUALIDADE DE ENERGIA TRIFÁSICOS CONECTADOS EM
PARALELO

TESE

CORNÉLIO PROCÓPIO

2025

BRUNO LEANDRO GALVÃO COSTA

**OPERAÇÃO COORDENADA E OTIMIZADA DE CONDICIONADORES
UNIFICADOS DE QUALIDADE DE ENERGIA TRIFÁSICOS CONECTADOS EM
PARALELO**

**Coordinated and Optimized Operation of Three-phase Unified Power Quality
Conditioners Connected in Parallel**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação Associado em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

CORNÉLIO PROCÓPIO

2025



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

Esta licença permite o download e o compartilhamento da obra desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-la ou utilizá-la para fins comerciais.



BRUNO LEANDRO GALVAO COSTA

OPERAÇÃO COORDENADA E OTIMIZADA DE CONDICIONADORES UNIFICADOS DE QUALIDADE DE ENERGIA TRIFÁSICOS CONECTADOS EM PARALELO

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

Data de aprovação: 21 de Fevereiro de 2025

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

Dr. Ernane Antonio Alves Coelho, Doutorado - Universidade Federal de Uberlândia (Ufu)

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

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

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 21/02/2025.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente ao Deus Trino, constituído pelo Pai, por seu Filho Jesus Cristo e pelo Espírito Santo, que me deu forças durante toda esta trajetória, me capacitando dia após dia, e me propiciando muita sabedoria, discernimento, além de coragem para vencer as inúmeras batalhas enfrentadas.

Também a Nossa Senhora, em especial sob o título de “Mãe Rainha e Vencedora Três Vezes Admirável de Schoenstatt”, que muitas vezes me carregou em seus braços ternos e carinhosos, intercedendo por mim junto ao Pai nas grandes dificuldades.

À minha Família, de forma toda especial a minha esposa Daniele Gouveia de Almeida e meu filho Murilo Gouveia Costa, minha sogra Gildete dos Santos Gouveia, assim como minha mãe Joicemeire Galvão Costa, meu pai Paulo Roberto de Sousa Costa e minha irmã Pauliene Galvão Costa, fonte de minha inspiração e minha alegria, que me auxiliaram em várias situações ao longo desta jornada, muitas vezes me oferecendo seus colos amorosos, além de muito apoio, sempre me motivando para seguir em frente.

Ao meu orientador Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, que confiou em mim durante toda a execução deste trabalho de Doutorado, me oferecendo suporte em todos os momentos necessários, me acalmando também diante dos grandes desafios vivenciados, assim como pela amizade e pelos inúmeros ensinamentos compartilhados, que com certeza me tornaram um Profissional e Engenheiro muito melhor.

Aos professores, amigos e colegas dos Laboratórios de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER), de maneira especial a vocês Vinícius Bacon, Leonardo Campanhol, Rodrigo Modesto, Sebastián Machado, Leonardo Sampaio, Charles Polizelli, aos irmãos Guilherme e Beatriz Pelz, Rafaela Silveira, Danilo Wollz, Rafael Takeshi, Vinicius Motta, Aylla Guedes, Anderson Dionizio, Oliver Westin, Carlos Zani, Ivan Cabral, Fernando Negrão e Clayton Graciola, que tanto me ajudaram ao longo do desenvolvimento desta tese, pelas inúmeras e proveitosas conversas, além das experiências pessoais compartilhadas.

Agradeço também a todos os Professores do Centro Integrado de Pesquisa em Controle e Automação (CIPECA) da UTFPR, Câmpus Cornélio Procópio, que contribuíram de forma ativa para o desenvolvimento dos meus conhecimentos em Engenharia Elétrica.

Às inúmeras pessoas que indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

*“Não tenhas medo, pois
estou contigo, não te angusties,
pois eu sou teu Deus; eu te
fortaleço e te ajudo, eu te sustento
com minha mão direita
vitoriosa.” (Isaiás 41,10)*

RESUMO

A presente tese propõe o estudo de condicionadores unificados de qualidade de energia (UPQC – do inglês *Unified Power Quality Conditioner*) trifásicos operando de forma coordenada e paralela, sendo duas topologias distintas analisadas, funcionando no modo de compensação ativa de potência dual: i) um UPQC composto por um inversor fonte de tensão (VSI – do inglês *Voltage Source Inverter*) série *Three-Leg* (3L) e um VSI paralelo *Four-Leg* (4L), e ii) um UPQC composto por VSIs série e paralelo NPC (do inglês *Neutral Point Clamped*). Nesse contexto, foi sistematicamente desenvolvido ao longo do trabalho um modelo linearizado de pequenos sinais em espaço de estados, considerando uma rede composta pelos referidos UPQCs operando em paralelo, baseados na estratégia de controle por decaimento (do inglês *droop control*), linhas de distribuição e cargas. No intuito de melhorar o desempenho em termos de controle dos UPQCs frente à operação em paralelo, este trabalho considera também a aplicação da metaheurística evolução diferencial (DE – do inglês *Differential Evolution*) para a obtenção de um ajuste otimizado dos parâmetros dos controladores envolvidos no sistema, particularmente, nas malhas de controle de tensão e de corrente dos UPQCs, cujo processo de otimização está atrelado à minimização de funções de custo inter-relacionadas com o comportamento dinâmico do sistema. Simulações computacionais são apresentadas e avaliadas considerando contextos gerais de operação, nas quais estratégias de controle para a restauração das variáveis de frequência e tensão do sistema são empregadas, neste caso, malhas de controle secundário e filtros *washout*, sendo aplicados em conjunto com o controle por *droop*. Análises dos fluxos de potência ativa e reativa também são feitas para estas simulações visando um melhor entendimento da operação em paralelo dos UPQCs. Além disso, respostas temporais foram obtidas para o modelo linearizado de pequenos sinais desenvolvido sendo também ilustradas visando sua validação computacional. Testes experimentais foram conduzidos considerando a operação apenas de VSIs paralelos de dois protótipos de UPQCs, os quais foram adaptados para operarem com topologias 3L, aplicados à sistemas a três fios, sendo os resultados do paralelismo destes conversores apresentados ao longo do trabalho.

Palavras-chave: Controle por Decaimento, Modelagem de Pequenos Sinais, Otimização Metaheurística, UPQC.

ABSTRACT

The present thesis proposes the study of three-phase Unified Power Quality Conditioners (UPQC) operating in a coordinated and parallel manner, with two distinct topologies analyzed, working in dual/inverted active power compensation mode: i) a UPQC composed of a Three-Leg (3L) series voltage source inverter (VSI) and a Four-Leg (4L) parallel VSI, and ii) a UPQC composed of series and parallel NPC (Neutral Point Clamped) VSIs. In this context, was systematically developed throughout the work a linearized small-signal state-space model, considering a network composed of the aforementioned UPQCs operating in parallel, based on the droop control strategy, distribution lines and loads. In order to improve the control performance of UPQCs in parallel operation, this work also considers the application of the Differential Evolution (DE) metaheuristic to obtain an optimized adjustment of the parameters of the controllers involved in the system, particularly in the voltage and current control loops of the UPQCs, whose optimization process is related to the minimization of cost functions interrelated with the dynamic behavior of the system. Computational simulations are presented and evaluated considering general operating contexts, in which control strategies for the restoration of the frequency and voltage variables of the system are employed, in this case, secondary control loops and washout filters, being applied in conjunction with the droop control. Analyses of the active and reactive power flows are also performed for these simulations aiming at a better understanding of the parallel operation of the UPQCs. In addition, temporal responses were obtained for the linearized small-signal model developed and also illustrated aiming at its computational validation. Experimental tests were conducted considering the operation of only parallel VSIs of two UPQC prototypes, which were adapted to operate with 3L topologies, applied to three-wire systems, with the results of the parallelism of these converters being presented throughout the work.

Keywords: Droop Control, Small-Signal Modeling, Optimization Metaheuristic, UPQC.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ACO	<i>Ant Colony Optimization</i>
AD	Analógico-Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BCO	<i>Bee Colony Optimization</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Conversor de Interface
DE	<i>Differential Evolution</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
FAPS	Filtro Ativo de Potência Série
FP	Fator de Potência
FPB	Filtro Passa-Baixas
GA	<i>Genetic Algorithm</i>
GC	Geração Centralizada
GD	Geração Distribuída
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
iUPQC	<i>Inverted UPQC</i>
L	Indutivo
LC	Indutivo-Capacitivo
LCL	Indutivo-Capacitivo-Indutivo
LEPQER	Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis
MCS	Malhas de Controle Secundário
NPC	<i>Neutral-Point Clamped</i>
RL	Resistiva-Indutiva
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
P	Proporcional
PI	Proporcional-Integrativo
PID	Proporcional-Integrativo-Derivativo
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SC	<i>Split-Capacitor</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SIN	Sistema Interligado Nacional
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPLC	<i>Universal Active Power Line Conditioner</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
3L	<i>Three-Leg</i>
4L	<i>Four-Leg</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO, MOTIVAÇÃO E ESTADO DA ARTE	11
1.2	PROPOSTA DO TRABALHO	18
1.3	OBJETIVOS.....	19
1.3.1	Objetivo Geral.....	19
1.3.2	Objetivos Específicos.....	19
1.4	JUSTIFICATIVA	20
1.5	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO DA TESE.....	21
2	CONDICIONADORES UNIFICADOS DE QUALIDADE DE ENERGIA	23
2.1	INTRODUÇÃO.....	23
2.2	CONDICIONADORES ATIVOS DE POTÊNCIA	23
2.3	TOPOLOGIAS EMPREGADAS DE UPQCS TRIFÁSICOS.....	27
2.3.1	UPQC <i>Three-Leg (3L) / Four-Leg (4L)</i>	27
2.3.2	UPQC NPC / NPC	31
2.4	SINTONIA DOS CONTROLADORES DOS UPQCS	33
2.5	MODELAGEM DOS UPQCS.....	34
2.5.1	Modelagem dos Inversores Série	35
2.5.1.1	<i>Modelagem do Inversor NPC</i>	35
2.5.1.2	<i>Modelagem do Inversor 3L</i>	42
2.5.2	Modelagem dos Inversores Paralelos.....	47
2.5.2.1	<i>Modelagem do Inversor NPC</i>	48
2.5.2.2	<i>Modelagem do Inversor 4L</i>	55
2.5.3	Modelagem dos Barramentos CC	63
2.5.3.1	<i>Modelagem da Planta de Tensão dos Barramentos CC</i>	63
2.5.3.2	<i>Modelagem da Malha de Desequilíbrio de Tensão do Barramento CC</i>	65
2.6	CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	67
3	MODELAGEM LINEARIZADA DE PEQUENOS SINAIS DOS UPQCS OPERANDO EM PARALELO.....	68
3.1	MODELAGEM DOS CONVERSORES 4L E NPC OPERANDO EM PARALELO	69
3.1.1	Modelagem do Módulo de Compartilhamento de Potência.....	69

3.1.2	Modelagem dos Controladores de Tensão e de Corrente	72
3.1.3	Modelagem do Filtro LC.....	75
3.1.4	Modelagem das Correntes de Saída	76
3.1.5	Transformações Locais e Globais	77
3.1.6	Modelo Unificado dos VSIs Paralelos	79
3.1.7	Modelo Combinado dos VSIs Paralelos	80
3.2	MODELAGEM DOS UPQCs OPERANDO EM PARALELO	81
3.2.1	Modelagem do Módulo de Compartilhamento de Potência.....	82
3.2.2	Modelagem dos Controladores de Tensão e de Corrente	85
3.2.3	Modelagem do Filtro LC do VSI Paralelo	86
3.2.4	Modelagem do Controlador e da Tensão do Barramento CC	88
3.2.5	Modelagem dos Controladores de Corrente do VSI Série.....	91
3.2.6	Modelagem das Correntes de Saída dos UPQCs	92
3.2.7	Modelo do Filtro L do VSI Série	94
3.2.8	Modelo Unificado dos UPQCs.....	94
3.2.9	Modelo Combinado dos UPQCs.....	96
3.3	MODELO DAS LINHAS DE DISTRIBUIÇÃO.....	97
3.4	MODELO DAS CARGAS	98
3.5	MODELO COMPLETO DO SISTEMA	99
3.5.1	Modelo Completo dos VSIs 4L e NPC em Paralelo	101
3.5.2	Modelo Completo dos UPQCs em Paralelo.....	102
3.6	CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	103
4	SINTONIA OTIMIZADA DOS CONTROLADORES DOS UPQCS	104
4.1	METAHEURÍSTICA EVOLUÇÃO DIFERENCIAL	105
4.2	OTIMIZAÇÃO DOS CONTROLADORES DOS INVERSORES PARALELO	107
4.2.1	Otimização do VSI Paralelo 4L	109
4.2.2	Otimização do VSI Paralelo NPC	112
4.3	OTIMIZAÇÃO DOS CONTROLADORES DOS INVERSORES SÉRIE	116
4.3.1	Otimização do VSI Série 3L	117
4.3.2	Otimização do VSI Série NPC.....	120
4.4	SIMULAÇÕES DOS UPQCs CONSIDERANDO UMA CARGA DISTINTA	123
4.5	CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	127

5	SIMULAÇÕES DOS UPQCS OPERANDO EM PARALELO	129
5.1	CONTEXTO GERAL DE OPERAÇÃO	131
5.1.1	Modo de Operação 1: Considerando Malhas de Controle Secundário (MCS)	132
5.1.2	Modo de Operação 2: Considerando Filtros <i>Washout</i> nas Malhas de Compartilhamento de Potência Ativa.....	140
5.1.3	Modo de Operação 3: Considerando Filtros <i>Washout</i> e os Ângulos Estimados da Rede pelos PLLs nos Controles dos Conversores Série	147
5.1.4	Modo de Operação 4: Desconsiderando Estratégias para a Restauração da Frequência e da Tensão.....	155
5.1.5	Testes de Confiabilidade	159
5.2	ANÁLISES DO MODELO DOS UPQCS OPERANDO EM PARALELO	165
5.2.1	Cenário 1: Desconsiderando os Filtros <i>Washout</i>	166
5.2.2	Cenário 2: Considerando os Filtros <i>Washout</i>	169
5.3	CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	171
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	173
6.1	DESCRIÇÃO DOS PROTÓTIPOS EXPERIMENTAIS	173
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES OPERANDO DE FORMA INDEPENDENTE.....	178
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES OPERANDO EM PARALELO	180
6.4	CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	185
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	186
7.1	PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	189
7.2	PUBLICAÇÕES ASSOCIADAS AO ESCOPO DO TRABALHO	190
	REFERÊNCIAS	191
	APÊNDICE A – SINTONIA DE CONTROLADORES PI PELO MÉTODO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	202
	APÊNDICE B – CONTROLE POR DECAIMENTO (<i>DROOP CONTROL</i>)	203
	APÊNDICE C – ANÁLISES DO MODELO DOS CONVERSORES 4L E NPC OPERANDO EM PARALELO	206

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO, MOTIVAÇÃO E ESTADO DA ARTE

Atualmente, é notória a importância da energia elétrica para o desenvolvimento das sociedades, sendo amplamente aplicada para inúmeras atividades cotidianas nos mais diversos setores, tais como residenciais, comerciais e industriais. Associado a isso, o desenvolvimento econômico mundial cresceu demasiadamente nas últimas décadas, culminando em maiores demandas por energia e justificando a necessidade de mais recursos energéticos (EIA, 2025).

Como exemplo, podem ser citados os *data centers*, locais com grande concentração de sistemas operacionais organizacionais além de volumes de armazenamento de dados, que têm expandido muito em número nas mais diversas localidades do planeta. Estudos desenvolvidos pela Agência Internacional de Energia estimam que esses centros representam cerca de 1% a 2% do consumo global de eletricidade, podendo crescer ainda mais nas próximas décadas devido ao avanço da inteligência artificial e massificação de serviços baseados em nuvem (JOTA, 2025).

Neste contexto, pesquisas relatam também uma forte tendência de mudanças nos modos com que a energia elétrica tem sido gerada, considerando não apenas as formas tradicionais, por meio de recursos hídricos e combustíveis fósseis, por exemplo, denominados como sistemas de geração centralizada (GC), mas também utilizando fontes renováveis, bem conhecidos como sistemas de geração distribuída (GD), tais como energia solar, eólica e células combustíveis (HOSSAIN et al., 2019). No Brasil, com a publicação da resolução normativa 482/2012 pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), que estabelece disposições para o acesso de micro e minigeração distribuída ao sistema de distribuição, novos horizontes foram traçados (ANEEL, 2025). Só no ano de 2024, mais de 787 mil conexões por fontes de GD foram estabelecidas no sistema interligado nacional (SIN) (ANEEL, 2025b). Aliado a isso, a eletrificação da economia, ou seja, processo de substituição de combustíveis fósseis por eletricidade, principalmente nos setores de transporte, edificações e industriais, têm sido conduzida mundo afora por diversas organizações (IBERDROLA, 2025). Consequentemente, toda a infraestrutura elétrica existente deverá passar por alterações nos sistemas de transmissão e distribuição, uma vez que o fluxo de potência tem migrado do modo unidirecional para o bidirecional (DELOITTE, 2025).

Este é o panorama no qual, a curto e médio prazos, deverão ser inseridas as microrredes, as quais devem se consolidar como soluções bastante atrativas para modernização da rede elétrica (GUERRERO et al., 2011; BOROYEVICH et al., 2013; DE LA CRUZ et al., 2024). Uma microrrede pode ser definida como um sistema elétrico de potência (SEP) de escala reduzida, composto por fontes de GD, grupos de cargas e elementos de armazenamento, que operam de forma controlada e coordenada, podendo operar de forma conectada à rede elétrica convencional (modo *on-grid*) ou de maneira ilhada (modo autônomo, isolado ou *off-grid*), em uma área bem definida (TAYAB et al., 2017). Uma vez que as microrredes, por definição, agregam fontes de GD, pode-se afirmar que são estruturas que facilitam a penetração de energia para os sistemas de distribuição, além de apresentar outras vantagens (HOSSAIN et al., 2019), como segue: i) confiabilidade no fornecimento de eletricidade local em caso de falhas; ii) perdas reduzidas durante a transmissão; iii) redução de estresses nos equipamentos e linhas do alimentador; e iv) integração de fontes renováveis de energia.

A nível nacional, no que diz respeito aos sistemas isolados, desde 2016 o Operador Nacional do Sistema Elétrico tem desenvolvido atividades de previsão de carga e planejamento da operação energética destes sistemas, tendo elaborado o “Plano Anual da Operação Energética dos Sistemas Isolados para 2024 – PEN SISOL 2024” com o objetivo de avaliar as condições de atendimento dos sistemas isolados brasileiros de modo a contribuir com o planejamento da expansão da oferta de energia (ONS, 2024).

Basicamente, as microrredes podem ser classificadas em dois grandes grupos. O primeiro grupo se caracteriza quanto a sua localização. Neste grupo as microrredes podem ser urbanas, residenciais ou industriais, as quais geralmente são interconectadas à rede elétrica principal, mas com possibilidade de operar no modo ilhado em situações não usuais. Também podem ser remotas, construídas em localidades onde não há acesso à rede elétrica por razões geográficas, ou seja, operam sempre no modo ilhado. No segundo grupo, as microrredes são baseadas no sistema de distribuição, ou seja, possuem características de potência injetadas no sistema de distribuição interno, podendo ser em corrente alternada (CA), corrente contínua (CC) ou de maneira híbrida (HOSSAIN et al., 2019).

Os sistemas locais de GD e de armazenamento de energia em uma microrrede operam com conversores de interface, os quais interconectam tais elementos ao barramento principal, que por sua vez distribui energia internamente na microrrede. Logo, muitos estudos têm sido dedicados a estes conversores de potência, principalmente, com relação às estratégias de

controle empregadas nos mesmos para garantir o seu máximo aproveitamento (ROCABERT et al., 2012).

Nos últimos anos, trabalhos têm sido propostos visando a utilização desses conversores não apenas como elementos de injeção de energia na rede, mas também buscando uma melhoria da qualidade dessa energia, sendo utilizados, por exemplo, estruturas de filtros ativos de potência paralelo (FAPP) (CAMPANHOL et al., 2017; DA SILVA et al., 2017). No entanto, assumindo a operação de uma microrrede *on-grid*, somente a adoção de um FAPP não é suficiente para uma efetiva compensação de problemas de qualidade de energia que surgem nas tensões da rede elétrica, como por exemplo os harmônicos, afundamentos e desequilíbrios de tensão. Dessa forma, uma alternativa para melhorar estas questões se baseia na utilização de filtros ativos de potência série (FAPS).

Todavia, uma solução bem consolidada e que agrega as principais vantagens das estruturas dos FAPP e dos FAPS em um único conversor é o condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC, do inglês *Unified Power Quality Conditioner*). Neste caso, o FAPS é conectado em série entre a rede elétrica e a carga, enquanto o FAPP é conectado em paralelo com a carga, de modo a efetuarem, simultaneamente, o condicionamento das tensões fornecidas à carga e as correntes drenadas da rede elétrica. Dessa forma, o objetivo deste conversor é fornecer tensões equilibradas, reguladas e com baixa distorção harmônica para as cargas, enquanto drena da rede correntes senoidais, equilibradas e em fase com as tensões do ponto de acoplamento (MODESTO, 2015).

Alguns trabalhos encontrados na literatura, mostram a aplicabilidade de UPQCs em microrredes. Em Chakraborty e Simões (2009) foi desenvolvida uma microrrede CA monofásica de alta frequência com dois conversores estáticos de potência: um condicionador universal de potência ativa na linha (UPLC, do inglês *Universal Active Power Line Conditioner*), destinado ao controle do fluxo de potência entre a microrrede e a rede principal, e um UPQC, com o objetivo de melhorar aspectos de qualidade de energia na carga. Em França et al. (2015) é apresentado uma estrutura de UPQC, denominada iUPQC (*Inverted UPQC*), que oferece como principal recurso a regulação da tensão simultânea dos barramentos de tensão de uma microrrede alimentando cargas não-lineares, bem como da rede principal, na qual cargas sensíveis são acopladas. Em SenthilKumar et al. (2015) um sistema de inferência neuro-fuzzy adaptativo foi utilizado para a estimar o comportamento da tensão de referência considerada para o controle da tensão do barramento CC de um sistema UPQC que, por sua vez, integra a configuração de uma microrrede, a qual é composta por um sistema

de armazenamento por baterias e fontes GD solar e eólica. Vale a pena ressaltar que os conversores integrados aos UPQC destes trabalhos são empregados com o intuito principal de garantir a melhoria da qualidade de energia em pontos específicos dos respectivos sistemas.

Os conversores de potência, ao serem aplicados em um contexto de microrredes, devem operar de maneira coordenada e paralela. Logo, é importante que seja adotada alguma estratégia de controle que possa integrar as unidades de controle de cada conversor, visando realizar um correto gerenciamento de energia e compartilhamento de potência proveniente destes. O aspecto mais importante, que distingue as técnicas de controle empregadas para o paralelismo de conversores estáticos de potência é, basicamente, a existência ou não de comunicação entre as unidades de controle dos módulos (COELHO, 2000). O *droop control*, ou controle por decaimento, é uma estratégia considerada para os casos nos quais não existe comunicação entre os módulos de controle dos conversores. Alguns trabalhos contidos na literatura ilustram o paralelismo entre conversores, utilizando o controle por decaimento. Em Guerrero et al. (2005) é apresentada uma proposta para o projeto das impedâncias de saída de inversores monofásicos integrados a sistemas de energia ininterruptas, nomeados por UPS (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*). Tais inversores operam em paralelo e possuem três malhas de controle, a saber: i) malha interna de controle da tensão de saída; ii) malha intermediária que impõe uma característica da impedância de saída do inversor; e iii) malha externa que calcula as potências ativa e reativa de saída. Em Vasquez et al. (2013), é proposta uma microrrede CA com controle hierárquico de duas camadas, descritas a seguir: i) primária, com controladores P-ressonantes para as malhas internas de controle de tensão e corrente; e ii) secundária, com controle PI para as malhas de controle de frequência e amplitude da tensão, empregada na operação de inversores trifásicos em paralelo, tanto no modo interconectado quanto no ilhado. Em Mehrasa et al. (2018), é proposta uma estratégia de controle baseada na modelagem dinâmica no referencial síncrono para a operação em paralelo de conversores monofásicos em uma microrrede ilhada, com sistemas fotovoltaicos acoplados ao barramento CC. Contudo, a operação paralela de conversores considerando duas ou mais estruturas de UPQC ainda é um desafio a ser explorado pela comunidade científica.

Vale destacar que o controle por *droop*, por si só, não é capaz de realizar a restauração das variáveis de frequência e tensão nominais do sistema, necessitando assim de estratégias complementares à sua operação. Devido a isso, muitos trabalhos têm considerado o emprego de malhas de controle secundário para o efetivo restabelecimento destas variáveis (VASQUEZ et al., 2013; GUO et al., 2015; CHEN; XIAO; GUERRERO, 2018; ULLAH et

al., 2021). Contudo, é conhecido que, para a adoção de malhas de controle secundário, invariavelmente links, ou canais, de comunicação de baixa largura de banda entre os conversores são necessários. Particularmente, em HAN et. al. (2018) é proposta uma abordagem, equivalente a aplicação de controles secundários, baseada na utilização de filtros *washout* nos módulos de compartilhamento de potência de conversores, aplicada para a operação de uma microrrede ilhada, sendo sua principal vantagem o fato de não necessitar de canais de comunicação e malhas de controle adicionais para sua operação.

Outro aspecto importante e necessário para uma operação eficiente dos conversores de interface é o correto projeto de suas estruturas de controle, em especial, os controladores envolvidos, sendo compostos, em geral, pelos bem consolidados controladores proporcional-integrativo-derivativo (PID). Para o projeto destes controladores, considerando uma abordagem baseada em modelo, inicialmente são desenvolvidos os modelos associadas às principais malhas de controle, que visam, entre outros aspectos, a caracterização de funções de transferência que são consideradas na etapa de sintonia dos controladores envolvidos, no qual costuma-se adotar métodos convencionais de projeto, como por exemplo, aqueles baseados em análises do lugar das raízes ou por resposta em frequência (ANGÉLICO; CAMPANHOL; DA SILVA, 2014; COSTA et al., 2019).

Todavia, outros métodos não-convencionais que se baseiam em outras abordagens como, por exemplo, metaheurísticas de otimização, têm-sido considerados para o projeto dos controladores. No trabalho de Karaarslan (2013), um algoritmo baseado na otimização por colônia de abelhas, denominado BCO (do inglês *Bee Colony Optimization*) é aplicado ao controle de corrente de um conversor Sheppard-Taylor para a correção de fator de potência (FP). Uma aplicação do algoritmo evolução diferencial (DE, do inglês *Differential Evolution*) é vista nos trabalhos de Costa et al. (2014) e Costa, Bacon e da Silva (2017), nos quais a referida metaheurística foi empregada para realizar a sintonia dos controladores PI e PI multirressonantes, respectivamente, associados à uma malha de controle de corrente de um FAPP monofásico. Em Costa (2015) três metaheurísticas, a saber: otimização por colônia de formigas, denominado ACO (do inglês *Ant Colony Optimization*), otimização por enxame de partículas, denominado PSO (do inglês *Particle Swarm Optimization*) e DE, foram aplicadas para a sintonia de controladores PI de um sistema de acionamento DTC-SVM para motores de indução trifásicos, neste caso, nas malhas de controle de velocidade, torque, fluxo e estimação de fluxo. Em Jumani et al. (2020) é desenvolvida uma revisão abrangente sobre a aplicação de algoritmos de otimização baseados em inteligência de enxames, principalmente com relação

ao PSO, no contexto de controle de microrredes CA. Roshandel, Derakhshanian e Mahmoudi (2021) consideram um algoritmo metaheurístico para o ajuste otimizado de controladores PI de uma fonte chaveada que opera para a correção do FP. Já em Pelz, Costa e da Silva (2022) o algoritmo DE é utilizado na sintonia otimizada de controladores multiressonantes por realimentação de estados em um FAPP, considerando filtros L e LCL, assim como em um inversor fonte de tensão VSI (do inglês *Voltage Source Inverter*) com filtro LC.

Alguns trabalhos na literatura consideram a aplicação de metaheurísticas no contexto de controle de conversores UPQC. Em Nicola et al. (2021), o algoritmo PSO é empregado na sintonia de um controlador PI de ordem fracionária aplicado para o controle da tensão do barramento CC. Arya, Alam e Ray (2020) consideram a aplicação do algoritmo JAYA para a sintonia fina dos ganhos de um controlador PI empregado também para a malha de controle de tensão do barramento CC de um UPQC trifásico a três fios. Em outro trabalho, os mesmos autores consideram a técnica de otimização SAMP-Rao (do inglês *Self-Adaptive Multi-Population Rao*) para a obtenção dos ganhos dos controladores PI das malhas de controle da tensão do barramento CC e das tensões de saída de um UPQC trifásico a quatro fios (ARYA; ALAM; RAY, 2024). Por sua vez, Yadav, Patel e Mathur (2024) empregaram um algoritmo PSO para a realização de uma sintonia *online* dos ganhos de um controlador PI aplicado no controle da tensão do barramento CC de um UPQC trifásico com uma fonte GD solar acoplada ao referido barramento, considerando um ambiente de simulação em tempo real baseado em uma plataforma denominada Opal-RT.

No que se refere a aplicação paralela de conversores dentro de um contexto de microrredes e considerando a estratégia de controle por decaimento, é conhecido que, os parâmetros de controle influenciam fortemente o desempenho dinâmico da microrrede. Logo, para a avaliação do sistema como um todo, comumente são consideradas análises de estabilidade baseadas em modelos linearizados de pequenos sinais (COELHO; CORTIZO; GARCIA, 1999; FARROKHABADI, 2020). Em Pogaku, Prodanovic e Green (2007), assim como em Raju e Jain (2014), foram desenvolvidos modelos completos linearizados de pequenos sinais no espaço de estados para a análise de estabilidade de microrredes autônomas, composta por VSIs operando em paralelo, linhas de distribuição e cargas. Rasheduzzaman, Mueller e Kimball (2014) também propuseram um modelo completo linearizado de pequenos sinais no espaço de estados no qual foi inclusa a dinâmica de um algoritmo para a detecção do ângulo de fase, denominado PLL (do inglês *Phase-Locked*

Loop) considerando um VSI alimentando uma carga, sendo os resultados deste modelo comparados com aqueles obtidos de um protótipo experimental.

Em particular, alguns trabalhos têm utilizado abordagens de otimização para a sintonia dos parâmetros relacionados aos controladores de compartilhamento de potência inclusos nas estruturas dos conversores de interface. O trabalho de Godoy et al. (2012) considera o algoritmo DE para um ajuste otimizado dos coeficientes de *droop* de um sistema que contempla dois VSIs operando em paralelo, considerando uma modelagem linearizada completa do sistema. Hassan e Abido (2011) consideraram a aplicação do PSO na otimização dos parâmetros dos controladores de VSIs operando em paralelo em um contexto de microrrede CA *on-grid* e *off-grid*, apresentando duas modelagens distintas conforme os modos de operação. Já Yu et al. (2015) ilustram a aplicação de um algoritmo genético (GA, do inglês *Genetic Algorithm*) para a sintonia otimizada dos principais parâmetros de controle dos conversores em paralelo inseridos em uma microrrede autônoma, neste caso, os coeficientes de *droop* e alguns ganhos dos controladores PI. Vale destacar que, para o desenvolvimento de toda a análise de otimização neste trabalho, os autores consideram uma análise baseada no comportamento dos autovalores da matriz de estados do modelo linearizado completo de pequenos sinais da microrrede, a qual considera dois VSIs paralelizados, linhas de distribuição e cargas. Nos trabalhos de Costa e da Silva (2021) e Costa e da Silva (2023) também são abordadas aplicações da metaheurística DE, em cenários semelhantes ao trabalho anterior, para o ajuste otimizado simultâneo dos coeficientes de *droop* e ganhos dos controladores de tensão e corrente de VSIs operando em paralelo em um ambiente de microrrede autônoma, sendo assumido no primeiro trabalho VSIs de topologias idênticas e no segundo VSIs de topologias distintas. Por sua vez, Krishnan, Mija e Cheriyan (2019) propuseram a aplicação do algoritmo PSO para a obtenção de uma configuração otimizada dos coeficientes de *droop* dos controladores de compartilhamento de potência dos VSIs conectados em paralelo em uma microrrede autônoma.

A seguir são destacados alguns aspectos que valem ser salientados, notados com base na literatura pesquisada:

- i) a modelagem linearizada de pequenos sinais da microrrede, na maioria dos trabalhos, é desenvolvida considerando os conversores de interface com a mesma estrutura topológica, o que acaba por facilitar o desenvolvimento matemático do modelo combinado de todo o sistema;

- ii) no que se refere à modelagem de pequenos sinais para sistemas UPQC, o trabalho de Zhili e Dongjiao (2010) desenvolve um modelo para UPQC visando o projeto do controlador de tensão do barramento CC. Contudo, a modelagem de UPQCs operando em paralelo é um desafio que não foi explorado cientificamente;
- iii) A aplicação de metaheurísticas de otimização na sintonia de controladores de sistemas UPQCs é um aspecto pouco considerado em trabalhos anteriores.

1.2 PROPOSTA DO TRABALHO

Diante do que foi exposto anteriormente, a presente tese apresenta como principal contribuição a proposição de um estudo de UPQCs operando em paralelo de modo coordenado, considerando malhas de controle de compartilhamento de potência baseadas na estratégia de controle por *droop*. Além disso, para fins de análise são assumidas duas estruturas distintas de UPQC, a saber: i) um UPQC cujos conversores série e paralelo possuem topologias de inversores *Three-Leg* (3L) e *Four-Leg* (4L), respectivamente, o qual é denominado “UPQC 3L/4L”, e ii) UPQC cujos conversores série e paralelo possuem topologia inversora NPC (do inglês *Neutral-Point Clamped*), sendo este denominado como “UPQC NPC/NPC”.

No decorrer do trabalho considera-se também o desenvolvimento de um modelo linearizado de pequenos sinais no espaço de estados assumindo a operação dos referidos UPQCs em paralelo, além de linhas de distribuição e cargas lineares trifásicas.

Com relação à otimização do sistema, o método metaheurístico DE é considerado para um ajuste otimizado dos ganhos referentes aos controladores das malhas de tensão e corrente dos conversores série e paralelo de cada um dos UPQCs.

Vale destacar que vários cenários de simulações computacionais são considerados ao longo deste trabalho, com o intuito de fortalecer o entendimento sobre aspectos fundamentais relacionados à operação em paralelo dos UPQCs, principalmente com relação à importância da adoção de estratégias, operando em conjunto com o controle por *droop*, para as restaurações de frequências do sistema.

Além disso, o trabalho se propõe também em avaliar experimentalmente a operação paralela de dois conversores paralelos trifásicos de montagens UPQC implementados em laboratório, principalmente no que se refere ao compartilhamento de potência entre ambos.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Propor estudos teóricos, computacionais e experimentais sobre condicionadores unificados de qualidade de energia trifásicos operando de forma coordenada e paralela, considerando o emprego de controladores otimizados em suas estruturas de controle.

1.3.2 Objetivos Específicos

A seguir são listados os objetivos específicos do trabalho:

- Estudar aspectos relacionados aos condicionadores unificados de qualidade de energia trifásicos, em especial, aqueles considerados neste trabalho: i) UPQC 3L/4L e ii) UPQC NPC/NPC;
- Desenvolver uma modelagem adequada dos inversores série e paralelo, assim como dos barramentos CC que compõem as estruturas dos dois UPQCs;
- Desenvolver um modelo linearizado de pequenos sinais no espaço de estados dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC operando em paralelo, considerando-os em uma rede trifásica composta também por linhas de distribuição e cargas;
- Aplicar a metaheurística DE para um ajuste otimizado dos ganhos dos controladores das malhas de tensão e corrente inseridos nas estruturas de controle dos conversores série e paralelo de cada UPQC;
- Avaliar a operação em paralelo dos UPQCs trifásicos em questão, por meio de simulações computacionais, considerando a estratégia de compartilhamento de potência baseada no controle por *droop*, além de malhas de controle secundário e filtros *washout* para a restauração das frequências e tensões do sistema;
- Realizar testes experimentais considerando as estruturas de VSIs paralelos presentes em dois protótipos de UPQC trifásicos, operando em paralelo.

1.4 JUSTIFICATIVA

A operação em paralelo de condicionadores unificados de qualidade de energia pode oferecer uma série de vantagens e benefícios aos sistemas elétricos, dos quais podem ser citados:

- i. a capacidade de manuseio de cargas, uma vez que os UPQCs podem operar distribuindo cargas entre si, assim como esforços de compensação, evitando sobrecargas em um único dispositivo;
- ii. o aumento da compensação de problemas de qualidade de energia, melhorando a capacidade global do sistema em lidar com desequilíbrios de tensão e distorções harmônicas, por exemplo;
- iii. a redundância e a confiabilidade, visto que, em caso de falhas de alguma unidade UPQC, a outra unidade em paralelo é capaz de repor a operação, mantendo assim a regulação da qualidade de energia do sistema;
- iv. a melhoria de desempenhos dinâmicos, permitindo respostas mais rápidas e efetivas diante de possíveis transitórios que possam surgir no sistema; e
- v. a integração de fontes de GD, uma vez que estas podem ser acopladas aos barramentos CC, por exemplo, visando a injeção de maiores quantidades de energia para rede ou para o consumo das cargas.

Logo, o paralelismo dos UPQCs pode oferecer uma abordagem mais robusta e adaptável para a melhoria da qualidade de energia nos sistemas elétricos.

Como será evidenciado ao longo da tese, a abordagem de controle por *droop*, tende a introduzir desvios de frequências e tensões no sistema, devido às suas características intrínsecas. Considerando o emprego do controle por *droop* no paralelismo dos UPQCs, esses desvios implicam em defasamentos entre as tensões de saída e da rede, que tendem a aumentar com o passar do tempo. Isso gera um maior processamento de energia dos conversores dos UPQCs, principalmente dos conversores série, que atuam visando equilibrar o fluxo de potência do sistema. Caso não haja uma estratégia de restauração, principalmente, da frequência de operação do sistema, em dado momento, esse equilíbrio não será mantido, levando o sistema a comportamentos inadequados e, conseqüentemente, ao colapso.

Portanto, alguma estratégia de restabelecimento das variáveis de frequência deve ser empregada, visando uma operação adequada dos UPQCs em paralelo. Duas delas serão analisadas ao longo deste trabalho, que operarão em conjunto com os algoritmos de controle

por *droop*, neste caso, i) malhas de controle secundário, abordagem esta que necessita de canais de comunicação entre as interfaces; e ii) filtros *washout*, abordagem alternativa que não necessita de canais comunicação.

Diante da operação em paralelo dos UPQCs, questões referentes à estabilidade do sistema podem surgir. Logo, com base na literatura pesquisada, estudos de estabilidade podem ser conduzidos a partir de modelos dinâmicos linearizados de pequenos sinais do sistema. Segundo esta abordagem, análises podem ser conduzidas a partir de espectros dos autovalores, gráficos que indicam a localização dos polos no plano complexo, que quando localizados à direita do plano, indicam condições de instabilidade do sistema. Logo, um dos objetivos deste trabalho é obter o modelo linearizado de pequenos sinais para os UPQCs operando em paralelo, visando contribuir para estudos relativos à estabilidade.

Vale ressaltar também que a estabilidade do sistema está intimamente relacionada com os parâmetros definidos para as estruturas de controle dos UPQCs, particularmente, os ganhos dos controladores envolvidos, como verificado na literatura pesquisada. Sendo assim, a presente tese propõe também a aplicação da metaheurística DE para efetuar ajustes otimizados nos controladores envolvidos das duas estruturas de UPQCs, particularmente, nas malhas de controle de tensão e corrente dos conversores série e paralelo, visando obter melhores desempenhos dos sistemas, em termos de controle, assim como menores níveis de distorções harmônicas nas tensões de saída e correntes drenadas na rede.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO DA TESE

Este documento de tese encontra-se dividido em mais seis capítulos:

- O Capítulo 2 enfatiza os principais aspectos relacionados aos UPQCs em estudo. Alguns fundamentos dos condicionadores ativos de potência são inicialmente descritos. Em seguida, são mencionados detalhes sobre as topologias trifásicas empregadas neste trabalho, o UPQC 3L/4L e o UPQC NPC/NPC. Por sua vez, são comentadas questões referentes a sintonia dos controladores envolvidos, considerando uma abordagem convencional, baseada no uso do método de resposta em frequência e uma abordagem não-convencional, baseada na utilização da metaheurística DE. Por fim, toda a modelagem dos inversores série e paralelo destes dois sistemas, no referencial síncrono $dq0$, é desenvolvida na sequência.

- No Capítulo 3 é dada a devida atenção à modelagem linearizada de pequenos sinais considerando os dois UPQCs conectados em paralelo, sendo descritos aspectos sobre toda a estrutura desse sistema. Primeiramente, é considerada a modelagem dos conversores paralelos 4L e NPC operando em paralelo, baseada na estratégia de controle por decaimento, seguido da inclusão dos conversores série 3L e NPC, operando assim como UPQCs. Na sequência, são detalhados aspectos dos modelos das linhas de distribuição e das cargas. Ao fim deste capítulo, são apresentadas as modelagens completas dos dois casos.
- O Capítulo 4 dedica-se na apresentação dos principais resultados obtidos via simulações computacionais no ambiente MATLAB/Simulink[®] considerando a aplicação do algoritmo DE. Inicialmente, são descritos detalhes da implementação computacional do referido algoritmo. Em seguida, análises são feitas considerando o emprego do DE na otimização dos controladores dos VSIs paralelos, primeiramente, e VSIs série, posteriormente.
- Já o Capítulo 5 tem por objetivo analisar novas simulações computacionais no MATLAB/Simulink[®] assumindo a operação propriamente dita dos UPQCs conectados em paralelo. Em um primeiro momento, informações são fornecidas a respeito das cargas consideradas, assim como das estruturas de potência e de controle empregadas. Logo após, resultados são apresentados considerando contextos gerais de operação. Na sequência, as respostas temporais obtidas para o modelo linearizado de pequenos sinais dos UPQCs em paralelo, assim como os espectros dos autovalores, são ilustrados visando sua validação computacional.
- Por sua vez, no Capítulo 6, são mostrados os resultados experimentais considerando o paralelismo apenas dos VSIs paralelos de duas estruturas UPQC trifásicas, operando nesse caso como formadores de rede. Descrições detalhadas de cada protótipo considerado são dadas, inicialmente, seguido da apresentação dos resultados considerando as operações independente e paralela para os referidos conversores.
- Por fim, o Capítulo 7 descreve as considerações finais acerca da presente tese, destacando as conclusões principais obtidas, além das propostas de continuidade e publicações associadas ao presente trabalho da tese.

2 CONDICIONADORES UNIFICADOS DE QUALIDADE DE ENERGIA

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo dedica-se em descrever aspectos importantes relacionados aos condicionadores unificados de qualidade de energia, em particular, aqueles considerados nesta tese. Primeiramente, informações gerais sobre os condicionadores ativos de potência são apresentadas, destacando as funcionalidades da estrutura UPQC, assim como o modo de operação baseado na estratégia de compensação dual. Na sequência, detalhes estruturais dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC são descritos, principalmente, questões relacionadas aos diagramas de controle dos conversores série e paralelo. Posteriormente, é abordado a respeito da sintonia dos controladores aplicados às malhas de controle dos UPQCs em estudo, destacando uma abordagem convencional, baseada no método por resposta em frequência, e uma considerando a metaheurística de otimização evolução diferencial. Por fim, são desenvolvidas as modelagens individuais, considerando o referencial síncrono $dq0$, de cada um dos inversores empregados nas duas topologias de UPQC em análise, assim como as modelagens dos barramentos CC envolvidos nos mesmos.

2.2 CONDICIONADORES ATIVOS DE POTÊNCIA

No decorrer das últimas décadas aumentou-se muito o número de aplicações que envolvem o uso de equipamentos baseados em eletrônica de potência, que vão desde simples aplicações residenciais, com pequenas cargas não-lineares, até grandes aplicações industriais. Tais cargas drenam da rede correntes com um elevado nível de harmônicos que, por sua vez, interagem com as impedâncias das linhas, gerando distorções nas tensões no ponto de acoplamento comum (PAC). Devido ao enorme emprego destes dispositivos, houve uma crescente tendência de investigação de possíveis soluções para contornar os problemas relacionados à qualidade da energia elétrica, como por exemplo, harmônicos na tensão e corrente, interrupções, desequilíbrios e flutuações de tensão, variações de frequência, assim como baixos fatores de potência (ANEEL, 2021).

Neste contexto, algumas soluções surgiram como a adoção de filtros ativos de potência série (FAPS) e paralelo (FAPP) (AREDES; WATANABE, 1995), e condicionadores unificados de qualidade de energia (UPQC), que agregam um FAPS e um FAPP em uma única estrutura (FUJITA; AKAGI, 1998). Tais dispositivos proporcionam um condicionamento ativo de potência, possibilitando, por exemplo, a compensação de distúrbios referentes aos harmônicos de tensão e de corrente, assim como um controle no nível de potências reativa e harmônica visando a correção do fator de potência, além de regulação e balanceamento de tensões e correntes (AREDES; HEUMANN; WATANABE, 1998). Vale destacar que inversores com topologias VSI são mais indicados para a implementação desses equipamentos.

A Figura 2.1 ilustra de forma simplificada a estrutura de um FAPS. Nota-se que, basicamente, seu diagrama é composto por uma fonte CC, representada por um barramento capacitivo com tensão V_{cc} , um VSI, elementos de filtragem, representados por uma impedância equivalente Z_{fs} , e um transformador de acoplamento com um de seus lados conectado entre a rede elétrica e uma dada carga. Vale destacar que o FAPS geralmente é utilizado para a compensação de distúrbios referentes à tensão, ou seja, harmônicos, afundamentos (*sag*) e elevações (*swell*) de tensão, com o intuito de fornecer à carga tensões senoidais, equilibradas e reguladas.

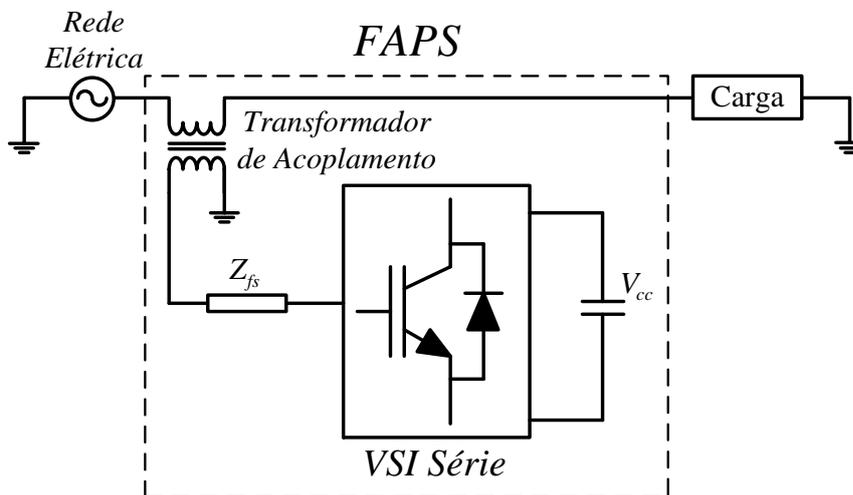


Figura 2.1 – Diagrama simplificado de um FAPS.
Fonte: Autoria Própria

Por sua vez, na Figura 2.2, é mostrada a estrutura simplificada de um FAPP, cuja conexão é feita em paralelo a um PAC entre a rede elétrica e a carga. De forma semelhante a estrutura do FAPS, seu diagrama é composto também por uma fonte CC, representada pelo barramento capacitivo com tensão V_{cc} , um VSI, e elementos de filtragem, representados por

uma impedância equivalente Z_{fp} . Seu emprego visa, entre outros aspectos, a supressão de harmônicos presentes nas correntes da carga, assim como a compensação reativa de potência. Basicamente, o conversor opera como uma fonte de corrente não-senoidal, injetando no PAC correntes contendo as componentes harmônicas e parcela reativa da carga. Como resultado, as correntes drenadas da rede elétrica tornam-se senoidais e equilibradas.

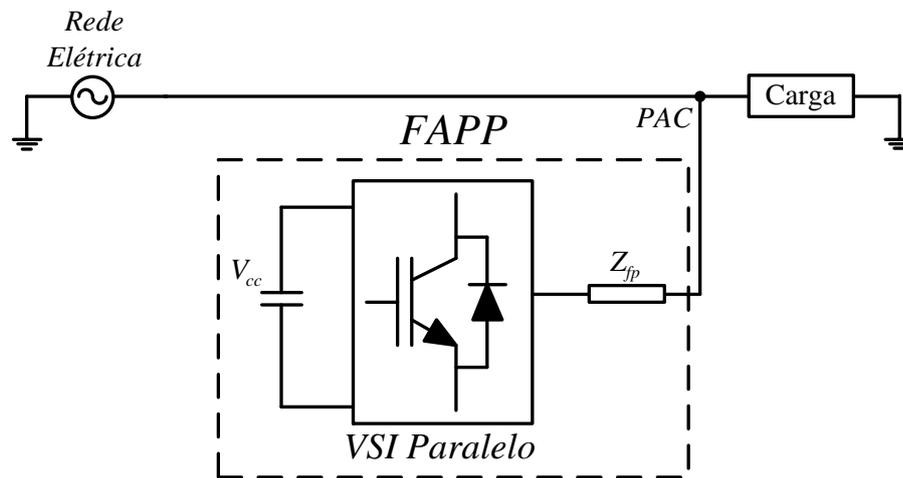


Figura 2.2 – Diagrama simplificado de um FAPP.
Fonte: Autoria Própria

Já a estrutura básica de um UPQC é ilustrada na Figura 2.3. Nota-se, a partir deste diagrama, a união das estruturas de FAPS e FAPP em um único conversor, os quais compartilham tensão do barramento CC, representado por uma capacitância equivalente C_{cc} , em uma configuração topológica conhecida como *back-to-back*. Dessa forma, o UPQC agrega todas as funcionalidades dos FAPS e FAPP, oferecendo uma ampla solução para os problemas relacionados à qualidade de energia.

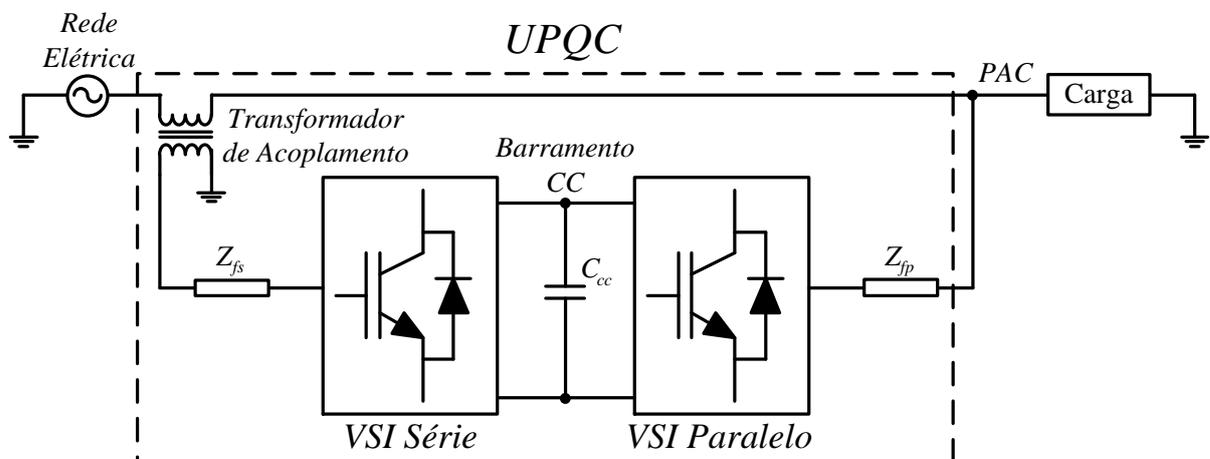


Figura 2.3 – Diagrama simplificado de um UPQC.
Fonte: Autoria Própria

No que se refere ao funcionamento do sistema UPQC pode-se citar, basicamente, dois modos de operação (MODESTO et al., 2016):

- *Estratégia de Compensação Convencional:* Nesta estratégia o VSI paralelo opera como uma fonte de corrente não-senoidal, injetando no PAC as parcelas harmônicas e reativas das correntes da carga, enquanto o VSI série trabalha como uma fonte de tensão não-senoidal fornecendo ao transformador de acoplamento as componentes harmônicas das tensões da rede e fundamentais para a compensação de harmônicos, desequilíbrios e variações de tensão;
- *Estratégia de Compensação Dual:* Nesta estratégia o VSI paralelo funciona como uma fonte de tensão senoidal, impondo tensões senoidais, balanceadas e reguladas às cargas, enquanto o VSI série opera como uma fonte de corrente senoidal, fornecendo à rede correntes senoidais e balanceadas;

Neste trabalho são considerados os sistemas UPQCs operando com a estratégia de compensação dual. Sendo assim, os conversores paralelos, por se comportarem como fontes de tensão senoidais, oferecem caminhos de baixa impedância para as correntes harmônicas, enquanto os conversores série, por serem equivalentes a fontes senoidais de corrente, proporcionam caminhos de alta impedância para tais correntes. No que se refere à compensação de tensão, uma vez que os conversores paralelos são responsáveis pela imposição de tensões senoidais, balanceadas e reguladas, possíveis distúrbios como desbalanços, harmônicos, assim como *sags* e *swells* de tensão, são absorvidos pelos transformadores de acoplamento série. Vale destacar que os conversores série atuam na compensação de potência reativa e desequilíbrios de corrente da carga visto que referências senoidais de tensão e corrente são geradas em fase com as tensões da rede elétrica (CAMPANHOL, 2017, p.65; MODESTO et al., 2016). Além disso, um aspecto importante relacionado ao emprego da estratégia de compensação dual, quando comparada a estratégia convencional, é a inexistência de transitórios nas tensões de saída diante de repentinos distúrbios de tensão da rede (MODESTO, 2015).

Com base na literatura pesquisada, em se tratando de microrredes CA, os VSIs em paralelo podem operar como fontes de tensão senoidais, sendo os níveis das tensões e as frequências angulares destes controladas de modo coordenado, características essas que os definem comumente como “formadores de rede”. Dessa forma, neste trabalho, foi escolhida a operação dos UPQCs no modo de compensação dual com o objetivo de oferecer uma

característica semelhante àquela dos VSIs formadores, uma vez que os conversores paralelos também operam como fontes de tensão.

No que se refere aos sistemas de controle dos conversores série e paralelo dos UPQCs em estudo, é considerado a abordagem baseada no referencial síncrono $dq0$, como será visto ao longo deste capítulo. Neste caso, assumindo tal abordagem, as grandezas alternadas de corrente e tensão se tornam grandezas contínuas no referencial $dq0$, o que permite o emprego de controladores PI para as malhas de controle, proporcionando, teoricamente, erros nulos em regime estacionário.

2.3 TOPOLOGIAS EMPREGADAS DE UPQCS TRIFÁSICOS

Nesta seção são descritos vários detalhes sobre as topologias de UPQC em estudo deste trabalho, ou seja, o UPQC 3L/4L, o qual é analisado na Seção 2.3.1, e o UPQC NPC/NPC, discutido na Seção 2.3.2. Sendo assim, tem-se como objetivo destacar suas principais características, funcionalidades e estruturas de controle de cada um dos conversores série e paralelo empregados.

2.3.1 UPQC *Three-Leg* (3L) / *Four-Leg* (4L)

Na Figura 2.4 é ilustrada a primeira estrutura de UPQC considerada para o estudo neste trabalho (MODESTO et al., 2016). Como pode ser notado, a topologia do VSI série é composta por três braços (do inglês *Three-Leg*) inversores, com duas chaves de potência IGBTs (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) cada. Já a topologia do VSI paralelo opera com quatro braços (do inglês *Four-Leg*) inversores, também contendo dois IGBTs por braço. Logo, neste trabalho, este UPQC é denominado como 3L/4L, em função das duas topologias empregadas nos conversores série e paralelo, respectivamente. Cabe ressaltar que os conversores série e paralelo são acoplados à rede com o auxílio de filtros L e LC, respectivamente.

Como é notado na estrutura mostrada na Figura 2.4, o VSI série do UPQC não agrega um condutor neutro nos transformadores de acoplamento série. Isto se deve ao fato de que, considerando a estratégia dual, este conversor opera como uma fonte trifásica de correntes senoidais, balanceadas e equilibradas, e, portanto, a corrente do condutor neutro será nula, não havendo necessidade de conexão do neutro da rede elétrica com este conversor, o que possibi-

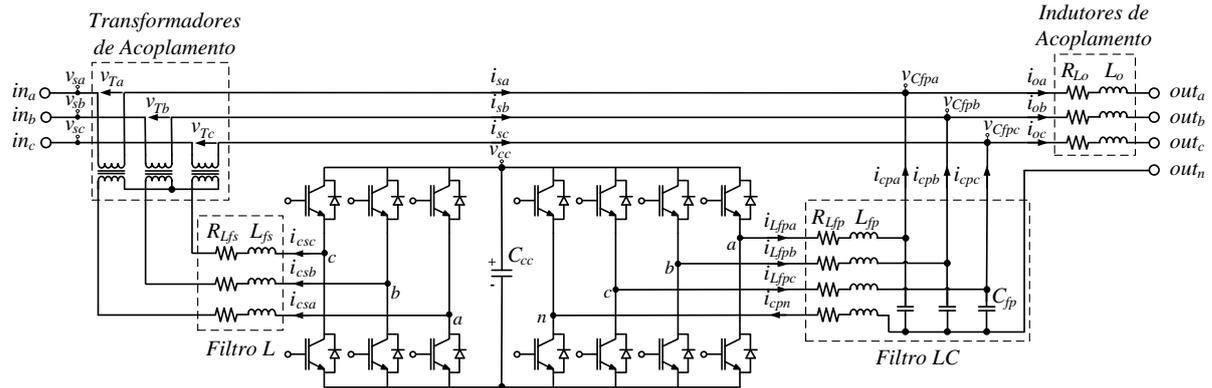


Figura 2.4 – UPQC Three-Leg (3L) / Four-Leg (4L).

Fonte: Autoria Própria

lita a utilização desta topologia em redes trifásicas a três fios, assim como a alimentação de cargas trifásicas e monofásicas (MODESTO, 2015, p.59).

Já o VSI paralelo opera com quatro braços, sendo o primeiro braço dedicado ao fluxo de corrente do condutor neutro, relacionado ao sistema a quatro fios presente na carga. Algumas vantagens da topologia 4L podem ser citadas (MODESTO, 2015, p.57): i) a inexistência de desequilíbrios de tensão no barramento CC e ii) menores níveis de tensão no mesmo quando comparada a outras topologias, como as que empregam barramento dividido (SC, do inglês *Split-Capacitor*).

Além disso, observa-se após o PAC do UPQC 3L/4L três indutores de acoplamento de saída necessários para a operação em paralelo entre os UPQCs, a qual é considerada ao longo deste trabalho. Estudos relacionados apontam que uma boa alternativa para a operação paralela de conversores VSI é a adoção de filtros LCL de saída (RIZO et al., 2015). Contudo, considerando o emprego de filtros LCL nos conversores paralelos de estruturas UPQC, principalmente durante a operação com cargas não-lineares e/ou desbalanceadas, as correntes que fluem pelos indutores após os capacitores ocasionam maiores níveis de distorções harmônicas nas tensões de saída. Sendo assim, neste trabalho foram assumidos filtros LC para o conversor paralelo 4L, sendo os indutores de acoplamento inseridos após o PAC visando garantir, principalmente, uma menor distorção harmônica para a carga, além de possibilitar também uma operação mais suave entre as interfaces UPQC.

Na Figura 2.5 é ilustrado o diagrama em blocos do controle do VSI série do UPQC 3L/4L. Nota-se, em um primeiro momento, que controladores PI convencionais são assumidos para as malhas de controle da tensão do barramento CC (representado por $PI_{v_{cc}}$) e das correntes de saída dq do filtro indutivo (representados por $PI_{dq, is}$). Verifica-se a não

existência da malha de controle de corrente no eixo 0 , justificada pela modelagem do conversor 3L, descrita em detalhes posteriormente na Seção 2.5.1.2. Além disso, na Figura 2.5 é possível observar a presença de um bloco relacionado ao algoritmo SRF (do inglês *Synchronous Reference Frame*). Particularmente, este algoritmo é necessário para a geração de referências de corrente durante a operação dos conversores série dos UQPCs, visto que estes impõem à rede elétrica a parcela ativa fundamental da corrente da carga, visando a compensação de seus harmônicos e/ou reativos (CAMPANHOL, 2017, p.73). Basicamente, a componente ativa fundamental da corrente no eixo síncrono d da carga (i_{odcc}), é calculada com o auxílio de um filtro passa-baixas (FPB). Para a obtenção da componente síncrona d , determinada a partir de transformações entre os referenciais trifásico (abc) e síncrono ($dq0$), utiliza-se a informação do ângulo de fase da rede (δ_i), que neste trabalho é obtido em função de um algoritmo PLL operando em conjunto com o controlador de compartilhamento de potência baseado na estratégia de controle por *droop*. Detalhes sobre a implementação dessa abordagem são apresentados no Capítulo 3.

Por sua vez, o controlador PI_{vcc} produz uma componente de corrente denominada i_{cm} , a qual está relacionada com o balanço de energia associada às potências ativas absorvida ou fornecida à rede, para a regulação da tensão do barramento CC e, conseqüentemente, para equilibrar o fluxo de potência do UPQC. Com isso, a referência para o controle da corrente no eixo d do filtro L do VSI série é composta pela soma das parcelas i_{odcc} e i_{cm} , ou seja, $i_{csd}^* = i_{odcc} + i_{cm}$. Como é desejado que as correntes sintetizadas pelo conversor série sejam senoidais e equilibradas, a referência para o controle da corrente no eixo q deve ser 0.

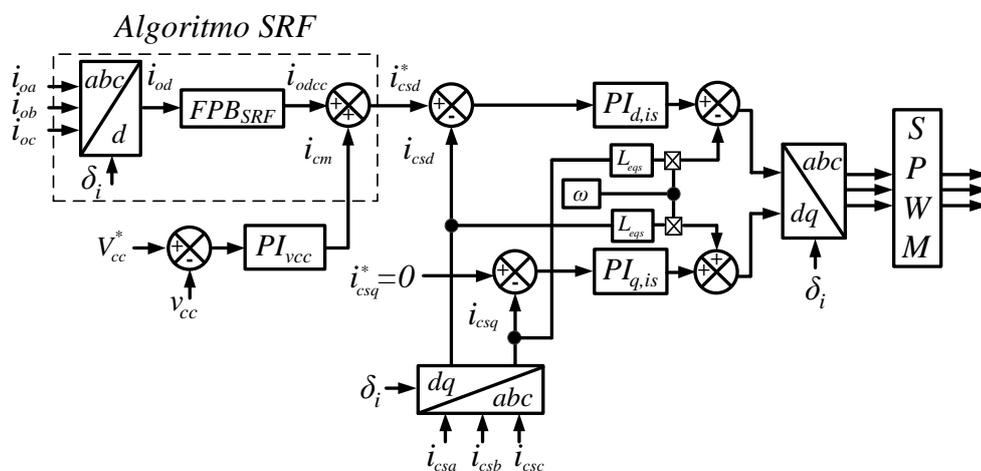


Figura 2.5 – Diagrama em blocos do controle do VSI série 3L.
Fonte: Autoria Própria

Já a Figura 2.6 mostra o diagrama em blocos do controle do VSI paralelo 4L, cuja estrutura é baseada no emprego de controladores PI nas malhas de controle das tensões sobre os capacitores do filtro LC (representados por $PI_{dq0,vp}$), e controladores P para as malhas de controle das correntes do indutor do inversor (L_{fp}) (representados por $P_{dq0,ip}$), ambas considerando o referencial $dq0$.

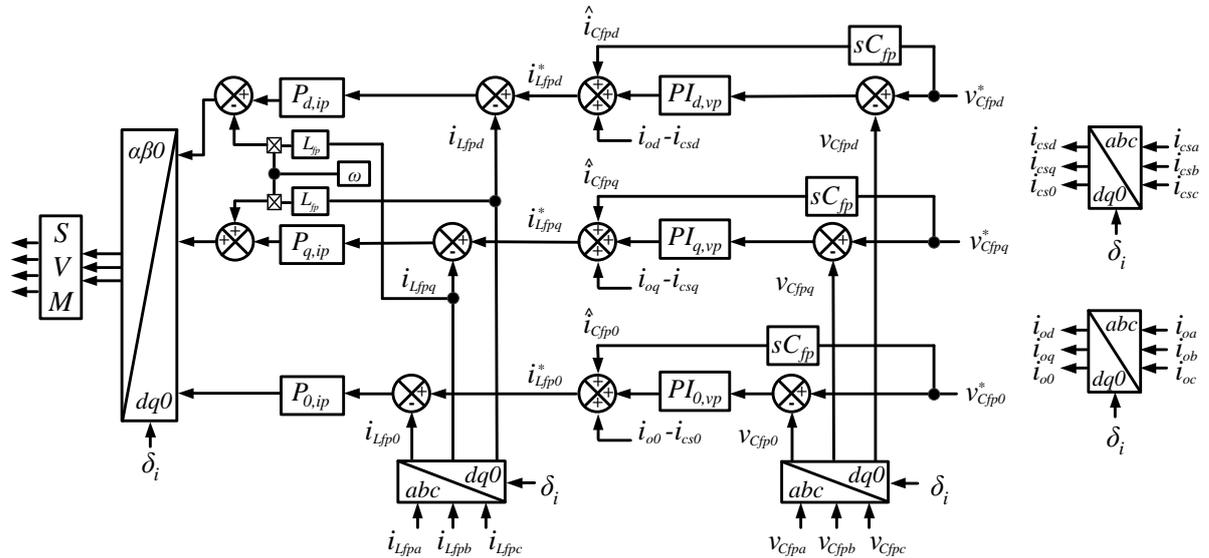


Figura 2.6 – Diagrama em blocos do controle do VSI paralelo 4L.
Fonte: Autoria Própria

Como comentado anteriormente, o conversor paralelo operando no modo de compensação dual atua como uma fonte de tensão trifásica senoidal, fornecendo tensões equilibradas, balanceadas e reguladas para a carga. Logo, a referência para o controle da tensão no eixo d do capacitor é definida em função do nível eficaz de tensão por fase desejado na saída, que no referencial síncrono é calculado por meio da tensão no eixo direto, ou seja, $v_d = \sqrt{3} V_{s,rms} V$. Portanto, considerando a produção de tensões eficazes por fase na carga com 127 V, assume-se uma tensão de referência no eixo d $v_{Cfpd}^* = 220 V$. Já as referências para o controle das tensões nos eixos q e 0 são definidos como 0, ou seja, $v_{Cfpq}^* = v_{Cfp0}^* = 0 V$.

Para a definição das referências do controle das correntes do indutor L_{fp} considera-se a adição das ações de controle referentes aos controladores PI das malhas de tensão de saída com valores estimados das correntes dos capacitores (\hat{i}_{Cfpdq0}) e termos $i_{odq0} - i_{csdq0}$ relacionados a possíveis distúrbios de controle. Ressalta-se que tais referências compensam as energias reativas consumidas pelos capacitores do filtro, sendo este aspecto verificado na modelagem adiante do conversor paralelo 4L. Vale destacar que para a modulação do VSI 3L foi

assumida a técnica PWM senoidal (SPWM, do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), operando a três níveis (BOOST; ZIOGAS, 1988). Já a para o VSI 4L é considerada a técnica de modulação por vetores espaciais (SVM, do inglês *Space Vector Modulation*) (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988; PINHEIRO et al., 2005; RESTREPO et al., 2011). Para a implementação da modulação SVM do conversor paralelo 4L, considerou-se a metodologia definida em Acordi (2012, p.79-90).

2.3.2 UPQC NPC / NPC

A segunda estrutura de UPQC considerada para o estudo neste trabalho é ilustrada na Figura 2.7, a qual é denominada UPQC NPC/NPC (CAMPANHOL, 2017). Sua nomenclatura deve-se às duas topologias NPC empregadas nos conversores série e paralelo, individualmente compostas por três braços, com quatro IGBTs e dois diodos rápidos cada, cujos pontos centrais são conectados ao condutor neutro. Nota-se que o barramento CC desta estrutura é dividido (SC), tornando-se necessário um controle do desequilíbrio das tensões em seus capacitores. Além disso, os inversores série e paralelo são acoplados à rede com o auxílio de filtros L e LC, respectivamente. Dentre algumas características da topologia NPC podem ser destacados (CAMPANHOL, 2017) a redução das tensões de polarização direta dos IGBTs e a redução da taxa de distorção harmônica das tensões de saída. Conforme comentado na seção anterior, indutores de acoplamento de saída foram inseridos também após o PAC desta estrutura UPQC, visando a operação em paralelo dos UPQCs que será analisada no decorrer deste trabalho, pelos mesmos motivos citados anteriormente.

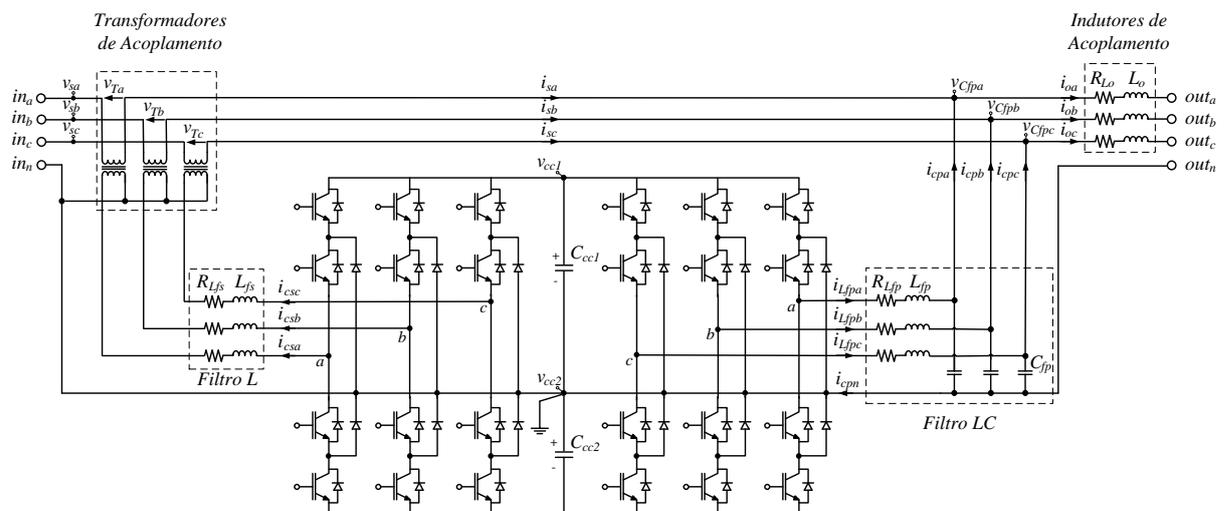


Figura 2.7 – UPQC NPC / NPC.

Fonte: Autoria Própria

O diagrama em blocos do controle do VSI série do UPQC NPC/NPC é ilustrado na Figura 2.8. Pode ser notado que controladores PI são adotados para as malhas de controle da tensão total do barramento CC (representado por PI_{vcc}) e das correntes de saída do filtro indutivo considerando o referencial síncrono $dq0$ (representado por $PI_{dq0, is}$). Neste caso, como este conversor opera como uma fonte trifásica de corrente senoidal, as referências alternadas se tornam contínuas no referencial $dq0$. Também na Figura 2.8 nota-se a presença do bloco relacionado ao algoritmo SRF necessário para a obtenção da parcela ativa da corrente da carga no eixo d (i_{odcc}), imposta pelo conversor série na rede.

Como visto anteriormente para o UPQC 3L/4L, o ângulo de fase da rede (δ_i), necessário para o cálculo das transformações entre os referenciais abc e $dq0$, é estimado com o auxílio do algoritmo PLL que opera de forma simultânea com o controlador de compartilhamento de potência. Além disso, a referência para o controle da corrente no eixo d do filtro L é composta pela soma das parcelas i_{odcc} , obtida pelo FPB do algoritmo SRF, e i_{cm} , gerada pela ação de controle do PI_{vcc} . Já as referências para os controles das correntes nos eixos q e 0 devem ser nulas, visando a obtenção de correntes senoidais e equilibradas.

Por sua vez, o diagrama em blocos do controle do VSI paralelo NPC é ilustrado na Figura 2.9. Nesta estrutura, assim como visto para o VSI paralelo 4L, controladores PI são considerados para as malhas de controle das tensões sobre os capacitores do filtro LC (representados por $PI_{dq0, vp}$), considerando o referencial $dq0$, assim como para a malha de controle do desequilíbrio das tensões do barramento CC (representado por PI_{vccu}), enquanto controladores P são assumidos para as malhas de controle das correntes do indutor (L_{fp}) (representados por $P_{dq0, ip}$), também adotando o referencial síncrono $dq0$.

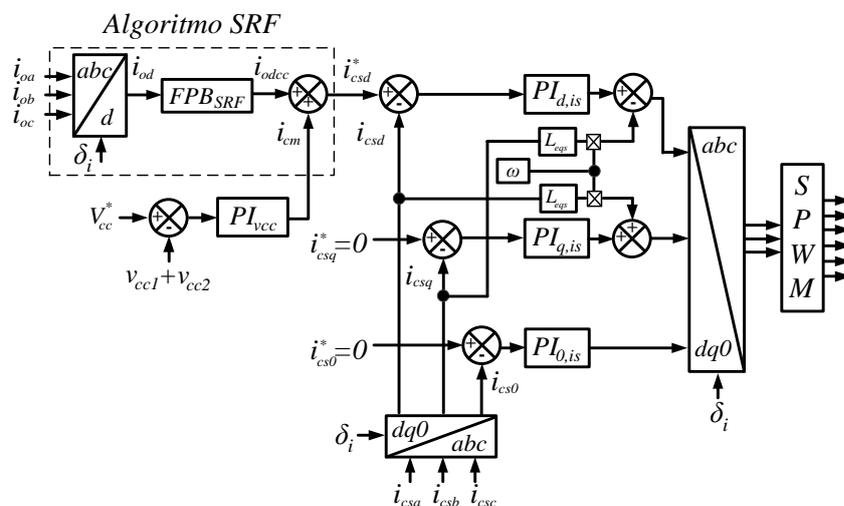


Figura 2.8 – Diagrama em blocos do controle do VSI série NPC.
Fonte: Autoria Própria

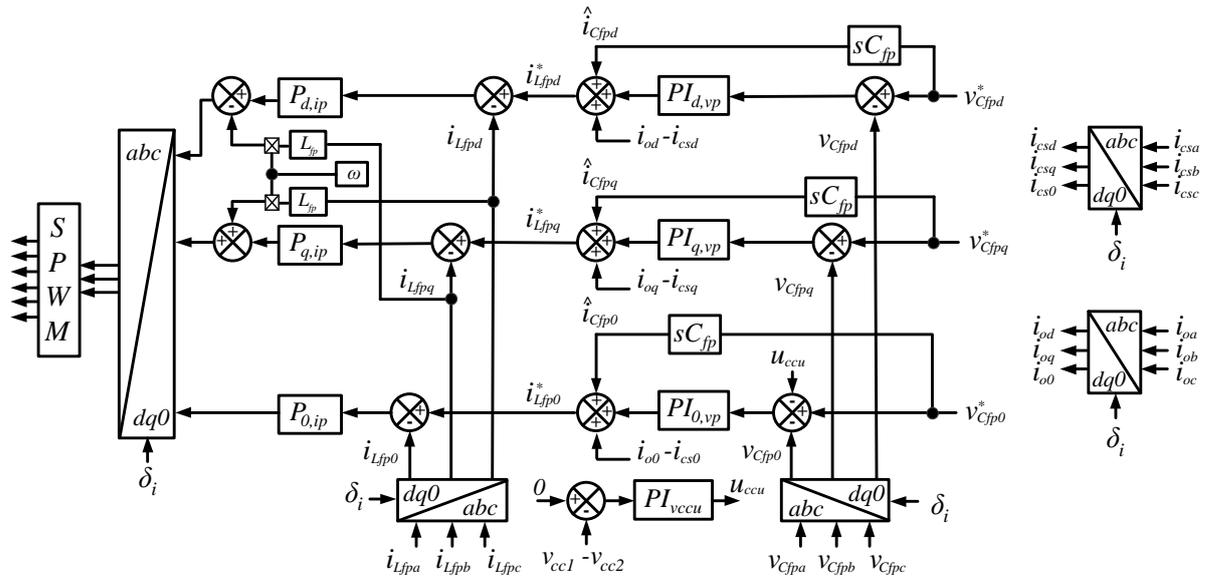


Figura 2.9 – Diagrama em blocos do controle do VSI paralelo NPC.

Fonte: Autoria Própria

Como visto anteriormente para o VSI paralelo 4L, considerando a abordagem de controle no referencial síncrono, as referências para os controles da tensão serão: $v_{Cfpd}^* = 220V$, $v_{Cfpa}^* = v_{Cfp0}^* = 0$, de modo a gerar tensões equilibradas com 127 V eficazes por fase. Já as referências de controle para as malhas de corrente são obtidas somando as ações de controle dos $PI_{dq0, vp}$ às componentes \hat{i}_{Cfpdq0} , que são valores estimados das correntes dos capacitores, e os termos $i_{odq0} - i_{csdq0}$, os quais representam uma compensação de distúrbios de controle. No que se refere à modulação dos VSIs série e paralelo NPC, emprega-se a técnica SPWM. Detalhes de sua implementação aplicada a VSIs NPC podem ser encontrados em Bacon (2015, p.47-49).

Além disso, como a estrutura do UPQC opera com um barramento CC dividido, torna-se necessário compensar os desequilíbrios de tensão no mesmo, que pode ser alcançado em função da atuação do controlador PI_{vccu} . Neste caso, sua ação de controle produz a referência para o controle da tensão no eixo 0.

2.4 SINTONIA DOS CONTROLADORES DOS UPQCS

Ao longo do Capítulo 4 serão feitas algumas análises comparativas individualizadas dos sistemas UPQCs com relação aos aspectos de sintonia de seus principais controladores, os quais foram comentados anteriormente. Neste caso, para tais análises, são considerados

controladores cujos ganhos são ajustados assumindo uma abordagem convencional baseada no consolidado método por resposta em frequência, assim como uma abordagem não-convencional baseada em otimização assumindo a metaheurística DE.

Como é conhecido, para o projeto dos ganhos de controladores PI de um dado sistema de controle, considerando o método por resposta em frequência, além do conhecimento da função de transferência do sistema no qual deseja-se controlar, dois parâmetros devem ser definidos, ou seja, a frequência de cruzamento de ganho (ω_G) e a margem de fase (γ) (ANGÉLICO; CAMPANHOL; DA SILVA, 2014). Uma vez definidos tais parâmetros, iniciam-se os procedimentos de sintonia, cujos principais aspectos são detalhados no Apêndice A. Em especial, para o projeto de controladores PI em sistemas chaveados, costuma-se adotar valores de ω_G menores que um quarto de $\omega_c = 2\pi f_{ch}$, sendo f_{ch} a frequência de chaveamento e γ entre 45° e 90° (DA SILVA, 2001). Particularmente, no decorrer da Seção 2.5 são definidas as funções de transferências das principais malhas de controle dos sistemas UPQCs, as quais são levadas em consideração para a aplicação do referido método.

No que se refere à otimização, este é um conceito amplamente visado em diversas áreas do conhecimento e que possibilita melhores desempenhos das aplicações envolvidas. Um problema de otimização, basicamente, é modelado por meio de uma “função de custo”, denominada também como “função objetivo”, cujo intuito é avaliar diferentes possibilidades de solução e encontrar, dentre elas, uma que seja a melhor, denominada como solução ótima global (RAO, 2009).

Sendo assim, nas últimas décadas muitas pesquisas têm sido propostas no desenvolvimento de métodos que possam resolver problemas de relacionados à otimização de sistemas. Dentre estes métodos podem ser citados as inúmeras e bem conhecidas metaheurísticas de otimização (TALBI, 2009; BOUSSAÏD; LEPAGNOT; SIARRY, 2013), sendo a metaheurística populacional DE adotada neste trabalho, cujas principais vantagens são a agilidade em termos de convergência, os reduzidos parâmetros de entrada e a eficiência computacional (STORN; PRICE, 1997). Mais detalhes de implementação do algoritmo DE são dados no Capítulo 4.

2.5 MODELAGEM DOS UPQCS

O objetivo dessa seção é desenvolver sistematicamente a modelagem dos UPQCs considerados neste trabalho, particularmente, os modelos individuais de cada conversor série

e paralelo, assumindo o referencial síncrono $dq0$. Inicialmente, são descritas as modelagens dos inversores série NPC e 3L, respectivamente. Logo após, serão obtidos os modelos relacionados aos inversores paralelos NPC e 4L, respectivamente. Por fim, são abordadas as modelagens dos barramentos CC.

2.5.1 Modelagem dos Inversores Série

Nesta seção são desenvolvidos os modelos em $dq0$ dos inversores série NPC, sendo detalhado na Seção 2.5.1.1, e 3L, abordado na Seção 2.5.1.2, sempre com o intuito de obter as expressões das funções de transferência que definam as malhas de corrente, as quais são consideradas para a etapa de sintonia dos controladores. Além disso, deseja-se obter as equações dinâmicas que representem as correntes de tais inversores, que são levadas em consideração no Capítulo 3 para o desenvolvimento do modelo linearizado de pequenos sinais.

2.5.1.1 Modelagem do Inversor NPC

Nesta seção é desenvolvida a modelagem do inversor NPC série no referencial síncrono, ou seja, são obtidas as equações de estados das correntes de compensação em $dq0$ que circulam pelos indutores de filtragem (i_{csd} , i_{csq} e i_{cs0}). Na Figura 2.10 é ilustrado o circuito do inversor NPC série conectado ao sistema. Para o desenvolvimento do modelo matemático de cada uma das fases do inversor, inicialmente no referencial estacionário abc , consideram-se que as correntes trifásicas sejam equilibradas, e que o inversor paralelo opera como uma fonte de tensão ideal. Além disso, as tensões do barramento CC V_{cc1} e V_{cc2} são assumidas constantes e iguais a $V_{cc}/2$.

Assumindo uma operação do inversor em três níveis, tem-se que as tensões terminais v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} variam entre $+V_{cc}/2$, 0 e $-V_{cc}/2$. Logo, o valor médio de uma dessas tensões, v_{a0} por exemplo, durante o semiciclo positivo será:

$$\langle v_{a0s}(t) \rangle = d_s(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.1)$$

onde $d_s(t)$ representa a razão cíclica do inversor série.

Sendo assim, um circuito equivalente por fase do inversor NPC série pode ser definido, como mostrado na Figura 2.11, no qual é assumido que os valores das indutâncias e

suas respectivas resistências internas sejam idênticas, ou seja: $L_{f_{sa}} = L_{f_{sb}} = L_{f_{sc}} = L_{fs}$, $R_{L_{f_{sa}}} = R_{L_{f_{sb}}} = R_{L_{f_{sc}}} = R_{L_{fs}}$. Além disso, considera-se que os transformadores de acoplamento de cada fase apresentem uma indutância total de dispersão (L_{dts}) com uma resistência interna série ($R_{L_{dts}}$). Vale ressaltar que $v_s(t)$ e $v_L(t)$ representam as tensões da rede elétrica e da carga, respectivamente.

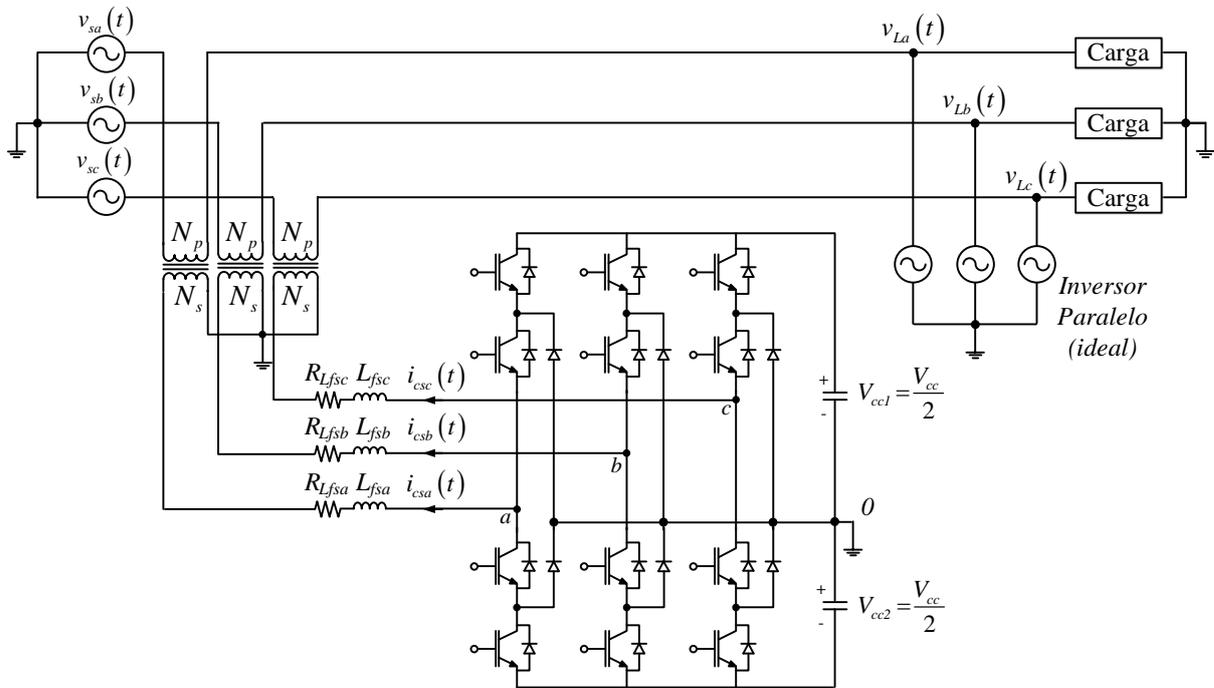


Figura 2.10 – Circuito do inversor série NPC conectado à rede.
Fonte: Autoria Própria

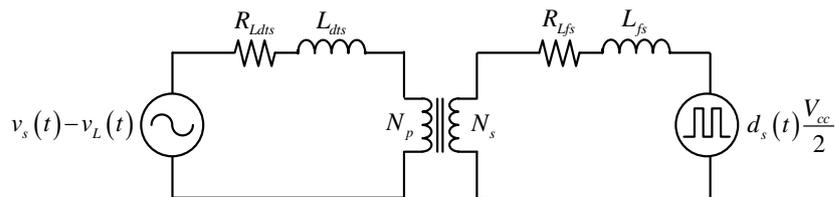


Figura 2.11 – Circuito equivalente por fase do inversor NPC série considerando o transformador.
Fonte: Autoria Própria

Considera-se abaixo as seguintes equações relacionadas ao emprego do transformador:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2.2)$$

$$Z_p = n^2 Z_s \quad (2.3)$$

onde n é a relação de espiras, N_p e N_s são os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente, V_p e V_s são as respectivas tensões dos enrolamentos primário e secundário, enquanto Z_p e Z_s são as impedâncias dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Logo, com o auxílio destas equações é possível realizar as reflexões de

impedância do enrolamento primário e da queda de tensão $v_s(t) - v_L(t)$ para o lado do secundário. A Figura 2.12 ilustra o circuito equivalente do inversor NPC série, no qual assume-se $n = 1$, que representa a relação de transformação dos transformadores de acoplamento deste trabalho. Assim, $L_{eqs} = L_{dts} + L_{fs}$ é definida como a indutância equivalente enquanto $R_{Leqs} = R_{Ldts} + R_{Lfs}$ é a resistência equivalente.

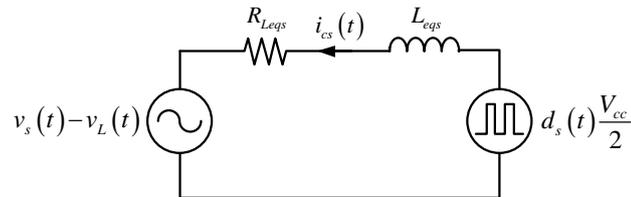


Figura 2.12 – Circuito equivalente por fase do inversor NPC série.
Fonte: Autoria Própria

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões para a análise do circuito equivalente da Figura 2.12 e considerando o valor médio das grandezas de tensão e de corrente para um período de chaveamento, obtém-se a seguinte equação:

$$\langle d_s(t) \rangle \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d \langle i_{cs}(t) \rangle}{dt} + R_{Leqs} \langle i_{cs}(t) \rangle + (\langle v_s(t) \rangle - \langle v_L(t) \rangle) \quad (2.4)$$

Com isso, perturbações podem ser aplicadas na razão cíclica $\langle d_s(t) \rangle$, na corrente média de compensação do inversor série $\langle i_{cs}(t) \rangle$, e nas tensões médias da rede $\langle v_s(t) \rangle$ e da carga $\langle v_L(t) \rangle$, sendo estas grandezas reescritas com base nas equações de (2.5) a (2.8), respectivamente:

$$\langle d_s(t) \rangle = D_s + \hat{d}_s(t) \quad (2.5)$$

$$\langle i_{cs}(t) \rangle = I_{cs} + \hat{i}_{cs}(t) \quad (2.6)$$

$$\langle v_s(t) \rangle = V_s + \hat{v}_s(t) \quad (2.7)$$

$$\langle v_L(t) \rangle = V_L + \hat{v}_L(t) \quad (2.8)$$

onde D_s , I_{cs} , V_s e V_L são as componentes CC enquanto $\hat{d}_s(t)$, $\hat{i}_{cs}(t)$, $\hat{v}_s(t)$ e $\hat{v}_L(t)$ são as componentes oscilantes da razão cíclica, da corrente de compensação do inversor série, da tensão da rede e da tensão da carga, respectivamente. Substituindo tais expressões na equação (2.4) e desprezando os termos CC, que se referem à resposta em regime permanente do sistema, obtém-se:

$$\hat{d}_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d \hat{i}_{cs}(t)}{dt} + R_{Leqs} \hat{i}_{cs}(t) + (\hat{v}_s(t) - \hat{v}_L(t)) \quad (2.9)$$

Com base na equação anterior, são obtidas as expressões para cada uma das fases do inversor, dadas a seguir:

$$\hat{d}_{sa}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{csa}(t)}{dt} + R_{Leqs} \hat{i}_{csa}(t) + (\hat{v}_{sa}(t) - \hat{v}_{La}(t)) \quad (2.10)$$

$$\hat{d}_{sb}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{csb}(t)}{dt} + R_{Leqs} \hat{i}_{csb}(t) + (\hat{v}_{sb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t)) \quad (2.11)$$

$$\hat{d}_{sc}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{csc}(t)}{dt} + R_{Leqs} \hat{i}_{csc}(t) + (\hat{v}_{sc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t)) \quad (2.12)$$

Isolando as derivadas destas equações e reescrevendo-as no formato matricial tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{csa}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{csb}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{csc}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{csa}(t) \\ \hat{i}_{csb}(t) \\ \hat{i}_{csc}(t) \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{sa}(t) \\ \hat{d}_{sb}(t) \\ \hat{d}_{sc}(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{sa}(t) - \hat{v}_{La}(t) \\ \hat{v}_{sb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t) \\ \hat{v}_{sc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Com isso é possível obter um modelo em espaço de estados para o inversor NPC série, no referencial estacionário abc , baseado na expressão (2.13), sendo representado por:

$$\dot{\hat{x}}_{s,abc}(t) = A_{s,abc} \hat{x}_{s,abc}(t) + B_{s,abc} u_{s,abc}(t) + F_{s,abc} w_{s,abc}(t) \quad (2.14)$$

onde $\hat{x}_{s,abc}(t)$ é o vetor de estados, $u_{s,abc}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{s,abc}(t)$ é o vetor de distúrbios, sendo estes descritos pelas expressões (2.15) e matrizes dadas em (2.16):

$$\begin{aligned} \hat{x}_{s,abc}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{csa}(t) & \hat{i}_{csb}(t) & \hat{i}_{csc}(t) \end{bmatrix}^T \\ \hat{u}_{s,abc}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{d}_{sa}(t) & \hat{d}_{sb}(t) & \hat{d}_{sc}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \hat{w}_{s,abc}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{v}_{sa}(t) - \hat{v}_{La}(t) & \hat{v}_{sb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t) & \hat{v}_{sc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t) \end{bmatrix}^T \\ A_{s,abc} &= \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; B_{s,abc} = \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; F_{s,abc} = \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Para a modelagem do sistema no referencial estacionário $\alpha\beta 0$, são consideradas as expressões das transformadas direta e inversa de Clarke, representadas pelas equações (2.17) e (2.18), respectivamente:

$$Z_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}] Z_{abc} \quad (2.17)$$

$$Z_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] Z_{\alpha\beta 0} \quad (2.18)$$

onde Z_{abc} são as grandezas no sistema de coordenadas abc e $Z_{\alpha\beta 0}$ são as grandezas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, sendo:

$$Z_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix}; Z_{abc} = \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix}; [T_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; [T_{\alpha\beta 0}^i] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \quad (2.19)$$

Considerando a equação (2.18) em cada um dos termos do modelo em espaço de estados descrito em (2.14), e realizando as devidas simplificações, obtém-se o modelo do inversor NPC série no referencial estacionário $\alpha\beta 0$, dado por:

$$\dot{x}_{s,\alpha\beta 0}(t) = A_{s,abc} x_{s,\alpha\beta 0}(t) + B_{s,abc} u_{s,\alpha\beta 0}(t) + F_{s,abc} w_{s,\alpha\beta 0}(t) \quad (2.20)$$

onde $x_{s,\alpha\beta 0}(t)$ é o vetor de estados, $u_{s,\alpha\beta 0}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{s,\alpha\beta 0}(t)$ é o vetor de distúrbios, sendo descritos pelas seguintes expressões:

$$x_{s,\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{cs\alpha}(t) & \hat{i}_{cs\beta}(t) & \hat{i}_{cs0}(t) \end{bmatrix}^T$$

$$u_{s,\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} \hat{d}_{s\alpha}(t) & \hat{d}_{s\beta}(t) & \hat{d}_{s0}(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.21)$$

$$w_{s,\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha}(t) - \hat{v}_{L\alpha}(t) & \hat{v}_{s\beta}(t) - \hat{v}_{L\beta}(t) & \hat{v}_{s0}(t) - \hat{v}_{L0}(t) \end{bmatrix}^T$$

Por sua vez, para a obtenção do modelo do sistema no referencial síncrono $dq0$, são consideradas as expressões das transformadas direta e inversa de Park, representadas pelas equações (2.22) e (2.23), respectivamente:

$$Z_{dq0} = [T_{dq0}] Z_{\alpha\beta 0} \quad (2.22)$$

$$Z_{\alpha\beta 0} = [T_{dq0}^i] Z_{dq0} \quad (2.23)$$

sendo $Z_{\alpha\beta 0}$ as grandezas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ e Z_{dq0} as grandezas no sistema de coordenadas $dq0$, com os vetores e matrizes dados por:

$$Z_{dq0} = \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \\ z_0 \end{bmatrix}; Z_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix}; [T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [T_{dq0}^i] = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Neste sistema de coordenadas $dq0$ os vetores $x_{s,\alpha\beta 0}(t)$, $\dot{x}_{s,\alpha\beta 0}(t)$, $u_{s,\alpha\beta 0}(t)$ e $w_{s,\alpha\beta 0}(t)$ do modelo dado em (2.20) podem ser descritos pelas seguintes expressões:

$$x_{s,\alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i] x_{s,dq0}(t) \quad (2.25)$$

$$\dot{x}_{s,\alpha\beta 0}(t) = [\dot{T}_{dq0}^i] x_{s,dq0}(t) + [T_{dq0}^i] \dot{x}_{s,dq0}(t) \quad (2.26)$$

$$u_{s,\alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i] u_{s,dq0}(t) \quad (2.27)$$

$$w_{s,\alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i] w_{s,dq0}(t) \quad (2.28)$$

Considerando estas expressões nos termos do modelo em espaço de estados, e realizando as devidas simplificações, obtém-se o modelo no referencial $dq0$, dado por:

$$\dot{x}_{s,dq0}(t) = A_{s,dq0}x_{s,dq0}(t) + B_{s,abc}u_{s,dq0}(t) + F_{s,abc}w_{s,dq0}(t) \quad (2.29)$$

onde $x_{s,dq0}(t)$ é o vetor de estados, $u_{s,dq0}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{s,dq0}(t)$ é o vetor de distúrbios, sendo todo o modelo descrito pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned} x_{s,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{csd}(t) & \hat{i}_{csq}(t) & \hat{i}_{cs0}(t) \end{bmatrix}^T \\ u_{s,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{d}_{sd}(t) & \hat{d}_{sq}(t) & \hat{d}_{s0}(t) \end{bmatrix}^T \\ w_{s,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd}(t) - \hat{v}_{Ld}(t) & \hat{v}_{sq}(t) - \hat{v}_{Lq}(t) & \hat{v}_{s0}(t) - \hat{v}_{L0}(t) \end{bmatrix}^T \\ A_{s,dq0} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} & \omega & 0 \\ \omega & -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (2.30)$$

Com base neste modelo obtido, podem ser definidas as expressões como segue:

$$\frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csd}(t) + \omega\hat{i}_{csq}(t) + \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}}\hat{d}_{sd}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{v}_{sd}(t) - \hat{v}_{Ld}(t)) \quad (2.32)$$

$$\frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} = -\omega\hat{i}_{csd}(t) - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csq}(t) + \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}}\hat{d}_{sq}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{v}_{sq}(t) - \hat{v}_{Lq}(t)) \quad (2.33)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{cs0}(t) + \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}}\hat{d}_{s0}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{v}_{s0}(t) - \hat{v}_{L0}(t)) \quad (2.34)$$

Assumindo as expressões obtidas em (2.32), (2.33) e (2.34) e desconsiderando os termos de acoplamento cruzado, tem-se os circuitos equivalentes do inversor série NPC no referencial síncrono $dq0$ ilustrados na Figura 2.13. Vale destacar que os termos de acoplamento cruzado, apesar de serem desconsiderados para a obtenção dos circuitos equivalentes, são levados em consideração na estrutura de controle do sistema, como pode ser observado no diagrama em blocos do controle do inversor série apresentado na Figura 2.8.

A Figura 2.14 ilustra o diagrama em blocos resultante das malhas de controle de corrente do inversor série NPC no referencial síncrono $dq0$. Nota-se nesta estrutura a presença dos blocos relacionados ao ganho de modulação PWM (K_{PWM}), sendo este considerado ao longo deste trabalho por: $K_{PWM} = I/P_{PWM}$, sendo P_{PWM} o valor de pico da portadora triangular levada em consideração na modulação PWM, juntamente com um controlador de estrutura PI.

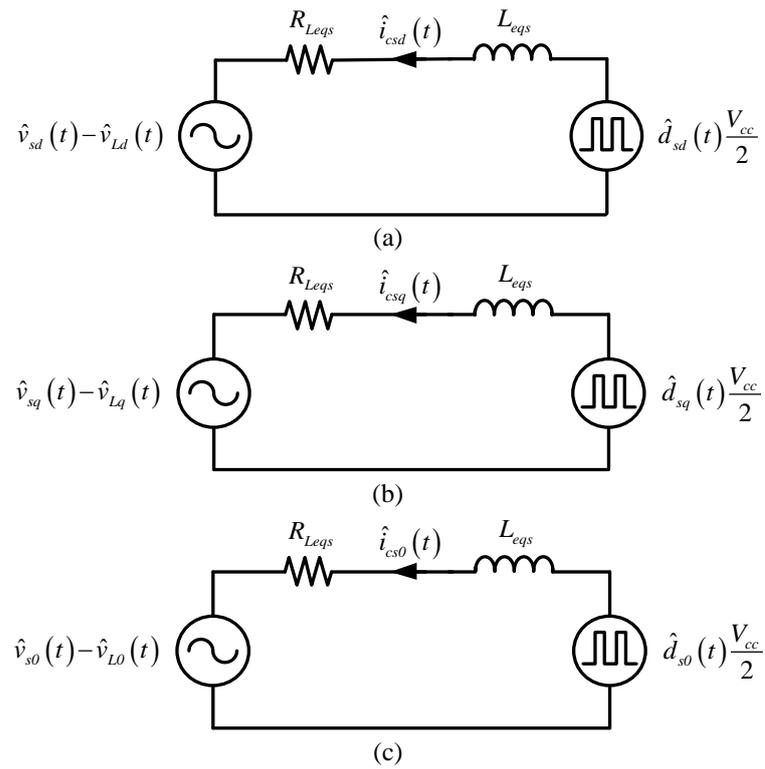


Figura 2.13 – Circuitos equivalentes do inversor NPC série em $dq0$: (a) eixo d , (b) eixo q e (c) eixo 0 .
Fonte: Autoria Própria

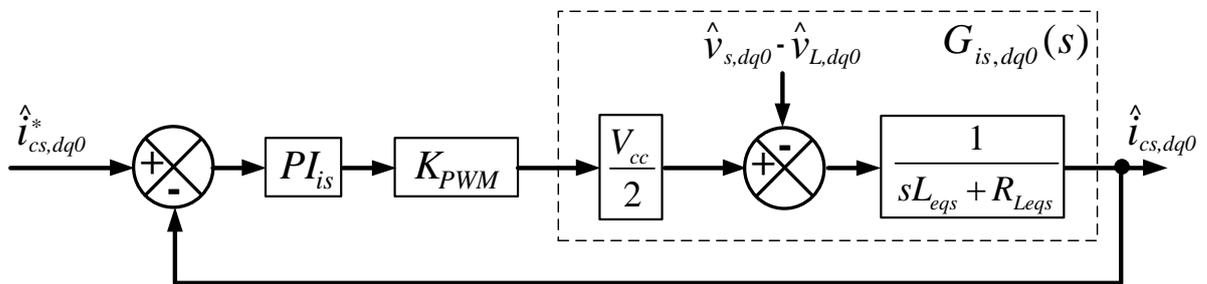


Figura 2.14 – Diagrama em blocos das malhas de controle de corrente do inversor NPC série em $dq0$.
Fonte: Autoria Própria

Os termos $\hat{v}_{sdq0}(t) - \hat{v}_{Ldq0}(t)$ destes circuitos podem ser considerados como distúrbios para as malhas de corrente, o que permite desconsiderá-los da análise para a obtenção da função de transferência destas malhas. Portanto, a partir desta análise, obtém-se a função de transferência relacionada às malhas de corrente $dq0$ do inversor série NPC, dada por:

$$G_{is,dq0}(s) = \frac{\hat{i}_{cs,dq0}(s)}{\hat{d}_{s,dq0}(s)} = \frac{V_{cc}/2}{sL_{eqs} + R_{Leqs}} \quad (2.35)$$

Para realizar a modelagem linearizada de pequenos sinais que será desenvolvida no Capítulo 3, considera-se a seguinte mudança de variáveis: $\hat{u}_{isdq0}(t) = (V_{cc}/2) \hat{d}_{sdq0}(t)$,

$\hat{u}_{sdq0}(t) = \hat{v}_{sdq0}(t)$ e $\hat{u}_{bdq0}(t) = \hat{v}_{Ldq0}(t)$. Com isso, obtém-se o modelo das correntes de compensação do inversor série NPC no referencial síncrono, dado pelas expressões a seguir:

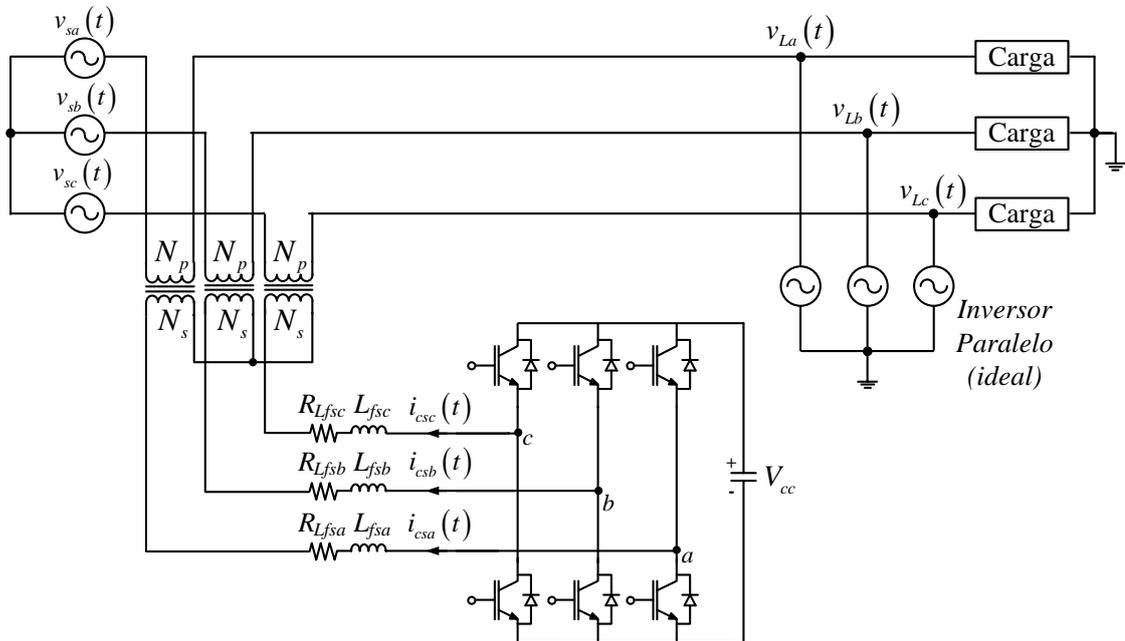
$$\frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csd}(t) + \omega\hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isd}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{u}_{sd}(t) - \hat{u}_{bd}(t)) \quad (2.36)$$

$$\frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} = -\omega\hat{i}_{csd}(t) - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isq}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{u}_{sq}(t) - \hat{u}_{bq}(t)) \quad (2.37)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{cs0}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{is0}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{u}_{s0}(t) - \hat{u}_{b0}(t)) \quad (2.38)$$

2.5.1.2 Modelagem do Inversor 3L

A seguir considera-se o desenvolvimento do modelo do inversor 3L série no referencial $dq0$, cujo circuito é ilustrado na Figura 2.15, visando definir as equações que representam dinamicamente suas correntes de compensação (i_{csd} , i_{csq} e i_{cs0}). Inicialmente, para a obtenção do modelo de cada uma das fases do inversor no referencial abc , é assumido que as correntes trifásicas sejam equilibradas, e que o inversor paralelo opera como uma fonte de tensão ideal.



**Figura 2.15 – Circuito do inversor série 3L conectado à rede.
Fonte: Autoria Própria**

Vale destacar que no circuito da Figura 2.15 é considerado que os transformadores de acoplamento de cada fase possuem relação de transformação unitária ($n = 1$), assim como uma indutância total de dispersão (L_{dts}) com uma resistência série (R_{Ldts}). Além disso, assume-se

que os valores das indutâncias de filtragem e suas respectivas resistências internas sejam idênticas, ou seja: $L_{fsa} = L_{fsb} = L_{fsc} = L_{fs}$, $R_{Lfsa} = R_{Lfsb} = R_{Lfsc} = R_{Lfs}$. Logo, pode-se definir a indutância e a resistência equivalentes de cada fase, dadas, respectivamente, por:

$$L_{eqs} = L_{dts} + L_{fs} \quad (2.39)$$

$$R_{Leqs} = R_{Ldts} + R_{Lfs} \quad (2.40)$$

Ao ser aplicada a Lei de Kirchhoff das tensões entre os nós a e b , assim como entre b e c , no circuito da Figura 2.15, obtém-se as tensões PWM dadas por:

$$\langle u_{ab,pwm}(t) \rangle = \langle v_{Leqsa}(t) \rangle + \langle v_{R_{Leqsa}}(t) \rangle + \langle v_{Tab}(t) \rangle - \langle v_{Leqsb}(t) \rangle - \langle v_{R_{Leqsb}}(t) \rangle \quad (2.41)$$

$$\langle u_{bc,pwm}(t) \rangle = \langle v_{Leqsb}(t) \rangle + \langle v_{R_{Leqsb}}(t) \rangle + \langle v_{Tbc}(t) \rangle - \langle v_{Leqsc}(t) \rangle - \langle v_{R_{Leqsc}}(t) \rangle \quad (2.42)$$

Além disso, considerando também a Lei de Kirchhoff das correntes no circuito de potência encontra-se:

$$\langle i_{csa}(t) \rangle + \langle i_{csb}(t) \rangle + \langle i_{csc}(t) \rangle = 0 \quad (2.43)$$

Com isso, perturbações podem ser aplicadas nas grandezas das equações (2.41), (2.42) e (2.43), sendo seus termos reescritos com base nas expressões a seguir:

$$\langle u_{ab,bc,pwm}(t) \rangle = U_{ab,bc,pwm} + \hat{u}_{ab,bc,pwm}(t) \quad (2.44)$$

$$\langle v_{Leqs\ a,b,c}(t) \rangle = V_{Leqs\ a,b,c} + \hat{v}_{Leqs\ a,b,c}(t) \quad (2.45)$$

$$\langle v_{R_{Leqs\ a,b,c}}(t) \rangle = V_{R_{Leqs\ a,b,c}} + \hat{v}_{R_{Leqs\ a,b,c}}(t) \quad (2.46)$$

$$\langle v_{T\ ab,bc}(t) \rangle = V_{T\ ab,bc} + \hat{v}_{T\ ab,bc}(t) \quad (2.47)$$

$$\langle i_{cs\ a,b,c}(t) \rangle = I_{cs\ a,b,c} + \hat{i}_{cs\ a,b,c}(t) \quad (2.48)$$

onde $U_{ab,bc,pwm}$, $V_{Leqs\ a,b,c}$, $V_{R_{Leqs\ a,b,c}}$, $V_{T\ ab,bc}$ e $I_{cs\ a,b,c}$ são as componentes CC enquanto

$\hat{u}_{ab,bc,pwm}(t)$, $\hat{v}_{Leqs\ a,b,c}(t)$, $\hat{v}_{R_{Leqs\ a,b,c}}(t)$, $\hat{v}_{T\ ab,bc}(t)$ e $\hat{i}_{cs\ a,b,c}(t)$ são as componentes oscilantes

das tensões PWM, das tensões das indutâncias e resistências equivalentes, das tensões dos transformadores e das correntes de compensação do inversor série, respectivamente.

Substituindo tais expressões nas equações (2.41) e (2.42) e desprezando os termos CC, que se referem à resposta em regime permanente, obtém-se:

$$\hat{u}_{ab,pwm}(t) = \hat{v}_{Leqsa}(t) + \hat{v}_{R_{Leqsa}}(t) + \hat{v}_{Tab}(t) - \hat{v}_{Leqsb}(t) - \hat{v}_{R_{Leqsb}}(t) \quad (2.49)$$

$$\hat{u}_{bc,pwm}(t) = \hat{v}_{Leqsb}(t) + \hat{v}_{R_{Leqsb}}(t) + \hat{v}_{Tbc}(t) - \hat{v}_{Leqsc}(t) - \hat{v}_{R_{Leqsc}}(t) \quad (2.50)$$

Assim, as equações (2.49) e (2.50) podem ser reescritas na forma matricial como:

$$\begin{vmatrix} \hat{u}_{ab,pwm}(t) \\ \hat{u}_{bc,pwm}(t) \\ 0 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} \hat{v}_{Tab}(t) \\ \hat{v}_{Tbc}(t) \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \hat{v}_{Leqsa}(t) + \hat{v}_{R_{Leqsa}}(t) \\ \hat{v}_{Leqsb}(t) + \hat{v}_{R_{Leqsb}}(t) \\ \hat{v}_{Leqsc}(t) + \hat{v}_{R_{Leqsc}}(t) \end{vmatrix} \quad (2.51)$$

Isolando o vetor de tensões das indutâncias e resistências equivalentes do inversor série, tem-se:

$$\begin{pmatrix} \hat{v}_{Leqsa}(t) + \hat{v}_{RLeqsa}(t) \\ \hat{v}_{Leqsb}(t) + \hat{v}_{RLeqsb}(t) \\ \hat{v}_{Leqsc}(t) + \hat{v}_{RLeqsc}(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \left(\begin{pmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{u}_{ab,pwm}(t) \\ \hat{u}_{bc,pwm}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{v}_{Tab}(t) \\ \hat{v}_{Tbc}(t) \end{pmatrix} \right) \quad (2.52)$$

Convertendo as grandezas de linha da expressão matricial (2.52) para grandezas de fase, e após algumas manipulações matemáticas obtém-se:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_{csa}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{csb}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{csc}(t)}{dt} \end{pmatrix} = \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{csa}(t) \\ \hat{i}_{csb}(t) \\ \hat{i}_{csc}(t) \end{pmatrix} + \frac{1}{3L_{eqs}} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{u}_{isa}(t) \\ \hat{u}_{isb}(t) \\ \hat{u}_{isc}(t) \end{pmatrix} + \frac{1}{3L_{eqs}} \begin{pmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{v}_{sa}(t) - \hat{v}_{La}(t) \\ \hat{v}_{sb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t) \\ \hat{v}_{sc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t) \end{pmatrix} \quad (2.53)$$

Com isso é possível obter um modelo em espaço de estados para o inversor 3L série, no referencial estacionário abc , sendo representado por:

$$\dot{x}_{s,abc}(t) = A_{s,abc} x_{s,abc}(t) + B_{s,abc} u_{is,abc}(t) + F_{s,abc} w_{s,abc}(t) \quad (2.54)$$

onde $x_{s,abc}(t)$ é o vetor de estados, $u_{is,abc}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{s,abc}(t)$ é o vetor de distúrbios, cujas expressões e demais matrizes são dados por:

$$\begin{aligned} x_{s,abc}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{csa}(t) & \hat{i}_{csb}(t) & \hat{i}_{csc}(t) \end{bmatrix}^T \\ u_{is,abc}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{u}_{isa}(t) & \hat{u}_{isb}(t) & \hat{u}_{isc}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$\begin{aligned} w_{s,abc}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{v}_{sa}(t) - \hat{v}_{La}(t) & \hat{v}_{sb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t) & \hat{v}_{sc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t) \end{bmatrix}^T \\ A_{s,abc} &= \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}; B_{s,abc} = \frac{1}{3L_{eqs}} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}; F_{s,abc} = \frac{1}{3L_{eqs}} \begin{pmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Como visto na Seção 2.5.1.1, para obter o modelo do sistema no referencial $\alpha\beta 0$, são consideradas as expressões das transformadas direta e inversa de Clarke, equações (2.17) e (2.18), respectivamente. Considerando especialmente a equação (2.18) em cada um dos termos do modelo em espaço de estados descrito em (2.54), e após alguns desenvolvimentos, obtém-se o modelo do inversor 3L série no referencial $\alpha\beta 0$, como segue:

$$\dot{x}_{s,\alpha\beta 0}(t) = A_{s,\alpha\beta 0} x_{s,\alpha\beta 0}(t) + B_{s,\alpha\beta 0} u_{is,\alpha\beta 0}(t) + F_{s,\alpha\beta 0} w_{s,\alpha\beta 0}(t) \quad (2.57)$$

sendo $x_{s,\alpha\beta 0}(t)$ o vetor de estados, $u_{is,\alpha\beta 0}(t)$ o vetor de entradas e $w_{s,\alpha\beta 0}(t)$ o vetor de distúrbios, dados em (2.58) e as matrizes dadas em (2.59).

$$\begin{aligned} x_{s,\alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{cs\alpha}(t) & \hat{i}_{cs\beta}(t) & \hat{i}_{cs0}(t) \end{bmatrix}^T \\ u_{is,\alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{u}_{is\alpha}(t) & \hat{u}_{is\beta}(t) & \hat{u}_{is0}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.58)$$

$$\begin{aligned} w_{s,\alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha}(t) - \hat{v}_{L\alpha}(t) & \hat{v}_{s\beta}(t) - \hat{v}_{L\beta}(t) & \hat{v}_{s0}(t) - \hat{v}_{L0}(t) \end{bmatrix}^T \\ B_{s,\alpha\beta 0} &= \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; F_{s,\alpha\beta 0} = \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (2.59)$$

Como também foi analisado na Seção 2.5.1.1, para a definição do modelo no referencial síncrono, são assumidas as expressões das transformadas direta e inversa de Park, conforme as equações (2.22) e (2.23), respectivamente. Dessa forma, aplicando as expressões dadas de (2.25) a (2.28) nos termos do modelo descrito por (2.57), e após alguns desenvolvimentos matemáticos, obtém-se o modelo do inversor 3L série no referencial síncrono $dq0$, dado por (2.60):

$$\dot{x}_{s,dq0}(t) = A_{s,dq0}x_{s,dq0}(t) + B_{s,\alpha\beta 0}u_{is,dq0}(t) + F_{s,\alpha\beta 0}w_{s,dq0}(t) \quad (2.60)$$

no qual $x_{s,dq0}(t)$ é o vetor de estados, $u_{is,dq0}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{s,dq0}(t)$ é o vetor de distúrbios, cujas expressões são apresentadas como segue:

$$\begin{aligned} x_{s,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{csd}(t) & \hat{i}_{csq}(t) & \hat{i}_{cs0}(t) \end{bmatrix}^T \\ u_{is,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{u}_{isd}(t) & \hat{u}_{isq}(t) & \hat{u}_{is0}(t) \end{bmatrix}^T \\ w_{s,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{v}_{sd}(t) - \hat{v}_{Ld}(t) & \hat{v}_{sq}(t) - \hat{v}_{Lq}(t) & \hat{v}_{s0}(t) - \hat{v}_{L0}(t) \end{bmatrix}^T \\ A_{s,dq0} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (2.61)$$

Assim, considerando o modelo em $dq0$, podem ser definidas as seguintes equações:

$$\frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csd}(t) + \omega\hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isd}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{v}_{sd}(t) - \hat{v}_{Ld}(t)) \quad (2.63)$$

$$\frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} = -\omega\hat{i}_{csd}(t) - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isq}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{v}_{sq}(t) - \hat{v}_{Lq}(t)) \quad (2.64)$$

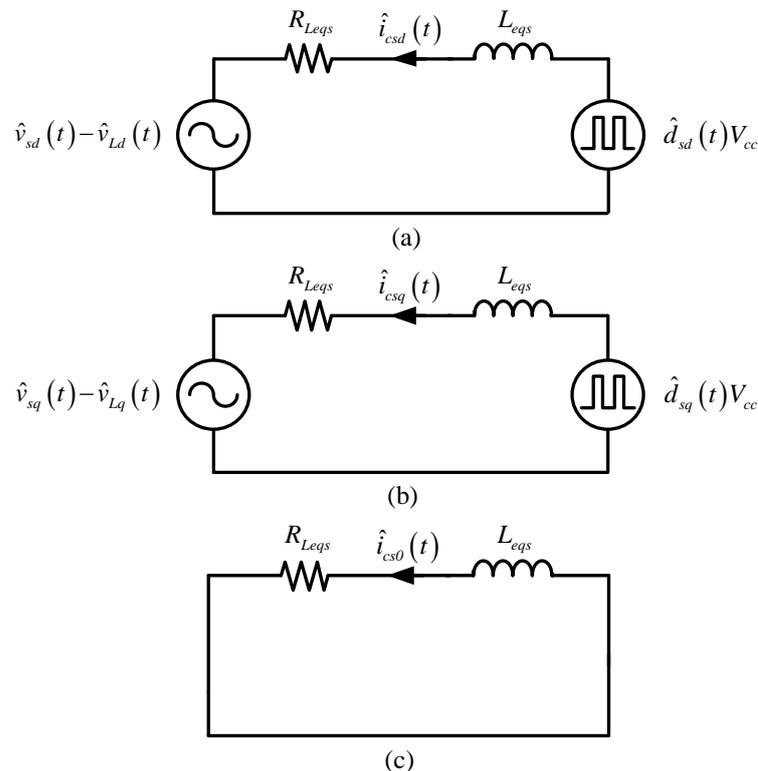
$$\frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{cs0}(t) \quad (2.65)$$

onde $\hat{u}_{isdq}(t) = V_{cc} \hat{d}_{sdq}(t)$. Uma vez obtidas estas equações e desconsiderando os termos de acoplamento cruzado, que são considerados na estrutura de controle do inversor série, como ilustrado na Figura 2.5, tem-se os circuitos equivalentes do inversor série 3L no referencial síncrono $dq0$ apresentados na Figura 2.16.

De maneira similar ao que foi considerado na seção anterior, os termos $\hat{v}_{sdq}(t) - \hat{v}_{Ldq}(t)$ definidos como distúrbios para as malhas de corrente, podem ser desconsiderados da análise para a obtenção da função de transferência destas malhas. Logo, a função de transferência relacionada às malhas de corrente $dq0$ do inversor série 3L será:

$$G_{is,dq}(s) = \frac{\hat{i}_{cs,dq}(s)}{\hat{d}_{s,dq}(s)} = \frac{V_{cc}}{sL_{eqs} + R_{Leqs}} \quad (2.66)$$

A seguir, na Figura 2.17 é mostrado o diagrama em blocos das malhas de controle de corrente do inversor série 3L no referencial síncrono $dq0$, onde são verificados os blocos do ganho referente ao modulador PWM (K_{PWM}) e do controlador PI empregado para efetuar o controle das referidas malhas.



**Figura 2.16 – Circuitos equivalentes do inversor 3L série em $dq0$: (a) eixo d , (b) eixo q e (c) eixo 0 .
Fonte: Autoria Própria**

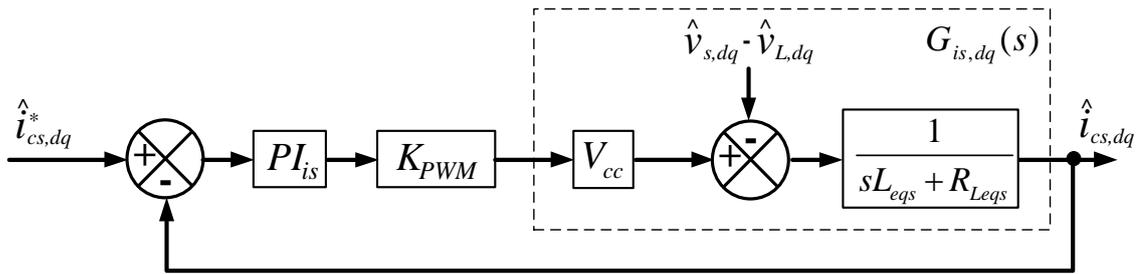


Figura 2.17 – Diagrama em blocos das malhas de controle de corrente do inversor 3L série em $dq0$.
Fonte: Autoria Própria

Novamente, para o desenvolvimento do modelo de pequenos sinais no Capítulo 3, considera-se as seguintes alterações das variáveis: $\hat{u}_{sdq}(t) = \hat{v}_{sdq}(t)$ e $\hat{u}_{bdq}(t) = \hat{v}_{Ldq}(t)$. Com isso, obtém-se o modelo das correntes de compensação do inversor série 3L no referencial síncrono $dq0$, dado pelas expressões a seguir:

$$\frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csd}(t) + \omega\hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isd}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{u}_{sd}(t) - \hat{u}_{bd}(t)) \quad (2.67)$$

$$\frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} = -\omega\hat{i}_{csd}(t) - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isq}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}(\hat{u}_{sq}(t) - \hat{u}_{bq}(t)) \quad (2.68)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\hat{i}_{cs0}(t) \quad (2.69)$$

2.5.2 Modelagem dos Inversores Paralelos

Esta seção tem como objetivo o desenvolvimento dos modelos, no referencial síncrono $dq0$, referentes aos inversores paralelos NPC, demonstrado na Seção 2.5.2.1, e 4L, dado na Seção 2.5.2.2, visando determinar as expressões das funções de transferência que definam as malhas de controle de tensão e de corrente, adotadas para o projeto dos controladores, assim como as expressões dinâmicas das principais correntes e tensões destes conversores, que são assumidas para o desenvolvimento do modelo de pequenos sinais do sistema no Capítulo 3.

Cabe destacar que apesar dos VSIs paralelos de cada UPQC operarem com filtros LC, vide Figuras 2.4 e 2.7, as modelagens a seguir considerarão filtros LCL, com o intuito de melhor representar o comportamento dinâmico das correntes de saída dos UPQCs no modelo linearizado de pequenos sinais dos UPQCs, desenvolvido no Capítulo 3. Ressalta-se também que, em termos de controle, essa consideração não altera as funções de transferências das malhas de controle de corrente e tensão, que serão idênticas para ambos os casos.

2.5.2.1 Modelagem do Inversor NPC

Ao longo desta seção será desenvolvida a modelagem do inversor NPC paralelo no referencial síncrono $dq0$, cujo objetivo é determinar as equações dinâmicas que representam suas principais variáveis, tensões sobre os capacitores de filtragem (v_{Cfpa} , v_{Cfpb} e v_{Cfpc}), correntes que circulam pelo indutor do lado do inversor (i_{Lfpa} , i_{Lfpb} e i_{Lfpc}) e correntes de saída do sistema UPQC (i_{od} , i_{oq} e i_{o0}).

Na Figura 2.18 é ilustrado o circuito de potência do inversor NPC paralelo conectado ao sistema. Na análise deste modelo, considera-se que as tensões de saída são equilibradas e que o inversor NPC série opera como uma fonte de corrente ideal. Considera-se também que as tensões do barramento V_{cc1} e V_{cc2} são constantes com valores iguais a $V_{cc}/2$.

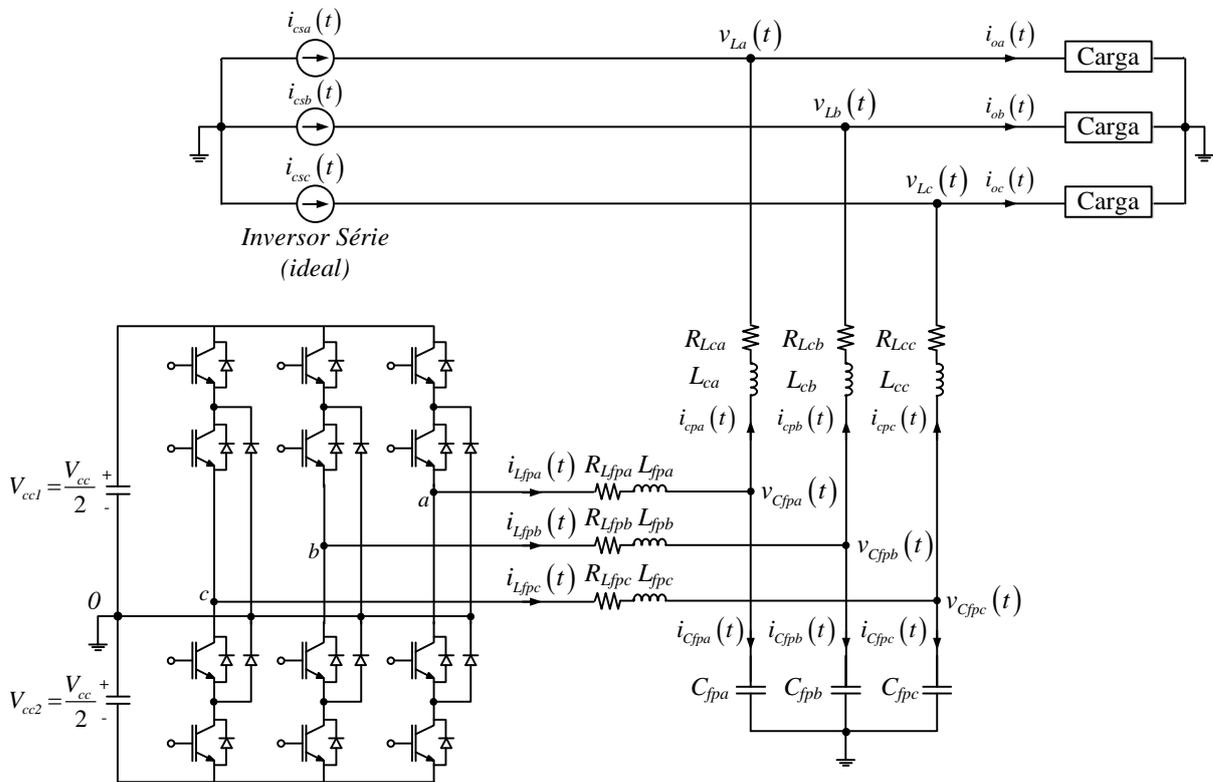


Figura 2.18 – Circuito do inversor paralelo NPC conectado à rede.
Fonte: Autoria Própria

Assumindo uma operação do referido inversor a três níveis, tem-se que as tensões terminais v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} variam entre $+V_{cc}/2$, 0 e $-V_{cc}/2$. Logo, o valor médio da tensão v_{a0} , por exemplo, durante o semiciclo positivo será:

$$\langle v_{a0p}(t) \rangle = d_p(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.70)$$

sendo $d_p(t)$ representa a razão cíclica do inversor paralelo.

Logo, pode-se definir um circuito equivalente por fase do inversor NPC paralelo, o qual é mostrado na Figura 2.19. Neste caso, é assumido que os valores das indutâncias, suas respectivas resistências internas e capacitores de filtragem sejam idênticos, ou seja: $L_{fpa} = L_{fpb} = L_{fpc} = L_{fjp}$, $R_{Lfpa} = R_{Lfpb} = R_{Lfpc} = R_{Lfjp}$, $L_{ca} = L_{cb} = L_{cc} = L_c$, $R_{Lca} = R_{Lcb} = R_{Lcc} = R_{Lc}$, $C_{fpa} = C_{fpb} = C_{fpc} = C_{fjp}$. Ao serem consideradas as leis de Kirchhoff para a análise deste circuito equivalente e adotando-se o valor médio para as grandezas de tensão e de corrente, as seguintes equações são obtidas:

$$\langle d_p(t) \rangle \frac{V_{cc}}{2} = L_{fjp} \frac{d \langle i_{Lfjp}(t) \rangle}{dt} + R_{Lfjp} \langle i_{Lfjp}(t) \rangle + \langle v_{Cfjp}(t) \rangle \quad (2.71)$$

$$C_{fjp} \frac{d \langle v_{Cfjp}(t) \rangle}{dt} = \langle i_{Lfjp}(t) \rangle - (\langle i_o(t) \rangle - \langle i_{cs}(t) \rangle) \quad (2.72)$$

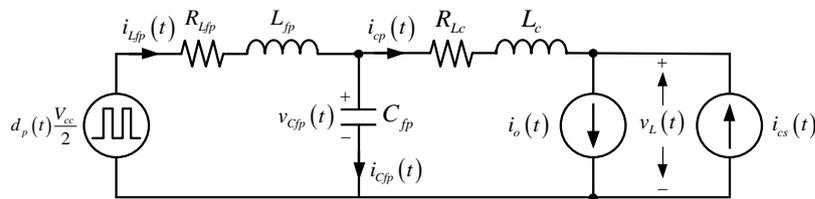


Figura 2.19 – Circuito equivalente por fase do inversor NPC paralelo.
Fonte: Autoria Própria

Assim, sinais de perturbação podem ser aplicados na razão cíclica $\langle d_p(t) \rangle$, nas correntes médias do indutor $\langle i_{Lfjp}(t) \rangle$, de saída $\langle i_o(t) \rangle$ e de compensação do inversor série $\langle i_{cs}(t) \rangle$, assim como na tensão média do capacitor $\langle v_{Cfjp}(t) \rangle$, sendo estas grandezas reescritas com base nas equações a seguir, respectivamente:

$$\langle d_p(t) \rangle = D_p + \hat{d}_p(t) \quad (2.73)$$

$$\langle i_{Lfjp}(t) \rangle = I_{Lfjp} + \hat{i}_{Lfjp}(t) \quad (2.74)$$

$$\langle i_o(t) \rangle = I_o + \hat{i}_o(t) \quad (2.75)$$

$$\langle i_{cs}(t) \rangle = I_{cs} + \hat{i}_{cs}(t) \quad (2.76)$$

$$\langle v_{Cfjp}(t) \rangle = V_{Cfjp} + \hat{v}_{Cfjp}(t) \quad (2.77)$$

onde D_p , I_{Lfjp} , I_o , I_{cs} e V_{Cfjp} são as componentes CC, enquanto $\hat{d}_p(t)$, $\hat{i}_{Lfjp}(t)$, $\hat{i}_o(t)$, $\hat{i}_{cs}(t)$ e $\hat{v}_{Cfjp}(t)$ são as componentes oscilantes da razão cíclica, da corrente do indutor, da corrente de saída, da corrente de compensação do inversor série e da tensão do capacitor, respectivamente. Substituindo estas nos respectivos termos das equações (2.71) e (2.72) e, desprezando os termos CC de resposta em regime, obtém-se:

$$\hat{d}_p(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfp}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfp}(t) + \hat{v}_{Cfp}(t) \quad (2.78)$$

$$C_{fp} \frac{d\hat{v}_{Cfp}(t)}{dt} = \hat{i}_{Lfp}(t) - (\hat{i}_o(t) - \hat{i}_{cs}(t)) \quad (2.79)$$

Com base nas equações anteriores, as seguintes formulações para cada uma das fases do inversor paralelo são obtidas por:

$$\hat{d}_{pa}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpa}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpa}(t) + \hat{v}_{Cfpa}(t) \quad (2.80)$$

$$\hat{d}_{pb}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpb}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpb}(t) + \hat{v}_{Cfpb}(t) \quad (2.81)$$

$$\hat{d}_{pc}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpc}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpc}(t) + \hat{v}_{Cfpc}(t) \quad (2.82)$$

$$C_{fp} \frac{d\hat{v}_{Cfpa}(t)}{dt} = \hat{i}_{Lfpa}(t) - (\hat{i}_{oa}(t) - \hat{i}_{csa}(t)) \quad (2.83)$$

$$C_{fp} \frac{d\hat{v}_{Cfpb}(t)}{dt} = \hat{i}_{Lfpb}(t) - (\hat{i}_{ob}(t) - \hat{i}_{csb}(t)) \quad (2.84)$$

$$C_{fp} \frac{d\hat{v}_{Cfpc}(t)}{dt} = \hat{i}_{Lfpc}(t) - (\hat{i}_{oc}(t) - \hat{i}_{csc}(t)) \quad (2.85)$$

Isolando as derivadas destas equações e reescrevendo-as no formato matricial tem-se:

$$\begin{array}{c} \frac{d\hat{i}_{Lfpa}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfpb}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfpc}(t)}{dt} \end{array} = \frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \begin{array}{c} \left| \begin{array}{ccc} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{array} \right| \hat{i}_{Lfp}(t) \\ \left| \begin{array}{ccc} \hat{i}_{Lfpa}(t) \\ \hat{i}_{Lfpb}(t) \\ \hat{i}_{Lfpc}(t) \end{array} \right| \end{array} + \frac{V_{cc}}{2L_{fp}} \begin{array}{c} \left| \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \right| \hat{d}_{pa}(t) \\ \left| \begin{array}{ccc} \hat{d}_{pb}(t) \\ \hat{d}_{pc}(t) \end{array} \right| \end{array} + \frac{1}{L_{fp}} \begin{array}{c} \left| \begin{array}{ccc} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{array} \right| \hat{v}_{Cfpa}(t) \\ \left| \begin{array}{ccc} \hat{v}_{Cfpb}(t) \\ \hat{v}_{Cfpc}(t) \end{array} \right| \end{array} \quad (2.86)$$

$$\begin{array}{c} \frac{d\hat{v}_{Cfpa}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Cfpb}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Cfpc}(t)}{dt} \end{array} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{array}{c} \left| \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \right| \hat{i}_{Lfp}(t) \\ \left| \begin{array}{ccc} \hat{i}_{Lfpa}(t) \\ \hat{i}_{Lfpb}(t) \\ \hat{i}_{Lfpc}(t) \end{array} \right| \end{array} + \left| \begin{array}{ccc} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{array} \right| \begin{array}{c} \hat{v}_{Cfpa}(t) \\ \hat{v}_{Cfpb}(t) \\ \hat{v}_{Cfpc}(t) \end{array} + \frac{1}{C_{fp}} \begin{array}{c} \left| \begin{array}{ccc} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{array} \right| \hat{i}_{oa}(t) - \hat{i}_{csa}(t) \\ \left| \begin{array}{ccc} \hat{i}_{ob}(t) - \hat{i}_{csb}(t) \\ \hat{i}_{oc}(t) - \hat{i}_{csc}(t) \end{array} \right| \end{array} \quad (2.87)$$

Portanto, com a união das expressões matriciais (2.86) e (2.87), obtém-se o modelo em espaço de estados para o inversor NPC paralelo no referencial estacionário abc como segue:

$$\dot{x}_{p,abc}(t) = A_{p,abc} x_{p,abc}(t) + B_{p,abc} u_{p,abc}(t) + F_{p,abc} w_{p,abc}(t) \quad (2.88)$$

onde $x_{p,abc}(t)$ é o vetor de estados, $u_{p,abc}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{p,abc}(t)$ é o vetor de distúrbios, cujas expressões e matrizes são dadas por:

$$\begin{aligned} x_{p,abc}(t) &= \left| \hat{i}_{Lfp\alpha}(t) \quad \hat{i}_{Lfp\beta}(t) \quad \hat{i}_{Lfp\gamma}(t) \quad \hat{v}_{Cfp\alpha}(t) \quad \hat{v}_{Cfp\beta}(t) \quad \hat{v}_{Cfp\gamma}(t) \right|^T \\ u_{p,abc}(t) &= \left| \hat{d}_{pa}(t) \quad \hat{d}_{pb}(t) \quad \hat{d}_{pc}(t) \right|^T \end{aligned} \quad (2.89)$$

$$\begin{aligned} w_{p,abc}(t) &= \left| \hat{i}_{o\alpha}(t) - \hat{i}_{cs\alpha}(t) \quad \hat{i}_{o\beta}(t) - \hat{i}_{cs\beta}(t) \quad \hat{i}_{o\gamma}(t) - \hat{i}_{cs\gamma}(t) \right|^T \\ A_{p,abc} &= \begin{bmatrix} A_{p1,abc} & A_{p2,abc} \\ A_{p3,abc} & A_{p4,abc} \end{bmatrix}; B_{p,abc} = \begin{bmatrix} B_{p1,abc} \\ B_{p2,abc} \end{bmatrix}; F_{p,abc} = \begin{bmatrix} F_{p1,abc} \\ F_{p2,abc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.90)$$

$$A_{p1,abc} = \frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; A_{p2,abc} = \frac{1}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; A_{p3,abc} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (2.91)$$

$$B_{p1,abc} = \frac{V_{cc}}{2L_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; A_{p4,abc} = B_{p2,abc} = F_{p1,abc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; F_{p2,abc} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (2.92)$$

Para a modelagem do sistema no referencial estacionário $\alpha\beta 0$, como verificado ao longo da Seção 2.5.1, considera-se as equações (2.17) e (2.18), sendo esta última aplicada em cada um dos termos do modelo descrito em (2.88). Realizando as devidas simplificações, obtém-se o modelo do inversor NPC paralelo no referencial estacionário $\alpha\beta 0$ como segue:

$$\dot{x}_{p,\alpha\beta 0}(t) = A_{p,abc} x_{p,\alpha\beta 0}(t) + B_{p,abc} u_{p,\alpha\beta 0}(t) + F_{p,abc} w_{p,\alpha\beta 0}(t) \quad (2.93)$$

sendo $x_{p,\alpha\beta 0}(t)$ o vetor de estados, $u_{p,\alpha\beta 0}(t)$ o vetor de entradas e $w_{p,\alpha\beta 0}(t)$ o vetor de distúrbios, com suas expressões definidas por:

$$\begin{aligned} x_{p,\alpha\beta 0}(t) &= \left| \hat{i}_{Lfp\alpha}(t) \quad \hat{i}_{Lfp\beta}(t) \quad \hat{i}_{Lfp0}(t) \quad \hat{v}_{Cfp\alpha}(t) \quad \hat{v}_{Cfp\beta}(t) \quad \hat{v}_{Cfp0}(t) \right|^T \\ u_{p,\alpha\beta 0}(t) &= \left| \hat{d}_{p\alpha}(t) \quad \hat{d}_{p\beta}(t) \quad \hat{d}_{p0}(t) \right|^T \end{aligned} \quad (2.94)$$

$$w_{p,\alpha\beta 0}(t) = \left| \hat{i}_{o\alpha}(t) - \hat{i}_{cs\alpha}(t) \quad \hat{i}_{o\beta}(t) - \hat{i}_{cs\beta}(t) \quad \hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t) \right|^T$$

Já para a obtenção do modelo referencial síncrono utiliza-se as expressões (2.22) e (2.23). Neste sistema de coordenadas $dq0$ os vetores $x_{p,\alpha\beta 0}(t)$, $\dot{x}_{p,\alpha\beta 0}(t)$, $u_{p,\alpha\beta 0}(t)$ e $w_{p,\alpha\beta 0}(t)$ podem ser descritos pelas seguintes expressões:

$$x_{p,\alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i] x_{p,dq0}(t) \quad (2.95)$$

$$\dot{x}_{p,\alpha\beta 0}(t) = [\dot{T}_{dq0}^i] x_{p,dq0}(t) + [T_{dq0}^i] \dot{x}_{p,dq0}(t) \quad (2.96)$$

$$u_{p,\alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i] u_{p,dq0}(t) \quad (2.97)$$

$$w_{p,\alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i] w_{p,dq0}(t) \quad (2.98)$$

Após aplicar e desenvolver estas expressões em seus respectivos termos do modelo descrito em (2.93), obtém-se o modelo do inversor NPC paralelo no referencial $dq0$, dado por:

$$\dot{x}_{p,dq0}(t) = A_{p,dq0} x_{p,dq0}(t) + B_{p,abc} u_{p,dq0}(t) + F_{p,abc} w_{p,dq0}(t) \quad (2.99)$$

onde $x_{p,dq0}(t)$ é o vetor de estados, $u_{p,dq0}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{p,dq0}(t)$ é o vetor de distúrbios, descritos pelas expressões a seguir:

$$\begin{aligned} x_{p,dq0}(t) &= \left| \hat{i}_{Lfpd}(t) \quad \hat{i}_{Lfpq}(t) \quad \hat{i}_{Lfp0}(t) \quad \hat{v}_{Cfpd}(t) \quad \hat{v}_{Cfpq}(t) \quad \hat{v}_{Cfp0}(t) \right|^T \\ u_{p,dq0}(t) &= \left| \hat{d}_{pd}(t) \quad \hat{d}_{pq}(t) \quad \hat{d}_{p0}(t) \right|^T \end{aligned} \quad (2.100)$$

$$\begin{aligned} w_{p,dq0}(t) &= \left| \hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t) \quad \hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t) \quad \hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t) \right|^T \\ A_{p,dq0} &= \begin{vmatrix} A_{p1,dq0} & A_{p2,dq0} \\ A_{p3,dq0} & A_{p4,dq0} \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (2.101)$$

$$A_{p1,dq0} = \begin{vmatrix} -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \end{vmatrix}; \quad A_{p2,dq0} = \frac{1}{L_{fp1}} \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{vmatrix}; \quad (2.102)$$

$$A_{p3,dq0} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad A_{p4,dq0} = \begin{vmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix};$$

Dessa forma, as seguintes equações dinâmicas, relacionadas às variáveis do inversor NPC paralelo, podem ser definidas por:

$$\frac{d\hat{i}_{Lfpd}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \hat{i}_{Lfpd}(t) + \omega \hat{i}_{Lfpq}(t) + \frac{1}{L_{fp}} \hat{u}_{ipd}(t) - \frac{1}{L_{fp}} \hat{v}_{Cfpd}(t) \quad (2.103)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfpq}(t)}{dt} = -\omega \hat{i}_{Lfpd}(t) - \frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \hat{i}_{Lfpq}(t) + \frac{1}{L_{fp}} \hat{u}_{ipq}(t) - \frac{1}{L_{fp}} \hat{v}_{Cfpq}(t) \quad (2.104)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfp0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \hat{i}_{Lfp0}(t) + \frac{1}{L_{fp}} \hat{u}_{ip0}(t) - \frac{1}{L_{fp}} \hat{v}_{Cfp0}(t) \quad (2.105)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Cfpd}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} \hat{i}_{Lfpd}(t) + \omega \hat{v}_{Cfpq}(t) - \frac{1}{C_{fp}} (\hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t)) \quad (2.106)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Cfpq}(t)}{dt} = -\omega \hat{v}_{Cfpd}(t) + \frac{1}{C_{fp}} \hat{i}_{Lfpq}(t) - \frac{1}{C_{fp}} (\hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t)) \quad (2.107)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Cfp0}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} \hat{i}_{Lfp0}(t) - \frac{1}{C_{fp}} (\hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t)) \quad (2.108)$$

onde $\hat{u}_{ipdq0}(t) = (V_{cc}/2) \hat{d}_{pdq0}(t)$.

A partir das equações (2.103) a (2.108) e desconsiderando os termos de acoplamento cruzado, os quais são convenientemente considerados na estrutura de controle do inversor,

tem-se os circuitos equivalentes do inversor paralelo NPC no referencial síncrono $dq0$ ilustrados na Figura 2.20. Nota-se nestes circuitos a presença dos ramos relacionados aos indutores de acoplamento de saída do inversor paralelo, por onde circulam as correntes de compensação, cujas equações são definidas mais adiante.

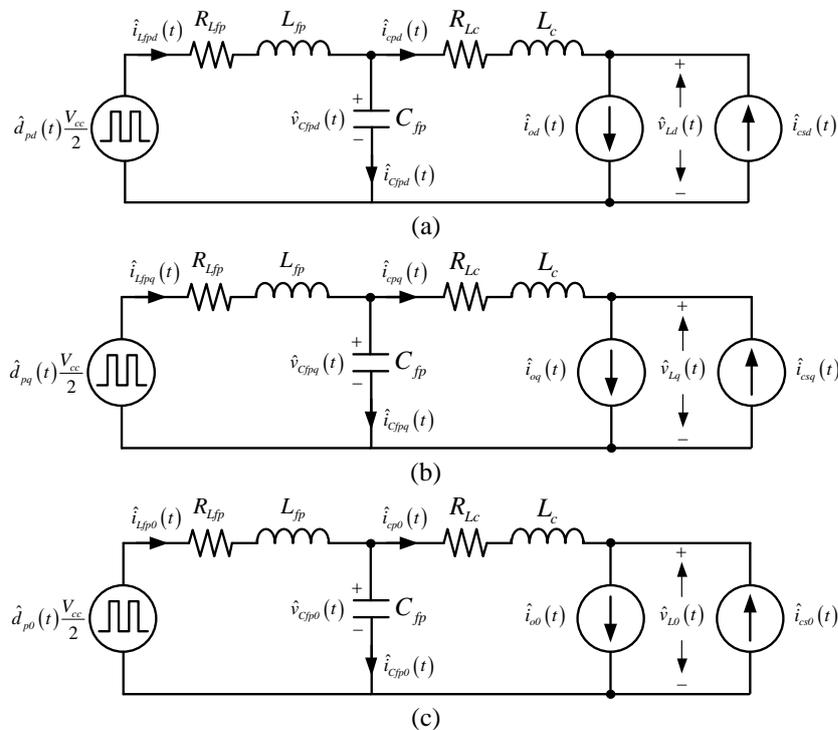


Figura 2.20 – Circuitos equivalentes do inversor NPC paralelo em $dq0$: (a) eixo d , (b) eixo q e (c) eixo 0 .
Fonte: Autoria Própria

O diagrama em blocos das malhas de tensão e de corrente do inversor NPC paralelo no referencial $dq0$ é ilustrado na Figura 2.21, onde nota-se o ganho de modulação PWM (K_{PWM}) e os controladores P, referente à malha de corrente, e PI da malha de tensão.

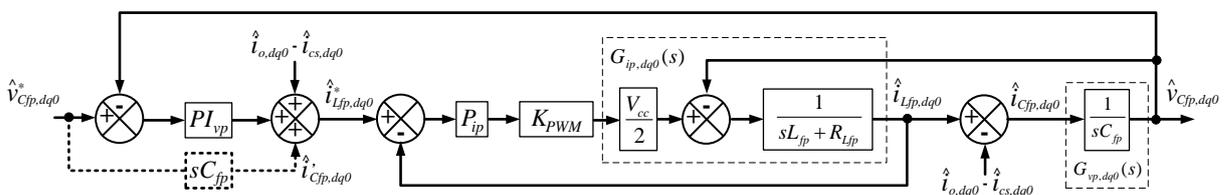


Figura 2.21 – Diagrama em blocos das malhas de controle de tensão e de corrente do inversor NPC paralelo em $dq0$.
Fonte: Autoria Própria

Por sua vez, considerando os termos $\hat{i}_{odq0}(t) - \hat{i}_{csdq0}(t)$ como distúrbios para as malhas de controle de corrente e de tensão do inversor NPC paralelo, e desenvolvendo as expressões resultantes com base nos circuitos da Figura 2.20, é possível definir as funções de transferência em $dq0$ das respectivas malhas dadas, respectivamente, por:

$$G_{ip,dq0}(s) = \frac{\hat{i}_{Lfp,dq0}(s)}{\hat{d}_{p,dq0}(s)} = \frac{V_{cc}/2}{sL_{fp} + R_{Lfp}} \quad (2.109)$$

$$G_{vp,dq0}(s) = \frac{\hat{v}_{Cfp,dq0}(s)}{\hat{i}_{Lfp,dq0}(s)} = \frac{1}{sC_{fp}} \quad (2.110)$$

A partir dos circuitos equivalentes da Figura 2.20 e, com base na modelagem desenvolvida para a obtenção das equações das correntes dos indutores de filtragem em $dq0$, dadas em (2.103) a (2.105), as correntes de compensação do inversor NPC paralelo no referencial síncrono, que fluem pelo indutor de acoplamento de saída, são obtidas por:

$$\frac{d\hat{i}_{cpd}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{cpd}(t) + \omega\hat{i}_{cpq}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Cfpd}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Ld}(t) \quad (2.111)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cpq}(t)}{dt} = -\omega\hat{i}_{cpd}(t) - \frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{cpq}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Cfpq}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Lq}(t) \quad (2.112)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cp0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{cp0}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Cfp0}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{L0}(t) \quad (2.113)$$

Considerando ainda que $\hat{i}_{cp}(t) = \hat{i}_o(t) - \hat{i}_{cs}(t)$, pode-se obter as equações dinâmicas das correntes de saída do UPQC dadas pelas expressões a seguir:

$$\frac{d\hat{i}_{od}(t)}{dt} = \frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} - \frac{R_{Lc}}{L_c}(\hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t)) + \omega(\hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t)) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Cfpd}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Ld}(t) \quad (2.114)$$

$$\frac{d\hat{i}_{oq}(t)}{dt} = \frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} - \frac{R_{Lc}}{L_c}(\hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t)) - \omega(\hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t)) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Cfpq}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Lq}(t) \quad (2.115)$$

$$\frac{d\hat{i}_{o0}(t)}{dt} = \frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} - \frac{R_{Lc}}{L_c}(\hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t)) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Cfp0}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{L0}(t) \quad (2.116)$$

Com isso, ao serem substituídas as equações (2.36), (2.37) e (2.38) em (2.114), (2.115) e (2.116), respectivamente, e considerando as seguintes mudanças de variáveis: $\hat{u}_{odq0}(t) = \hat{v}_{Cfpdq0}(t)$, $\hat{u}_{sdq0}(t) = \hat{v}_{sdq0}(t)$ e $\hat{u}_{bdq0}(t) = \hat{v}_{Ldq0}(t)$, obtém-se o modelo das correntes de saída do UPQC no referencial síncrono, que são considerados na modelagem de pequenos sinais ao longo deste trabalho, como segue:

$$\frac{d\hat{i}_{od}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{od}(t) + \omega\hat{i}_{oq}(t) + \left(\frac{R_{Lc}}{L_c} - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\right)\hat{i}_{csd}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isd}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{u}_{od}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{sd}(t) + \left(\frac{1}{L_{eqs}} - \frac{1}{L_c}\right)\hat{u}_{bd}(t) \quad (2.117)$$

$$\frac{d\hat{i}_{oq}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{oq}(t) - \omega\hat{i}_{od}(t) + \left(\frac{R_{Lc}}{L_c} - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\right)\hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{isq}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{u}_{oq}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{sq}(t) + \left(\frac{1}{L_{eqs}} - \frac{1}{L_c}\right)\hat{u}_{bq}(t) \quad (2.118)$$

$$\frac{d\hat{i}_{o0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{o0}(t) + \left(\frac{R_{Lc}}{L_c} - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}}\right)\hat{i}_{cs0}(t) + \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{is0}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{u}_{o0}(t) - \frac{1}{L_{eqs}}\hat{u}_{s0}(t) + \left(\frac{1}{L_{eqs}} - \frac{1}{L_c}\right)\hat{u}_{b0}(t) \quad (2.119)$$

2.5.2.2 Modelagem do Inversor 4L

Na sequência, é desenvolvida a modelagem das principais variáveis do inversor 4L paralelo no referencial síncrono $dq0$: tensões sobre os capacitores de filtragem (v_{Cfpa} , v_{Cfpb} e v_{Cfpc}), correntes do indutor do lado do inversor (i_{Lfpa} , i_{Lfpb} e i_{Lfpc}) e correntes de saída do sistema UPQC, cuja estrutura é mostrada na Figura 2.22. Neste circuito assume-se que os valores dos indutores, suas respectivas resistências internas e capacitores de filtragem sejam idênticos, ou seja: $L_{fpa} = L_{fpb} = L_{fpc} = L_{fpn} = L_{fp}$, $R_{Lfpa} = R_{Lfpb} = R_{Lfpc} = R_{Lfpn} = R_{Lfp}$, $L_{ca} = L_{cb} = L_{cc} = L_c$, $R_{Lca} = R_{Lcb} = R_{Lcc} = R_{Lc}$, $C_{fpa} = C_{fpb} = C_{fpc} = C_{fp}$. Vale destacar que as tensões de saída são assumidas equilibradas e que o inversor 3L opera como uma fonte ideal para a análise da modelagem.

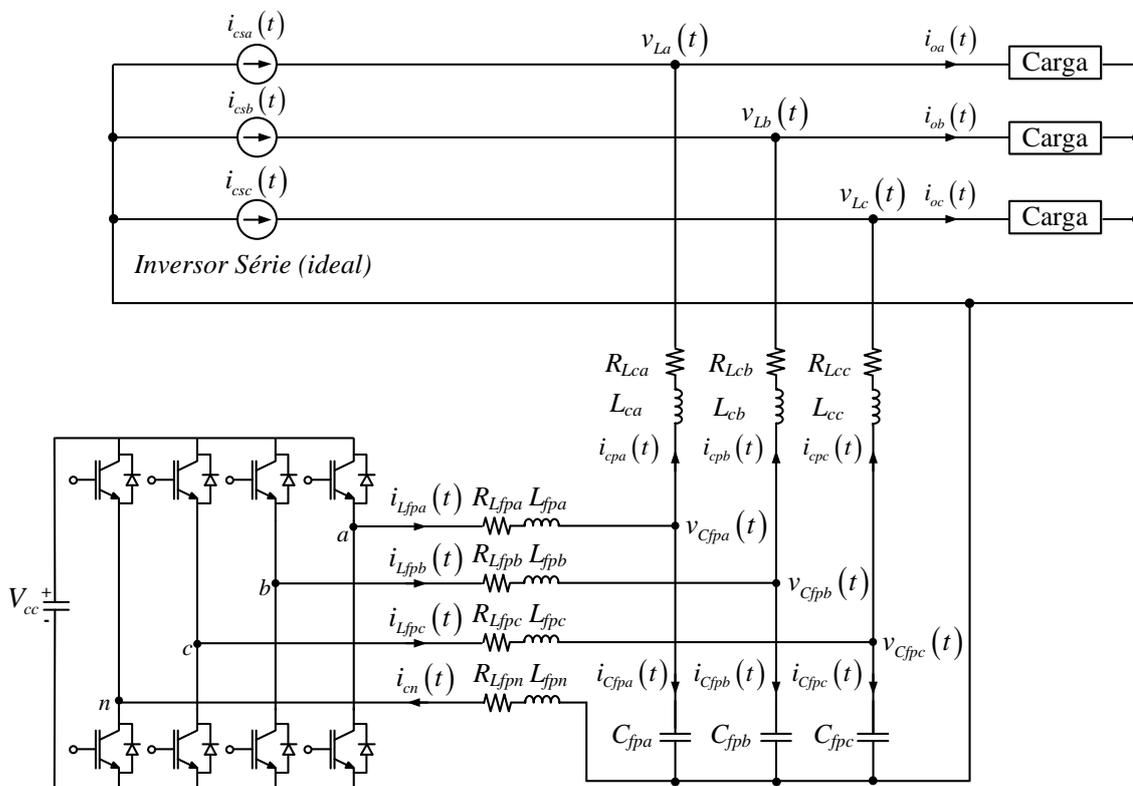


Figura 2.22 – Circuito do inversor paralelo 4L conectado à rede.

Fonte: Autoria Própria

Ao ser aplicada a lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 2.22, são obtidas expressões das tensões de fase PWM do inversor paralelo, como segue:

$$\langle u_{ipa}(t) \rangle = \langle v_{Lfpa}(t) \rangle + \langle v_{R_{Lfpa}}(t) \rangle + \langle v_{Cfpa}(t) \rangle + \langle v_{Lfpn}(t) \rangle + \langle v_{R_{Lfpn}}(t) \rangle \quad (2.120)$$

$$\langle u_{ipb}(t) \rangle = \langle v_{Lfpb}(t) \rangle + \langle v_{R_{Lfpb}}(t) \rangle + \langle v_{Cfpb}(t) \rangle + \langle v_{Lfpn}(t) \rangle + \langle v_{R_{Lfpn}}(t) \rangle \quad (2.121)$$

$$\langle u_{ipc}(t) \rangle = \langle v_{Lfpc}(t) \rangle + \langle v_{R_{Lfpc}}(t) \rangle + \langle v_{Cfpc}(t) \rangle + \langle v_{Lfpn}(t) \rangle + \langle v_{R_{Lfpn}}(t) \rangle \quad (2.122)$$

Logo, perturbações podem ser aplicadas nessas grandezas, sendo reescritas como:

$$\langle \mathbf{u}_{ip(a,b,c)}(t) \rangle = U_{ip(a,b,c)} + \hat{\mathbf{u}}_{ip(a,b,c)}(t) \quad (2.123)$$

$$\langle v_{Lfp(a,b,c,n)}(t) \rangle = V_{Lfp(a,b,c,n)} + \hat{v}_{Lfp(a,b,c,n)}(t) \quad (2.124)$$

$$\langle v_{R_{Lfp}(a,b,c,n)}(t) \rangle = V_{R_{Lfp}(a,b,c,n)} + \hat{v}_{R_{Lfp}(a,b,c,n)}(t) \quad (2.125)$$

$$\langle v_{Cfp(a,b,c)}(t) \rangle = V_{Cfp(a,b,c)} + \hat{v}_{Cfp(a,b,c)}(t) \quad (2.126)$$

onde $U_{ip(a,b,c)}$, $V_{Lfp(a,b,c,n)}$, $V_{R_{Lfp}(a,b,c,n)}$ e $V_{Cfp(a,b,c)}$ são as componentes CC enquanto $\hat{\mathbf{u}}_{ip(a,b,c)}(t)$, $\hat{v}_{Lfp(a,b,c,n)}(t)$, $\hat{v}_{R_{Lfp}(a,b,c,n)}(t)$ e $\hat{v}_{Cfp(a,b,c)}(t)$ são as componentes oscilantes das tensões de fase PWM, das tensões sobre as indutâncias, resistências e capacitâncias de filtragem, respectivamente.

Substituindo tais expressões nas equações (2.120), (2.121) e (2.122) e desprezando os termos CC, obtém-se:

$$\hat{\mathbf{u}}_{ipa}(t) = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpa}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpa}(t) + \hat{v}_{Cfpa}(t) + L_{fp} \frac{d\hat{i}_{cn}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{cn}(t) \quad (2.127)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_{ipb}(t) = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpb}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpb}(t) + \hat{v}_{Cfpb}(t) + L_{fp} \frac{d\hat{i}_{cn}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{cn}(t) \quad (2.128)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_{ipc}(t) = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpc}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpc}(t) + \hat{v}_{Cfpc}(t) + L_{fp} \frac{d\hat{i}_{cn}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{cn}(t) \quad (2.129)$$

Somando as equações (2.127), (2.128) e (2.129), tem-se:

$$\hat{\mathbf{u}}_{ip,abc}(t) = \hat{v}_{Lfp,abc}(t) + \hat{v}_{R_{Lfp},abc}(t) + \hat{v}_{Cfp,abc}(t) + 3\hat{v}_{Lfpm}(t) + 3\hat{v}_{R_{Lfpm}}(t) \quad (2.130)$$

onde:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{u}}_{ip,abc}(t) &= \hat{\mathbf{u}}_{ipa}(t) + \hat{\mathbf{u}}_{ipb}(t) + \hat{\mathbf{u}}_{ipc}(t) \\ \hat{v}_{Lfp,abc}(t) &= L_{fp} \left(\frac{d\hat{i}_{Lfpa}(t)}{dt} + \frac{d\hat{i}_{Lfpb}(t)}{dt} + \frac{d\hat{i}_{Lfpc}(t)}{dt} \right) \\ \hat{v}_{R_{Lfp},abc}(t) &= R_{Lfp} (\hat{i}_{Lfpa}(t) + \hat{i}_{Lfpb}(t) + \hat{i}_{Lfpc}(t)) \\ \hat{v}_{Cfp,abc}(t) &= \hat{v}_{Cfpa}(t) + \hat{v}_{Cfpb}(t) + \hat{v}_{Cfpc}(t) \\ \hat{v}_{Lfpm}(t) &= L_{fp} \frac{d\hat{i}_{cn}(t)}{dt} \quad \therefore \hat{v}_{R_{Lfpm}}(t) = R_{Lfp} \hat{i}_{cn}(t) \end{aligned} \quad (2.131)$$

Uma vez que o circuito do inversor paralelo é a quatro fios, pode-se definir que:

$$\hat{i}_{Lfpa}(t) + \hat{i}_{Lfpb}(t) + \hat{i}_{Lfpc}(t) = \hat{i}_{cn}(t) \quad (2.132)$$

Com isso, aplicando a derivada em todos os termos desta equação, e substituindo a expressão resultante juntamente com (2.132) em seus termos correspondentes na expressão (2.130), obtém-se:

$$\hat{u}_{ipa}(t) + \hat{u}_{ipb}(t) + \hat{u}_{ipc}(t) = 4L_{fp} \frac{d\hat{i}_{cn}(t)}{dt} + 4R_{Lfp} \hat{i}_{cn}(t) + \hat{v}_{Cfpa}(t) + \hat{v}_{Cfpb}(t) + \hat{v}_{Cfpc}(t) \quad (2.133)$$

Isolando o termo da derivada da corrente $\hat{i}_{cn}(t)$ desta última equação, tem-se:

$$\frac{d\hat{i}_{cn}(t)}{dt} = \frac{1}{4L_{fp}} \left[\hat{u}_{ipa}(t) + \hat{u}_{ipb}(t) + \hat{u}_{ipc}(t) - 4R_{Lfp} \hat{i}_{cn}(t) - \hat{v}_{Cfpa}(t) - \hat{v}_{Cfpb}(t) - \hat{v}_{Cfpc}(t) \right] \quad (2.134)$$

Logo, substituindo esta equação em (2.127), (2.128) e (2.129), e após alguns desenvolvimentos matemáticos, obtém-se as seguintes equações:

$$\frac{d\hat{i}_{Lfpa}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \hat{i}_{Lfpa}(t) + \frac{1}{4L_{fp}} \left[3\hat{u}_{ipa}(t) - \hat{u}_{ipb}(t) - \hat{u}_{ipc}(t) \right] + \frac{1}{4L_{fp}} \left[-3\hat{v}_{Cfpa}(t) + \hat{v}_{Cfpb}(t) + \hat{v}_{Cfpc}(t) \right] \quad (2.135)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfpb}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \hat{i}_{Lfpb}(t) + \frac{1}{4L_{fp}} \left[-\hat{u}_{ipa}(t) + 3\hat{u}_{ipb}(t) - \hat{u}_{ipc}(t) \right] + \frac{1}{4L_{fp}} \left[\hat{v}_{Cfpa}(t) - 3\hat{v}_{Cfpb}(t) + \hat{v}_{Cfpc}(t) \right] \quad (2.136)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfpc}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \hat{i}_{Lfpc}(t) + \frac{1}{4L_{fp}} \left[-\hat{u}_{ipa}(t) - \hat{u}_{ipb}(t) + 3\hat{u}_{ipc}(t) \right] + \frac{1}{4L_{fp}} \left[\hat{v}_{Cfpa}(t) + \hat{v}_{Cfpb}(t) - 3\hat{v}_{Cfpc}(t) \right] \quad (2.137)$$

Considera-se agora a aplicação da Lei de Kirchhoff das correntes no circuito do inversor 4L paralelo na Figura 2.22, o que resulta nas seguintes equações:

$$\langle i_{Lfpa}(t) \rangle = \langle i_{Cfpa}(t) \rangle + (\langle i_{oa}(t) \rangle - \langle i_{csa}(t) \rangle) \quad (2.138)$$

$$\langle i_{Lfpb}(t) \rangle = \langle i_{Cfpb}(t) \rangle + (\langle i_{ob}(t) \rangle - \langle i_{csb}(t) \rangle) \quad (2.139)$$

$$\langle i_{Lfpc}(t) \rangle = \langle i_{Cfpc}(t) \rangle + (\langle i_{oc}(t) \rangle - \langle i_{csc}(t) \rangle) \quad (2.140)$$

Aplicando perturbações nas grandezas de corrente, estas podem ser reescritas como:

$$\langle \hat{i}_{Lfp(a,b,c)}(t) \rangle = I_{Lfp(a,b,c)} + \hat{i}_{Lfp(a,b,c)}(t) \quad (2.141)$$

$$\langle \hat{i}_{Cfp(a,b,c)}(t) \rangle = I_{Cfp(a,b,c)} + \hat{i}_{Cfp(a,b,c)}(t) \quad (2.142)$$

$$\langle \hat{i}_{o(a,b,c)}(t) \rangle = I_{o(a,b,c)} + \hat{i}_{o(a,b,c)}(t) \quad (2.143)$$

$$\langle \hat{i}_{cs(a,b,c)}(t) \rangle = I_{cs(a,b,c)} + \hat{i}_{cs(a,b,c)}(t) \quad (2.144)$$

onde $I_{Lfp(a,b,c)}$, $I_{Cfp(a,b,c)}$, $I_{o(a,b,c)}$ e $I_{cs(a,b,c)}$ são as componentes CC enquanto $\hat{i}_{Lfp(a,b,c)}(t)$, $\hat{i}_{Cfp(a,b,c)}(t)$, $\hat{i}_{o(a,b,c)}(t)$ e $\hat{i}_{cs(a,b,c)}(t)$ são as componentes oscilantes das correntes das indutâncias e capacitâncias de filtragem, das correntes de saída e das correntes do inversor série, respectivamente. Substituindo tais expressões nas equações (2.135), (2.136) e (2.137) e desprezando os termos CC, obtém-se:

$$\hat{i}_{Lfpa}(t) = C_{fp} \frac{d\hat{v}_{Cfpa}(t)}{dt} + (\hat{i}_{oa}(t) - \hat{i}_{csa}(t)) \quad (2.145)$$

$$\hat{i}_{Lfpb}(t) = C_{fp} \frac{d\hat{v}_{Cfpb}(t)}{dt} + (\hat{i}_{ob}(t) - \hat{i}_{csb}(t)) \quad (2.146)$$

$$\hat{i}_{Lfpc}(t) = C_{fp} \frac{d\hat{v}_{Cfpc}(t)}{dt} + (\hat{i}_{oc}(t) - \hat{i}_{csc}(t)) \quad (2.147)$$

Isolando as derivadas de tensão destas últimas equações, tem-se:

$$\frac{d\hat{v}_{C_{fpa}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} \hat{i}_{L_{fpa}}(t) - \frac{1}{C_{fp}} (\hat{i}_{oa}(t) - \hat{i}_{csa}(t)) \quad (2.148)$$

$$\frac{d\hat{v}_{C_{fpb}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} \hat{i}_{L_{fpb}}(t) - \frac{1}{C_{fp}} (\hat{i}_{ob}(t) - \hat{i}_{csb}(t)) \quad (2.149)$$

$$\frac{d\hat{v}_{C_{fpc}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} \hat{i}_{L_{fpc}}(t) - \frac{1}{C_{fp}} (\hat{i}_{oc}(t) - \hat{i}_{csc}(t)) \quad (2.150)$$

A partir da união das expressões (2.135), (2.136) e (2.137), com as equações (2.148), (2.149) e (2.150), é possível obter um modelo em espaço de estados para o inversor 4L paralelo, no referencial estacionário abc , sendo representado por:

$$\dot{x}_{p,abc}(t) = A_{p,abc} x_{p,abc}(t) + B_{p,abc} u_{ip,abc}(t) + F_{p,abc} w_{p,abc}(t) \quad (2.151)$$

sendo $x_{p,abc}(t)$ o vetor de estados, $u_{ip,abc}(t)$ o vetor de entradas e $w_{p,abc}(t)$ o vetor de distúrbios, cujos vetores e matrizes são descritos como segue:

$$x_{p,abc}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fpa}}(t) & \hat{i}_{L_{fpb}}(t) & \hat{i}_{L_{fpc}}(t) & \hat{v}_{C_{fpa}}(t) & \hat{v}_{C_{fpb}}(t) & \hat{v}_{C_{fpc}}(t) \end{bmatrix}^T$$

$$u_{ip,abc}(t) = \begin{bmatrix} \hat{u}_{ipa}(t) & \hat{u}_{ipb}(t) & \hat{u}_{ipc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (2.152)$$

$$w_{p,abc}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{oa}(t) - \hat{i}_{csa}(t) & \hat{i}_{ob}(t) - \hat{i}_{csb}(t) & \hat{i}_{oc}(t) - \hat{i}_{csc}(t) \end{bmatrix}^T$$

$$A_{p,abc} = \begin{bmatrix} A_{p1,abc} & A_{p2,abc} \\ A_{p3,abc} & A_{p4,abc} \end{bmatrix}; B_{p,abc} = \begin{bmatrix} B_{p1,abc} \\ B_{p2,abc} \end{bmatrix}; F_{p,abc} = \begin{bmatrix} F_{p1,abc} \\ F_{p2,abc} \end{bmatrix} \quad (2.153)$$

$$A_{p1,abc} = \frac{R_{L_{fp}}}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; A_{p2,abc} = \frac{1}{4L_{fp}} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix}; A_{p3,abc} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (2.154)$$

$$B_{p1,abc} = \frac{1}{4L_{fp}} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}; A_{p4,abc} = B_{p2,abc} = F_{p1,abc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; F_{p2,abc} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad (2.155)$$

Novamente, para a modelagem no referencial estacionário $\alpha\beta 0$ são consideradas as equações (2.17) e (2.18) (transformadas de Clarke). Ao aplicar a equação (2.18) em cada um dos termos do modelo em espaço de estados descrito em (2.151), juntamente com o desenvolvimento de algumas simplificações, obtém-se o modelo do inversor 4L paralelo no referencial estacionário $\alpha\beta 0$, dado por:

$$\dot{x}_{p,\alpha\beta 0}(t) = A_{p,\alpha\beta 0} x_{p,\alpha\beta 0}(t) + B_{p,\alpha\beta 0} u_{ip,\alpha\beta 0}(t) + F_{p,\alpha\beta 0} w_{p,\alpha\beta 0}(t) \quad (2.156)$$

onde $x_{p,\alpha\beta 0}(t)$ é o vetor de estados, $u_{ip,\alpha\beta 0}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{p,\alpha\beta 0}(t)$ é o vetor de distúrbios, sendo descritos como segue:

$$\begin{aligned} x_{p,\alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp\alpha}(t) & \hat{i}_{Lfp\beta}(t) & \hat{i}_{Lfp0}(t) & \hat{v}_{Cfp\alpha}(t) & \hat{v}_{Cfp\beta}(t) & \hat{v}_{Cfp0}(t) \end{bmatrix}^T \\ u_{ip,\alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{u}_{ip\alpha}(t) & \hat{u}_{ip\beta}(t) & \hat{u}_{ip0}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.157)$$

$$\begin{aligned} w_{p,\alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{o\alpha}(t) - \hat{i}_{cs\alpha}(t) & \hat{i}_{o\beta}(t) - \hat{i}_{cs\beta}(t) & \hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t) \end{bmatrix}^T \\ A_{p,\alpha\beta 0} &= \begin{bmatrix} A_{p1,\alpha\beta 0} & A_{p2,\alpha\beta 0} \\ A_{p3,\alpha\beta 0} & A_{p4,\alpha\beta 0} \end{bmatrix}; B_{p,\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} B_{p1,\alpha\beta 0} \\ B_{p2,\alpha\beta 0} \end{bmatrix}; F_{p,\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} F_{p1,\alpha\beta 0} \\ F_{p2,\alpha\beta 0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.158)$$

$$A_{p1,\alpha\beta 0} = A_{p1,abc}; A_{p2,\alpha\beta 0} = \frac{1}{L_{fp}} \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1/4 \end{vmatrix}; A_{p3,\alpha\beta 0} = A_{p3,abc}; A_{p4,\alpha\beta 0} = A_{p4,abc}; \quad (2.159)$$

$$B_{p1,\alpha\beta 0} = \frac{1}{L_{fp}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/4 \end{vmatrix}; B_{p2,\alpha\beta 0} = B_{p2,abc}; F_{p1,\alpha\beta 0} = F_{p1,abc}; F_{p2,\alpha\beta 0} = F_{p2,abc}; \quad (2.160)$$

Por sua vez, para obter as equações do sistema no referencial $dq0$, são consideradas as transformadas de Park, equações (2.22) e (2.23). Além disso, aplicando as expressões dadas em (2.95) a (2.98) nos termos do modelo em espaço de estados descrito por (2.156), e realizando as devidas simplificações, obtém-se o modelo do inversor 4L paralelo no referencial síncrono $dq0$, dado por (2.161):

$$\dot{x}_{p,dq0}(t) = A_{p,dq0} x_{p,dq0}(t) + B_{p,dq0} u_{ip,dq0}(t) + F_{p,dq0} w_{p,dq0}(t) \quad (2.161)$$

onde $x_{p,dq0}(t)$ é o vetor de estados, $u_{ip,dq0}(t)$ é o vetor de entradas e $w_{p,dq0}(t)$ é o vetor de distúrbios, cujas expressões são dadas por:

$$\begin{aligned} x_{p,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpd}(t) & \hat{i}_{Lfpq}(t) & \hat{i}_{Lfp0}(t) & \hat{v}_{Cfpd}(t) & \hat{v}_{Cfpq}(t) & \hat{v}_{Cfp0}(t) \end{bmatrix}^T \\ u_{ip,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{u}_{ipd}(t) & \hat{u}_{ipq}(t) & \hat{u}_{ip0}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.162)$$

$$\begin{aligned} w_{p,dq0}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t) & \hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t) & \hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t) \end{bmatrix}^T \\ A_{p,dq0} &= \begin{bmatrix} A_{p1,dq0} & A_{p2,dq0} \\ A_{p3,dq0} & A_{p4,dq0} \end{bmatrix}; B_{p,dq0} = \begin{bmatrix} B_{p1,dq0} \\ B_{p2,dq0} \end{bmatrix}; F_{p,dq0} = \begin{bmatrix} F_{p1,dq0} \\ F_{p2,dq0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.163)$$

$$A_{p1,dq0} = \begin{vmatrix} \frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \end{vmatrix}; A_{p2,dq0} = A_{p2,\alpha\beta 0}; A_{p3,dq0} = A_{p3,\alpha\beta 0}; A_{p4,dq0} = \begin{vmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad (2.164)$$

$$B_{p1,dq0} = B_{p1,\alpha\beta 0}; B_{p2,dq0} = B_{p2,\alpha\beta 0}; F_{p1,dq0} = F_{p1,\alpha\beta 0}; F_{p2,dq0} = F_{p2,\alpha\beta 0}; \quad (2.165)$$

Com base no modelo obtido do inversor 4L paralelo no referencial síncrono $dq0$, podem ser descritas as seguintes expressões:

$$\frac{d\hat{i}_{L_{fpd}}(t)}{dt} = -\frac{R_{L_{fp}}}{L_{fp}}\hat{i}_{L_{fpd}}(t) + \omega\hat{i}_{L_{fpq}}(t) + \frac{1}{L_{fp}}\hat{u}_{ipd}(t) - \frac{1}{L_{fp}}\hat{v}_{C_{fpd}}(t) \quad (2.166)$$

$$\frac{d\hat{i}_{L_{fpq}}(t)}{dt} = -\omega\hat{i}_{L_{fpd}}(t) - \frac{R_{L_{fp}}}{L_{fp}}\hat{i}_{L_{fpq}}(t) + \frac{1}{L_{fp}}\hat{u}_{ipq}(t) - \frac{1}{L_{fp}}\hat{v}_{C_{fpq}}(t) \quad (2.167)$$

$$\frac{d\hat{i}_{L_{fp0}}(t)}{dt} = -\frac{R_{L_{fp}}}{L_{fp}}\hat{i}_{L_{fp0}}(t) + \frac{1}{4L_{fp}}\hat{u}_{ip0}(t) - \frac{1}{4L_{fp}}\hat{v}_{C_{fp0}}(t) \quad (2.168)$$

$$\frac{d\hat{v}_{C_{fpd}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}}\hat{i}_{L_{fpd}}(t) + \omega\hat{v}_{C_{fpq}}(t) - \frac{1}{C_{fp}}(\hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t)) \quad (2.169)$$

$$\frac{d\hat{v}_{C_{fpq}}(t)}{dt} = -\omega\hat{v}_{C_{fpd}}(t) + \frac{1}{C_{fp}}\hat{i}_{L_{fpq}}(t) - \frac{1}{C_{fp}}(\hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t)) \quad (2.170)$$

$$\frac{d\hat{v}_{C_{fp0}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}}\hat{i}_{L_{fp0}}(t) - \frac{1}{C_{fp}}(\hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t)) \quad (2.171)$$

onde $\hat{u}_{ipdq0}(t) = V_{cc} \hat{d}_{pdq0}(t)$.

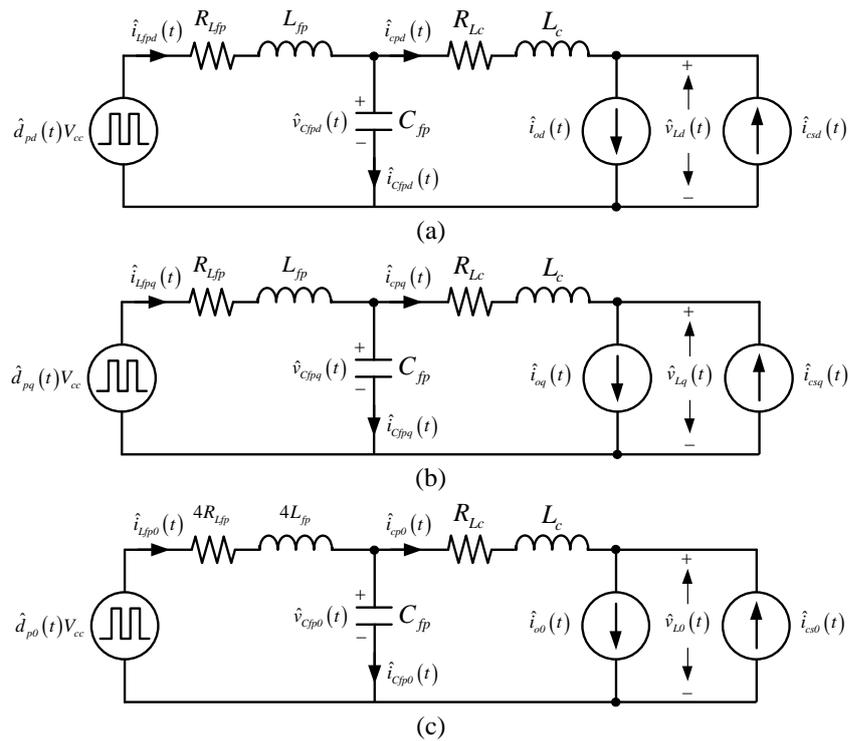
Com base nestas expressões obtidas e ao desconsiderar os termos de acoplamento cruzado, adequadamente assumidos na estrutura de controle do inversor, tem-se os circuitos equivalentes do inversor paralelo 4L no referencial síncrono $dq0$ ilustrados na Figura 2.23. Nestes circuitos já foram incluídos os ramos com os indutores de acoplamento de saída do inversor paralelo, nos quais circulam suas correntes de compensação, que são definidas na sequência.

Assumido que os termos $\hat{i}_{odq0}(t) - \hat{i}_{csdq0}(t)$ sejam distúrbios para as malhas de controle de corrente e de tensão do VSI 4L, e desenvolvendo as equações resultantes, obtém-se as funções de transferência em $dq0$ de tais malhas, como segue:

$$G_{ip,dq}(s) = \frac{\hat{i}_{L_{fp},dq}(s)}{\hat{d}_{p,dq}(s)} = \frac{V_{cc}}{sL_{fp} + R_{L_{fp}}} \quad (2.172)$$

$$G_{ip,0}(s) = \frac{\hat{i}_{L_{fp},0}(s)}{\hat{d}_{p,0}(s)} = \frac{V_{cc}}{4(sL_{fp} + R_{L_{fp}})} \quad (2.173)$$

$$G_{vp,dq0}(s) = \frac{\hat{v}_{C_{fp},dq0}(s)}{\hat{i}_{L_{fp},dq0}(s)} = \frac{1}{sC_{fp}} \quad (2.174)$$



**Figura 2.23 – Circuitos equivalentes do inversor 4L paralelo em $dq0$: (a) eixo d , (b) eixo q e (c) eixo 0 .
Fonte: Autoria Própria**

Nas Figuras 2.24(a) e 2.24(b) são ilustrados os diagramas em blocos das malhas de controle de tensão e de corrente do inversor 4L paralelo no referencial síncrono. Observa-se a presença dos blocos do ganho de modulação PWM (K_{PWM}) e dos controladores P e PI, associados às malhas de corrente e tensão, respectivamente.

Tendo como referência os circuitos equivalentes da Figura 2.23 e, com base no modelo das equações das correntes dos indutores de filtragem em $dq0$, expressões (2.166) a (2.168), as correntes que fluem pelo indutor de acoplamento de saída, ou seja, as correntes de compensação do inversor 4L paralelo no referencial síncrono são dadas por:

$$\frac{d\hat{i}_{cpd}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{cpd}(t) + \omega\hat{i}_{cpq}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{cfpd}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Ld}(t) \quad (2.175)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cpq}(t)}{dt} = -\omega\hat{i}_{cpd}(t) - \frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{cpq}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{cfpq}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{Lq}(t) \quad (2.176)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cp0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c}\hat{i}_{cp0}(t) + \frac{1}{L_c}\hat{v}_{cfp0}(t) - \frac{1}{L_c}\hat{v}_{L0}(t) \quad (2.177)$$

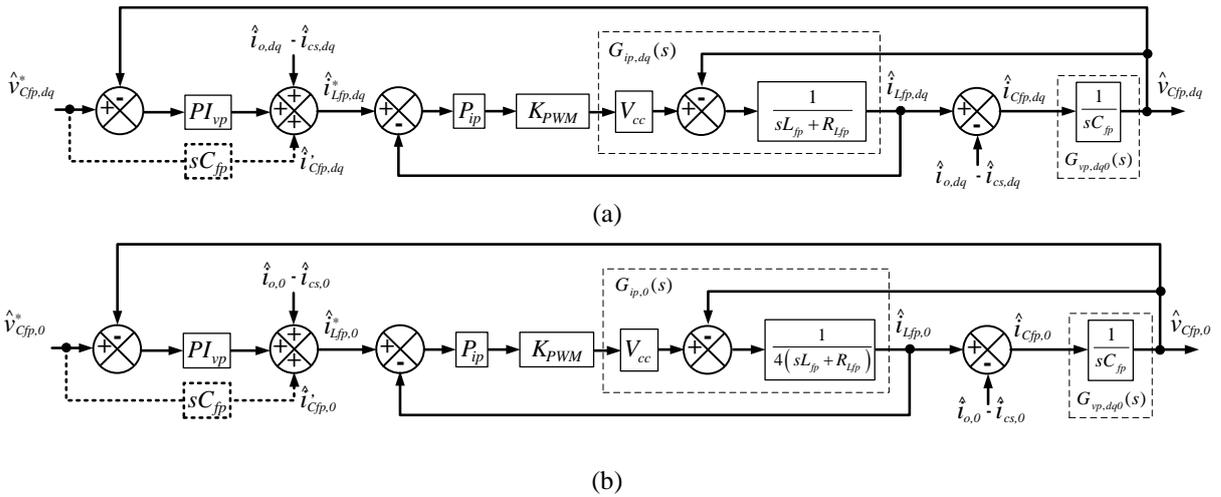


Figura 2.24 – Diagrama em blocos das malhas de controle de tensão e de corrente do inversor 4L paralelos (a) eixos dq e (b) eixo 0.

Fonte: Autoria Própria

Ao ser assumido que $\hat{i}_{cp}(t) = \hat{i}_o(t) - \hat{i}_{cs}(t)$, obtém-se o modelo das correntes de saída do UPQC, representado pelas expressões a seguir:

$$\frac{d\hat{i}_{od}(t)}{dt} = \frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} - \frac{R_{Lc}}{L_c} (\hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t)) + \omega (\hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t)) + \frac{1}{L_c} \hat{v}_{Cfpd}(t) - \frac{1}{L_c} \hat{v}_{Ld}(t) \quad (2.178)$$

$$\frac{d\hat{i}_{oq}(t)}{dt} = \frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} - \omega (\hat{i}_{od}(t) - \hat{i}_{csd}(t)) - \frac{R_{Lc}}{L_c} (\hat{i}_{oq}(t) - \hat{i}_{csq}(t)) + \frac{1}{L_c} \hat{v}_{Cfpq}(t) - \frac{1}{L_c} \hat{v}_{Lq}(t) \quad (2.179)$$

$$\frac{d\hat{i}_{o0}(t)}{dt} = \frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} - \frac{R_{Lc}}{L_c} (\hat{i}_{o0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t)) + \frac{1}{L_c} \hat{v}_{Cfp0}(t) - \frac{1}{L_c} \hat{v}_{L0}(t) \quad (2.180)$$

Portanto, ao serem substituídas as equações (2.67), (2.68) e (2.69) em (2.178), (2.179) e (2.180), respectivamente, e considerando as seguintes mudanças de variáveis: $\hat{u}_{odq0}(t) = \hat{v}_{Cfpdq0}(t)$, $\hat{u}_{sdq0}(t) = \hat{v}_{sdq0}(t)$ e $\hat{u}_{bdq0}(t) = \hat{v}_{Ldq0}(t)$, obtém-se as equações dinâmicas das correntes de saída do UPQC no referencial síncrono, as quais serão assumidas para a modelagem de pequenos sinais no próximo capítulo, como segue:

$$\frac{d\hat{i}_{od}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c} \hat{i}_{od}(t) + \omega \hat{i}_{oq}(t) + \left(\frac{R_{Lc}}{L_c} - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \right) \hat{i}_{csd}(t) + \frac{1}{L_{eqs}} \hat{u}_{isd}(t) + \frac{1}{L_c} \hat{u}_{od}(t) - \frac{1}{L_{eqs}} \hat{u}_{sd}(t) + \left(\frac{1}{L_{eqs}} - \frac{1}{L_c} \right) \hat{u}_{bd}(t) \quad (2.181)$$

$$\frac{d\hat{i}_{oq}(t)}{dt} = -\omega \hat{i}_{od}(t) - \frac{R_{Lc}}{L_c} \hat{i}_{oq}(t) + \left(\frac{R_{Lc}}{L_c} - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \right) \hat{i}_{csq}(t) + \frac{1}{L_{eqs}} \hat{u}_{isq}(t) + \frac{1}{L_c} \hat{u}_{oq}(t) - \frac{1}{L_{eqs}} \hat{u}_{sq}(t) + \left(\frac{1}{L_{eqs}} - \frac{1}{L_c} \right) \hat{u}_{bq}(t) \quad (2.182)$$

$$\frac{d\hat{i}_{o0}(t)}{dt} = -\frac{R_{Lc}}{L_c} \hat{i}_{o0}(t) + \left(\frac{R_{Lc}}{L_c} - \frac{R_{Leqs}}{L_{eqs}} \right) \hat{i}_{cs0}(t) + \frac{1}{L_c} \hat{u}_{o0}(t) - \frac{1}{L_c} \hat{u}_{b0}(t) \quad (2.183)$$

2.5.3 Modelagem dos Barramentos CC

A seguir, nesta seção, serão abordados aspectos para a obtenção das funções de transferência relacionadas às plantas dos barramentos CC do UPQC 3L/4L, o qual considera um barramento único, e do UPQC NPC/NPC, que utiliza um barramento dividido. Este último, particularmente, como mencionado ao longo da Seção 2.3.2, necessita de uma malha de controle que compense os desequilíbrios de tensão dos capacitores. Logo, nesta seção, é definida também uma função de transferência associada à planta de desequilíbrio de tensão do referido UPQC.

2.5.3.1 Modelagem da Planta de Tensão dos Barramentos CC

A modelagem que será descrita a seguir é baseada naquelas desenvolvidas em Da Silva (2001, p.115-119), assim como em Modesto (2015, p.95-97) e Campanhol (2017, p.119-122). Considera-se inicialmente um sistema trifásico (no referencial abc), cuja potência ativa instantânea pode ser calculada por:

$$p(t) = v_{sa}(t)i_{sa}(t) + v_{sb}(t)i_{sb}(t) + v_{sc}(t)i_{sc}(t) \quad (2.184)$$

onde $v_{s,abc}(t)$ e $i_{s,abc}(t)$ referem-se as grandezas de tensão e de corrente, respectivamente.

Assumindo que o sistema considerado seja equilibrado, tal potência instantânea pode ser calculada também no referencial síncrono, dado por:

$$p(t) = v_{sd}(t)i_{sd}(t) + v_{sq}(t)i_{sq}(t) \quad (2.185)$$

Além disso, ao ser considerado que as tensões da rede sejam livres de harmônicos e que os sistemas UPQCs operam na compensação de potência reativa e supressão de correntes harmônicas da carga, pode-se inferir que tanto as tensões quanto as correntes da rede serão senoidais e estarão em fase, de modo que a potência instantânea ativa fundamental de entrada (p_s) possa ser calculada por:

$$p_s(t) = v_d i_d \quad (2.186)$$

onde v_d e i_d são as grandezas contínuas de tensão e corrente no eixo síncrono d , respectivamente.

Por sua vez, sabendo que a corrente de saída de linha no referencial síncrono (i_{od}) é composta por uma parcela fundamental (i_{odm}) e um parcela harmônica (i_{odh}), pode-se definir a potência ativa instantânea de saída (p_o) como:

$$p_o(t) = v_d i_{od} = v_d (i_{odm} + i_{odh}) \quad (2.187)$$

Sabendo que a parcela fundamental da corrente de saída é igual a corrente contínua no eixo síncrono d , a potência ativa que flui pelos conversores paralelos (p_{cp}) pode ser calculada em função da seguinte expressão:

$$p_{cp}(t) = p_s(t) - p_o(t) = v_d i_{odh} = p_h(t) \quad (2.188)$$

onde p_h é a parcela de potência referente às harmônicas, justificando uma das características de operação da estratégia de compensação dual.

Além disso, para a compensação de perdas nos elementos de chaveamento dos conversores série e paralelo, considera-se a existência uma parcela ativa de potência $p_{cm} = v_d i_{cm}$ que circula entre a rede e o conversor paralelo, o que permite acrescentá-la à expressão (2.188), como segue:

$$p_{cp}(t) = p_{cm}(t) + p_h(t) \quad (2.189)$$

Com isso, assume-se que a parcela p_{cm} seja igual a potência do barramento CC (p_{cc}), ou seja:

$$p_{cm}(t) = v_d i_{cm} = v_{cc} i_{cc} = p_{cc}(t) \quad (2.190)$$

sendo v_{cc} e i_{cc} as grandezas de tensão e corrente do capacitor, respectivamente. Sabendo que a corrente do capacitor é calculada como: $i_{cc} = C_{cc} dv_{cc}/dt$ e, substituindo-a em (2.190), obtém-se:

$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = \frac{v_d i_{cm}}{v_{cc} C_{cc}} \quad (2.191)$$

Portanto, após a aplicação dos conceitos relacionados à modelagem de pequenos sinais, torna-se possível a obtenção da função de transferência da planta dos barramentos CC dos UPQCs em estudo, dada por:

$$G_{v_{cci}}(s) = \frac{\hat{v}_{cci}(s)}{\hat{i}_{cmi}(s)} = \frac{v_d}{s V_{cci} C_{cci}} \quad (2.192)$$

onde V_{cci} e C_{cci} são as constantes relacionadas aos valores de tensão e capacitância equivalente do barramento CC, respectivamente, de um dado UPQC i .

A Figura 2.25 ilustra o diagrama em blocos da malha de controle da tensão do barramento CC, aplicada aos dois UPQCs em análise neste trabalho, cuja função principal é manter constante o valor da tensão nos barramentos CC, com base nos valores de referência adotados. Vale destacar que esta malha atua em conjunto com os demais elementos considerados na estrutura de controle dos VSIs série (vide Figuras 2.5 e 2.8), sendo que, para

que não sejam geradas distorções na corrente de referência, sua ação de controle deve ser mais lenta do que aquela relacionada à malha de corrente no eixo d .

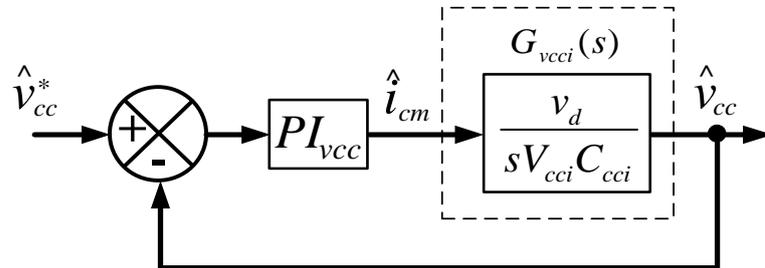


Figura 2.25 – Diagrama em blocos da malha de controle da tensão do barramento CC.
Fonte: Autoria Própria

2.5.3.2 Modelagem da Malha de Desequilíbrio de Tensão do Barramento CC

Durante a Seção 2.3.2 foi comentado que, devido ao fato da estrutura do barramento CC do UPQC NPC/NPC ser um barramento dividido, desequilíbrios de tensão podem ocorrer em relação ao neutro. Tais desequilíbrios podem aumentar significativamente caso existam componentes contínuas nas tensões de saída e correntes de entrada, em decorrência dos diferentes tempos de comutação das chaves de potência (MODESTO, 2015). Logo, com o intuito de compensar estes desequilíbrios de tensão, considera-se a aplicação de uma malha de controle, com um controlador PI, cuja saída é conectada à malha de controle de tensão relacionada ao eixo síncrono θ do VSI paralelo (vide Figura 2.9).

Portanto, para o projeto do controlador PI desta malha, se faz necessário a obtenção da função de transferência associada a planta de desequilíbrio de tensão do barramento CC. A metodologia considerada neste trabalho para a obtenção da referida função é baseada naquela definida em Dos Santos, Da Cunha e Mezaroba (2014).

Considere o circuito simplificado do barramento CC dividido ilustrado na Figura 2.26, o qual é composto por duas fontes de corrente, sendo $i_{sc}(t)$ uma corrente que flui através do ponto neutro e $d(t)$ a razão cíclica do conversor. Tais correntes podem ser calculadas com base nas seguintes expressões:

$$i_{sc}(t)d(t) = C_{cc+} \frac{dv_{cc+}(t)}{dt} \quad (2.193)$$

$$i_{sc}(t)[1-d(t)] = -C_{cc-} \frac{dv_{cc-}(t)}{dt} \quad (2.194)$$

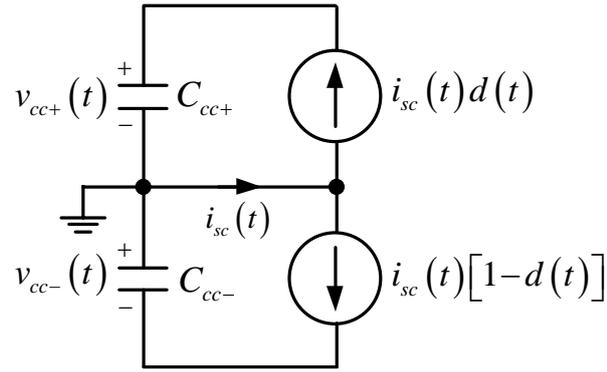


Figura 2.26 – Circuito equivalente da malha de controle de desequilíbrio da tensão do barramento CC.
Fonte: Autoria Própria

Aplicando a transformada de Laplace nestas duas equações, obtém-se:

$$i_{sc}(s)d(s) = C_{cc+}sv_{cc+}(s) \quad (2.195)$$

$$i_{sc}(s)[d(s)-1] = C_{cc-}sv_{cc-}(s) \quad (2.196)$$

Portanto, manipulando as expressões (2.195) e (2.196) é possível obter:

$$\frac{v_{cc+}(s)}{i_{sc}(s)} - \frac{v_{cc-}(s)}{i_{sc}(s)} = \frac{d(s)}{C_{cc+}s} - \frac{d(s)-1}{C_{cc-}s} \quad (2.197)$$

Portanto, sabendo que $C_{cc+} = C_{cc-} = 2C_{cc}$ e que as três fases contribuem para a dinâmica das tensões no barramento CC, o que justifica considerar um fator de multiplicação igual a 3, obtém-se a função de transferência relacionada ao desequilíbrio de tensão do barramento CC dado por:

$$G_{vccu}(s) = \frac{v_{cc+}(s) - v_{cc-}(s)}{i_{sc}(s)} = \frac{3}{2C_{cc}s} \quad (2.198)$$

O diagrama em blocos da malha de controle de desequilíbrio de tensão do barramento CC é ilustrado na Figura 2.27, sendo aplicada na estrutura de controle do UPQC NPC/NPC.

Vale destacar que o controlador PI aplicado empregado nesta malha deve possuir também uma ação bem mais lenta do que aquele empregado à malha de tensão no eixo θ , para que não sejam introduzidas componentes contínuas nas grandezas trifásicas.

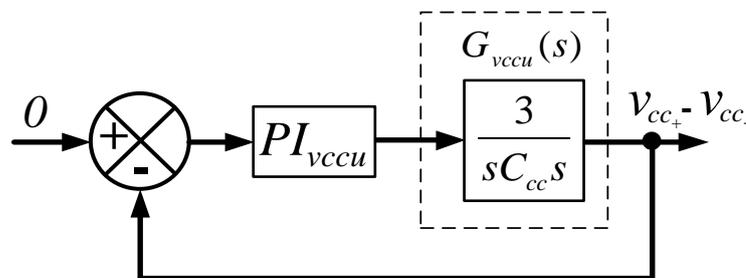


Figura 2.27 – Diagrama em blocos da malha de controle de desequilíbrio da tensão do barramento CC.
Fonte: Autoria Própria

2.6 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Este capítulo buscou destacar diversas informações a respeito dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC, os quais são alvos de estudo neste trabalho. Inicialmente, detalhes foram dados sobre suas topologias, de modo a evidenciar os diagramas de controle de seus conversores, assim como principais características e funcionalidades.

Em seguida, foram descritos alguns aspectos das abordagens consideradas para os projetos dos controladores P e PI das malhas de controle dos UPQCs, neste caso, o método de resposta em frequência, sendo um método comumente considerado, assim como a metaheurística de otimização evolução diferencial.

Por fim, foram desenvolvidas as modelagens dos inversores série (NPC e 3L) e paralelo (NPC e 4L), assim como dos barramentos CC, que compõem os sistemas UPQCs, visando a obtenção das equações dinâmicas das principais variáveis dos sistemas UPQC, as quais são consideradas para a modelagem linearizada de pequenos sinais dos UPQCs operando em paralelo, que será desenvolvida ao longo no próximo capítulo. Além disso, por meio destas modelagens, torna-se possível a definição das principais funções de transferência relacionadas às malhas de controle dos sistemas UPQC, importantes para o aspecto de sintonia dos controladores.

3 MODELAGEM LINEARIZADA DE PEQUENOS SINAIS DOS UPQCs OPERANDO EM PARALELO

Ao longo deste capítulo serão detalhados os principais aspectos em termos da modelagem de pequenos sinais do sistema em estudo, neste caso, a operação em paralelo dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC, visando a obtenção de um modelo dinâmico linearizado no espaço de estados.

Primeiramente, a Seção 3.1 tem por objetivo introduzir os conceitos da modelagem de pequenos sinais e desenvolver um modelo dinâmico linearizado considerando um cenário de paralelismo composto apenas pelos conversores paralelos 4L e NPC (COSTA; DA SILVA, 2023). Em um segundo momento, na Seção 3.2, será obtido um outro modelo contemplando as principais características dos conversores série 3L e NPC, agora em um cenário composto pela operação propriamente dita dos UPQCs em paralelo. Já as Seções 3.3 e 3.4 descrevem os modelos individuais das linhas de distribuição e das cargas consideradas, seguido da Seção 3.5 que define os modelos completos dos dois cenários de paralelismo assumidos.

Vale destacar que o raciocínio de toda a modelagem proposta neste capítulo é baseado no trabalho de Pogaku, Prodanovic e Green (2007), com um esquema de representação definido pela Figura 3.1. A Figura 3.1(a) ilustra uma rede genérica composta por vários conversores ($Conv_1, Conv_2, \dots, Conv_n$), linhas de distribuição e cargas, representadas, respectivamente, por suas impedâncias $Z_{linha1}, Z_{linha2}, \dots, Z_{linha n}$ e $Z_{carga1}, Z_{carga2}, \dots, Z_{carga n}$, sendo interconectados aos nós, ou barramentos $1, 2, \dots, n$, que são os pontos de acoplamento dos conversores.

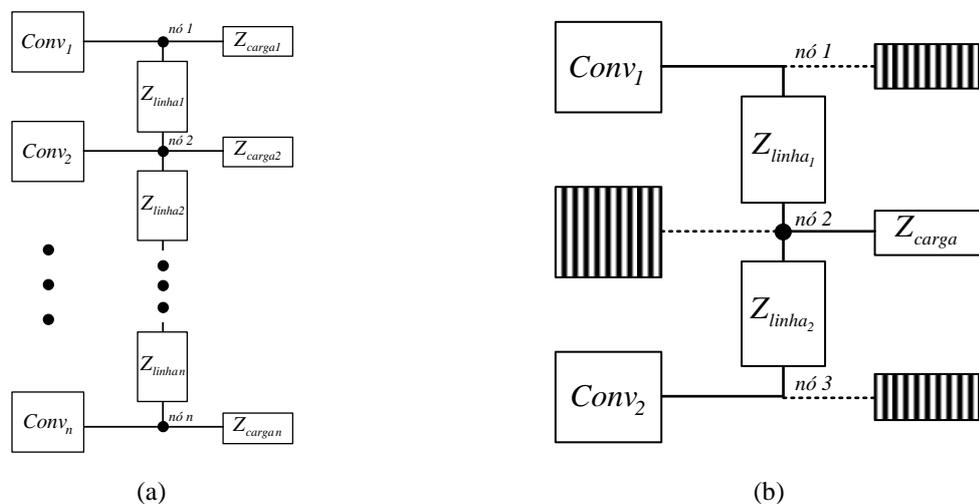


Figura 3.1 – Esquemas de representação para a modelagem: (a) rede genérica e (b) rede considerada.
Fonte: Autoria Própria

Neste trabalho, toda a modelagem desenvolvida considera a representação mostrada na Figura 3.1(b), ou seja, com i) dois conversores paralelos ($Conv_1$ e $Conv_2$), em um primeiro momento representando os conversores 4L e NPC, cujo modelo combinado é descrito na Seção 3.1.7, e em um segundo momento representando os UPQCs 3L/4L e NPC/NPC, sendo o modelo combinado destes mostrado na Seção 3.2.9, ii) duas linhas de distribuição (Z_{linha1} e Z_{linha2}) e iii) uma carga entre as linhas (Z_{carga}). Ressalta-se que esse esquema é de fundamental importância para o desenvolvimento de toda a representação matricial dos sistemas. Vale destacar também que, ao longo da modelagem, os blocos hachurados serão representados por matrizes cujos elementos são zeros.

3.1 MODELAGEM DOS CONVERSORES 4L E NPC OPERANDO EM PARALELO

Nesta seção é apresentada a modelagem de pequenos sinais do cenário de paralelismo considerando apenas os conversores paralelos 4L e NPC, que compõem as estruturas dos UPQCs analisados neste trabalho. Cabe ressaltar que o modelo proposto a seguir considera os seguintes aspectos: i) a modelagem no referencial síncrono $dq0$, ii) um controlador de compartilhamento de potência, baseado no controle por *droop*, iii) diferentes estruturas de conversores, e iv) impedâncias virtuais. Maiores detalhes sobre a abordagem do controle por *droop* são dados no Apêndice B.

Basicamente, um modelo generalizado no espaço de estados é construído para os conversores 4L e NPC considerando os seguintes submódulos: i) de compartilhamento de potência (Seção 3.1.1), ii) dos controladores de tensão e de corrente (Seção 3.1.2), iii) dos filtros LC (Seção 3.1.3), e iv) das correntes de saída (Seção 3.1.4). Além disso, as transformações locais e globais são realizadas para as variáveis de corrente e de tensão do modelo, as quais são explicadas em detalhes na Seção 3.1.5. Na sequência, todos os submódulos são unificados em uma única abordagem detalhada na Seção 3.1.6, e posteriormente os modelos de cada conversor são combinados e descritos na Seção 3.1.7.

3.1.1 Modelagem do Módulo de Compartilhamento de Potência

O objetivo principal do módulo de controle de compartilhamento de potência é ajustar de maneira adequada a frequência angular (ω_i) e, por consequência, o ângulo de saída (δ_i), assim como as amplitudes das tensões de saída (U_{odq0i}^*), diante de quaisquer variações que

possam ocorrer no sistema, tais como variações de carga e perturbações na rede, características estas que classificam a operação do conversor, na literatura, como “formador de rede” (MACHADO, 2021, p.33). O diagrama de controle do referido módulo, baseado no controle por *droop*, é ilustrado na Figura 3.2.

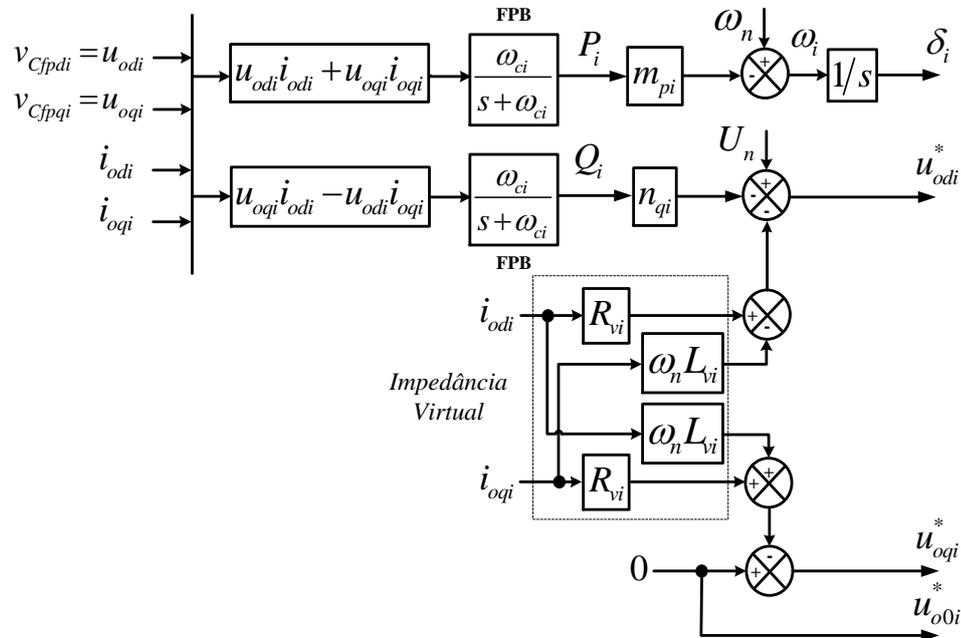


Figura 3.2 – Diagrama em blocos do módulo de controle de compartilhamento de potência.
Fonte: Autoria Própria

Com base no diagrama anterior, podem ser definidas as seguintes equações:

$$\omega_i = \omega_n - m_{pi} P_i \quad (3.1)$$

$$\delta_i = \int \omega_i dt \quad (3.2)$$

$$P_i = \frac{\omega_{ci}}{s + \omega_{ci}} (u_{odi} i_{odi} + u_{oqi} i_{oqi}) \quad (3.3)$$

$$Q_i = \frac{\omega_{ci}}{s + \omega_{ci}} (u_{oqi} i_{odi} - u_{odi} i_{oqi}) \quad (3.4)$$

$$u_{odi}^* = U_n - n_{qi} Q_i - R_{vi} i_{odi} + \omega_n L_{vi} i_{oqi} \quad (3.5)$$

$$u_{oqi}^* = -\omega_n L_{vi} i_{odi} - R_{vi} i_{oqi} \quad (3.6)$$

$$u_{o0i}^* = 0 \quad (3.7)$$

sendo que ω_i e δ_i representam a frequência angular e o ângulo de saída de um dado VSI i , respectivamente, ω_n e U_n os valores nominais da frequência angular e da tensão, m_{pi} e n_{qi} os coeficientes de *droop* de frequência e tensão, respectivamente, P_i e Q_i os respectivos valores médios instantâneos de potência ativa e reativa, obtidos por filtros passa-baixas (FPB), com frequências de corte dadas por ω_{ci} , as grandezas u_{odqi} e i_{odqi} representam as tensões e correntes

de saída no referencial síncrono, respectivamente, \mathbf{u}_{odq0i}^* as referências de tensão no referencial síncrono, e R_{vi} e L_{vi} são os respectivos valores de resistência e indutância virtual.

Segundo a abordagem proposta por Pogaku, Prodanovic e Green (2007), com relação ao ângulo de saída δ_i , define-se um dado inversor do sistema como referência. Logo, o termo ω_{com} , referência angular comum, deve ser inserido em (3.2), definido daqui em diante por:

$$\delta_i = \int (\omega_i - \omega_{com}) dt \rightarrow \dot{\delta}_i = \omega_i - \omega_{com} \quad (3.8)$$

Aplicando os conceitos de linearização de sistemas (OGATA, 2010; COELHO, 1999) nas equações anteriores, obtém-se:

$$\Delta \dot{\delta}_i = -m_{pi} \Delta P_i - \Delta \omega_{com} \quad (3.9)$$

$$\Delta \dot{P}_i = -\omega_{ci} \Delta P_i + \omega_{ci} I_{odi} \Delta u_{odi} + \omega_{ci} I_{oqi} \Delta u_{oqi} + \omega_{ci} U_{odi} \Delta i_{odi} + \omega_{ci} U_{oqi} \Delta i_{oqi} \quad (3.10)$$

$$\Delta \dot{Q}_i = -\omega_{ci} \Delta Q_i - \omega_{ci} I_{oqi} \Delta u_{odi} + \omega_{ci} I_{odi} \Delta u_{oqi} + \omega_{ci} U_{oqi} \Delta i_{odi} - \omega_{ci} U_{odi} \Delta i_{oqi} \quad (3.11)$$

$$\Delta \omega_i = -m_{pi} \Delta P_i \quad (3.12)$$

$$\Delta u_{odi}^* = -n_{qi} \Delta Q_i - R_{vi} \Delta i_{odi} + \omega_n L_{vi} \Delta i_{oqi} \quad (3.13)$$

$$\Delta u_{oqi}^* = -\omega_n L_{vi} \Delta i_{odi} - R_{vi} \Delta i_{oqi} \quad (3.14)$$

$$\Delta u_{o0i}^* = 0 \quad (3.15)$$

onde os termos Δ denotam pequenas variações, ou desvios, nas respectivas variáveis em torno de um ponto de operação ou ponto de equilíbrio. Além disso, nestas equações notam-se os termos U_{odi} , U_{oqi} , I_{odi} e I_{oqi} que são os respectivos valores médios de tensão e corrente de saída no referencial síncrono, em regime permanente no ponto de operação considerado. Com isso, torna-se possível expressar tais equações no espaço de estados, neste caso, pelas equações de estado (3.17), baseada em (3.16), e de saída (3.19), baseada em (3.18), como segue:

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} \Delta \dot{\delta}_i \\ \Delta \dot{P}_i \\ \Delta \dot{Q}_i \end{vmatrix} &= \underbrace{\begin{vmatrix} 0 & -m_{pi} & 0 \\ 0 & -\omega_{ci} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_{ci} \end{vmatrix}}_{\mathbf{A}_{Pi}} \begin{vmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta Q_i \end{vmatrix} + \underbrace{\begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{ci} I_{odi} & \omega_{ci} I_{oqi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{ci} I_{oqi} & \omega_{ci} I_{odi} & 0 \end{vmatrix}}_{\mathbf{B}_{Pi}} \begin{vmatrix} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{l0i} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{vmatrix} \quad (3.16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \underbrace{\begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \omega_{ci} U_{odi} & \omega_{ci} U_{oqi} & 0 \\ \omega_{ci} U_{oqi} & -\omega_{ci} U_{odi} & 0 \end{vmatrix}}_{\mathbf{B}_{Pioi}} \begin{vmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{vmatrix} + \underbrace{\begin{vmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}}_{\mathbf{B}_{Pocomi}} |\Delta \omega_{com}| \\ \begin{vmatrix} \Delta \dot{\delta}_i \\ \Delta \dot{P}_i \\ \Delta \dot{Q}_i \end{vmatrix} &= \mathbf{A}_{Pi} \begin{vmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta Q_i \end{vmatrix} + \mathbf{B}_{Pi} \begin{vmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{vmatrix} + \mathbf{B}_{Pioi} |\Delta i_{odq0i}| + \mathbf{B}_{Pocomi} |\Delta \omega_{com}| \quad (3.17) \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} \Delta\omega_i \\ \Delta u_{odi}^* \\ \Delta u_{oqi}^* \\ \Delta u_{ooi}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -m_{pi} & 0 \\ 0 & 0 & -n_{qi} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta\delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta Q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -R_{vi} & \omega_n L_{vi} & 0 \\ -\omega_n L_{vi} & -R_{vi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{ooi} \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta\omega_i \\ \Delta u_{odqoi}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{Poi} \\ \mathbf{C}_{Pvi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta\delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta Q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 3} \\ \mathbf{D}_{Pioi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_{odqoi} \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

sendo \mathbf{A}_{Pi} a matriz de estados e \mathbf{B}_{Pi} , \mathbf{B}_{Pioi} e \mathbf{B}_{Pocomi} as matrizes de entrada. \mathbf{C}_{Poi} e \mathbf{C}_{Pvi} são as matrizes de saída, enquanto \mathbf{D}_{Pioi} é a matriz de transmissão direta, na qual encontram-se incluídos os termos relacionados à impedância virtual, definidas por:

$$\mathbf{C}_{Poi} = \begin{pmatrix} 0 & -m_{pi} & 0 \end{pmatrix} \therefore \mathbf{C}_{Pvi} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -n_{qi} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \therefore \mathbf{D}_{Pioi} = \begin{pmatrix} -R_{vi} & \omega_n L_{vi} & 0 \\ -\omega_n L_{vi} & -R_{vi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

3.1.2 Modelagem dos Controladores de Tensão e de Corrente

Como é conhecido, as malhas de controle de tensão e de corrente visam ajustar o nível da tensão de saída do inversor e, por consequência, a corrente do indutor de filtragem do conversor paralelo, de acordo com um valor de referência estipulado pelo controlador de compartilhamento de potência. A Figura 3.3 ilustra o diagrama em blocos das malhas de controle da tensão de saída e da corrente do indutor de filtragem de um dado VSI i paralelo.

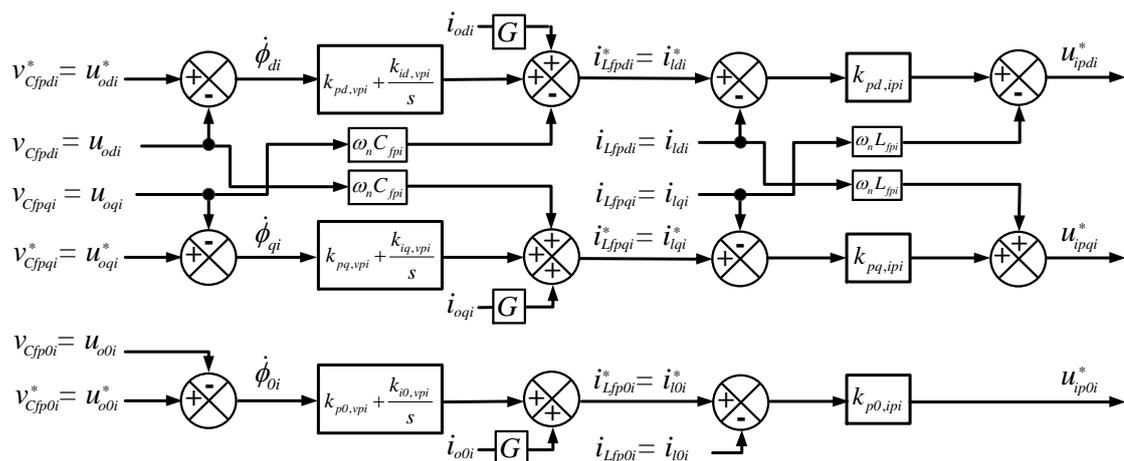


Figura 3.3 – Diagrama em blocos das malhas de controle da tensão de saída e da corrente do indutor de filtragem de um dado VSI paralelo.

Fonte: Autoria Própria

Vale destacar nesta estrutura de controle a existência dos termos de acoplamento entre as malhas $dq0$, necessários por conta da modelagem dos conversores, comentada no Capítulo 2, além dos termos de *feedforward* relacionados às correntes de saída, associados ao ganho G .

Nota-se também na Figura 3.3 a presença dos estados $\dot{\phi}_{dq0i}$ definidos para facilitar a representação em espaço de estados das malhas de controle de tensão. Logo, as equações de (3.21) à (3.26) definem as equações de controle das malhas de tensão:

$$\dot{\phi}_{di} = u_{odi}^* - u_{odi} \quad (3.21)$$

$$\dot{\phi}_{qi} = u_{oqi}^* - u_{oqi} \quad (3.22)$$

$$\dot{\phi}_{0i} = u_{o0i}^* - u_{o0i} \quad (3.23)$$

$$i_{ldi}^* = \left(k_{pd,vpi} + \frac{k_{id,vpi}}{s} \right) \dot{\phi}_{di} - \omega_n C_{fpi} u_{oqi} + G i_{odi} \quad (3.24)$$

$$i_{lqi}^* = \left(k_{pq,vpi} + \frac{k_{iq,vpi}}{s} \right) \dot{\phi}_{qi} + \omega_n C_{fpi} u_{odi} + G i_{oqi} \quad (3.25)$$

$$i_{l0i}^* = \left(k_{p0,vpi} + \frac{k_{i0,vpi}}{s} \right) \dot{\phi}_{0i} + G i_{o0i} \quad (3.26)$$

sendo i_{ldq0i}^* as referências das malhas de corrente no referencial síncrono, $k_{pdq0,vpi}$ e $k_{idq0,vpi}$ os respectivos ganhos proporcionais e integrativos dos controladores PI das malhas de tensão $dq0$, e C_{fpi} o valor do capacitor de filtragem do inversor. Aplicando novamente a linearização nestas equações, obtém-se:

$$\Delta \dot{\phi}_{di} = \Delta u_{odi}^* - \Delta u_{odi} \quad (3.27)$$

$$\Delta \dot{\phi}_{qi} = \Delta u_{oqi}^* - \Delta u_{oqi} \quad (3.28)$$

$$\Delta \dot{\phi}_{0i} = \Delta u_{o0i}^* - \Delta u_{o0i} \quad (3.29)$$

$$\Delta i_{ldi}^* = k_{id,vpi} \Delta \phi_{di} + k_{pd,vpi} \Delta u_{odi}^* - k_{pd,vpi} \Delta u_{odi} - \omega_n C_{fpi} \Delta u_{oqi} + G \Delta i_{odi} \quad (3.30)$$

$$\Delta i_{lqi}^* = k_{iq,vpi} \Delta \phi_{qi} + k_{pq,vpi} \Delta u_{oqi}^* + \omega_n C_{fpi} \Delta u_{odi} - k_{pq,vpi} \Delta u_{oqi} + G \Delta i_{oqi} \quad (3.31)$$

$$\Delta i_{l0i}^* = k_{i0,vpi} \Delta \phi_{0i} + k_{p0,vpi} \Delta u_{o0i}^* - k_{p0,vpi} \Delta u_{o0i} + G \Delta i_{o0i} \quad (3.32)$$

Logo, torna-se possível expressar tais equações no espaço de estados, conforme mostrado nas equações de estado (3.33) e (3.34), e de saída (3.35) e (3.36), como segue:

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{\phi}_{di} \\ \Delta \dot{\phi}_{qi} \\ \Delta \dot{\phi}_{0i} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{1vi}} \begin{pmatrix} \Delta u_{odi}^* \\ \Delta u_{oqi}^* \\ \Delta u_{o0i}^* \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{2vi}} \begin{pmatrix} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{l0i} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

$$\left| \Delta \dot{\phi}_{dq0i} \right| = \mathbf{B}_{1vi} \left| \Delta u_{odq0i}^* \right| + \mathbf{B}_{2vi} \left| \begin{array}{c} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{array} \right| \quad (3.34)$$

$$\left| \begin{array}{c} \Delta i_{ldi}^* \\ \Delta i_{lqi}^* \\ \Delta i_{loi}^* \end{array} \right| = \underbrace{\left[\begin{array}{ccc|c} k_{id,vpi} & 0 & 0 & \Delta \phi_{di} \\ 0 & k_{iq,vpi} & 0 & \Delta \phi_{qi} \\ 0 & 0 & k_{i0,vpi} & \Delta \phi_{0i} \end{array} \right]}_{\mathbf{C}_{vi}} + \underbrace{\left[\begin{array}{ccc|c} k_{pd,vpi} & 0 & 0 & \Delta u_{odi}^* \\ 0 & k_{pq,vpi} & 0 & \Delta u_{oqi}^* \\ 0 & 0 & k_{p0,vpi} & \Delta u_{o0i}^* \end{array} \right]}_{\mathbf{D}_{1vi}}$$

$$+ \underbrace{\left[\begin{array}{ccccc|c} 0 & 0 & 0 & -k_{pd,vpi} & -\omega_n C_{fpi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_n C_{fpi} & -k_{pq,vpi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{p0,vpi} \end{array} \right]}_{\mathbf{D}_{2vi}} \left| \begin{array}{c} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{loi} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{array} \right| + \underbrace{\left[\begin{array}{ccc|c} G & 0 & 0 & \Delta i_{odi} \\ 0 & G & 0 & \Delta i_{oqi} \\ 0 & 0 & G & \Delta i_{o0i} \end{array} \right]}_{\mathbf{D}_{3vi}} \quad (3.35)$$

$$\left| \Delta i_{ldq0i}^* \right| = \mathbf{C}_{vi} \left| \Delta \phi_{dq0i} \right| + \mathbf{D}_{1vi} \left| \Delta u_{odq0i}^* \right| + \mathbf{D}_{2vi} \left| \begin{array}{c} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{array} \right| + \mathbf{D}_{3vi} \left| \Delta i_{odq0i} \right| \quad (3.36)$$

sendo \mathbf{B}_{1vi} e \mathbf{B}_{2vi} as matrizes de entrada, \mathbf{C}_{vi} a matriz de saída, e \mathbf{D}_{1vi} , \mathbf{D}_{2vi} e \mathbf{D}_{3vi} as matrizes de transmissão direta, associadas às malhas de tensão.

Por sua vez, as malhas de controle de corrente do inversor paralelo podem ser representadas pelas seguintes equações:

$$u_{ipdi}^* = k_{pd,ipi} \left(i_{ldi}^* - i_{ldi} \right) - \omega_n L_{fpi} i_{lqi} \quad (3.37)$$

$$u_{ipqi}^* = k_{pq,ipi} \left(i_{lqi}^* - i_{lqi} \right) + \omega_n L_{fpi} i_{ldi} \quad (3.38)$$

$$u_{ip0i}^* = k_{p0,ipi} i_{loi}^* - k_{p0,ipi} i_{loi} \quad (3.39)$$

onde u_{ipdq0i}^* são as referências dos sinais de modulação no referencial $dq0$, $k_{pdq0,ipi}$ são os ganhos proporcionais dos controladores, i_{ldq0i} as correntes dos indutores de filtragem no referencial síncrono e L_{fpi} o respectivo valor do indutor de filtragem. Nota-se que como foram considerados controladores do tipo proporcional, não haverá variáveis de estado relacionadas as malhas de corrente. Cabe ressaltar que, ao longo deste trabalho, a modelagem assume que os sinais de modulação sejam ideais, sendo desconsideradas suas componentes harmônicas.

Portanto, as equações de saída linearizadas são representadas por:

$$\left| \begin{array}{c} \Delta u_{ipdi}^* \\ \Delta u_{ipqi}^* \\ \Delta u_{ip0i}^* \end{array} \right| = \underbrace{\left[\begin{array}{ccc|c} k_{pd,ipi} & 0 & 0 & \Delta i_{ldi}^* \\ 0 & k_{pq,ipi} & 0 & \Delta i_{lqi}^* \\ 0 & 0 & k_{p0,ipi} & \Delta i_{loi}^* \end{array} \right]}_{\mathbf{D}_{1ci}} + \underbrace{\left[\begin{array}{ccccc|c} -k_{pd,ipi} & -\omega_n L_{fpi} & 0 & 0 & 0 & \Delta i_{ldi} \\ \omega_n L_{fpi} & -k_{pq,ipi} & 0 & 0 & 0 & \Delta i_{lqi} \\ 0 & 0 & -k_{p0,ipi} & 0 & 0 & \Delta i_{loi} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{array} \right]}_{\mathbf{D}_{2ci}} \quad (3.40)$$

$$\left| \Delta u_{ipdq0i}^* \right| = \mathbf{D}_{1Ci} \left| \Delta i_{ldq0i}^* \right| + \mathbf{D}_{2Ci} \left| \begin{array}{c} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{array} \right| \quad (3.41)$$

sendo \mathbf{D}_{1Ci} e \mathbf{D}_{2Ci} as matrizes de transmissão direta, neste caso, referentes às malhas de controle de corrente.

3.1.3 Modelagem do Filtro LC

Na Seção 2.5.2 deste trabalho são deduzidas as equações dinâmicas no referencial $dq0$ para as correntes e tensões dos filtros LC das duas topologias de inversores paralelos, no caso, as equações (2.103) à (2.108) para o inversor NPC e as equações (2.166) à (2.171) para o inversor 4L, as quais são consideradas nesta seção para a modelagem linearizada.

Ao serem observados esses conjuntos de equações referentes aos dois conversores, nota-se uma diferença apenas com relação às expressões referentes às correntes do indutor no eixo 0 , particularmente nos denominadores dos termos u_{ip0} e v_{cfp0} , neste caso, $4L_{fp}$ para o VSI 4L e L_{fp} para o VSI NPC. Além disso, ao ser assumindo a operação apenas dos conversores paralelos do UPQC, os termos relacionados às correntes do conversor série (i_{csdq0i}), presentes nas equações dinâmicas das tensões de saída, podem ser desconsiderados.

Portanto, genericamente, as expressões linearizadas das correntes e tensões dos filtros LC dos conversores paralelos são definidas por:

$$\Delta \dot{i}_{ldi} = -\frac{R_{L_{fpi}}}{L_{fpi}} \Delta i_{ldi} + \omega_{0i} \Delta i_{lqi} - \frac{1}{L_{fpi}} \Delta u_{odi} + \frac{1}{L_{fpi}} \Delta u_{ipdi} + I_{lqi} \Delta \omega_i \quad (3.42)$$

$$\Delta \dot{i}_{lqi} = -\omega_{0i} \Delta i_{ldi} - \frac{R_{L_{fpi}}}{L_{fpi}} \Delta i_{lqi} - \frac{1}{L_{fpi}} \Delta u_{oqi} + \frac{1}{L_{fpi}} \Delta u_{ipqi} - I_{ldi} \Delta \omega_i \quad (3.43)$$

$$\Delta \dot{i}_{l0i} = -\frac{R_{L_{fpi}}}{L_{fpi}} \Delta i_{l0i} - \frac{1}{L_{fpi}^*} \Delta u_{o0i} + \frac{1}{L_{fpi}^*} \Delta u_{ip0i} \quad (3.44)$$

$$\Delta \dot{u}_{odi} = \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{ldi} + \omega_{0i} \Delta u_{oqi} - \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{odi} + U_{oqi} \Delta \omega_i \quad (3.45)$$

$$\Delta \dot{u}_{oqi} = \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{lqi} - \omega_{0i} \Delta u_{odi} - \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{oqi} - U_{odi} \Delta \omega_i \quad (3.46)$$

$$\Delta \dot{u}_{o0i} = \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{l0i} - \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{o0i} \quad (3.47)$$

sendo $R_{L_{fpi}}$ e L_{fpi}^* o valor das resistências e indutâncias dos indutores de filtragem de um dado inversor i , com $L_{fpi}^* = 4L_{fp}$ caso o VSI seja o 4L e $L_{fpi}^* = L_{fp}$ caso o VSI seja o NPC. Por sua vez, ω_{0i} e os termos I_{ldi} e I_{lqi} são os respectivos valores médios de frequência angular e das

correntes nos indutores de filtragem no referencial síncrono, em regime permanente no ponto de operação considerado, enquanto u_{ipdq0i} são os sinais de modulação no referencial $dq0$ dos conversores paralelos (sendo $\Delta u_{ipdq0i} = \Delta u_{ipdq0i}^*$). Com isso, as equações de estado referentes ao filtro LC dos conversores paralelos são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{ldi} \\ \Delta \dot{i}_{lqi} \\ \Delta \dot{i}_{loi} \\ \Delta \dot{u}_{odi} \\ \Delta \dot{u}_{oqi} \\ \Delta \dot{u}_{o0i} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{L_{fpi}}}{L_{fpi}} & \omega_{0i} & 0 & -\frac{1}{L_{fpi}} & 0 & 0 \\ -\omega_{0i} & -\frac{R_{L_{fpi}}}{L_{fpi}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fpi}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{L_{fpi}}}{L_{fpi}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fpi}^*} \\ \frac{1}{C_{fpi}} & 0 & 0 & 0 & \omega_{0i} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{fpi}} & 0 & -\omega_{0i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{fpi}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{LCi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{loi} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} & + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fpi}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{fpi}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{fpi}^*} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1LCi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{ipdi} \\ \Delta u_{ipqi} \\ \Delta u_{ip0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{fpi}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{fpi}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fpi}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{2LCi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} I_{lqi} \\ -I_{ldi} \\ 0 \\ U_{oqi} \\ -U_{odi} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{3LCi}} |\Delta \omega_i| \\ & \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta \dot{u}_{odq0i} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{LCi} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{1LCi} |\Delta u_{ipdq0i}| + \mathbf{B}_{2LCi} |\Delta i_{odq0i}| + \mathbf{B}_{3LCi} |\Delta \omega_i| \end{aligned} \quad (3.49)$$

sendo \mathbf{A}_{LCi} a matriz de estados, \mathbf{B}_{1LCi} , \mathbf{B}_{2LCi} e \mathbf{B}_{3LCi} as matrizes de entrada.

3.1.4 Modelagem das Correntes de Saída

Consideram-se agora as correntes de saída dos conversores paralelos, cujas equações dinâmicas no referencial síncrono foram obtidas também ao longo da Seção 2.5.2, dadas pelas

expressões (2.117) à (2.119) para o VSI NPC e (2.181) à (2.183) para o VSI 4L. Novamente, considerando a operação apenas dos conversores paralelos dos UPQCs, os termos i_{csdq0i} dos conversores série podem ser desprezados destas equações. Com isso, as expressões linearizadas para as correntes de saída serão:

$$\Delta \dot{i}_{odi} = -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \Delta i_{odi} + \omega_{0i} \Delta i_{oqi} + \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{odi} - \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{bdi} + I_{oqi} \Delta \omega_i \quad (3.50)$$

$$\Delta \dot{i}_{oqi} = -\omega_{0i} \Delta i_{odi} - \frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \Delta i_{oqi} + \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{oqi} - \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{bqi} - I_{odi} \Delta \omega_i \quad (3.51)$$

$$\Delta \dot{i}_{o0i} = -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \Delta i_{o0i} + \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{o0i} - \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{b0i} \quad (3.52)$$

onde R_{Lci} e L_{ci} são as resistências internas e indutâncias dos indutores de acoplamento, enquanto u_{bdq0i} são as tensões nos barramentos da rede no referencial síncrono. Logo, as equações de estado relacionadas às correntes de saída dos conversores paralelos podem ser definidas como:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{odi} \\ \Delta \dot{i}_{oqi} \\ \Delta \dot{i}_{o0i} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} & \omega_{0i} & 0 \\ -\omega_{0i} & -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{ioi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ci}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ci}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ci}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1ioi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{l0i} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{ci}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{ci}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{ci}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{2ioi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{bdi} \\ \Delta u_{bqi} \\ \Delta u_{b0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} I_{oqi} \\ -I_{odi} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{3ioi}} \Delta \omega_i$$

$$\left| \Delta \dot{i}_{odq0i} \right| = \mathbf{A}_{ioi} \left| \Delta i_{odq0i} \right| + \mathbf{B}_{1ioi} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{2ioi} \left| \Delta u_{bdq0i} \right| + \mathbf{B}_{3ioi} \left| \Delta \omega_i \right| \quad (3.54)$$

onde \mathbf{A}_{ioi} refere-se a matriz de estados, e \mathbf{B}_{1ioi} , \mathbf{B}_{2ioi} e \mathbf{B}_{3ioi} as matrizes de entrada.

3.1.5 Transformações Locais e Globais

No modelo completo de pequenos sinais do sistema, as tensões nos barramentos (u_{bdq0i}), assim como as correntes de saída (i_{odq0i}) de um dado conversor i , são vistas como

variáveis locais e, portanto, devem ser convenientemente relacionadas com as variáveis globais do sistema, segundo a abordagem proposta por Pogaku, Prodanovic e Green (2007). A Figura 3.4 ilustra os sistemas de coordenadas ortogonais local ($dq0$) e global (DQO) no referencial síncrono, além das matrizes de transformação entre tais sistemas.

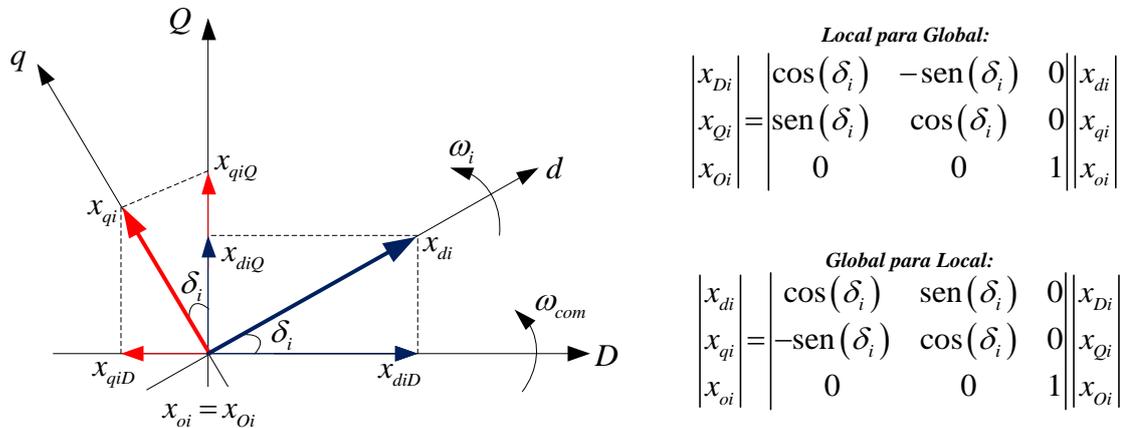


Figura 3.4 – Transformação de grandezas entre os sistemas de coordenadas local ($dq0$) e global (DQO).
Fonte: Autoria Própria

Pogaku, Prodanovic e Green (2007) definem as equações no espaço de estados que realizam as transformações do sistema de coordenadas local para o global das correntes de saída, dado por (3.55) e (3.56), assim como do sistema de coordenadas global para local das tensões nos barramentos, dado por (3.57) e (3.58), como segue:

$$\left| \Delta i_{oDQOi} \right| = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\delta_{oi}) & -\text{sen}(\delta_{oi}) & 0 \\ \text{sen}(\delta_{oi}) & \cos(\delta_{oi}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_s} \left| \Delta i_{odqOi} \right| + \underbrace{\begin{bmatrix} -I_{odi} \text{sen}(\delta_{oi}) - I_{oqi} \cos(\delta_{oi}) \\ I_{odi} \cos(\delta_{oi}) - I_{oqi} \text{sen}(\delta_{oi}) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_c} \left| \Delta \delta_i \right| \quad (3.55)$$

$$\left| \Delta i_{oDQOi} \right| = \mathbf{T}_s \left| \Delta i_{odqOi} \right| + \mathbf{T}_c \left| \Delta \delta_i \right| \quad (3.56)$$

$$\left| \Delta u_{bdq0i} \right| = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\delta_{oi}) & \text{sen}(\delta_{oi}) & 0 \\ -\text{sen}(\delta_{oi}) & \cos(\delta_{oi}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_s^{-1}} \left| \Delta u_{bDQOi} \right| + \underbrace{\begin{bmatrix} -U_{bDi} \text{sen}(\delta_{oi}) + U_{bQi} \cos(\delta_{oi}) \\ -U_{bDi} \cos(\delta_{oi}) - U_{bQi} \text{sen}(\delta_{oi}) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_v^{-1}} \left| \Delta \delta_i \right| \quad (3.57)$$

$$\left| \Delta u_{bdq0i} \right| = \mathbf{T}_s^{-1} \left| \Delta u_{bDQOi} \right| + \mathbf{T}_v^{-1} \left| \Delta \delta_i \right| \quad (3.58)$$

sendo i_{oDQOi} e u_{bDQOi} as grandezas das correntes de saída e tensões nos barramentos da rede no sistema de coordenadas síncrono global, e δ_{oi} assim como U_{bDi} e U_{bQi} os valores médios do ângulo de fase e das tensões nos barramentos, no referencial síncrono global, em regime permanente no ponto de operação considerado.

3.1.6 Modelo Unificado dos VSIs Paralelos

A partir da combinação das equações dinâmicas linearizadas no espaço de estados obtidas nas seções anteriores, dadas por (3.17) e (3.19), referentes ao controle por *droop*, (3.34) e (3.36) das malhas de controle de tensão, (3.41) da malha de corrente, (3.49) e (3.54), associados ao filtro LC e as correntes de saída, assim como (3.56) e (3.58), das transformações locais e globais, obtém-se um modelo linearizado de pequenos sinais de 15ª ordem no espaço de estados para um dado VSI i , dado por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_{invi} &= \mathbf{A}_{\text{INV}i} \Delta x_{invi} + \mathbf{B}_{\text{INV}i} \Delta u_{bDQOi} + \mathbf{B}_{\text{iocom}} \Delta \omega_{com} \\ &\quad \left| \begin{array}{c} \Delta \omega_i \\ \Delta i_{oDQOi} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \mathbf{C}_{\text{INV}oi} \\ \mathbf{C}_{\text{INV}ci} \end{array} \right| \Delta x_{invi} \\ \Delta x_{invi} &= \left| \begin{array}{ccccccc} \Delta \delta_i & \Delta P_i & \Delta Q_i & \Delta \phi_{dq0i} & \Delta i_{ldq0i} & \Delta u_{odq0i} & \Delta i_{odq0i} \end{array} \right|_{1 \times 15}^T \\ \Delta u_{bDQOi} &= \left| \begin{array}{ccc} \Delta u_{bDi} & \Delta u_{bQi} & \Delta u_{bOi} \end{array} \right|_{1 \times 3}^T \\ \Delta i_{oDQOi} &= \left| \begin{array}{ccc} \Delta i_{oDi} & \Delta i_{oQi} & \Delta i_{oOi} \end{array} \right|_{1 \times 3}^T \end{aligned} \quad (3.59)$$

sendo as matrizes de estados $\mathbf{A}_{\text{INV}i}$, de entradas $\mathbf{B}_{\text{INV}i}$ e $\mathbf{B}_{\text{iocom}}$ e de saídas $\mathbf{C}_{\text{INV}oi}$ e $\mathbf{C}_{\text{INV}ci}$ definidas pelas equações (3.60), (3.61) e (3.62), respectivamente.

$$\mathbf{A}_{\text{INV}i} = \left| \begin{array}{cccccc} \mathbf{A}_{\text{Pi}} & & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{Pi}} & \mathbf{B}_{\text{Pioi}} & \\ \mathbf{B}_{\text{1Vi}} \mathbf{C}_{\text{Pvi}} & & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{2Vi}} & \mathbf{B}_{\text{1Vi}} \mathbf{D}_{\text{Pioi}} & \\ \boldsymbol{\alpha} & & \mathbf{B}_{\text{1LCi}} \mathbf{D}_{\text{1Ci}} \mathbf{C}_{\text{Vi}} & \boldsymbol{\beta} & \boldsymbol{\gamma} & \\ \mathbf{B}_{\text{3ioi}} \mathbf{C}_{\text{Poi}} + \mathbf{B}_{\text{2ioi}} \mathbf{T}_V^{-1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{1ioi}} & \mathbf{A}_{\text{ioi}} \end{array} \right|_{15 \times 15} \quad (3.60)$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\alpha} &= \mathbf{B}_{\text{1LCi}} \mathbf{D}_{\text{1Ci}} \mathbf{D}_{\text{1Vi}} \mathbf{C}_{\text{Pvi}} + \mathbf{B}_{\text{3LCi}} \mathbf{C}_{\text{Poi}} \\ \boldsymbol{\beta} &= \mathbf{A}_{\text{LCi}} + \mathbf{B}_{\text{1LCi}} (\mathbf{D}_{\text{1Ci}} \mathbf{D}_{\text{2Vi}} + \mathbf{D}_{\text{2Ci}}) \\ \boldsymbol{\gamma} &= \mathbf{B}_{\text{1LCi}} (\mathbf{D}_{\text{1Ci}} \mathbf{D}_{\text{1Vi}} \mathbf{D}_{\text{Pioi}} + \mathbf{D}_{\text{1Ci}} \mathbf{D}_{\text{3Vi}}) + \mathbf{B}_{\text{2LCi}} \end{aligned}$$

$$\mathbf{B}_{\text{INV}i} = \left| \begin{array}{c} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{\text{2ioi}} \mathbf{T}_S^{-1} \end{array} \right|_{15 \times 3} \quad \therefore \mathbf{B}_{\text{iocom}} = \left| \begin{array}{c} \mathbf{B}_{\text{Pocomi}} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{array} \right|_{15 \times 1} \quad (3.61)$$

$$\mathbf{C}_{\text{INV}oi} = \left\{ \begin{array}{l} \left| \begin{array}{ccc} \mathbf{C}_{\text{Poi}} & \cdots & \mathbf{0} \end{array} \right|_{1 \times 15}, \text{ se } i=1 \\ \left| \begin{array}{ccc} \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \end{array} \right|_{1 \times 15}, \text{ se } i \neq 1 \end{array} \right. \quad \therefore \mathbf{C}_{\text{INV}ci} = \left| \begin{array}{cccc} \mathbf{T}_C & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{T}_S \end{array} \right|_{3 \times 15} \quad (3.62)$$

A Figura 3.5 ilustra um diagrama esquemático do modelo unificado de um dado VSI paralelo, destacando as variáveis de entrada e de saída em cada bloco.

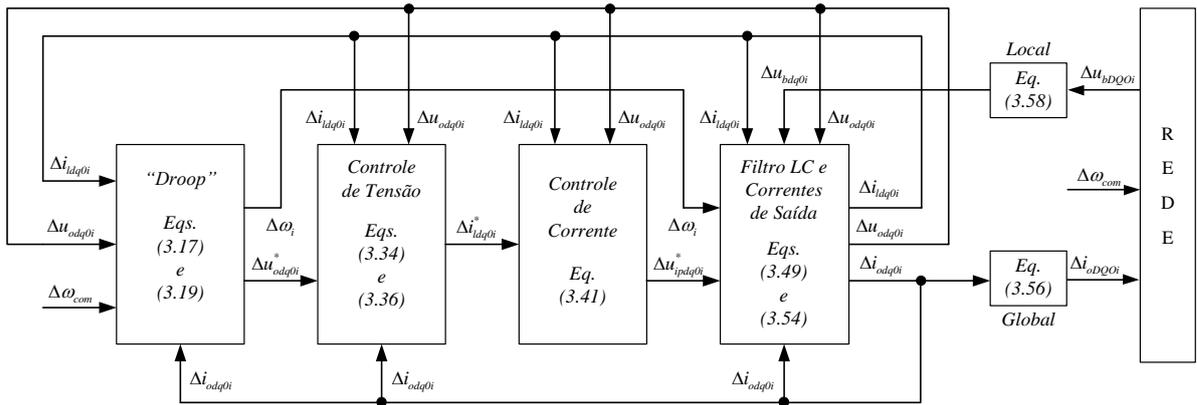


Figura 3.5 – Diagrama esquemático do modelo unificado de um dado VSI paralelo.
Fonte: Autoria Própria

3.1.7 Modelo Combinado dos VSIs Paralelos

Uma vez obtido o modelo individual de cada interface VSI, torna-se importante combiná-los em uma única modelagem. Isso pode ser feito considerando a frequência angular de um dos VSIs como referência, criando assim um referencial comum de operação. Logo, tomando o VSI 4L como inversor de referência (ou seja $i = 1$) tem-se:

$$\Delta\omega_{com} = \Delta\omega_I = \mathbf{C}_{INV\omega I} \Delta x_{invI} \quad (3.63)$$

Portanto, substituindo (3.63) na equação de estados presente em (3.59), e desenvolvendo as expressões resultantes considerando cada um dos conversores, pode-se obter um modelo combinado de pequenos sinais no espaço de estados dos VSIs em paralelo, baseado na representação de rede definida na Figura 3.1(b), como segue:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_{INV} &= \mathbf{A}_{INV} \Delta x_{INV} + \mathbf{B}_{INV} \Delta u_{bDQO} \\ \Delta i_{oDQO} &= \mathbf{C}_{INVc} \Delta x_{INV} \\ \Delta x_{INV} &= \left[\Delta x_{inv1} \quad \mathbf{0}_{1 \times 15} \quad \Delta x_{inv2} \right]^T \end{aligned} \quad (3.64)$$

$$\Delta u_{bDQO} = \left[\Delta u_{bDQO1} \quad \mathbf{0}_{1 \times 3} \quad \Delta u_{bDQO2} \right]^T \quad \therefore \quad \Delta i_{oDQO} = \left[\Delta i_{oDQO1} \quad \mathbf{0}_{1 \times 3} \quad \Delta i_{oDQO2} \right]^T$$

sendo as matrizes de estados \mathbf{A}_{INV} , de entrada \mathbf{B}_{INV} e de saída \mathbf{C}_{INVc} definidas pelas equações (3.65), (3.66) e (3.67), respectivamente.

$$\mathbf{A}_{INV} = \begin{vmatrix} \mathbf{A}_{INV1} + \mathbf{B}_{1\omega com} \mathbf{C}_{INV\omega 1} & \mathbf{0}_{15 \times 15} & \mathbf{0}_{15 \times 15} \\ \mathbf{0}_{15 \times 15} & \mathbf{0}_{15 \times 15} & \mathbf{0}_{15 \times 15} \\ \mathbf{0}_{15 \times 15} & \mathbf{0}_{15 \times 15} & \mathbf{A}_{INV2} + \mathbf{B}_{2\omega com} \mathbf{C}_{INV\omega 2} \end{vmatrix}_{45 \times 45} \quad (3.65)$$

$$\mathbf{B}_{\text{INV}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{INV1}} & \mathbf{0}_{15 \times 3} & \mathbf{0}_{15 \times 3} \\ \mathbf{0}_{15 \times 3} & \mathbf{0}_{15 \times 3} & \mathbf{0}_{15 \times 3} \\ \mathbf{0}_{15 \times 3} & \mathbf{0}_{15 \times 3} & \mathbf{B}_{\text{INV2}} \end{bmatrix}_{45 \times 9} \quad (3.66)$$

$$\mathbf{C}_{\text{INVe}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{INVe1}} & \mathbf{0}_{3 \times 15} & \mathbf{0}_{3 \times 15} \\ \mathbf{0}_{3 \times 15} & \mathbf{0}_{3 \times 15} & \mathbf{0}_{3 \times 15} \\ \mathbf{0}_{3 \times 15} & \mathbf{0}_{3 \times 15} & \mathbf{C}_{\text{INVe2}} \end{bmatrix}_{9 \times 45} \quad (3.67)$$

Mais adiante, na Seção 3.5.1, será obtido o modelo completo para o sistema, assumindo a operação paralela dos VSIs 4L e NPC, e considerando também a inclusão dos modelos das linhas de distribuição e das cargas.

3.2 MODELAGEM DOS UPQCs OPERANDO EM PARALELO

Por sua vez, esta seção tem como finalidade desenvolver a modelagem de pequenos sinais de um cenário de paralelismo considerando agora as estruturas completas dos UPQCs, incorporando, neste caso, as dinâmicas e características dos conversores série 3L e NPC com àquelas dos conversores paralelo 4L e NPC.

Em relação ao modelo desenvolvido anteriormente na Seção 3.1, composto apenas pelos conversores 4L e NPC operando em paralelo, vale a pena destacar que o modelo proposto aqui considera os seguintes aspectos: i) a inclusão de um algoritmo de detecção de fase (PLL) da rede elétrica, ii) emprego de um filtro *washout* na malha de potência ativa do módulo de compartilhamento de potência, ambos detalhados na Seção 3.2.1, e iii) dinâmicas envolvidas nas estruturas dos VSIs série, ou seja, tensões dos barramentos CC, malhas de controle internas e as correntes dos indutores de filtragem. Vale destacar que o filtro *washout* foi assumido para a modelagem visto a necessidade de adoção de alguma estratégia para a restauração das frequências durante a operação em paralelo dos UPQCs.

Sendo assim, um modelo generalizado no espaço de estados será obtido para as interfaces UPQC com base nos seus seguintes submódulos: i) de compartilhamento de potência (Seção 3.2.1), que inclui as variáveis do sistema PLL e do filtro *washout*, ii) dos controladores de tensão e de corrente (Seção 3.2.2), e iii) do filtro LC (Seção 3.2.3), em que ambos, controladores e filtros, são relacionados ao conversor paralelo, onde também são incorporadas as correntes dos indutores dos conversores série, iv) do controlador e da tensão do barramento CC (Seção 3.2.4), v) dos controladores de corrente do conversor série (Seção 3.2.5), vi) das correntes de saída dos UPQCs (Seção 3.2.6) e vii) do filtro L do conversor série (Seção 3.2.7). Logo após, estes submódulos são unificados em uma única modelagem, a qual

será apresentada na Seção 3.2.8, sendo os modelos de cada interface UPQC combinados na sequência, descritos na Seção 3.2.9.

3.2.1 Modelagem do Módulo de Compartilhamento de Potência

A Figura 3.6 ilustra o diagrama em blocos do módulo de compartilhamento de potência aplicado para a operação dos UPQCs. Em relação à Figura 3.2, módulo de compartilhamento de potência adotado para a operação em paralelo dos VSIs 4L e NPC, nota-se na parte superior a presença do algoritmo PLL, sendo adotado neste trabalho o SRF-PLL (KAURA; BLASKO, 1997), além do filtro *washout* na malha de potência ativa do *droop*. Particularmente, o PLL estima a frequência angular da rede ($\hat{\omega}_{plli}$) que é imposta como a frequência nominal para operação do *droop*, ou seja, $\omega_n = \hat{\omega}_{plli}$, composto por um controlador PI que atua visando manter o vetor tensão no eixo em quadratura nulo. Vale destacar que este PLL foi adotado para a modelagem de pequenos sinais neste trabalho devido ao fato de sua estrutura de controle ser definida no referencial síncrono $dq0$.

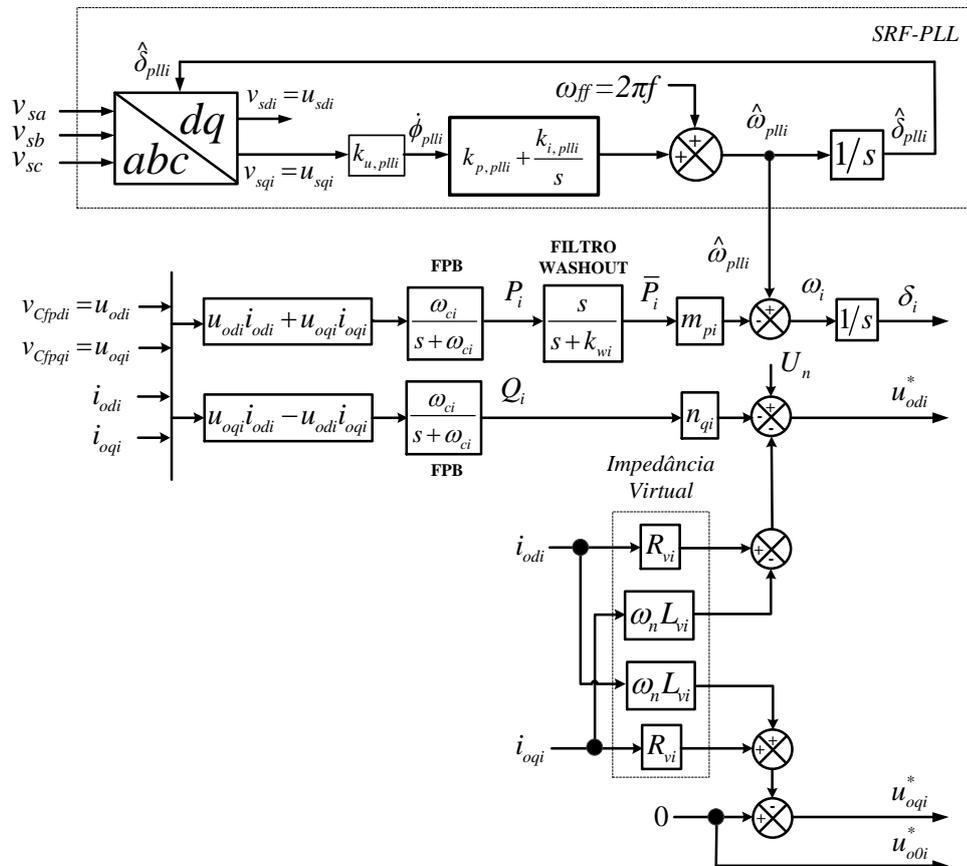


Figura 3.6 – Diagrama em blocos do módulo de compartilhamento de potência de um dado UPQC.

Fonte: Autoria Própria

Com relação ao algoritmo PLL, torna-se possível definir as seguintes expressões:

$$\dot{\phi}_{plli} = k_{u,plli} u_{sqi} \quad (3.68)$$

$$\hat{\omega}_{plli} = \omega_{ff} + \left(k_{p,plli} + \frac{k_{i,plli}}{s} \right) \dot{\phi}_{plli} \quad (3.69)$$

onde $\dot{\phi}_{plli}$ é uma variável de estado relacionada à da malha de controle do PLL, $k_{u,plli}$ o ganho de normalização da tensão da rede, u_{sqi} a componente em quadratura da tensão da rede, $\hat{\omega}_{plli}$ a estimativa da frequência angular da rede, ω_{ff} a referência de frequência angular ($\omega_{ff} = 377$ rad/s para uma rede com frequência em 60 Hz), enquanto $k_{p,plli}$ e $k_{i,plli}$ são os ganhos proporcional e integrativo do controlador PI do PLL.

Após a aplicação dos conceitos de linearização nestas equações, obtém-se:

$$\Delta \dot{\phi}_{plli} = k_{u,plli} \Delta u_{sqi} \quad (3.70)$$

$$\Delta \hat{\omega}_{plli} = k_{i,plli} \Delta \phi_{plli} + k_{p,plli} k_{u,plli} \Delta u_{sqi} \quad (3.71)$$

Com isso, pode-se expressar tais equações no espaço de estados, dadas pelas equações de estado (3.72) e (3.73) e de saída (3.74) e (3.75):

$$\Delta \dot{\phi}_{plli} = \underbrace{k_{u,plli}}_{\mathbf{B}_{plli}} \Delta u_{sqi} \quad (3.72)$$

$$\Delta \dot{\phi}_{plli} = \left| 0 \quad \mathbf{B}_{plli} \quad 0 \right| \left| \Delta u_{sdq0i} \right| \quad (3.73)$$

$$\Delta \hat{\omega}_{plli} = \underbrace{k_{i,plli}}_{\mathbf{C}_{plli}} \Delta \phi_{plli} + \underbrace{k_{p,plli} k_{u,plli}}_{\mathbf{D}_{plli}} \Delta u_{sqi} \quad (3.74)$$

$$\Delta \hat{\omega}_{plli} = \mathbf{C}_{plli} \left| \Delta \phi_{plli} \right| + \left| 0 \quad \mathbf{D}_{plli} \quad 0 \right| \left| \Delta u_{sdq0i} \right| \quad (3.75)$$

Com base ainda na Figura 3.6, as seguintes equações podem ser obtidas:

$$\omega_i = \hat{\omega}_{plli} - m_{pi} \bar{P}_i \quad (3.76)$$

$$\bar{P}_i = \frac{s}{s + k_{wi}} P_i \quad (3.77)$$

onde \bar{P}_i é o valor instantâneo de potência ativa filtrado pelo filtro *washout* e k_{wi} o ganho relacionado ao referido filtro. Além disso, as equações (3.2) à (3.7) também são consideradas para a modelagem.

Assumindo novamente a abordagem proposta por Pogaku, Prodanovic e Green (2007), na qual um conversor deve ser tomado como referência, a expressão (3.8) deve ser adotada. Logo, substituindo (3.76) em (3.8), o resultado é expresso como:

$$\dot{\delta}_i = \hat{\omega}_{plli} - m_{pi} \bar{P}_i - \omega_{com} \quad (3.78)$$

Logo, aplicando a linearização em (3.76), (3.77) e (3.78), obtém-se:

$$\Delta \dot{\delta}_i = -m_{pi} \Delta \bar{P}_i + \Delta \hat{\omega}_{plli} - \Delta \omega_{com} \quad (3.79)$$

$$\Delta \dot{\bar{P}}_i = -\omega_{ci} \Delta P_i - k_{wi} \Delta \bar{P}_i + \omega_{ci} I_{odi} \Delta u_{odi} + \omega_{ci} I_{oqi} \Delta u_{oqi} + \omega_{ci} U_{odi} \Delta i_{odi} + \omega_{ci} U_{oqi} \Delta i_{oqi} \quad (3.80)$$

$$\Delta \omega_i = -m_{pi} \Delta \bar{P}_i + \Delta \hat{\omega}_{plli} \quad (3.81)$$

Portanto, aproveitando as expressões linearizadas anteriores assim como (3.10), (3.11) e (3.13) à (3.15), são obtidas as equações no espaço de estados do módulo de compartilhamento de potência para as interfaces UPQC, como segue:

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{\delta}_i \\ \Delta \dot{P}_i \\ \Delta \dot{\bar{P}}_i \\ \Delta \dot{Q}_i \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & -m_{pi} & 0 \\ 0 & -\omega_{ci} & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_{ci} & -k_{wi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{ci} \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}_{Pi}} \begin{pmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta \bar{P}_i \\ \Delta Q_i \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{ci} I_{odi} & \omega_{ci} I_{oqi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{ci} I_{odi} & \omega_{ci} I_{oqi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{ci} I_{oqi} & \omega_{ci} I_{odi} & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{Pi}} \begin{pmatrix} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{loi} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{pmatrix} \quad (3.82)$$

$$+ \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \omega_{ci} U_{odi} & \omega_{ci} U_{oqi} & 0 \\ \omega_{ci} U_{odi} & \omega_{ci} U_{oqi} & 0 \\ \omega_{ci} U_{oqi} & -\omega_{ci} U_{odi} & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{Poi}} \begin{pmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{Poplli}} \left| \Delta \hat{\omega}_{plli} \right| + \underbrace{\begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{Pocomi}} \left| \Delta \omega_{com} \right|$$

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{\delta}_i \\ \Delta \dot{P}_i \\ \Delta \dot{\bar{P}}_i \\ \Delta \dot{Q}_i \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{Pi} \begin{pmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta \bar{P}_i \\ \Delta Q_i \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{Pi} \begin{pmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_{Poi} \left| \Delta i_{odq0i} \right| + \mathbf{B}_{Poplli} \left| \Delta \hat{\omega}_{plli} \right| + \mathbf{B}_{Pocomi} \left| \Delta \omega_{com} \right| \quad (3.83)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta u_{odi}^* \\ \Delta u_{oqi}^* \\ \Delta u_{o0i}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -m_{pi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -n_{qi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta \bar{P}_i \\ \Delta Q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -R_{vi} & \omega_n L_{vi} & 0 \\ -\omega_n L_{vi} & -R_{vi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \left| \Delta \hat{\omega}_{plli} \right| \quad (3.84)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta u_{odq0i}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_{Poi} \\ \mathbf{C}_{Pvi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_i \\ \Delta \bar{P}_i \\ \Delta Q_i \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 3} \\ \mathbf{D}_{Poi} \end{pmatrix} \left| \Delta i_{odq0i} \right| + \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{Poplli} \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{pmatrix} \left| \Delta \hat{\omega}_{plli} \right| \quad (3.85)$$

sendo as matrizes de saída \mathbf{C}_{Poi} e \mathbf{C}_{Pvi} e de transmissão direta \mathbf{D}_{Poi} e \mathbf{D}_{Poplli} , expressas por:

$$\mathbf{C}_{Poi} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -m_{pi} & 0 \end{pmatrix} \therefore \mathbf{C}_{Pvi} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -n_{qi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \therefore \mathbf{D}_{Poi} = \begin{pmatrix} -R_{vi} & \omega_n L_{vi} & 0 \\ -\omega_n L_{vi} & -R_{vi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \therefore \mathbf{D}_{Poplli} = 1 \quad (3.86)$$

3.2.2 Modelagem dos Controladores de Tensão e de Corrente

O diagrama em blocos das malhas de controle dos conversores paralelos dos UPQCs é mostrado na Figura 3.7. Comparando este diagrama em blocos com àquele da Figura 3.3, nota-se uma única diferença, ou seja, ao invés de termos *feedforward* relacionados às correntes de saída, leva-se em consideração agora as correntes de saída dos indutores dos conversores série i_{csdq0i} , conforme visto no decorrer do processo da modelagem dos inversores paralelos apresentada na Seção 2.5.2.

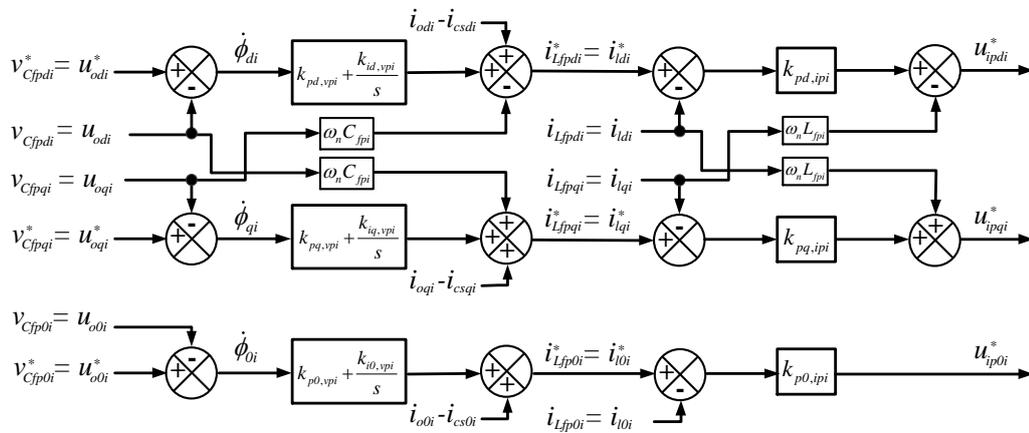


Figura 3.7 – Diagrama em blocos das malhas de controle do conversor paralelo de um dado UPQC.
Fonte: Autoria Própria

Uma vez que os diagramas das Figuras 3.3 e 3.7 são semelhantes, as equações (3.21) à (3.23), que relacionam os estados presentes nas malhas de tensão, podem ser considerados na modelagem dos UPQCs, em conjunto com as equações a seguir que relacionam as referências para as malhas de corrente:

$$i_{ldi}^* = \left(k_{pd, vpi} + \frac{k_{id, vpi}}{s} \right) \dot{\phi}_{di} - \omega_n C_{fpi} u_{oqi} + i_{odi} - i_{csdi} \quad (3.87)$$

$$i_{lqi}^* = \left(k_{pq, vpi} + \frac{k_{iq, vpi}}{s} \right) \dot{\phi}_{qi} + \omega_n C_{fpi} u_{odi} + i_{oqi} - i_{csqi} \quad (3.88)$$

$$i_{l0i}^* = \left(k_{p0, vpi} + \frac{k_{i0, vpi}}{s} \right) \dot{\phi}_{0i} + i_{o0i} - i_{cs0i} \quad (3.89)$$

Ao serem aplicados os conceitos de linearização nas equações anteriores, tem-se:

$$\Delta i_{ldi}^* = k_{id, vpi} \Delta \phi_{di} + k_{pd, vpi} \Delta u_{odi}^* - k_{pd, vpi} \Delta u_{odi} - \omega_n C_{fpi} \Delta u_{oqi} + \Delta i_{odi} - \Delta i_{csdi} \quad (3.90)$$

$$\Delta i_{lqi}^* = k_{iq, vpi} \Delta \phi_{qi} + k_{pq, vpi} \Delta u_{oqi}^* + \omega_n C_{fpi} \Delta u_{odi} - k_{pq, vpi} \Delta u_{oqi} + \Delta i_{oqi} - \Delta i_{csqi} \quad (3.91)$$

$$\Delta i_{l0i}^* = k_{i0, vpi} \Delta \phi_{0i} + k_{p0, vpi} \Delta u_{o0i}^* - k_{p0, vpi} \Delta u_{o0i} + \Delta i_{o0i} - \Delta i_{cs0i} \quad (3.92)$$

Portanto, baseado nas expressões anteriores, o modelo no espaço de estados referente às malhas de tensão dos UPQCs pode ser representado pelas equações de estado (3.34), obtidas na Seção 3.1.2, assim como pelas equações de saída (3.93) e (3.94), como segue:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldi}^* \\ \Delta i_{lqi}^* \\ \Delta i_{l0i}^* \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} k_{id,vpi} & 0 & 0 \\ 0 & k_{iq,vpi} & 0 \\ 0 & 0 & k_{i0,vpi} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{vi}} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{di} \\ \Delta \phi_{qi} \\ \Delta \phi_{0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} k_{pd,vpi} & 0 & 0 \\ 0 & k_{pq,vpi} & 0 \\ 0 & 0 & k_{p0,vpi} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{1vi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{odi}^* \\ \Delta u_{oqi}^* \\ \Delta u_{o0i}^* \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -k_{pd,vpi} & -\omega_n C_{fpi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_n C_{fpi} & -k_{pq,vpi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{p0,vpi} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{2vi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{l0i} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{3vi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{4vi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{csdi} \\ \Delta i_{csqi} \\ \Delta i_{cs0i} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.93)$$

$$\left| \Delta i_{ldq0i}^* \right| = \mathbf{C}_{vi} \left| \Delta \phi_{dq0i} \right| + \mathbf{D}_{1vi} \left| \Delta u_{odq0i}^* \right| + \mathbf{D}_{2vi} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{3vi} \left| \Delta i_{odq0i} \right| + \mathbf{D}_{4vi} \left| \Delta i_{csdq0i} \right| \quad (3.94)$$

Nota-se em (3.93) que as matrizes \mathbf{C}_{vi} , \mathbf{D}_{1vi} e \mathbf{D}_{2vi} são idênticas àquelas presentes em (3.35), sendo modificada apenas a matriz \mathbf{D}_{3vi} e incorporada às equações de saída a matriz \mathbf{D}_{4vi} devido a presença das correntes dos conversores série.

Vale destacar aqui que o modelo desenvolvido para as malhas de corrente dos conversores paralelos, dado pelas equações (3.40) e (3.41), permanece o mesmo para a modelagem das referidas malhas dos UPQCs.

3.2.3 Modelagem do Filtro LC do VSI Paralelo

Novamente, como comentado na Seção 3.1.3, as equações (2.103) à (2.108) associados ao VSI NPC e (2.166) à (2.171), referentes ao VSI 4L, são assumidas para a modelagem linearizada de pequenos sinais, desta vez, admitindo os termos das correntes do conversor série (i_{csdq0i}) nas equações das tensões de saída.

Dessa forma, aplicando a linearização nas equações das tensões dos filtros LC, (2.106) à (2.108) para o NPC e (2.169) à (2.171) para o 4L, obtém-se:

$$\Delta \dot{u}_{odi} = \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{ldi} + \omega_{0i} \Delta u_{oqi} - \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{odi} + \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{csdi} + U_{oqi} \Delta \omega_i \quad (3.95)$$

$$\Delta \dot{u}_{oqi} = \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{lqi} - \omega_{0i} \Delta u_{odi} - \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{oqi} + \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{csqi} - U_{odi} \Delta \omega_i \quad (3.96)$$

$$\Delta \dot{u}_{o0i} = \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{l0i} - \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{o0i} + \frac{1}{C_{fpi}} \Delta i_{cs0i} \quad (3.97)$$

Portanto, ao serem incluídas as equações linearizadas das correntes dos indutores dos filtros LC, equações (3.42) à (3.44), o modelo no espaço de estados pode ser definido como:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{ldi} \\ \Delta \dot{i}_{lqi} \\ \Delta \dot{i}_{l0i} \\ \Delta \dot{u}_{odi} \\ \Delta \dot{u}_{oqi} \\ \Delta \dot{u}_{o0i} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Lfpi}}{L_{fpi}} & \omega_{0i} & 0 & -\frac{1}{L_{fpi}} & 0 & 0 \\ -\omega_{0i} & -\frac{R_{Lfpi}}{L_{fpi}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fpi}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lfpi}}{L_{fpi}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fpi}^*} \\ \frac{1}{C_{fpi}} & 0 & 0 & 0 & \omega_{0i} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{fpi}} & 0 & -\omega_{0i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{fpi}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{LCi}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fpi}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{fpi}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{fpi}^*} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1LCi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{ipdi} \\ \Delta u_{ipqi} \\ \Delta u_{ip0i} \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

$$\begin{aligned} & + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{fpi}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{fpi}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fpi}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{2LCi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} I_{lqi} \\ -I_{ldi} \\ 0 \\ U_{oqi} \\ -U_{odi} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{3LCi}} \Delta \omega_i + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{fpi}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{fpi}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{fpi}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{4LCi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{csdi} \\ \Delta i_{csqi} \\ \Delta i_{cs0i} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{ldq0i} \\ \Delta \dot{u}_{odq0i} \end{bmatrix} & = \mathbf{A}_{LCi} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{1LCi} \begin{bmatrix} \Delta u_{ipdq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{2LCi} \begin{bmatrix} \Delta i_{odq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{3LCi} \begin{bmatrix} \Delta \omega_i \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{4LCi} \begin{bmatrix} \Delta i_{csdq0i} \end{bmatrix} \quad (3.99) \end{aligned}$$

É possível observar em (3.98) que as matrizes \mathbf{A}_{LCi} , \mathbf{B}_{1LCi} , \mathbf{B}_{2LCi} , \mathbf{B}_{3LCi} são iguais às do modelo desenvolvido em (3.48), sendo agregada às equações de estado a matriz \mathbf{B}_{4LCi} referente às correntes dos VSI série.

3.2.4 Modelagem do Controlador e da Tensão do Barramento CC

Como comentado ao longo do trabalho, as malhas de controle dos barramentos CC dos UPQCs operam em conjunto com as malhas das correntes no eixo d dos indutores do inversor série, responsáveis por manter os níveis das tensões constantes.

A Figura 3.8 ilustra o diagrama em blocos das malhas de controle da tensão do barramento CC e das correntes dos indutores de filtragem dos inversores série. Nota-se neste diagrama uma diferença, em termos de controle, entre os VSIs série 3L e NPC, a qual se caracteriza pela existência da malha de controle de corrente no eixo 0 , no caso do conversor NPC, conforme constatado durante a modelagem de ambos os conversores no Capítulo 2.

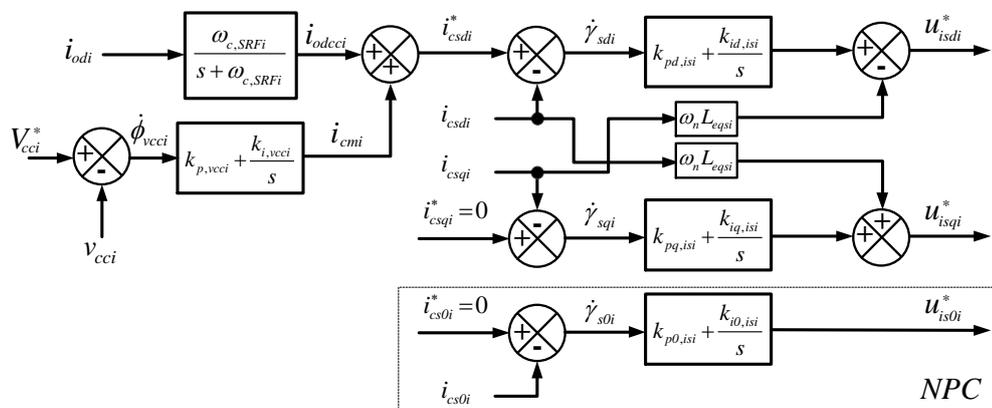


Figura 3.8 – Diagrama em blocos das malhas de tensão do barramento CC e das correntes dos indutores de filtragem dos inversores série.

Fonte: Autoria Própria

Com relação à malha de controle de tensão do barramento CC, a partir do diagrama da Figura 3.8, as seguintes equações podem ser definidas:

$$\dot{\phi}_{vcci} = V_{cci}^* - u_{vcci} \quad \therefore u_{vcci} = v_{vcci} \quad (3.100)$$

$$i_{cmi} = \left(k_{p,vcci} + \frac{k_{i,vcci}}{s} \right) \dot{\phi}_{vcci} \quad (3.101)$$

onde $\dot{\phi}_{vcci}$ é uma variável de estado relacionada à malha de controle, V_{cci}^* é a referência de tensão do barramento CC, u_{vcci} é a tensão total (v_{vcci}) do barramento CC de um dado UPQC i , $k_{p,vcci}$ e $k_{i,vcci}$ são, respectivamente, os ganhos proporcional e integrativo do controlador PI e i_{cmi} é a ação de controle do controlador, referente à parcela ativa de corrente.

Aplicando a linearização nas equações (3.100) e (3.101), obtém-se:

$$\Delta \dot{\phi}_{vcci} = -\Delta u_{vcci} \quad (3.102)$$

$$\Delta i_{cmi} = k_{i,vcci} \Delta \phi_{vcci} - k_{p,vcci} \Delta u_{vcci} \quad (3.103)$$

Considera-se agora a obtenção da expressão dinâmica referente à tensão do barramento CC, a qual pode ser obtida por meio de uma análise do fluxo de potência ativa de um dado UPQC i , com base na Figura 3.9, onde é assumido $u_{si} > u_{bi}$.

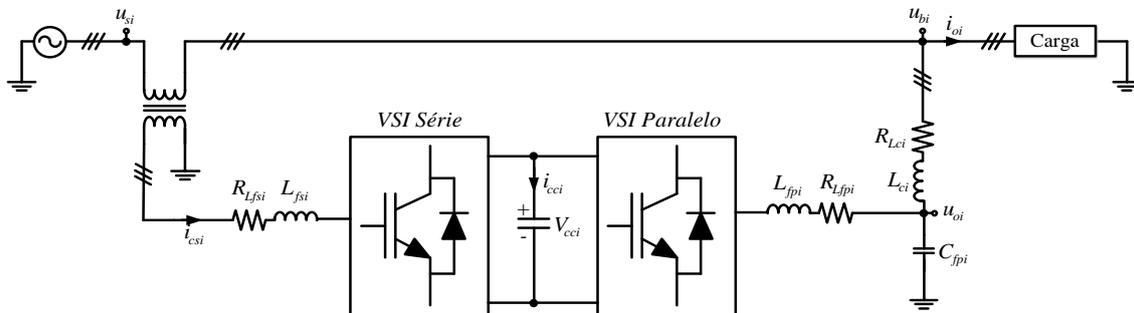


Figura 3.9 – Fluxo de potência ativa em um dado UPQC.
Fonte: Autoria Própria

A partir desta figura, é possível afirmar que a potência ativa total fornecida pelo barramento CC (p_{cci}) de um dado UPQC i é calculada pela diferença entre a potência ativa que flui pelo conversor série (p_{csi}) e pela potência ativa que flui pelo conversor paralelo (p_{cpi}):

$$p_{csi} = p_{cci} + p_{cpi} \rightarrow p_{cci} = p_{csi} - p_{cpi} \quad (3.104)$$

Sabendo-se que a potência do barramento CC é dada por $p_{cci} = V_{cci}i_{cci}$, onde V_{cci} e i_{cci} são as respectivas tensão e corrente do barramento CC; a potência do conversor série é definida por $p_{csi} = (u_{si} - u_{bi})i_{csi}$, onde u_{si} e u_{bi} são as tensões da rede e no ponto de acoplamento do UQPC i , respectivamente, e i_{csi} é a corrente do conversor série; e a potência associada ao conversor paralelo descrita por $p_{cpi} = u_{oi}(i_{oi} - i_{csi})$, onde u_{oi} e i_{oi} são as respectivas tensão e corrente de saída do UQPC i , tem-se que:

$$V_{cci}C_{cci} \frac{du_{vcci}}{dt} = u_{oi}(i_{csi} - i_{oi}) + (u_{si} - u_{bi})i_{csi} \quad (3.105)$$

sendo C_{cci} o valor da capacitância total do barramento CC.

Dessa forma é possível afirmar que, durante a operação do sistema UPQC as tensões de saída, da rede e no ponto de acoplamento serão aproximadamente iguais à tensão no eixo direto síncrono ($v_d = \sqrt{3}V_{s,rms}$), ou seja: $u_{oi} = u_{si} = u_{bi} = v_d$. Portanto, ao substituir este resultado na expressão (3.105), assumindo uma representação das grandezas de corrente no referencial síncrono, tal que $i_{oi} = i_{odi}$ e $i_{csi} = i_{csdi}$, e aplicando o conceito de linearização na equação resultante, pode-se definir a equação de estados da tensão do barramento CC, dada por:

$$\Delta \dot{u}_{vcci} = -\frac{v_d}{V_{cci}C_{cci}} \Delta i_{odi} + \frac{v_d}{V_{cci}C_{cci}} \Delta i_{csdi} \quad (3.106)$$

Vale destacar que o UPQC NPC/NPC opera com um barramento dividido. Logo, duas tensões devem ser medidas para seu correto funcionamento. Neste trabalho, o comportamento para cada uma das tensões do barramento CC é obtido considerando a equação (3.106), sendo então somados para caracterizar a dinâmica da tensão total do referido barramento.

Além das malhas de controle da tensão do barramento CC e das correntes dos indutores de filtragem do conversor série, o diagrama de controle na Figura 3.8 ilustra também o cálculo da componente contínua da corrente da carga i_{odcci} , por meio de um FPB, relacionada ao algoritmo SRF, cuja equação é definida por:

$$i_{odcci} = \frac{\omega_{c,SRFi}}{s + \omega_{c,SRFi}} i_{odi} \quad (3.107)$$

sendo $\omega_{c,SRFi}$ a frequência de corte, em rad/s, do FPB do algoritmo SRF. Logo, aplicando a linearização nesta equação, tem-se:

$$\Delta \dot{i}_{odcci} = \omega_{c,SRFi} \Delta i_{odi} - \omega_{c,SRFi} \Delta i_{odcci} \quad (3.108)$$

Sendo assim, as referências para o controle de corrente podem ser definidas como:

$$i_{csdi}^* = i_{odcci} + i_{emi} \quad (3.109)$$

$$i_{csqi}^* = 0 \quad (3.110)$$

$$i_{cs0i}^* = 0 \quad (3.111)$$

Quando linearizadas estas equações, as seguintes expressões são obtidas:

$$\Delta i_{csdi}^* = k_{i,vccci} \Delta \phi_{vccci} - k_{p,vccci} \Delta u_{vccci} + \Delta i_{odcci} \quad (3.112)$$

$$\Delta i_{csqi}^* = 0 \quad (3.113)$$

$$\Delta i_{cs0i}^* = 0 \quad (3.114)$$

Ao final, as seguintes equações de estados e de saída podem ser enunciadas:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\phi}_{vccci} \\ \Delta \dot{i}_{vccci} \\ \Delta \dot{i}_{odcci} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_{c,SRFi} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{vccci}} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{vccci} \\ \Delta u_{vccci} \\ \Delta i_{odcci} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{v_d}{V_{ccci} C_{ccci}} & 0 & 0 \\ \omega_{c,SRFi} & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1vccci}} \begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{v_d}{V_{ccci} C_{ccci}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{2vccci}} \begin{bmatrix} \Delta i_{csdi} \\ \Delta i_{csqi} \\ \Delta i_{cs0i} \end{bmatrix} \quad (3.115)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\phi}_{vccci} \\ \Delta \dot{i}_{vccci} \\ \Delta \dot{i}_{odcci} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{vccci} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{vccci} \\ \Delta u_{vccci} \\ \Delta i_{odcci} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{1vccci} \begin{bmatrix} \Delta i_{odq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{2vccci} \begin{bmatrix} \Delta i_{csdq0i} \end{bmatrix} \quad (3.116)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{csdq0i}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} k_{i,vccci} & -k_{p,vccci} & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{vccci}} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{vccci} \\ \Delta u_{vccci} \\ \Delta i_{odcci} \end{bmatrix} \quad (3.117)$$

$$\left| \Delta \dot{\mathbf{i}}_{csdq0i}^* \right| = \mathbf{C}_{vccci} \begin{vmatrix} \Delta \phi_{vccci} \\ \Delta \mathbf{u}_{vccci} \\ \Delta \mathbf{i}_{odccci} \end{vmatrix} \quad (3.118)$$

sendo \mathbf{A}_{vccci} a matriz de estados, \mathbf{B}_{1vccci} e \mathbf{B}_{2vccci} as matrizes de entradas e \mathbf{C}_{vccci} a de saídas.

3.2.5 Modelagem dos Controladores de Corrente do VSI Série

Como ilustrado na Figura 3.8, além da malha de controle da tensão do barramento CC, existem as malhas das correntes nos eixos $dq0$ dos indutores de filtragem do VSI série, responsáveis pela imposição de níveis adequados de correntes senoidais na entrada do sistema. Assim como considerado durante a modelagem dos controladores de tensão dos conversores paralelos, Seção 3.1.2, estados $\dot{\gamma}_{sdq0i}$, relacionados às malhas de corrente, são definidos para a representação das respectivas malhas no espaço de estados. Logo, de acordo com o esquema de controle da Figura 3.8, as seguintes equações podem ser obtidas:

$$\dot{\gamma}_{sdi} = i_{csdi}^* - i_{csdi} \quad (3.119)$$

$$\dot{\gamma}_{sqi} = i_{csqi}^* - i_{csqi} \quad (3.120)$$

$$\dot{\gamma}_{s0i} = i_{cs0i}^* - i_{cs0i} \quad (3.121)$$

$$\mathbf{u}_{isdi}^* = \left(k_{pd,isi} + \frac{k_{id,isi}}{s} \right) \dot{\gamma}_{sdi} - \omega_n L_{eqsi} i_{csqi} \quad (3.122)$$

$$\mathbf{u}_{isqi}^* = \left(k_{pq,isi} + \frac{k_{iq,isi}}{s} \right) \dot{\gamma}_{sqi} + \omega_n L_{eqsi} i_{csdi} \quad (3.123)$$

$$\mathbf{u}_{is0i}^* = \left(k_{p0,isi} + \frac{k_{i0,isi}}{s} \right) \dot{\gamma}_{s0i} \quad (3.124)$$

sendo i_{csdq0i}^* e \mathbf{u}_{isdq0i}^* as referências das malhas de corrente e dos sinais de modulação do conversor série no referencial $dq0$, $k_{pdq0,isi}$ e $k_{idq0,isi}$ os ganhos proporcionais e integrativos dos controladores PI das referidas malhas, e L_{eqsi} a indutância de filtragem equivalente.

Aplicando a linearização nas equações anteriores, obtém-se:

$$\Delta \dot{\gamma}_{sdi} = \Delta i_{csdi}^* - \Delta i_{csdi} \quad (3.125)$$

$$\Delta \dot{\gamma}_{sqi} = \Delta i_{csqi}^* - \Delta i_{csqi} \quad (3.126)$$

$$\Delta \dot{\gamma}_{s0i} = \Delta i_{cs0i}^* - \Delta i_{cs0i} \quad (3.127)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{isdi}^* = k_{id,isi} \Delta \gamma_{sdi} + k_{pd,isi} \Delta i_{csdi}^* - k_{pd,isi} \Delta i_{csdi} - \omega_n L_{eqsi} \Delta i_{csqi} \quad (3.128)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{isqi}^* = k_{iq,isi} \Delta \gamma_{sqi} + k_{pq,isi} \Delta i_{csqi}^* + \omega_n L_{eqsi} \Delta i_{csdi} - k_{pq,isi} \Delta i_{csqi} \quad (3.129)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{is0i}^* = k_{i0,isi} \Delta \gamma_{s0i} + k_{p0,isi} \Delta i_{cs0i}^* - k_{p0,isi} \Delta i_{cs0i} \quad (3.130)$$

Portanto, as seguintes equações de estados e de saída podem ser formuladas:

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{\gamma}_{sdi} \\ \Delta \dot{\gamma}_{sqi} \\ \Delta \dot{\gamma}_{s0i} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{1ii}} \begin{pmatrix} \Delta i_{csdi}^* \\ \Delta i_{csqi}^* \\ \Delta i_{cs0i}^* \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{B}_{2ii}} \begin{pmatrix} \Delta i_{csdi} \\ \Delta i_{csqi} \\ \Delta i_{cs0i} \end{pmatrix} \quad (3.131)$$

$$\left| \Delta \dot{\gamma}_{sdq0i} \right| = \mathbf{B}_{1ii} \left| \Delta i_{csdq0i}^* \right| + \mathbf{B}_{2ii} \left| \Delta i_{csdq0i} \right| \quad (3.132)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta u_{isdi}^* \\ \Delta u_{isqi}^* \\ \Delta u_{is0i}^* \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} k_{id,isi} & 0 & 0 \\ 0 & k_{iq,isi} & 0 \\ 0 & 0 & k_{i0,isi} \end{pmatrix}}_{\mathbf{C}_{ii}} \begin{pmatrix} \Delta \gamma_{sdi} \\ \Delta \gamma_{sqi} \\ \Delta \gamma_{s0i} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} k_{pd,isi} & 0 & 0 \\ 0 & k_{pq,isi} & 0 \\ 0 & 0 & k_{p0,isi} \end{pmatrix}}_{\mathbf{D}_{1ii}} \begin{pmatrix} \Delta i_{csdi}^* \\ \Delta i_{csqi}^* \\ \Delta i_{cs0i}^* \end{pmatrix} \quad (3.133)$$

$$+ \underbrace{\begin{pmatrix} -k_{pd,isi} & -\omega_n L_{eqsi} & 0 \\ \omega_n L_{eqsi} & -k_{pq,isi} & 0 \\ 0 & 0 & -k_{p0,isi} \end{pmatrix}}_{\mathbf{D}_{2ii}} \begin{pmatrix} \Delta i_{csdi} \\ \Delta i_{csqi} \\ \Delta i_{cs0i} \end{pmatrix}$$

$$\left| \Delta u_{isdq0i}^* \right| = \mathbf{C}_{ii} \left| \Delta \gamma_{sdq0i} \right| + \mathbf{D}_{1ii} \left| \Delta i_{csdq0i}^* \right| + \mathbf{D}_{2ii} \left| \Delta i_{csdq0i} \right| \quad (3.134)$$

nas quais \mathbf{B}_{1ii} e \mathbf{B}_{2ii} são as matrizes de entrada, \mathbf{C}_{ii} é a matriz de saída, enquanto \mathbf{D}_{1ii} e \mathbf{D}_{2ii} são as matrizes de transmissão direta.

3.2.6 Modelagem das Correntes de Saída dos UPQCs

Como feito na Seção 3.1.4, as equações dinâmicas (2.117) à (2.119), relacionadas ao conversor paralelo NPC, e (2.181) à (2.183), referentes ao conversor paralelo 4L, são tomadas aqui para o desenvolvimento da modelagem de pequenos sinais. Após a aplicação da linearização nestas equações anteriores, pode-se definir as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{odi} = & -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \Delta i_{odi} + \omega_{0i} \Delta i_{oqi} + \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{odi} + \left(\frac{1}{L_{eqsi}} - \frac{1}{L_{ci}} \right) \Delta u_{bdi} + I_{oqi} \Delta \omega_i \\ & + \frac{1}{L_{eqsi}} \Delta u_{isdi} + \left(\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} - \frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \right) \Delta i_{csdi} - \frac{1}{L_{eqsi}} \Delta u_{sdi} \end{aligned} \quad (3.135)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{oqi} = & -\omega_{0i} \Delta i_{odi} - \frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \Delta i_{oqi} + \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{oqi} + \left(\frac{1}{L_{eqsi}} - \frac{1}{L_{ci}} \right) \Delta u_{bqi} - I_{odi} \Delta \omega_i \\ & + \frac{1}{L_{eqsi}} \Delta u_{isqi} + \left(\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} - \frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \right) \Delta i_{csqi} - \frac{1}{L_{eqsi}} \Delta u_{sqi} \end{aligned} \quad (3.136)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{o0i} = & -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \Delta i_{o0i} + \frac{1}{L_{ci}} \Delta u_{o0i} + \left(b_{u0i} - \frac{1}{L_{ci}} \right) \Delta u_{b0i} + b_{u0i} \Delta u_{is0i} \\ & + \left(\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} - \frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \right) \Delta i_{cs0i} - b_{u0i} \Delta u_{sqi} \end{aligned} \quad (3.137)$$

onde R_{Leqsi} é a resistência interna da indutância equivalente do filtro L do inversor série, u_{isdq0i} são os sinais de modulação no referencial síncrono do inversor série (sendo $\Delta u_{isdq0i} = \Delta u_{isdq0i}^*$) e u_{sdq0i} as tensões da rede no referencial síncrono. Além disso, na equação (3.137) nota-se o termo b_{u0i} , incluído na modelagem por conta das diferenças entre os modelos dos conversores série 3L e NPC, visto que o primeiro não apresenta a malha de controle no eixo 0. Logo, b_{u0i} será igual a 0, caso o VSI série seja o 3L, e $1/L_{eqsi}$, se o VSI série for o NPC.

Portanto, a partir das equações (3.135) à (3.137), pode-se enunciar as equações de estados referente às correntes de saída dos UPQCs como segue:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{odi} \\ \Delta \dot{i}_{oqi} \\ \Delta \dot{i}_{o0i} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} & \omega_{0i} & 0 \\ -\omega_{0i} & -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lci}}{L_{ci}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{1oi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \\ \Delta i_{o0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ci}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ci}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ci}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1oi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldi} \\ \Delta i_{lqi} \\ \Delta i_{l0i} \\ \Delta u_{odi} \\ \Delta u_{oqi} \\ \Delta u_{o0i} \end{bmatrix} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eqsi}} & \frac{1}{L_{ci}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eqsi}} & -\frac{1}{L_{ci}} & 0 \\ 0 & 0 & b_{u0i} & -\frac{1}{L_{ci}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{2oi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{bdi} \\ \Delta u_{bqi} \\ \Delta u_{b0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} I_{oqi} \\ -I_{odi} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{3oi}} |\Delta \omega_i| + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eqsi}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eqsi}} & 0 \\ 0 & 0 & b_{u0i} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{4oi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{isdi} \\ \Delta u_{isqi} \\ \Delta u_{is0i} \end{bmatrix} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{R_{Lci}}{L_{ci}} - \frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{Lci}}{L_{ci}} - \frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{Lci}}{L_{ci}} - \frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{5oi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{csdi} \\ \Delta i_{csqi} \\ \Delta i_{cs0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{eqsi}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{eqsi}} & 0 \\ 0 & 0 & -b_{u0i} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{6oi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{sdi} \\ \Delta u_{sqi} \\ \Delta u_{s0i} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.138}$$

$$\begin{aligned}
 \left| \Delta \dot{i}_{odq0i} \right| &= \mathbf{A}_{1oi} \left| \Delta i_{odq0i} \right| + \mathbf{B}_{1oi} \begin{bmatrix} \Delta i_{ldq0i} \\ \Delta u_{odq0i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{2oi} \left| \Delta u_{bdq0i} \right| + \mathbf{B}_{3oi} \left| \Delta \omega_i \right| + \mathbf{B}_{4oi} \left| \Delta u_{isdq0i} \right| \\
 &+ \mathbf{B}_{5oi} \left| \Delta i_{csdq0i} \right| + \mathbf{B}_{6oi} \left| \Delta u_{sdq0i} \right|
 \end{aligned} \tag{3.139}$$

sendo \mathbf{A}_{1oi} a matriz de estados e \mathbf{B}_{1oi} , \mathbf{B}_{2oi} , \mathbf{B}_{3oi} , \mathbf{B}_{4oi} , \mathbf{B}_{5oi} e \mathbf{B}_{6oi} as matrizes de entrada.

Quando comparada a equação de estados (3.138) com àquela deduzida na Seção 3.1.4, ou seja, a equação (3.53), nota-se que as matrizes \mathbf{A}_{1oi} , \mathbf{B}_{1oi} e \mathbf{B}_{3oi} são idênticas, sendo modificada apenas a matriz \mathbf{B}_{2oi} e incorporadas as matrizes \mathbf{B}_{4oi} , \mathbf{B}_{5oi} e \mathbf{B}_{6oi} , devido as características dinâmicas dos conversores série.

3.2.7 Modelo do Filtro L do VSI Série

Conforme visto no decorrer da Seção 2.5.1, equações dinâmicas no referencial $dq0$ foram obtidas para as correntes dos indutores dos inversores série, equações (2.36) a (2.38) para o conversor NPC, e (2.67) a (2.69) para o conversor 3L, as quais serão consideradas nesta seção para a modelagem linearizada de pequenos sinais. Após linearizá-las, tem-se:

$$\Delta \dot{i}_{csdi} = -\frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \Delta i_{csdi} + \omega_{0i} \Delta i_{csqi} + \frac{1}{L_{eqsi}} \Delta u_{isdi} - \frac{1}{L_{eqsi}} (\Delta u_{sdi} - \Delta u_{bdi}) + I_{csqi} \Delta \omega_i \quad (3.140)$$

$$\Delta \dot{i}_{csqi} = -\omega_{0i} \Delta i_{csdi} - \frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \Delta i_{csqi} + \frac{1}{L_{eqsi}} \Delta u_{isqi} - \frac{1}{L_{eqsi}} (\Delta u_{sqi} - \Delta u_{bqi}) - I_{csdi} \Delta \omega_i \quad (3.141)$$

$$\Delta \dot{i}_{cs0i} = -\frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \Delta i_{cs0i} + b_{u0i} \Delta u_{is0i} - b_{u0i} (\Delta u_{s0i} - \Delta u_{b0i}) \quad (3.142)$$

onde novamente é possível notar o termo b_{u0i} (0 caso o VSI série seja 3L e $1/L_{eqsi}$ se o VSI série for o NPC) incluído na modelagem por conta das diferenças entre os modelos dos conversores série. Representando-as por meio de uma equação de estados, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{csdi} \\ \Delta \dot{i}_{csqi} \\ \Delta \dot{i}_{cs0i} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} & \omega_{0i} & 0 \\ \omega_{0i} & -\frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Leqsi}}{L_{eqsi}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{Lsi}} \begin{bmatrix} \Delta i_{csdi} \\ \Delta i_{csqi} \\ \Delta i_{cs0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eqsi}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eqsi}} & 0 \\ 0 & 0 & b_{u0i} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1Lsi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{isdi} \\ \Delta u_{isqi} \\ \Delta u_{is0i} \end{bmatrix} \quad (3.143)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eqsi}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eqsi}} & 0 \\ 0 & 0 & b_{u0i} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{2Lsi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{bdi} \\ \Delta u_{bqi} \\ \Delta u_{b0i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} I_{csqi} \\ -I_{csdi} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{3Lsi}} |\Delta \omega_i| + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{eqsi}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{eqsi}} & 0 \\ 0 & 0 & b_{u0i} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{4Lsi}} \begin{bmatrix} \Delta u_{sdi} \\ \Delta u_{sqi} \\ \Delta u_{s0i} \end{bmatrix}$$

$$\left| \Delta \dot{i}_{csdq0i} \right| = \mathbf{A}_{Lsi} \left| \Delta i_{csdq0i} \right| + \mathbf{B}_{1Lsi} \left| \Delta u_{isdq0i} \right| + \mathbf{B}_{2Lsi} \left| \Delta u_{bdq0i} \right| + \mathbf{B}_{3Lsi} \left| \Delta \omega_i \right| + \mathbf{B}_{4Lsi} \left| \Delta u_{sdq0i} \right| \quad (3.144)$$

sendo \mathbf{A}_{Lsi} a matriz de estados e \mathbf{B}_{1Lsi} , \mathbf{B}_{2Lsi} , \mathbf{B}_{3Lsi} e \mathbf{B}_{4Lsi} as matrizes de entrada.

3.2.8 Modelo Unificado dos UPQCs

Uma vez obtidos os modelos de cada submódulo dos UPQCs, estes podem ser unificados em uma única modelagem. Logo, as seguintes equações são consideradas: (3.73) e (3.75) do algoritmo PLL, (3.83) e (3.85) do controle por *droop*, (3.34), (3.94) e (3.41) do controle do VSI paralelo, (3.99) do filtro LC do paralelo, (3.116) e (3.118) dos aspectos do

barramento CC, (3.132) e (3.134) do controle do VSI série, (3.139) das correntes de saída e (3.144) do filtro L do série. Vale destacar que as equações relacionadas às transformações entre os sistemas locais e globais, equações (3.56) e (3.58), também são assumidas.

Portanto, ao serem consideradas as equações anteriores, um modelo no espaço de estados de 26ª ordem generalizado pode ser obtido para cada interface UPQC, cujas equações de estados e de saída são dadas por:

$$\Delta \dot{x}_{upqci} = \mathbf{A}_{UPQCi} \Delta x_{upqci} + \mathbf{B}_{UPQCubi} \Delta u_{bDQO_i} + \mathbf{B}_{UPQCusi} \Delta u_{sdqO_i} + \mathbf{B}_{UPQC\omega comi} \Delta \omega_{com}$$

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta i_{oDQO_i} \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} \mathbf{C}_{UPQCoi} \\ \mathbf{C}_{UPQCioi} \end{vmatrix} \Delta x_{upqci} + \begin{vmatrix} \mathbf{D}_{UPQCuso_i} \\ \mathbf{0} \end{vmatrix} \Delta u_{sdqO_i} \end{aligned} \quad (3.145)$$

$$\Delta x_{upqci} = \begin{vmatrix} \Delta \phi_{plli} & \Delta \delta_i & \Delta P_i & \Delta \bar{P}_i & \Delta Q_i & \Delta \phi_{di} & \Delta \phi_{qi} & \Delta \phi_{oi} & \Delta i_{ldi} & \Delta i_{lqi} & \Delta i_{loi} & \Delta u_{odi} & \Delta u_{oqi} & \Delta u_{ooi} & \dots \\ \dots & \Delta \phi_{vcci} & \Delta u_{vcci} & \Delta i_{odcci} & \Delta \gamma_{sdi} & \Delta \gamma_{sqi} & \Delta \gamma_{soi} & \Delta i_{odi} & \Delta i_{oqi} & \Delta i_{ooi} & \Delta i_{csdi} & \Delta i_{csqi} & \Delta i_{csoi} & \dots & \dots \end{vmatrix}_{1 \times 26}^T$$

$$\Delta u_{bDQO_i} = \begin{vmatrix} \Delta u_{bDi} & \Delta u_{bQi} & \Delta u_{bOi} \end{vmatrix}_{1 \times 3}^T \quad \therefore \quad \Delta u_{sdqO_i} = \begin{vmatrix} \Delta u_{sdi} & \Delta u_{sqi} & \Delta u_{soi} \end{vmatrix}_{1 \times 3}^T$$

onde suas matrizes de estados \mathbf{A}_{UPQCi} , de entradas $\mathbf{B}_{UPQCubi}$, $\mathbf{B}_{UPQCusi}$ e $\mathbf{B}_{UPQC\omega comi}$, de saídas \mathbf{C}_{UPQCoi} e $\mathbf{C}_{UPQCioi}$, e $\mathbf{D}_{UPQCuso_i}$ de transmissão direta, são definidas pelas equações (3.146), (3.147), (3.148) e (3.149), respectivamente.

$$\mathbf{A}_{UPQCi} = \begin{vmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{Poplli} \mathbf{C}_{plli} & \mathbf{A}_{Pi} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{Pi} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{Pioi} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{Ivi} \mathbf{C}_{Pvi} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{2Vi} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{Ivi} \mathbf{D}_{Pioi} \\ \mathbf{B}_{3LCi} \mathbf{D}_{Poplli} \mathbf{C}_{plli} & \alpha & \mathbf{B}_{1LCi} \mathbf{D}_{1Ci} \mathbf{C}_{Vi} & \beta & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \gamma & \mathbf{B}_{1LCi} \mathbf{D}_{1Ci} \mathbf{D}_{4Vi} + \mathbf{B}_{4LCi} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{vcci} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{1vcci} & \mathbf{B}_{2vcci} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{1li} \mathbf{C}_{vcci} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{2li} \\ \mathbf{B}_{3ioi} \mathbf{D}_{Poplli} \mathbf{C}_{plli} & \varepsilon & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{1ioi} & \mathbf{B}_{4ioi} \mathbf{D}_{1li} \mathbf{C}_{vcci} & \mathbf{B}_{4ioi} \mathbf{C}_{li} & \mathbf{A}_{ioi} & \mathbf{B}_{4ioi} \mathbf{D}_{2li} + \mathbf{B}_{5ioi} \\ \mathbf{B}_{3Lsi} \mathbf{D}_{Poplli} \mathbf{C}_{plli} & \chi & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{1Lsi} \mathbf{D}_{1li} \mathbf{C}_{vcci} & \mathbf{B}_{1Lsi} \mathbf{C}_{li} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{Lsi} + \mathbf{B}_{1Lsi} \mathbf{D}_{2li} \end{vmatrix}_{26 \times 26} \quad (3.146)$$

$$\alpha = \mathbf{B}_{1LCi} \mathbf{D}_{1Ci} \mathbf{D}_{Ivi} \mathbf{C}_{Pvi} + \mathbf{B}_{3LCi} \mathbf{C}_{Poi} \quad \therefore \quad \beta = \mathbf{A}_{LCi} + \mathbf{B}_{1LCi} (\mathbf{D}_{1Ci} \mathbf{D}_{2Vi} + \mathbf{D}_{2Ci})$$

$$\gamma = \mathbf{B}_{1LCi} \mathbf{D}_{1Ci} (\mathbf{D}_{Ivi} \mathbf{D}_{Pioi} + \mathbf{D}_{3Vi}) + \mathbf{B}_{2LCi} \quad \therefore \quad \varepsilon = \mathbf{B}_{3ioi} \mathbf{C}_{Poi} + \begin{vmatrix} \mathbf{B}_{2ioi} \mathbf{T}_V^{-1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{vmatrix}$$

$$\chi = \mathbf{B}_{3Lsi} \mathbf{C}_{Poi} + \begin{vmatrix} \mathbf{B}_{2Lsi} \mathbf{T}_V^{-1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \end{vmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{UPQCubi} = \begin{vmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{2ioi} \mathbf{T}_S^{-1} \\ \mathbf{B}_{2Lsi} \mathbf{T}_S^{-1} \end{vmatrix}_{26 \times 3} \quad \therefore \quad \mathbf{B}_{UPQCusi} = \begin{vmatrix} |0 \mathbf{B}_{plli} 0| \\ \mathbf{B}_{Poplli} |0 \mathbf{D}_{plli} 0| \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{3LCi} (\mathbf{D}_{Poplli} |0 \mathbf{D}_{plli} 0|) \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{3ioi} (\mathbf{D}_{Poplli} |0 \mathbf{D}_{plli} 0|) + \mathbf{B}_{6ioi} \\ \mathbf{B}_{3Lsi} (\mathbf{D}_{Poplli} |0 \mathbf{D}_{plli} 0|) + \mathbf{B}_{4Lsi} \end{vmatrix}_{26 \times 3} \quad \therefore \quad \mathbf{B}_{UPQC\omega comi} = \begin{vmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{P\omega comi} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{vmatrix}_{26 \times 1} \quad (3.147)$$

$$\mathbf{C}_{UPQCoi} = \begin{cases} \begin{vmatrix} \mathbf{D}_{Poplli} \mathbf{C}_{plli} & \mathbf{C}_{Poi} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{vmatrix}_{1 \times 26}, & se \ i=1 \\ \begin{vmatrix} \mathbf{D}_{Poplli} \mathbf{C}_{plli} & \mathbf{0} \end{vmatrix}_{1 \times 26}, & se \ i \neq 1 \end{cases} \quad (3.148)$$

$$\mathbf{C}_{UPQCioi} = \begin{vmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{T}_C & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{T}_S & \mathbf{0} \end{vmatrix}_{3 \times 26}$$

$$\mathbf{D}_{UPQCuso_i} = \mathbf{D}_{Poplli} \begin{vmatrix} |0 \mathbf{D}_{plli} 0| \end{vmatrix} \quad (3.149)$$

Vale destacar que como este trabalho considera duas UPQCs de diferentes topologias, o modelo de (3.145) para cada uma das interfaces UPQC será distinto, ou seja, será de 25ª ordem para o UPQC 3L/4L, visto que o estado $\Delta\gamma_{s0i}$ não é considerado, e de 27ª ordem para o UPQC NPC/NPC, pois dois estados são assumidos para as tensões do barramento CC, neste caso, Δu_{vcc21} e Δu_{vcc22} . Um diagrama esquemático do modelo unificado de uma dada interface UPQC é mostrado na Figura 3.10.

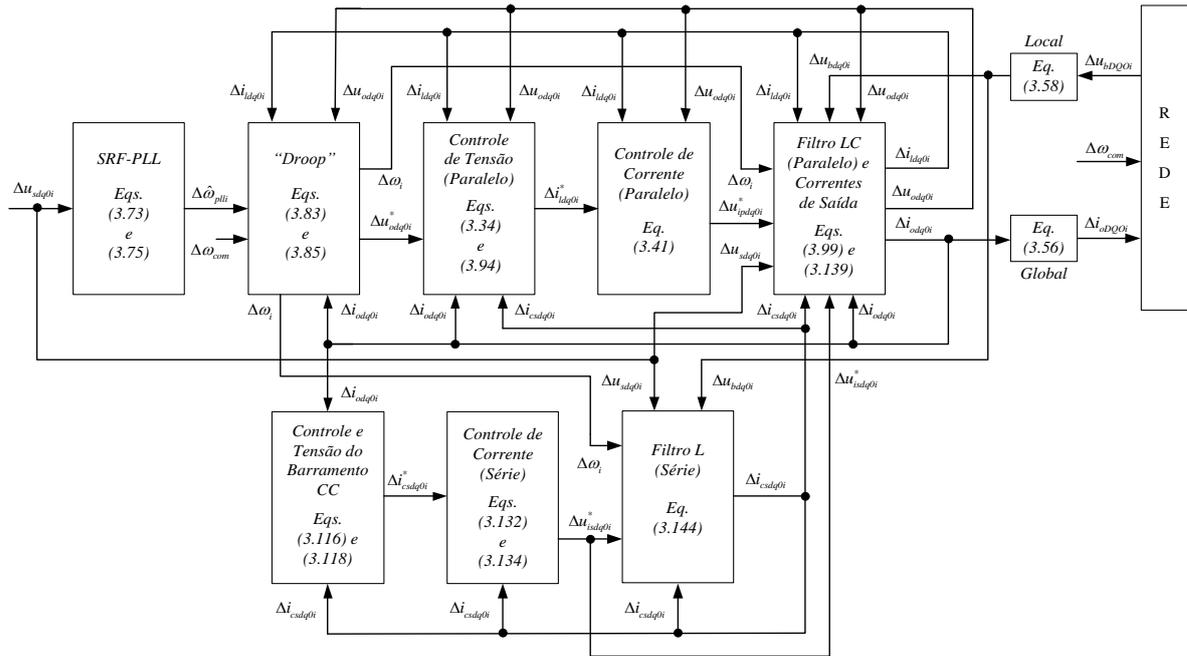


Figura 3.10 – Diagrama esquemático do modelo unificado de um dado UPQC.
Fonte: Autoria Própria

3.2.9 Modelo Combinado dos UPQCs

De posse do modelo generalizado dos UPQCs, assim como feito na Seção 3.1.7, estes devem ser combinados em uma única modelagem. Primeiramente, toma-se um dos UPQCs como conversor de referência de modo a criar um referencial comum. Neste trabalho, o UPQC 3L/4L é tomado com conversor de referência ($i = 1$) e assim:

$$\Delta\omega_{com} = \Delta\omega_1 = \mathbf{C}_{UPQC01} \Delta x_{upqc1} + \mathbf{D}_{UPQCus01} \Delta u_{sdq01} \quad (3.150)$$

Ao substituir esta equação na equação de estados presente em (3.145), e desenvolvendo as expressões, considerando também as características de cada interface UPQC, obtém-se o modelo combinado de pequenos sinais no espaço de estados dos UPQCs em paralelo, o qual é baseado no esquema da rede da Figura 3.1(b), como segue:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{x}_{upqc} &= \mathbf{A}_{UPQC} \Delta x_{upqc} + \mathbf{B}_{UPQCub} \Delta u_{bDQO} + \mathbf{B}_{UPQCus} \Delta u_{sdq0} \\ \Delta i_{oDQO} &= \mathbf{C}_{UPQCio} \Delta x_{upqc} \\ \Delta x_{upqc} &= \left[\Delta x_{upqc1} \quad \mathbf{0}_{1 \times 26} \quad \Delta x_{upqc2} \right]_{1 \times 78}^T\end{aligned}\quad (3.151)$$

$$\Delta u_{bDQO} = \left[\Delta u_{bDQO1} \quad \mathbf{0}_{1 \times 3} \quad \Delta u_{bDQO2} \right]_{1 \times 9}^T \quad \therefore \quad \Delta u_{sdq0} = \left[\Delta u_{sdq01} \quad \mathbf{0}_{1 \times 3} \quad \Delta u_{sdq02} \right]_{1 \times 9}^T$$

com a matriz de estados \mathbf{A}_{UPQC} definida por (3.152), as matrizes de entrada \mathbf{B}_{UPQCub} e \mathbf{B}_{UPQCus} dadas por (3.153) e matriz de saída \mathbf{C}_{UPQCio} expressa em (3.154).

$$\mathbf{A}_{UPQC} = \left[\begin{array}{cc|c} \mathbf{A}_{UPQC1} + \mathbf{B}_{UPQCocom1} \mathbf{C}_{UPQC\omega1} & \mathbf{0}_{25 \times 26} & \mathbf{0}_{25 \times 27} \\ \mathbf{0}_{26 \times 25} & \mathbf{0}_{26 \times 26} & \mathbf{0}_{26 \times 27} \\ \mathbf{0}_{27 \times 25} & \mathbf{0}_{27 \times 26} & \mathbf{A}_{UPQC2} + \mathbf{B}_{UPQCocom2} \mathbf{C}_{UPQC\omega2} \end{array} \right]_{78 \times 78}\quad (3.152)$$

$$\mathbf{B}_{UPQCub} = \left[\begin{array}{cc|c} \mathbf{B}_{UPQCub1} & \mathbf{0}_{25 \times 3} & \mathbf{0}_{25 \times 3} \\ \mathbf{0}_{26 \times 3} & \mathbf{0}_{26 \times 3} & \mathbf{0}_{26 \times 3} \\ \mathbf{0}_{27 \times 3} & \mathbf{0}_{27 \times 3} & \mathbf{B}_{UPQCub2} \end{array} \right]_{78 \times 9}\quad (3.153)$$

$$\mathbf{B}_{UPQCus} = \left[\begin{array}{cc|c} \mathbf{B}_{UPQCus1} + \mathbf{B}_{UPQCocom1} \mathbf{D}_{UPQC\omega1} & \mathbf{0}_{25 \times 3} & \mathbf{0}_{25 \times 3} \\ \mathbf{0}_{26 \times 3} & \mathbf{0}_{26 \times 3} & \mathbf{0}_{26 \times 3} \\ \mathbf{0}_{27 \times 3} & \mathbf{0}_{27 \times 3} & \mathbf{B}_{UPQCus2} + \mathbf{B}_{UPQCocom2} \mathbf{D}_{UPQC\omega2} \end{array} \right]_{78 \times 9}$$

$$\mathbf{C}_{UPQCio} = \left[\begin{array}{cc|c} \mathbf{C}_{UPQCio1} & \mathbf{0}_{3 \times 26} & \mathbf{0}_{3 \times 27} \\ \mathbf{0}_{3 \times 25} & \mathbf{0}_{3 \times 26} & \mathbf{0}_{3 \times 27} \\ \mathbf{0}_{3 \times 25} & \mathbf{0}_{3 \times 26} & \mathbf{C}_{UPQCio2} \end{array} \right]_{9 \times 78}\quad (3.154)$$

Na Seção 3.5.2 será descrita a modelagem completa do sistema integrando o modelo combinado dos UPQCs obtido nesta seção, assim como os modelos individuais das linhas e das cargas, os quais serão modelados a seguir.

3.3 MODELO DAS LINHAS DE DISTRIBUIÇÃO

Como comentado no início do capítulo, o sistema em estudo considera linhas de distribuição trifásicas, compostas por indutâncias (L_{linei}) e resistências equivalentes (R_{Llinei}), que conectam os conversores à carga [vide Figura 3.1(b)]. Logo, o comportamento dinâmico linearizado destas linhas deve ser agregado na modelagem. Suponha o circuito equivalente de uma linha de distribuição conectada entre as barras j e k , ilustrado na Figura 3.11.

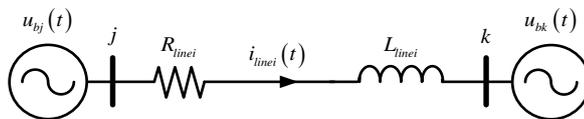


Figura 3.11 – Circuito equivalente de uma linha de distribuição.

Fonte: Autoria Própria

Desenvolvendo a análise no referencial síncrono para este circuito, considerando o referencial global DQO , é possível representar de maneira genérica uma dada linha de distribuição i , conectada entre as barras j e k , pelas seguintes equações:

$$\Delta \dot{i}_{lineDi} = -\frac{R_{linei}}{L_{linei}} \Delta i_{lineDi} + \omega_{0i} \Delta i_{lineQi} + \frac{1}{L_{linei}} u_{bDj} - \frac{1}{L_{linei}} u_{bDk} + I_{lineQi} \Delta \omega_{com} \quad (3.155)$$

$$\Delta \dot{i}_{lineQi} = -\omega_{0i} \Delta i_{lineDi} - \frac{R_{linei}}{L_{linei}} \Delta i_{lineQi} + \frac{1}{L_{linei}} u_{bQj} - \frac{1}{L_{linei}} u_{bQk} - I_{lineDi} \Delta \omega_{com} \quad (3.156)$$

$$\Delta \dot{i}_{lineOi} = -\frac{R_{linei}}{L_{linei}} \Delta i_{lineOi} + \frac{1}{L_{linei}} u_{bOj} - \frac{1}{L_{linei}} u_{bOk} \quad (3.157)$$

onde $i_{lineDQO}$ são as correntes em uma dada linha de distribuição i no referencial síncrono global DQO , I_{lineDi} e I_{lineQi} são, respectivamente, os valores médios em regime permanente destas correntes nos eixos DQ no ponto de operação considerado. Com base nestas equações e na configuração do sistema em análise do presente trabalho, que considera duas linhas ($i=1,2$), o seguinte modelo linearizado de pequenos sinais para as linhas pode ser definido:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{lineDQO} &= \mathbf{A}_{NET} \Delta i_{lineDQO} + \mathbf{B}_{INET} \Delta u_{bDQO} + \mathbf{B}_{2NET} \Delta \omega_{com} \\ \Delta i_{lineDQO} &= \begin{vmatrix} \Delta i_{lineDQO1} & \Delta i_{lineDQO2} \end{vmatrix}_{1 \times 6}^T \end{aligned} \quad (3.158)$$

sendo as matrizes de estados \mathbf{A}_{NET} , e de entradas \mathbf{B}_{INET} e \mathbf{B}_{2NET} definidas pelas equações (3.159) e (3.160), respectivamente.

$$\mathbf{A}_{NET} = \begin{vmatrix} \mathbf{a}_1 & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{a}_2 \end{vmatrix}_{6 \times 6} \quad \therefore \mathbf{a}_i = \begin{vmatrix} a_{NETi} & \omega_{0i} & 0 \\ -\omega_{0i} & a_{NETi} & 0 \\ 0 & 0 & a_{NETi} \end{vmatrix}_{3 \times 3} \quad \therefore a_{NETi} = -\frac{R_{linei}}{L_{linei}} \quad (3.159)$$

$$\mathbf{B}_{INET} = \begin{vmatrix} \mathbf{b}_1 & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{b}_2 \end{vmatrix}_{6 \times 9} \quad \therefore \mathbf{b}_i = \begin{vmatrix} b_{NETi} & 0 & 0 & -b_{NETi} & 0 & 0 \\ 0 & b_{NETi} & 0 & 0 & -b_{NETi} & 0 \\ 0 & 0 & b_{NETi} & 0 & 0 & -b_{NETi} \end{vmatrix}_{3 \times 6} \quad \therefore b_{NETi} = \frac{1}{L_{linei}} \quad (3.160)$$

$$\mathbf{B}_{2NET} = \begin{vmatrix} I_{lineQ1} & -I_{lineD1} & 0 & I_{lineQ2} & -I_{lineD2} & 0 \end{vmatrix}_{1 \times 6}^T$$

3.4 MODELO DAS CARGAS

No que se refere à modelagem do sistema completo, o perfil dinâmico das cargas trifásicas empregadas também deve ser considerado, sendo modeladas, neste trabalho, como cargas resistivas-indutivas (RL), compostas pelas indutâncias L_{loadi} e suas respectivas resistências R_{loadi} . A seguir, na Figura 3.12 é ilustrado o circuito equivalente das cargas RL, muito semelhante àquele mostrada na Figura 3.11 para a obtenção do modelo das linhas de distribuição.

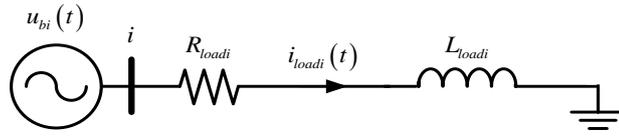


Figura 3.12 – Circuito equivalente de uma carga RL.
Fonte: Autoria Própria

Como feito na seção anterior, a partir da análise deste circuito no referencial síncrono global DQO , torna-se possível obter as seguintes equações genéricas de uma dada carga RL conectado à barra i :

$$\Delta \dot{i}_{loadDi} = -\frac{R_{loadi}}{L_{loadi}} \Delta i_{loadDi} + \omega_{0i} \Delta i_{loadQi} + \frac{1}{L_{linei}} u_{bDi} + I_{loadQi} \Delta \omega_{com} \quad (3.161)$$

$$\Delta \dot{i}_{loadQi} = -\omega_{0i} \Delta i_{loadDi} - \frac{R_{loadi}}{L_{loadi}} \Delta i_{loadQi} + \frac{1}{L_{linei}} u_{bQi} - I_{loadDi} \Delta \omega_{com} \quad (3.162)$$

$$\Delta \dot{i}_{loadOi} = -\frac{R_{loadi}}{L_{loadi}} \Delta i_{loadOi} + \frac{1}{L_{linei}} u_{bOi} \quad (3.163)$$

onde $i_{loadDQOi}$ são as correntes das cargas no referencial síncrono global DQO , I_{loadDi} e I_{loadQi} são os respectivos valores médios em regime permanente destas nos eixos DQ no ponto de operação considerado. Com isso, obtém-se modelo linearizado de pequenos sinais relacionado às cargas, como descrito a seguir:

$$\Delta \dot{i}_{loadDQO} = \mathbf{A}_{LOAD} \Delta i_{loadDQO} + \mathbf{B}_{1LOAD} \Delta u_{bDQO} + \mathbf{B}_{2LOAD} \Delta \omega_{com} \quad (3.164)$$

$$\Delta i_{loadDQO} = \left| \begin{array}{c|c} \mathbf{0}_{1 \times 3} & \Delta i_{loadDQO_2} \\ \hline \mathbf{0}_{1 \times 3} & \end{array} \right|_{1 \times 9}^T$$

sendo as matrizes de estados \mathbf{A}_{LOAD} , e de entradas \mathbf{B}_{1LOAD} e \mathbf{B}_{2LOAD} definidas pelas equações (3.165), (3.166) e (3.167), respectivamente.

$$\mathbf{A}_{LOAD} = \left| \begin{array}{ccc|c} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{c}_2 & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \end{array} \right|_{9 \times 9} \quad \therefore \mathbf{c}_j = \left| \begin{array}{ccc|c} c_{LOADj} & \omega_{0j} & 0 & \\ -\omega_{0j} & c_{LOADj} & 0 & \\ 0 & 0 & c_{LOADj} & \end{array} \right|_{3 \times 3} \quad \therefore c_{LOADj} = -\frac{R_{Lj}}{L_j} \quad (3.165)$$

$$\mathbf{B}_{1LOAD} = \left| \begin{array}{ccc|c} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{d}_2 & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \end{array} \right|_{9 \times 9} \quad \therefore \mathbf{d}_j = \left| \begin{array}{ccc|c} d_{LOADj} & \omega_{0j} & 0 & \\ -\omega_{0j} & d_{LOADj} & 0 & \\ 0 & 0 & d_{LOADj} & \end{array} \right|_{3 \times 3} \quad \therefore d_{LOADj} = \frac{1}{L_j} \quad (3.166)$$

$$\mathbf{B}_{2LOAD} = \left| \begin{array}{c|c} \mathbf{0}_{1 \times 3} & I_{loadQ2} \quad -I_{loadD2} \quad 0 \\ \hline \mathbf{0}_{1 \times 3} & \end{array} \right|_{1 \times 9}^T \quad (3.167)$$

3.5 MODELO COMPLETO DO SISTEMA

Como pode ser notado pelas equações de estado (3.64), (3.151), (3.158) e (3.164), as tensões nos barramentos de acoplamento do sistema u_{bDQO} são tratadas como entradas destes

modelos. Sendo assim, adotando o procedimento proposto em Pogaku, Prodanovic e Green (2007), para garantir uma adequada definição destas tensões e para que exista uma solução numérica bem condicionada, adota-se um resistor virtual R_N entre cada barra e o referencial terra, cujo valor deve ser alto o suficiente para influenciar minimamente na estabilidade dinâmica do sistema, sendo considerado neste trabalho $R_N = 1000$. Segundo essa abordagem, a seguinte equação de estados das tensões nas barras de acoplamento pode ser definida:

$$\Delta u_{bDQO} = \mathbf{R}_N \left(\mathbf{M}_{\text{INV}} \Delta i_{oDQO} + \mathbf{M}_{\text{NET}} \Delta i_{\text{lineDQO}} + \mathbf{M}_{\text{LOAD}} \Delta i_{\text{loadDQO}} \right) \quad (3.168)$$

sendo as matrizes \mathbf{R}_N , \mathbf{M}_{INV} , \mathbf{M}_{NET} e \mathbf{M}_{LOAD} dadas em (3.169), (3.170) e (3.171).

$$\mathbf{R}_N = R_N \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad \therefore \mathbf{M}_{\text{INV}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (3.169)$$

$$\mathbf{M}_{\text{NET}} = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} & -\mathbf{I}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 6} \quad \therefore \mathbf{M}_{\text{LOAD}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & -\mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (3.170)$$

$$\mathbf{I}_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{0}_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.171)$$

Portanto, a Figura 3.13 ilustra o diagrama em blocos do modelo completo de pequenos sinais no espaço de estados para os sistemas analisados neste trabalho, assumindo os seguintes modelos combinados: i) VSIs 4L e NPC (ver Seção 3.5.1), ou ii) UPQCs operando em paralelo (ver Seção 3.5.2).

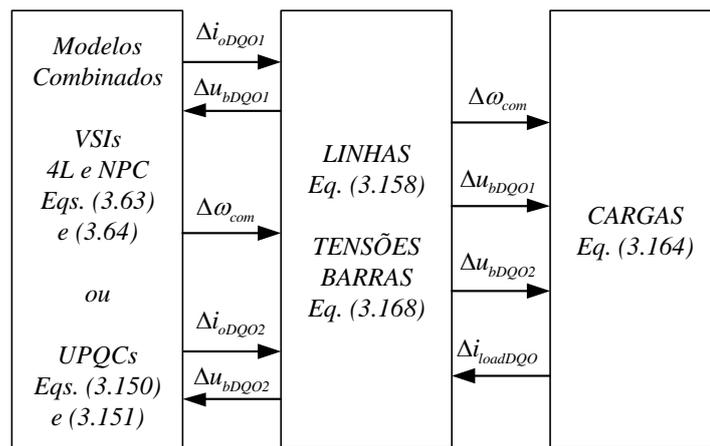


Figura 3.13 – Diagrama em blocos do modelo completo de pequenos sinais.
Fonte: Autoria Própria

3.5.1 Modelo Completo dos VSIs 4L e NPC em Paralelo

Substituindo a expressão das correntes Δi_{oDQO} de saída de (3.64) em (3.168), obtém-se:

$$\Delta u_{bDQO} = \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{INVc} \Delta x_{INV} + \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} \Delta i_{lineDQO} + \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \Delta i_{loadDQO} \quad (3.172)$$

Logo, a fins de simplificação, pode-se aplicar esta equação no seu respectivo de termo em (3.64), resultando na seguinte expressão:

$$\Delta \dot{x}_{INV} = (\mathbf{A}_{INV} + \mathbf{B}_{INV} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{INVc}) \Delta x_{INV} + \mathbf{B}_{INV} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} \Delta i_{lineDQO} + \mathbf{B}_{INV} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \Delta i_{loadDQO} \quad (3.173)$$

Além disso, a equação (3.63) pode ser redefinida em função do vetor Δx_{INV} :

$$\Delta \omega_{com} = \Delta \omega_I = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{INV\omega 1} & \mathbf{0}_{1 \times 15} & \mathbf{C}_{INV\omega 2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{INV\omega}} \Delta x_{INV} \quad (3.174)$$

Ao serem substituídas as expressões (3.172) e (3.174) em (3.158) e (3.164), respectivamente, e após alguns desenvolvimentos, o resultado são as expressões a seguir:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{lineDQO} &= (\mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{INVc} + \mathbf{B}_{2NET} \mathbf{C}_{INV\omega}) \Delta x_{INV} + (\mathbf{A}_{NET} + \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET}) \Delta i_{lineDQO} \\ &\quad + \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \Delta i_{loadDQO} \end{aligned} \quad (3.175)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{loadDQO} &= (\mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{INVc} + \mathbf{B}_{2LOAD} \mathbf{C}_{INV\omega}) \Delta x_{INV} + \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} \Delta i_{lineDQO} \\ &\quad + (\mathbf{A}_{LOAD} + \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD}) \Delta i_{loadDQO} \end{aligned} \quad (3.176)$$

Com isso, a partir da união das equações (3.173), (3.175) e (3.176), obtém-se o modelo completo linearizado de pequenos sinais no espaço de estados do sistema considerando os VSIs 4L e NPC operando em paralelo (COSTA; DA SILVA, 2023), como segue:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{INV} \\ \Delta \dot{i}_{lineDQO} \\ \Delta \dot{i}_{loadDQO} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{sys} \begin{bmatrix} \Delta x_{INV} \\ \Delta i_{lineDQO} \\ \Delta i_{loadDQO} \end{bmatrix} \quad (3.177)$$

sendo a matriz de estados \mathbf{A}_{sys} dada por:

$$\mathbf{A}_{sys} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{INV} + \mathbf{B}_{INV} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{INVc} & \mathbf{B}_{INV} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} & \mathbf{B}_{INV} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \\ \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{INVc} + \mathbf{B}_{2NET} \mathbf{C}_{INV\omega} & \mathbf{A}_{NET} + \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} & \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \\ \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{INVc} + \mathbf{B}_{2LOAD} \mathbf{C}_{INV\omega} & \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} & \mathbf{A}_{LOAD} + \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \end{bmatrix} \quad (3.178)$$

Uma vez definida esta matriz de estados, a mesma pode ser considerada para a obtenção: i) das respostas temporais de cada um dos estados considerados, e ii) do espectro de autovalores, visando estudos relacionados à estabilidade do sistema, a partir da avaliação da localização destes autovalores (COSTA; DA SILVA, 2023). No Apêndice C são ilustrados os gráficos das respostas temporais de alguns estados e do espectro de autovalores associado ao modelo dos conversores 4L e NPC operando em paralelo.

3.5.2 Modelo Completo dos UPQCs em Paralelo

Ao ser substituída a expressão (3.151), referente às correntes Δi_{oDQO} de saída do modelo combinado dos UPQCs, na equação (3.168), obtém-se:

$$\Delta u_{bDQO} = \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{UPQCio} \Delta x_{upqc} + \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} \Delta i_{lineDQO} + \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \Delta i_{loadDQO} \quad (3.179)$$

Com isso, aplicando (3.179) no seu respectivo de termo de (3.151), a seguinte expressão é obtida:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_{upqc} = & \left(\mathbf{A}_{UPQC} + \mathbf{B}_{UPQCub} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{UPQCio} \right) \Delta x_{upqc} + \mathbf{B}_{UPQCub} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} \Delta i_{lineDQO} \\ & + \mathbf{B}_{UPQCub} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \Delta i_{loadDQO} + \mathbf{B}_{UPQCus} \Delta u_{sdq0} \end{aligned} \quad (3.180)$$

Redefinindo a expressão (3.150) em função dos vetores Δx_{upqc} e Δu_{sdq0} , o resultado é:

$$\Delta \omega_{com} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{UPQC\omega 1} & \mathbf{0}_{1 \times 26} & \mathbf{C}_{UPQC\omega 2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{UPQC\omega}} \Delta x_{upqc} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_{UPQCus\omega 1} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{D}_{UPQCus\omega 2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{UPQCus\omega}} \Delta u_{sdq0} \quad (3.181)$$

Dessa forma, substituindo (3.179) e (3.181) nas equações (3.158) e (3.164), respectivamente, e depois de alguns desenvolvimentos, têm-se:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{lineDQO} = & \left(\mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{UPQCio} + \mathbf{B}_{2NET} \mathbf{C}_{UPQC\omega} \right) \Delta x_{upqc} + \left(\mathbf{A}_{NET} + \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} \right) \Delta i_{lineDQO} \\ & + \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \Delta i_{loadDQO} + \mathbf{B}_{2NET} \mathbf{D}_{UPQCus\omega} \Delta u_{sdq0} \end{aligned} \quad (3.182)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{i}_{loadDQO} = & \left(\mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{UPQCio} + \mathbf{B}_{2LOAD} \mathbf{C}_{UPQC\omega} \right) \Delta x_{upqc} + \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} \Delta i_{lineDQO} \\ & + \left(\mathbf{A}_{LOAD} + \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \right) \Delta i_{loadDQO} + \mathbf{B}_{2LOAD} \mathbf{D}_{UPQCus\omega} \Delta u_{sdq0} \end{aligned} \quad (3.183)$$

Portanto, unindo as equações (3.180), (3.182) e (3.183), o resultado é o modelo completo linearizado de pequenos sinais no espaço de estados dos UPQCs operando em paralelo, como segue:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{upqc} \\ \Delta \dot{i}_{lineDQO} \\ \Delta \dot{i}_{loadDQO} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{sys,upqc} \begin{bmatrix} \Delta x_{upqc} \\ \Delta i_{lineDQO} \\ \Delta i_{loadDQO} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{sys,us} \Delta u_{sdq0} \quad (3.184)$$

no qual as matrizes de estados $\mathbf{A}_{sys,upqc}$ e de entrada $\mathbf{B}_{sys,us}$ são dadas por:

$$\mathbf{A}_{sys,upqc} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{UPQC} + \mathbf{B}_{UPQCub} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{UPQCio} & \mathbf{B}_{UPQCub} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} & \mathbf{B}_{UPQCub} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \\ \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{UPQCio} + \mathbf{B}_{2NET} \mathbf{C}_{UPQC\omega} & \mathbf{A}_{NET} + \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} & \mathbf{B}_{INET} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \\ \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{INV} \mathbf{C}_{UPQCio} + \mathbf{B}_{2LOAD} \mathbf{C}_{UPQC\omega} & \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{NET} & \mathbf{A}_{LOAD} + \mathbf{B}_{ILOAD} \mathbf{R}_N \mathbf{M}_{LOAD} \end{bmatrix} \quad (3.185)$$

$$\mathbf{B}_{sys,us} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{UPQCus} \\ \mathbf{B}_{2NET} \mathbf{D}_{UPQCus\omega} \\ \mathbf{B}_{2LOAD} \mathbf{D}_{UPQCus\omega} \end{bmatrix} \quad (3.186)$$

Como comentado anteriormente na Seção 3.5.1, tendo determinadas as matrizes de estados $\mathbf{A}_{sys,upqc}$ e de entrada $\mathbf{B}_{sys,us}$, sendo esta última obtida apenas para a modelagem dos

UPQCs, i) as respostas temporais dos estados do sistema podem ser obtidas, assim como ii) o espectro dos autovalores, que possibilita analisar a localização dos polos do sistema, avaliando assim sua estabilidade. Adiante neste trabalho, particularmente na Seção 5.2, serão feitas análises gráficas das respostas temporais obtidas para alguns estados, assim como dos espectros de autovalores associados ao modelo dos UPQCs operando em paralelo.

3.6 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Este capítulo visou desenvolver modelos linearizados de pequenos sinais do sistema em estudo, primeiramente assumindo um cenário de paralelismo dos conversores 4L e NPC e, em um segundo momento, considerando a operação dos conversores série 3L e NPC, ou seja, dos UPQCs propriamente ditos.

Como visto ao longo do capítulo, a modelagem de ambos os cenários foi dividida em várias partes. Inicialmente, foi dada atenção ao módulo de compartilhamento de potência, baseados nos conceitos relacionados ao controle por *droop* e impedâncias virtuais. Nos sistemas UPQC, este módulo agrega o algoritmo SRF-PLL, visando estimar a frequência angular da rede elétrica, e um filtro *washout* na malha de compartilhamento de potência ativa.

Posteriormente, foram desenvolvidos os modelos referentes às malhas de controle de tensão e de corrente, tanto dos conversores paralelos quanto dos série, considerando também na modelagem as dinâmicas das principais variáveis em interesse, ou seja, as tensões dos capacitores de saída e do barramento CC, assim como as correntes nos indutores de filtragem e de saída dos conversores analisados. Por fim, todos estes modelos individuais foram combinados em uma única modelagem, sendo levado em conta também os modelos associados às linhas de distribuição e cargas.

4 SINTONIA OTIMIZADA DOS CONTROLADORES DOS UPQCs

Neste capítulo serão apresentados os principais aspectos relacionados à metodologia de projeto dos controladores envolvidos na operação dos dois UPQCs em análise deste trabalho. Neste caso, é assumida uma abordagem de otimização baseada no uso da metaheurística evolução diferencial (DE), cujos detalhes de implementação computacional são descritos na Seção 4.1. Particularmente, o DE é empregado para obter um ajuste otimizado dos ganhos dos controladores das malhas de controle de corrente e de tensão dos inversores paralelo e série das duas topologias dos UPQCs.

Primeiramente, é dado o enfoque na aplicação do método de otimização DE para a sintonia dos controladores dos conversores paralelos (Seção 4.2) e, na sequência, assumindo a otimização dos controladores dos conversores série (Seção 4.3), sendo os resultados apresentados no decorrer do capítulo, obtidos via simulações computacionais em tempo discreto no software de simulação MATLAB/Simulink®. Com o objetivo de tornar as simulações mais próximas de um sistema real, as seguintes características foram assumidas: atrasos relacionados às aquisições de tensão/corrente por meio de placas de condicionamento, tempos mortos das chaves de potência, conversão AD do processador digital de sinais (DSP) e discretização dos controladores (sendo adotado neste caso o método de Tustin).

Basicamente, a metodologia considerada para o projeto dos controladores envolvidos nos UPQCs, encontra-se dividida em duas etapas:

1. *Otimização dos Controladores dos VSIs Paralelo:* nesta primeira etapa o algoritmo DE é empregado para um ajuste otimizado dos ganhos dos controladores relacionados aos conversores paralelos dos UPQCs, em particular, os controladores P de corrente e PI de tensão;
2. *Otimização dos Controladores dos VSIs Série:* nesta segunda etapa considera-se a aplicação do DE no ajuste otimizado dos ganhos dos controladores PI de corrente dos VSIs série dos UPQCs.

Para a aplicação de metaheurísticas de otimização, dois aspectos devem ser cuidadosamente definidos: i) um intervalo de busca adequado para as variáveis levadas em consideração no processo de otimização, e ii) uma função de custo, ou objetivo, relacionada com os principais objetivos de otimização desejados.

Com relação aos intervalos de busca, foi definida uma abordagem baseada na utilização do método de sintonia por resposta em frequência, comentado na Seção 2.4, na qual

são assumidos intervalos confiáveis de projeto associados aos parâmetros ω_G , frequência de cruzamento de ganho, e γ , margem de fase. Com isso, a partir de uma análise dos ganhos PI calculados pelo método, gerados por meio de uma combinação entre os valores definidos nos intervalos ω_G e γ , são assumidos os intervalos de busca, neste caso, valores máximos e mínimos, para cada um dos ganhos PI que serão considerados no processo de otimização.

Por sua vez, as funções de custo levam em consideração aspectos relacionados à operação dos sistemas UPQCs, neste caso: taxas de distorção harmônica (TDH) das variáveis de controle, erros nas malhas de controle de tensão e corrente, e limitações impostas às ações de controle. Vale destacar que as funções de custo estabelecidas neste trabalho são baseadas naquelas definidas em Costa e Da Silva (2023) e em Pelz, Costa e Da Silva (2022).

Maiores detalhes sobre os intervalos de busca definidos, assim como das funções de custo consideradas neste trabalho, serão abordados ao longo das Seções 4.2 e 4.3.

4.1 METAHEURÍSTICA EVOLUÇÃO DIFERENCIAL

Como comentado no decorrer da Seção 2.4, o DE é um algoritmo de otimização evolucionário baseado em teorias Darwinianas e conceitos relacionados à genética. Sua estrutura é composta por uma matriz populacional de cromossomos, ou seja, vetores de soluções candidatas a resolver o problema de otimização, que evolui de acordo com “operadores genéticos” na seguinte ordem: mutação, cruzamento e seleção (STORN; PRICE, 1997). O fluxograma do algoritmo DE é descrito pela Figura 4.1.

Inicialmente uma população de P cromossomos (vetores solução) é gerada, considerando a seguinte expressão:

$$X_i = [X_{i,1}, X_{i,2}, \dots, X_{i,N}], i=1, 2, \dots, P \quad (4.1)$$

sendo cada cromossomo composto de N genes (variáveis de otimização) que devem ser valores uniformemente distribuídos (u.d.) dentro de limites pré-definidos, X_{\min} e X_{\max} , nomeados como intervalos de busca e definidos pelo usuário, de acordo com:

$$X_{i,N} = X_{\min} + q(X_{\max} - X_{\min}), 0 < q[u.d.] < 1 \quad (4.2)$$

Depois de gerados, todos os cromossomos são testados na função objetivo (C_f), definida pelo usuário, de acordo com o problema considerado, de modo a obter os seus respectivos “custos”. Em seguida, cada cromossomo, denominado “pai primário” é analisado individualmente.

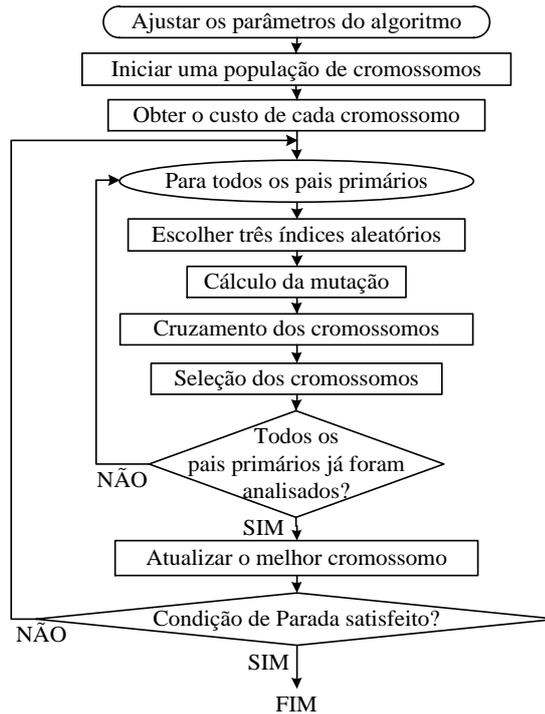


Figura 4.1 – Fluxograma do algoritmo Evolução Diferencial.
Fonte: Autoria Própria

Como foi dito inicialmente, o primeiro operador genético empregado no algoritmo DE é a “mutação”, que consiste na seleção aleatória de três cromossomos da população, ou seja, X_α (chamado pai secundário), X_β e X_γ (ambos chamados de vetores doadores), tal que $X_\alpha \neq X_\beta \neq X_\gamma$, e, em seguida, da obtenção de um vetor mutante v_i , calculado de acordo com:

$$v_i = X_\alpha + F_e (X_\beta - X_\gamma) \quad (4.3)$$

sendo F_e um parâmetro inicial de ajuste definido como “fator de escala”, que tem como principal função controlar a amplificação da variação diferencial, dada pelo termo $(X_\beta - X_\gamma)$.

Em seguida, é feito o “cruzamento”, calculado com base em:

$$u_i = \begin{cases} v_i, & \text{se } r < \eta_{CR} \\ X_i, & \text{se } r \geq \eta_{CR} \end{cases} \quad (4.4)$$

em que r é um número aleatório dos valores u.d. entre 0 e 1, e η_{CR} é outro parâmetro do algoritmo chamado de “constante de cruzamento”. Após esta condição, as variáveis do vetor u_i passam por uma verificação de seus valores, que devem estar dentro dos intervalos de busca definidos inicialmente, sendo esta verificação executada com base nas seguintes condições:

$$u_i = \begin{cases} X_{\max}, & \text{se } u_i \geq X_{\max} \\ X_{\min}, & \text{se } u_i \leq X_{\min} \end{cases} \quad (4.5)$$

Vale destacar que esta etapa só será executada se o vetor mutante v_i for aceito, com base em (4.4), uma vez que o cromossomo pai primário já encontra-se dentro dos limites

estabelecidos. Em seguida, o vetor u_i é avaliado na função de custo adotada para o problema. A etapa de “seleção” dos cromossomos consiste em analisar os custos dos vetores u_i e X_i . Caso o menor custo seja o do vetor u_i , este é atualizado na matriz populacional, ocupando a respectiva posição do vetor X_i .

Somente depois que todos os pais primários forem analisados é que o algoritmo continua sua execução. Ao final de todas as atualizações, um cromossomo ótimo, ou seja, vetor com o menor custo, é identificado dentre os demais, finalizando uma iteração do algoritmo. Sendo assim, o algoritmo DE será executado até que um determinado critério de parada seja satisfeito. Neste trabalho, considera-se como critério de parada um dado número de iterações.

Portanto, de forma resumida, os parâmetros que são necessários para a correta execução do algoritmo DE são o número de variáveis N , a população de cromossomos P , o fator de escala F_e , a constante de cruzamento η_{CR} , e os limites superior e inferior, X_{\max} e X_{\min} , ou intervalos de busca, de cada uma das variáveis, sendo todos estes definidos inicialmente no algoritmo.

4.2 OTIMIZAÇÃO DOS CONTROLADORES DOS INVERSORES PARALELO

A função de custo adotada neste trabalho para a otimização dos ganhos dos controladores P de corrente e PI de tensão dos inversores paralelos 4L e NPC busca a minimização de quatro termos somados ponderadamente, dados por:

$$Cf_{p,i} = f_{1p,i} + f_{2p,i} + f_{3p,i} + f_{4p,i} \quad (4.6)$$

$$f_{1p,i} = \frac{w_{1p,i}}{n_{ph}} \times \sum_{ph=a,b,c} (THD_{v,ph}) \quad (4.7)$$

$$f_{2p,i} = \frac{w_{2p,i}}{n_{sc} t_{sim}} \times \sum_{sc=d,q,0} \left(\sum_{k=1}^n k T_{s,i} |e_{V,sc}[k]| \right) \quad (4.8)$$

$$f_{3p,i} = \frac{w_{3p,i}}{n_{sc} t_{sim}} \times \sum_{sc=d,q,0} \left(\sum_{k=1}^n k T_{s,i} |e_{Ipi,sc}[k]| \right) \quad (4.9)$$

$$f_{4p,i} = \frac{w_{4p,i}}{n_{sc} t_{sim}} \times \sum_{sc=d,q,0} \left(\sum_{k=1}^n k T_{s,i} (|u_{\max,sc}[k]| + |u_{\min,sc}[k]|) \right) \quad (4.10)$$

$$u_{\max,sc}[k] = \begin{cases} 1, & u_{cpi,sc}[k] \geq P_{pwm,i} \\ 0, & u_{cpi,sc}[k] < P_{pwm,i} \end{cases}, u_{\min,sc}[k] = \begin{cases} 1, & u_{cpi,sc}[k] \leq -P_{pwm,i} \\ 0, & u_{cpi,sc}[k] > -P_{pwm,i} \end{cases}$$

sendo o termo $f_{1p,i}$ relacionado à TDH média das tensões na carga (v_{La} , v_{Lb} e v_{Lc}), $f_{2p,i}$ e $f_{3p,i}$ referentes aos erros médios discretos das malhas internas de controle de tensão ($e_{Vd}[k]$, $e_{Vq}[k]$)

e $e_{v0}[k]$) e corrente ($e_{Ipid}[k]$, $e_{Ipiq}[k]$ e $e_{Ipi0}[k]$) no referencial síncrono $dq0$, e $f_{4p,i}$ associado às limitações nas ações de controle discretas dos paralelos ($u_{cpid}[k]$, $u_{cpiq}[k]$ e $u_{cpi0}[k]$). Além disso, $w_{1p,i}$, $w_{2p,i}$, $w_{3p,i}$ e $w_{4p,i}$ são os fatores de ponderação, responsáveis pelo balanceamento de amplitudes e pela regulação da importância de cada parcela da função de custo, n_{ph} e n_{sc} são, respectivamente, a quantidade de fases e componentes do referencial síncrono, t_{sim} é o tempo de simulação adotado, $T_{s,i}$ é o período de amostragem, sendo $T_{s,i} = 1/f_{am,i}$, onde $f_{am,i}$ é a frequência de amostragem adotada, $P_{pwm,i}$ é o valor de pico da portadora PWM, enquanto os índices i se referem aos VSIs paralelos em análise, $i=1$ para o VSI 4L e $i=2$ para o VSI NPC.

Com relação às simulações desenvolvidas, foi adotado um cenário considerando a operação dos sistemas como UPQCs, no qual apenas os ganhos dos controladores de tensão e de corrente dos VSIs paralelos foram otimizados, sendo os controladores dos conversores série projetados pelo método de resposta em frequência. Vale destacar que, para o processo de otimização, os UPQCs operam com tensões da rede senoidais, balanceadas e sem distorções, com valores eficazes de 127 V, alimentando uma carga trifásica não-linear desequilibrada, ilustrada na Figura 4.2. Além disso, foi assumido um intervalo de tempo de simulação (t_{sim}) de 2 segundos ($0 \leq t \leq 2s$), considerando que as resistências de carga sejam R no intervalo de $0 \leq t \leq 1s$ e $2R$ no período de $1s \leq t \leq 2s$, representando um distúrbio ao sistema de controle. Ressalta-se que esta carga foi assumida para as simulações por possuir características de operação bastante problemáticas para os UPQCs, visto que é composta por retificadores monofásicos de onda completa que drenam correntes com elevado conteúdo harmônico, gerando também uma alta corrente pelo condutor neutro pelo fato de estar desequilibrada. Sendo assim, uma vez determinados os controladores otimizados, é esperado que os UPQCs operem de forma adequada também para outros tipos de cargas, com características distintas.

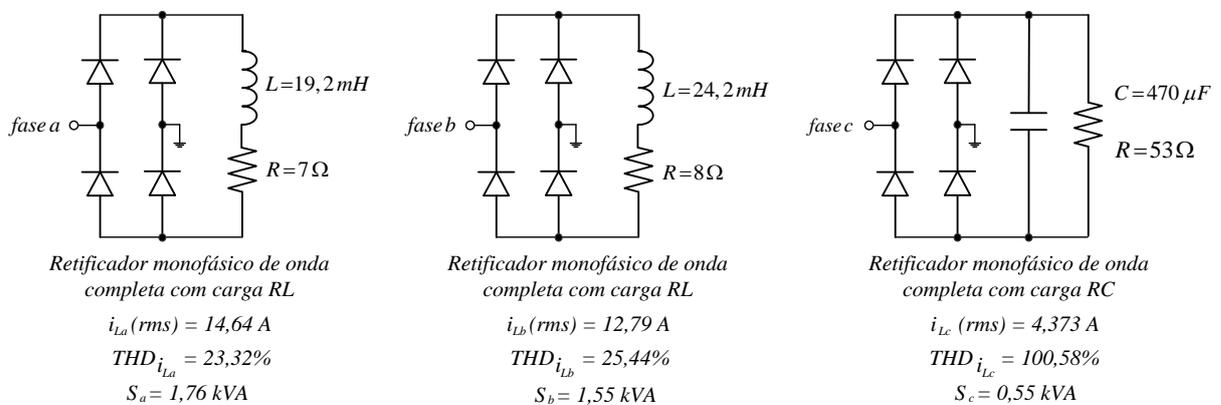


Figura 4.2 – Carga trifásica utilizada para o processo de otimização – baseada na carga experimental 1 de Campanhol (2017).

Fonte: Autoria Própria

4.2.1 Otimização do VSI Paralelo 4L

A Figura 4.3 ilustra as estruturas de potência e de controle do UPQC 3L/4L assumidas para as simulações ao longo deste capítulo, nos quais são destacados em cinza os blocos dos controladores considerados para os processos de otimização. Para a definição dos intervalos de busca para o processo de otimização relacionado ao VSI paralelo 4L, considerou-se os seguintes intervalos para os parâmetros ω_G e γ : i) malha de corrente: $2\pi f_{ch,1}/4 < \omega_{G,ip1} < 2\pi f_{ch,1}/16$, e ii) malha de tensão: $2\pi f_{ch,1}/10 < \omega_{G,vp1} < 2\pi f_{ch,1}/100$, $77^\circ < \gamma_{vp1} < 89^\circ$, sendo $f_{ch,1}$ a frequência de chaveamento do VSI paralelo 4L, os quais resultaram nos intervalos de busca máximos e mínimos definidos na Tabela 4.1.

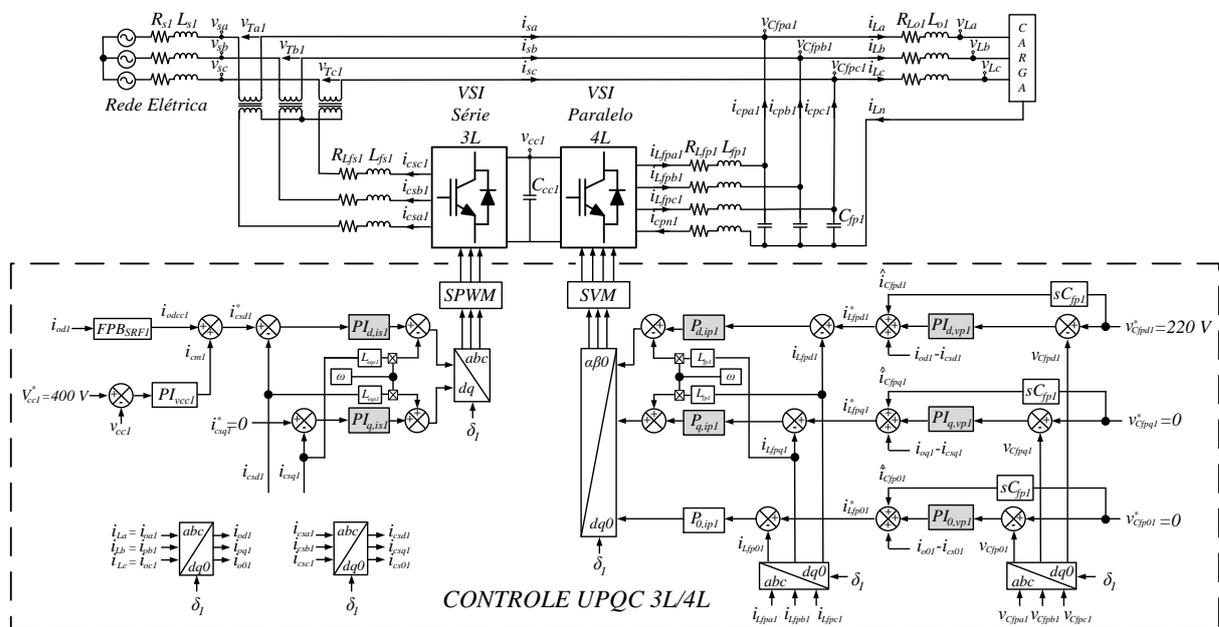


Figura 4.3 – Estruturas de potência e de controle do UPQC 3L/4L consideradas nas simulações.

Fonte: Autoria Própria

Tabela 4.1 – Intervalos de busca para os ganhos dos controladores do VSI paralelo 4L

	$k_{pd,ip1} / k_{pq,ip1}^*$	$k_{pd,vp1} / k_{pq,vp1} / k_{p0,vp1}$	$k_{id,vp1} / k_{iq,vp1} / k_{i0,vp1}$
Max	462,411722	0,628223	1.776,142333
Min	115,635000	0,061221	1,377987

Fonte: Autoria Própria.

*De acordo com a modelagem feita na Seção 2.5.2.2, não houve necessidade do ganho $k_{p0,ip1}$ ser considerado para o processo de otimização visto que seu valor é quatro vezes o valor de $k_{pd,ip1} / k_{pq,ip1}$.

A fim de analisar o desempenho dos controladores projetados pelo algoritmo DE, denominados adiante como “sintonia otimizada”, ao longo de todo este capítulo, projetos

iniciais para os controladores de tensão e de corrente foram feitos considerando o método de resposta em frequência, denominado adiante como “sintonia inicial”.

Com isso, o algoritmo DE foi executado considerando os seguintes parâmetros: $N=3$, $P=10$, $F_e=0,8$, $\eta_{CR}=0,7$. As ponderações para a função de custo definidas foram: $w_{1p,1}=50$, $w_{2p,1}=2,5$, $w_{3p,1}=0,1$ e $w_{4p,1} = 50$, considerando um total de 20 iterações, as quais resultaram em um tempo de simulação de 5h32m, aproximadamente. Cabe destacar que a configuração do computador utilizado para desenvolver as simulações ao longo de todo o trabalho foi a seguinte: processador Intel i7 7500U 2.90 GHz, com 4 GB RAM, Windows 10 – 64 bits.

Os ganhos dos controladores projetados inicialmente e de forma otimizada pelo DE, e seus respectivos parâmetros de projeto (ω_G e γ) do método de resposta em frequência, são descritos na Tabela 4.2, enquanto os valores dos custos associados à cada uma destas configurações estão mostrados na Tabela 4.3. Os parâmetros de simulação e demais especificações de projeto dos controladores do UPQC 3L/4L são mostrados na Tabela 4.4.

Tabela 4.2 - Ganhos projetados para os controladores do VSI paralelo 4L

	$k_{pd,ip1} / k_{pq,ip1}$	$k_{pd,vp1} / k_{pq,vp1} / k_{p0,vp1}$	$k_{id,vp1} / k_{iq,vp1} / k_{i0,vp1}$
INICIAL	184,982650 ($\omega_G = 2\pi.2000$ rad/s)	0,625928 ($\omega_G = 2\pi.2000$ rad/s ; $\gamma = 85^\circ$)	688,154162
DE	438,578255 ($\omega_G = 2\pi.4742,281910$ rad/s)	0,426546 ($\omega_G = 2\pi.1479,3323735$ rad/s ; $\gamma = 66,60728752^\circ$)	1.715,085808

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 4.3 – Custos obtidos para os controladores do VSI paralelo 4L

	$C_{fp,1}$	$f_{1p,1}$	$f_{2p,1}$	$f_{3p,1}$	$f_{4p,1}$
INICIAL	4,794745	$w_{1p,1} \times 0,049764$	$w_{2p,1} \times 0,743962$	$w_{3p,1} \times 4,351899$	$w_{4p,1} \times 0,000229$
DE	3,406253	$w_{1p,1} \times 0,048732$	$w_{2p,1} \times 0,304068$	$w_{3p,1} \times 1,859328$	$w_{4p,1} \times 0,000471$

Fonte: Autoria Própria.

Analisando o resultado presente na Tabela 4.3, percebe-se que a sintonia obtida pelo algoritmo DE, quando comparada à inicial, resultou em menores custos em quase todas as parcelas da função objetivo. Nas Figuras 4.4 e 4.5 são ilustradas, respectivamente, as formas de onda das tensões e correntes na carga, assim como os espectros harmônicos destas tensões, considerando o emprego dos controladores inicial e otimizado. A partir da análise destas figuras, nota-se um bom desempenho de ambos os controladores, uma vez que tensões balanceadas, equilibradas e quase sem distorções foram obtidas, com destaque ao controlador otimizado, que propiciou uma boa redução das THDs das tensões da carga quando comparadas aos valores alcançados com o controlador inicial.

Tabela 4.4 – Parâmetros de simulação do UPQC 3L/4L

Frequência do sistema	$f_{s1} = 60$ Hz
Tensão eficaz fundamental da carga	$v_{L1,rms} = 127$ V
Indutância estimada da rede elétrica	$L_{s1} = 5$ μ H
Resistência estimada da rede elétrica	$R_{s1} = 0,1$ Ω
Frequência de amostragem	$f_{am,1} = 40$ kHz
Frequência de chaveamento	$f_{ch,1} = 20$ kHz
Tensão de operação do barramento CC	$V_{cc1} = 400$ V
Indutância de filtragem do VSI paralelo 4L	$L_{fp1} = 1,57$ mH
Resistência do indutor de filtragem do VSI paralelo 4L	$R_{Lfp1} = 0,3$ Ω
Capacitância de filtragem do VSI paralelo 4L	$C_{fp1} = 50$ μ F
Indutância de filtragem do VSI série 3L	$L_{fs1} = 3$ mH
Resistência do indutor de filtragem do VSI série 3L	$R_{Lfs1} = 0,3$ Ω
Indutância de acoplamento	$L_{o1} = 1,5$ mH
Resistência do indutor de acoplamento	$R_{Lo1} = 0,2$ Ω
Potência dos transformadores de acoplamento	$S_{T1} = 5,5$ kVA
Resistência de perdas no núcleo do transformador de acoplamento	$R_{C1} = 532,469$ Ω
Indutância de magnetização do transformador de acoplamento	$L_{M1} = 1,8929$ H
Indutância de dispersão do transformador de acoplamento	$L_{dts1} = 0,42154$ mH
Resistência série do indutor de dispersão do transformador de acoplamento	$R_{Ldts1} = 0,1881$ Ω
Tensão de fase da rede no eixo síncrono d	$v_{d1} = 220$ V
Capacitância total do barramento CC	$C_{cc1} = 4700$ μ F
Frequência de ondulação do barramento CC	$f_{ond1} = 360$ Hz
Frequência de corte do FPB – algoritmo SRF	$f_{c,SRF1} = 2$ Hz
Valor de pico da portadora triangular PWM	$P_{pwm,1} = 3750$
Tempo morto das chaves de potência	$t_{m,1} = 2$ μ s
Especificações para os projetos dos controladores do UPQC 3L/4L (“Sintonia Inicial”)	
Margem de fase desejada – sistema PLL*	$\gamma_{pll1} = 86^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – sistema PLL*	$\omega_{G,pll1} = 2\pi \cdot 22,64$ rad/s
Frequência de cruzamento desejada – malhas de corrente do VSI paralelo	$\omega_{G,ip1} = 2\pi \cdot f_{ch,1}/10$ rad/s
Margem de fase desejada – malhas de tensão do VSI paralelo	$\gamma_{vp1} = 85^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – malhas de tensão do VSI paralelo	$\omega_{G,vp1} = 2\pi \cdot f_{ch,1}/10$ rad/s
Margem de fase desejada – malhas de corrente do VSI série	$\gamma_{is1} = 85^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – malhas de corrente do VSI série	$\omega_{G,is1} = 2\pi \cdot f_{ch,1}/12$ rad/s
Margem de fase desejada – malha de tensão do barramento CC	$\gamma_{vcc1} = 80^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – malha de tensão do barramento CC	$\omega_{G,vcc1} = 2\pi \cdot f_{ond1}/120$ rad/s

Fonte: Autoria Própria.

*Para o processo de otimização utilizou-se o PLL AF-PSD-3pPLL $_{\alpha\beta}$ (BACON; DA SILVA, 2015).

É possível observar também nos gráficos das tensões da carga uma pequena deformação na forma de onda da fase c (v_{Lc}) devido ao fato do elevado conteúdo harmônico da corrente desta fase, o que acaba por gerar um distúrbio para a malha de controle da tensão.

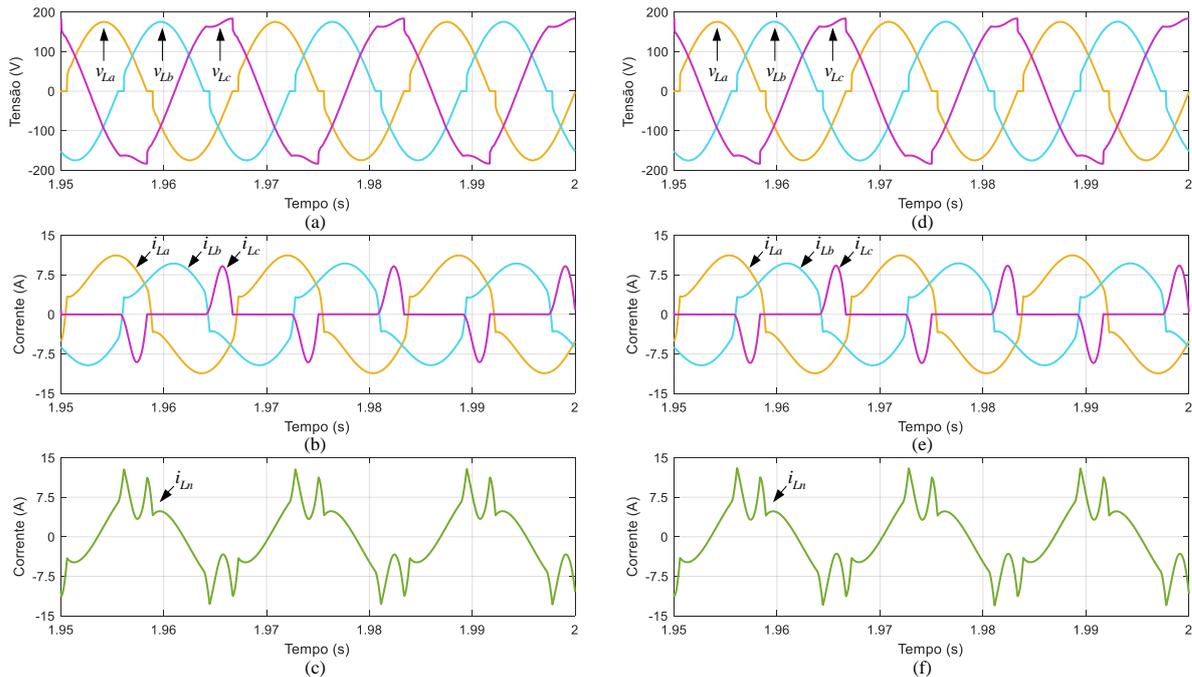


Figura 4.4 – Resultados de simulação do VSI 4L considerando os controladores com a sintonia inicial: (a) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (b) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , (c) i_{Ln} , e a sintonia otimizada: (d) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (e) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , (f) i_{Ln} .

Fonte: Autoria Própria

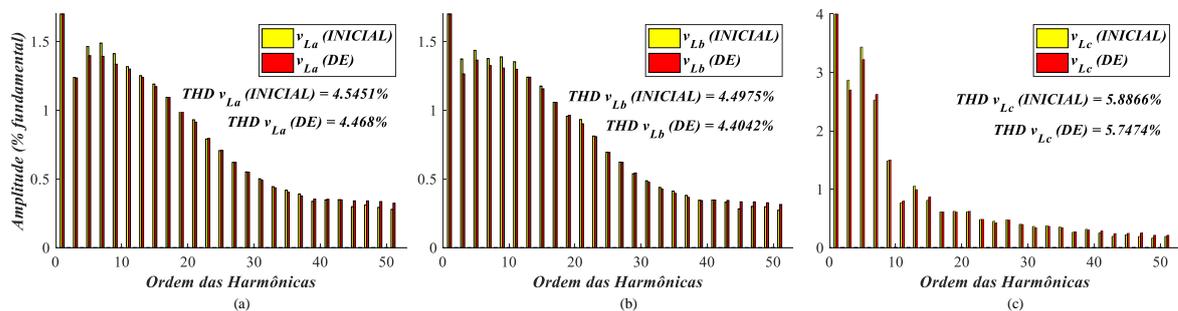


Figura 4.5 – THDs das tensões da carga considerando o VSI paralelo 4L: (a) v_{La} , (b) v_{Lb} e (c) v_{Lc} .

Fonte: Autoria Própria

4.2.2 Otimização do VSI Paralelo NPC

A seguir na Figura 4.6 são ilustradas as estruturas de potência e de controle do UPQC NPC/NPC consideradas para as simulações neste capítulo, sendo destacados em cinza os blocos dos controladores assumidos para os processos de otimização. Com relação ao VSI paralelo NPC, foram definidos os seguintes intervalos de ω_G e γ para a caracterização dos intervalos de busca: i) malha de corrente: $2\pi f_{ch,2}/4 < \omega_{G,ip2} < 2\pi f_{ch,2}/16$, e ii) malha de tensão: $2\pi f_{ch,2}/10 < \omega_{G,vp2} < 2\pi f_{ch,2}/100$, $77^\circ < \gamma_{vp2} < 89^\circ$, no qual $f_{ch,2}$ é a frequência de chaveamento do VSI NPC, com os intervalos de busca máximos e mínimos descritos na Tabela 4.5.

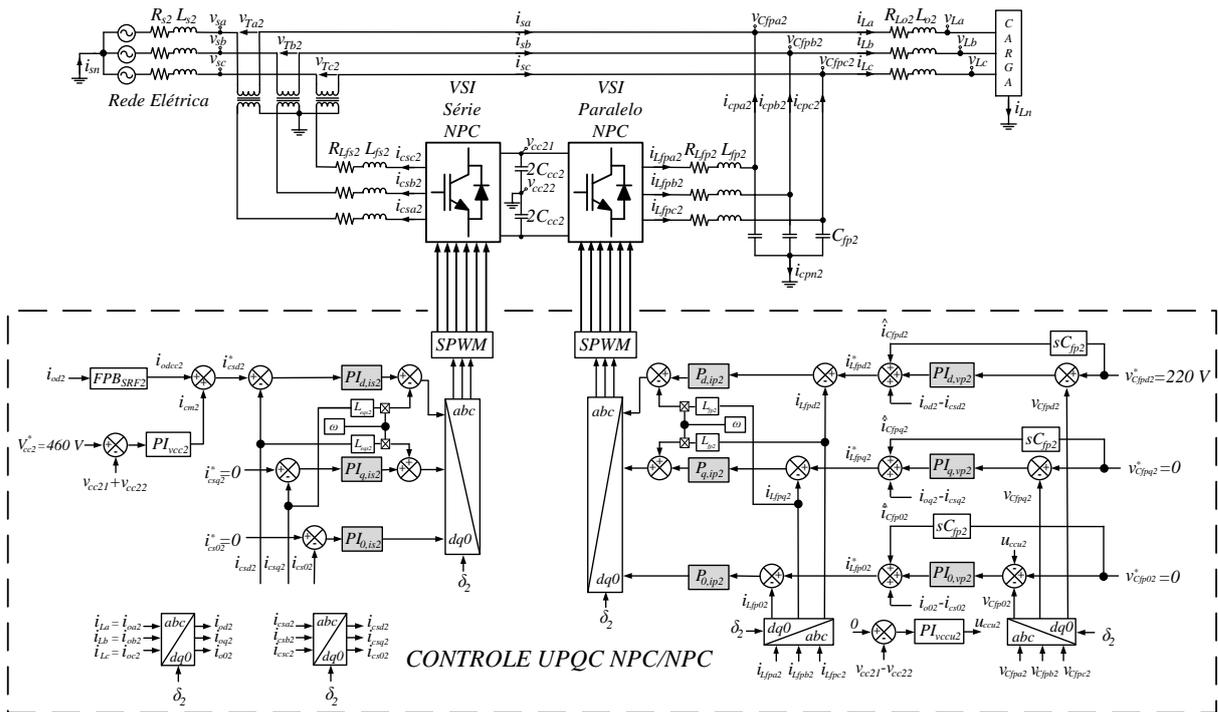


Figura 4.6 – Estruturas de potência e de controle do UPQC NPC/NPC consideradas nas simulações.

Fonte: Autoria Própria

Tabela 4.5 – Intervalos de busca para os ganhos dos controladores do VSI paralelo NPC

	$k_{pd,ip2} / k_{pq,ip2} / k_{p0,ip2}$	$k_{pd,vp2} / k_{pq,vp2} / k_{p0,vp2}$	$k_{id,vp2} / k_{iq,vp2} / k_{i0,vp2}$
Max	886,140015	0,628223	1.776,142333
Min	221,557502	0,061221	1,377987

Fonte: Autoria Própria.

Na sequência, a metaheurística DE foi executada considerando os seguintes parâmetros: $N=3$, $P=10$, $F_e=0,8$, $\eta_{CR}=0,7$, assumindo os valores das ponderações da função de custo a seguir: $w_{1p,2}=50$, $w_{2p,2}=1,5$, $w_{3p,2}=0,1$ e $w_{4p,2}=10$. Vale destacar que foram executadas 20 iterações, tendo decorrido um tempo de simulação total de 7h58m.

Como feito anteriormente, para comparar o desempenho dos controladores ajustados pelo algoritmo DE, foi definida uma sintonia inicial assumindo o método de resposta em frequência, sendo os parâmetros de controle e de projeto do referido método de ambos os controladores descritos na Tabela 4.6, e os respectivos custos dados na Tabela 4.7. Para a simulação do sistema UPQC NPC/NPC, foram considerados os parâmetros descritos na Tabela 4.8, dentre os quais estão as especificações dos demais controladores. Com base nos valores de custo resultantes, é possível afirmar que os controladores projetados via evolução diferencial resultaram em valores de custos inferiores aos da sintonia inicial.

Tabela 4.6 - Ganhos projetados para os controladores do VSI paralelo NPC

	$k_{pd,ip2} / k_{pq,ip2} / k_{p0,ip2}$	$k_{pd,vp2} / k_{pq,vp2}$	$k_{id,vp2} / k_{iq,vp2} / k_{i0,vp2}$
INICIAL	354,468605 ($\omega_G = 2\pi \cdot 2000$ rad/s)	0,625928	688,154162 ($\omega_G = 2\pi \cdot 2000$ rad/s ; $\gamma = 85^\circ$)
DE	435,250358 ($\omega_G = 2\pi \cdot 2455,825732$ rad/s)	0,358892	1.736,379849 ($\omega_G = 2\pi \cdot 1322,0375425$ rad/s ; $\gamma = 59,78139494^\circ$)

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 4.7 – Custos obtidos para os controladores do VSI paralelo NPC

	$C_{fp,2}$	$f_{1p,2}$	$f_{2p,2}$	$f_{3p,2}$	$f_{4p,2}$
INICIAL	3,470988	$w_{1p,2} \times 0,048427$	$w_{2p,2} \times 0,352836$	$w_{3p,2} \times 4,910048$	$w_{4p,2} \times 0,002937$
DE	3,297679	$w_{1p,2} \times 0,048414$	$w_{2p,2} \times 0,299865$	$w_{3p,2} \times 3,998694$	$w_{4p,2} \times 0,002731$

Fonte: Autoria Própria.

Os comportamentos estáticos das tensões e correntes na carga, assim como os espectros harmônicos das tensões, considerando os controladores inicial e DE, podem ser observados nas Figuras 4.7 e 4.8, respectivamente, nas quais é possível afirmar que ambos os controladores apresentam desempenhos muito similares, visto que geram tensões balanceadas e equilibradas para a carga, quase sem distorções nas formas de onda. Contudo, a partir da análise dos espectros harmônicos, notam-se menores valores de TDHs com os controladores otimizados.

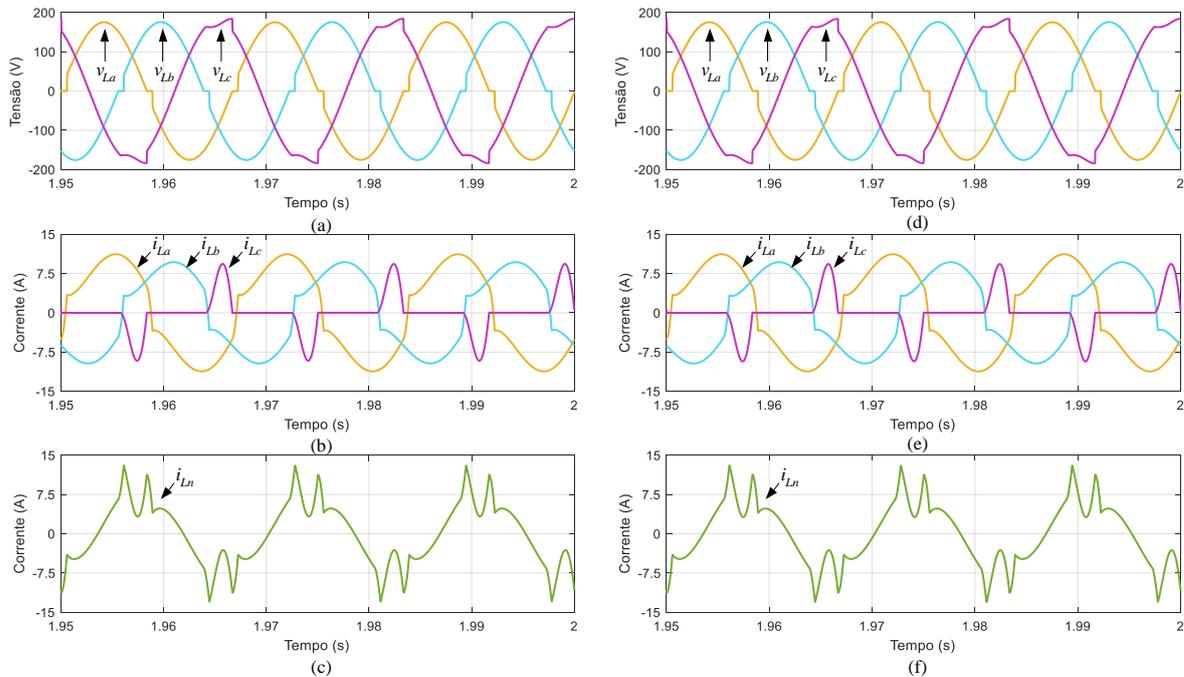


Figura 4.7 – Resultados de simulação do VSI paralelo NPC considerando os controladores com a sintonia inicial: (a) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (b) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , (c) i_{Ln} , e a sintonia otimizada: (d) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (e) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , (f) i_{Ln} .

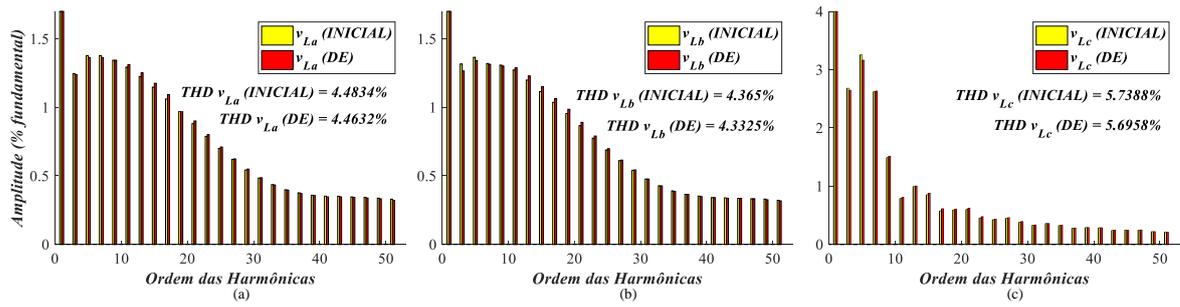
Fonte: Autoria Própria

Tabela 4.8 – Parâmetros de simulação do UPQC NPC/NPC

Frequência do sistema	$f_{s2} = 60 \text{ Hz}$
Tensão eficaz fundamental da carga	$v_{L2,rms} = 127 \text{ V}$
Indutância estimada da rede elétrica	$L_{s2} = 5 \text{ } \mu\text{H}$
Resistência estimada da rede elétrica	$R_{s2} = 0,1 \text{ } \Omega$
Frequência de amostragem	$f_{am,2} = 40 \text{ kHz}$
Frequência de chaveamento	$f_{ch,2} = 20 \text{ kHz}$
Tensão de operação do barramento CC	$V_{cc2} = 460 \text{ V}$
Indutância de filtragem do VSI paralelo NPC	$L_{fp2} = 1,73 \text{ mH}$
Resistência do indutor de filtragem do VSI paralelo NPC	$R_{Lfp2} = 0,2 \text{ } \Omega$
Capacitância de filtragem do VSI paralelo NPC	$C_{fp2} = 50 \text{ } \mu\text{F}$
Indutância de filtragem do VSI série NPC	$L_{fs2} = 3,5 \text{ mH}$
Resistência do indutor de filtragem do VSI série NPC	$R_{Lfs2} = 0,2 \text{ } \Omega$
Indutância de acoplamento	$L_{o2} = 1,5 \text{ mH}$
Resistência do indutor de acoplamento	$R_{Lo2} = 0,2 \text{ } \Omega$
Potência dos transformadores de acoplamento	$S_{T2} = 3 \text{ kVA}$
Resistência de perdas no núcleo do transformador de acoplamento	$R_{C2} = 446,986 \text{ } \Omega$
Indutância de magnetização do transformador de acoplamento	$L_{M2} = 488 \text{ mH}$
Indutância de dispersão do transformador de acoplamento	$L_{dts2} = 0,1268 \text{ mH}$
Resistência série do indutor de dispersão do transformador de acoplamento	$R_{Ldts2} = 0,2892 \text{ } \Omega$
Tensão de fase da rede no eixo síncrono d	$v_{d2} = 220 \text{ V}$
Capacitância total do barramento CC	$C_{cc2} = 2350 \text{ } \mu\text{F}$
Frequência de ondulação do barramento CC	$f_{ond2} = 360 \text{ Hz}$
Frequência de corte do FPB – algoritmo SRF	$f_{c,SRF2} = 2 \text{ Hz}$
Valor de pico da portadora triangular PWM	$P_{pwm,2} = 3750$
Tempo morto das chaves de potência	$t_{m,2} = 2 \text{ } \mu\text{s}$
Especificações para os projetos dos controladores do UPQC NPC/NPC (“Sintonia Inicial”)	
Margem de fase desejada – sistema PLL*	$\gamma_{pll2} = 86^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – sistema PLL*	$\omega_{G,pll2} = 2\pi \cdot 22,64 \text{ rad/s}$
Frequência de cruzamento desejada – malhas de corrente do VSI paralelo	$\omega_{G,ip2} = 2\pi \cdot f_{ch,2}/10 \text{ rad/s}$
Margem de fase desejada – malhas de tensão do VSI paralelo	$\gamma_{vp2} = 85^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – malhas de tensão do VSI paralelo	$\omega_{G,vp2} = 2\pi \cdot f_{ch,2}/10 \text{ rad/s}$
Margem de fase desejada – malhas de corrente do VSI série	$\gamma_{is2} = 85^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – malhas de corrente do VSI série	$\omega_{G,is2} = 2\pi \cdot f_{ch,2}/12 \text{ rad/s}$
Margem de fase desejada – malha de tensão do barramento CC	$\gamma_{vcc2} = 80^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – malha de tensão do barramento CC	$\omega_{G,vcc2} = 2\pi \cdot f_{ond2}/120 \text{ rad/s}$
Margem de fase desejada – malha de deseq. de tensão do barramento CC	$\gamma_{vccu2} = 89,9^\circ$
Freq. de cruzamento desejada – malha de deseq. de tensão do barramento CC	$\omega_{G,vccu2} = 2\pi \cdot f_{ond2}/80 \text{ rad/s}$

Fonte: Autoria Própria.

*Como feito para o UPQC 3L/4L, o PLL AF-PSD-3pPLL $_{\alpha\beta}$ (BACON; DA SILVA, 2015) foi adotado para o processo de otimização do UPQC NPC/NPC.



**Figura 4.8 – TDHs das tensões da carga considerando o VSI paralelo NPC: (a) v_{La} , (b) v_{Lb} e (c) v_{Lc} .
Fonte: Autoria Própria**

4.3 OTIMIZAÇÃO DOS CONTROLADORES DOS INVERSORES SÉRIE

Por sua vez, nesta seção considera-se a otimização dos ganhos dos controladores PI de corrente dos inversores séries 3L e NPC, composta pela soma ponderada de três termos, enunciados a seguir:

$$Cf_{s,i} = f_{1s,i} + f_{2s,i} + f_{3s,i} \quad (4.11)$$

$$f_{1s,i} = \frac{w_{1s,i}}{n_{ph}} \times \sum_{ph=a,b,c} (THD_{i,ph}) \quad (4.12)$$

$$f_{2s,i} = \frac{w_{2s,i}}{n_{sc} t_{sim}} \times \sum_{sc=d,q,0} \left(\sum_{k=1}^n k T_{s,i} |e_{Isi,sc}[k]| \right) \quad (4.13)$$

$$f_{3s,i} = \frac{w_{3s,i}}{n_{sc} t_{sim}} \times \sum_{sc=d,q,0} \left(\sum_{k=1}^n k T_{s,i} (|u_{\max,sc}[k]| + |u_{\min,sc}[k]|) \right) \quad (4.14)$$

$$u_{\max,sc}[k] = \begin{cases} 1, & u_{csi,sc}[k] \geq P_{pwm,i} \\ 0, & u_{csi,sc}[k] < P_{pwm,i} \end{cases}, u_{\min,sc}[k] = \begin{cases} 1, & u_{csi,sc}[k] \leq -P_{pwm,i} \\ 0, & u_{csi,sc}[k] > -P_{pwm,i} \end{cases}$$

onde o termo $f_{1s,i}$ refere-se à TDH média das correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}), $f_{2s,i}$ está associado aos erros médios discretos das malhas internas de controle de corrente ($e_{Isid}[k]$, $e_{Isiq}[k]$ e $e_{Isi0}[k]$) em $dq0$, enquanto $f_{3s,i}$ está relacionado às limitações nas ações de controle discretas das malhas de controle dos inversores série ($u_{csid}[k]$, $u_{csiq}[k]$ e $u_{csi0}[k]$). Já $w_{1s,i}$, $w_{2s,i}$ e $w_{3s,i}$ são os fatores de ponderação da função de custo, n_{ph} e n_{sc} são o número de fases e componentes do referencial síncrono, respectivamente, t_{sim} e $T_{s,i}$ são o tempo de simulação e o período de amostragem, respectivamente, com $T_{s,i} = 1/f_{am,i}$, onde $f_{am,i}$ é a frequência de amostragem considerada, $P_{pwm,i}$ é o valor de pico da portadora PWM relacionada ao inversor série, sendo os índices i referentes os VSIs séries em estudo: $i=1$, para o VSI 3L e $i=2$, para o VSI NPC.

O cenário de simulação adotado para o processo de otimização considera novamente os sistemas funcionando como UPQCs, onde apenas os ganhos dos controladores de corrente dos conversores série são otimizados. Já os controladores dos conversores paralelos operam

com os ganhos otimizados pelo DE, obtidos no decorrer da Seção 4.2. Neste caso, os UPQCs são conectados à carga trifásica definida anteriormente pela Figura 4.2, considerando agora que as resistências de carga assumam um valor constante R ao longo de todo o tempo de simulação (t_{sim}), novamente definido em 2 segundos ($0 \leq t \leq 2s$). Agora, ao invés de tensões da rede em condições ideais, no período de $0 \leq t \leq 1s$ são assumidas que elas sejam balanceadas, enquanto no período restante $1 \leq t \leq 2s$ tais tensões sejam desbalanceadas, possuindo, em ambos os casos, componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordens, cujas características são dadas na Tabela 4.9, caracterizando um distúrbio para os sistemas de controle dos conversores série.

Tabela 4.9 – Características das tensões da rede simuladas – baseadas em Campanhol (2017)

	<i>Fase a</i>	<i>Fase b</i>	<i>Fase c</i>
Sistema Balanceado	$v_{sa1} = 127 \text{ V}$	$v_{sb1} = 127 \text{ V}$	$v_{sc1} = 127 \text{ V}$
Sistema Desbalanceado	$v_{sa1} = 139,7 \text{ V}$	$v_{sb1} = 127 \text{ V}$	$v_{sc1} = 114,3 \text{ V}$
Componentes Harmônicas de 3ª e 5ª ordem	$v_{sa3} = 12,72 \text{ V}$ $v_{sa5} = 6,36 \text{ V}$	$v_{sb3} = 12,72 \text{ V}$ $v_{sb5} = 6,36 \text{ V}$	$v_{sc3} = 12,72 \text{ V}$ $v_{sc5} = 6,36 \text{ V}$

Fonte: Autoria Própria.

4.3.1 Otimização do VSI Série 3L

Logo, com o intuito de definir as faixas de busca no processo de otimização do VSI série 3L, considerou-se os seguintes intervalos de ω_G e γ para a malha de corrente: $2\pi f_{ch,1}/4 < \omega_{G,is1} < 2\pi f_{ch,1}/16$, $45^\circ < \gamma_{is1} < 80^\circ$, sendo $f_{ch,1}$ a frequência de chaveamento do VSI série 3L, que renderam os valores máximos e mínimos de ganhos descritos na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Intervalos de busca para os ganhos dos controladores do VSI série 3L

	$k_{pd,is1} / k_{pq,is1}$	$k_{id,is1} / k_{iq,is1}$
Max	991,622476	22.487.710,848505
Min	174,906921	378.985,209091

Fonte: Autoria Própria.

Assim, o processo de otimização via DE foi aplicado adotando os parâmetros a seguir: $N=2$, $P=10$, $F_e=0,8$, $\eta_{CR}=0,7$, com os seguintes valores para as ponderações da função de custo: $w_{1s,1}=300$, $w_{2s,1}=25$, e $w_{3s,1}=1$, no qual foram executadas 10 iterações do algoritmo DE, tendo decorrido um tempo de simulação total de 3h43min.

Vale destacar que os parâmetros do sistema UPQC 3L/4L, definidos anteriormente na Seção 4.2.1 e dados na Tabela 4.4, são considerados nesta seção para o processo de otimização dos ganhos dos controladores do conversor série 3L. Novamente, para testar o desempenho dos controladores projetados de forma otimizada, foi considerada a sintonia inicial também definida na Tabela 4.4, sendo os ganhos de ambas as abordagens e parâmetros de projeto do método de resposta em frequência descritos na Tabela 4.11. Por sua vez, os custos obtidos com base nestes ganhos são informados na Tabela 4.12, o que permite concluir que houve uma minimização dos valores de custo considerando a configuração otimizada obtida pela metaheurística DE.

Tabela 4.11 - Ganhos projetados para os controladores do VSI série 3L

	$k_{pd, is1} / k_{pq, is1}$	$k_{id, is1} / k_{iq, is1}$
INICIAL	334,231849	354.318,398186
	$(\omega_G = 2\pi.1666,67 \text{ rad/s} ; \gamma = 85^\circ)$	
DE	758,737096	5.011.418,871913
	$(\omega_G = 2\pi.3898,957945235 \text{ rad/s} ; \gamma = 75,24472792483^\circ)$	

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 4.12 – Custos obtidos para os controladores do VSI série 3L

	$C_{fs,1}$	$f_{1s,1}$	$f_{2s,1}$	$f_{3s,1}$
INICIAL	4,571705	$w_{1s,1} \times 0,008789$	$w_{2s,1} \times 0,077400$	$w_{3s,1} \times 0,000005$
DE	3,482660	$w_{1p,1} \times 0,007331$	$w_{2p,1} \times 0,051334$	$w_{3p,1} \times 0,000010$

Fonte: Autoria Própria.

Nas Figuras 4.9 e 4.10 são ilustradas as curvas obtidas via simulação das tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), dos transformadores de acoplamento (v_{Ta1} , v_{Tb1} , v_{Tc1}) e da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), assim como as correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}), de compensação do inversor paralelo 4L (i_{cpa1} , i_{cpb1} , i_{cpc1} , i_{cpn1}) e da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}), para o sistema considerando as sintonias inicial e otimizada, respectivamente.

Já nas Figuras 4.11 e 4.12 são ilustrados os espectros harmônicos das correntes da rede e das tensões da carga para os controladores inicial e otimizado, sendo assumido, neste último, ambos os VSIs série e paralelo com os controladores otimizados. Nota-se, a partir da análise destes resultados, que ambos os controladores possibilitaram um bom desempenho do sistema UPQC como um todo, produzindo tensões na carga e correntes na rede balanceadas e equilibradas. Contudo, a sintonia otimizada propiciou um melhor comportamento dinâmico das variáveis envolvidas, principalmente das correntes trifásicas da rede, que resultaram menores níveis de distorções harmônicas.

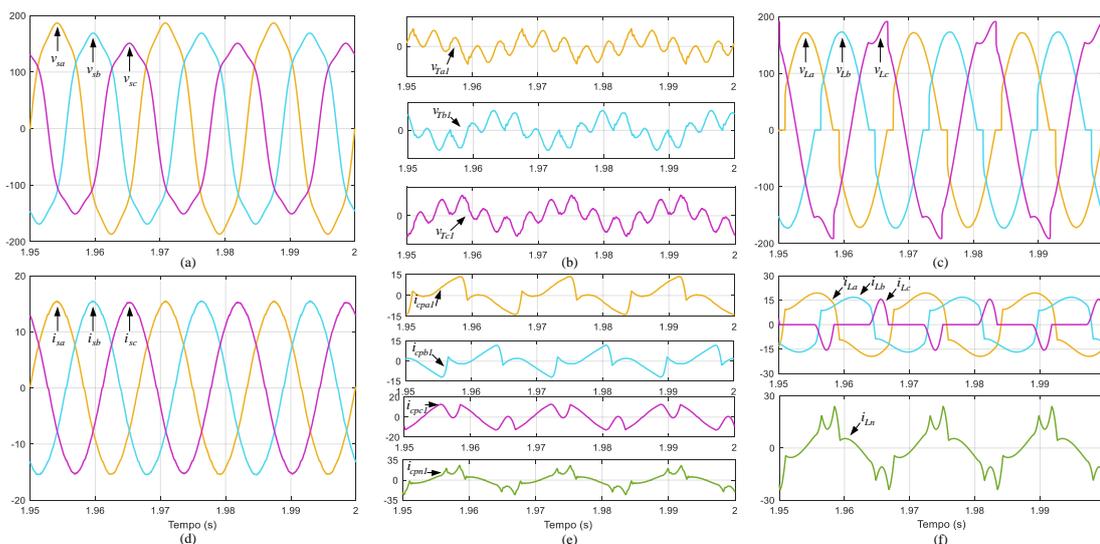


Figura 4.9 – Resultados de simulação do UPQC 3L/4L considerando os controladores com a sintonia inicial: (a) v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} , (b) $v_{Ta1}, v_{Tb1}, v_{Tc1}$, (c) v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc} , (d) i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} , (e) $i_{cpa1}, i_{cpb1}, i_{cpc1}, i_{cpn1}$, (f) $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}, i_{Ln}$.

Fonte: Autoria Própria

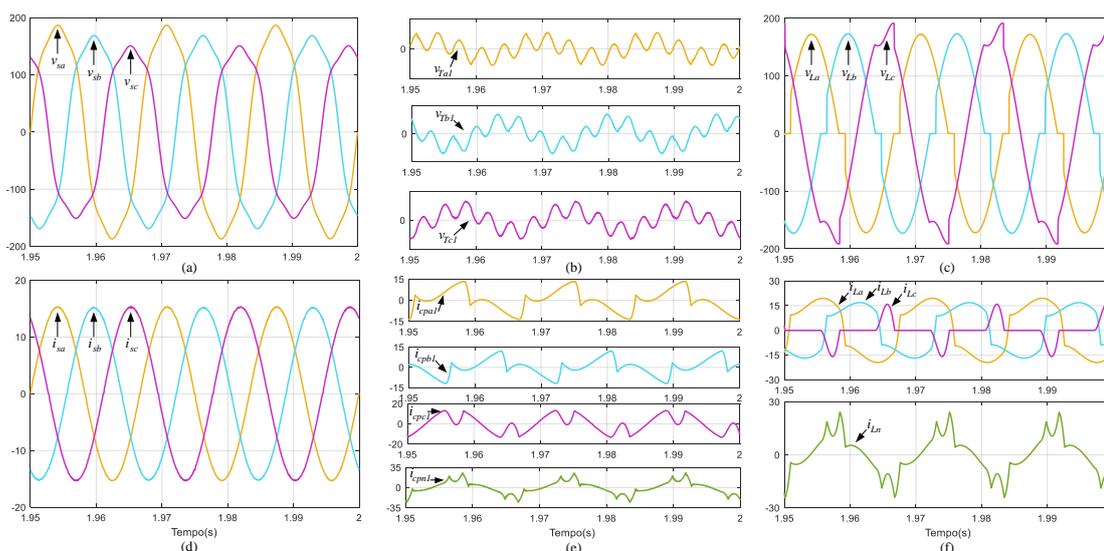


Figura 4.10 – Resultados de simulação do UPQC 3L/4L considerando os controladores com a sintonia otimizada: (a) v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} , (b) $v_{Ta1}, v_{Tb1}, v_{Tc1}$, (c) v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc} , (d) i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} , (e) $i_{cpa1}, i_{cpb1}, i_{cpc1}, i_{cpn1}$, (f) $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}, i_{Ln}$.

Fonte: Autoria Própria

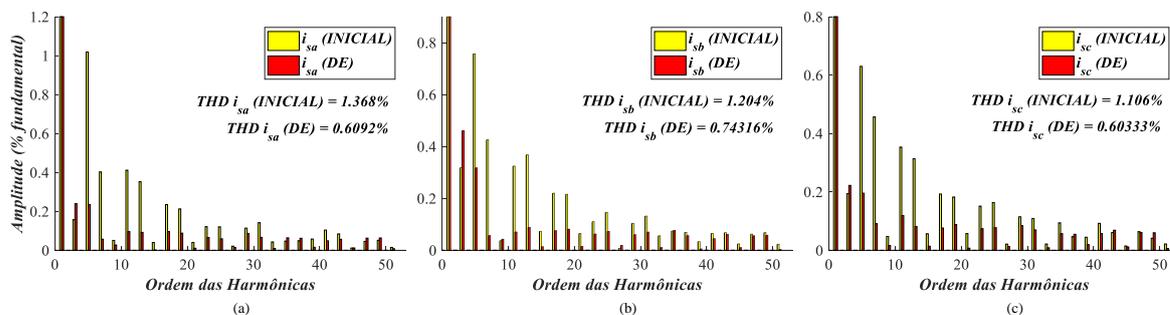
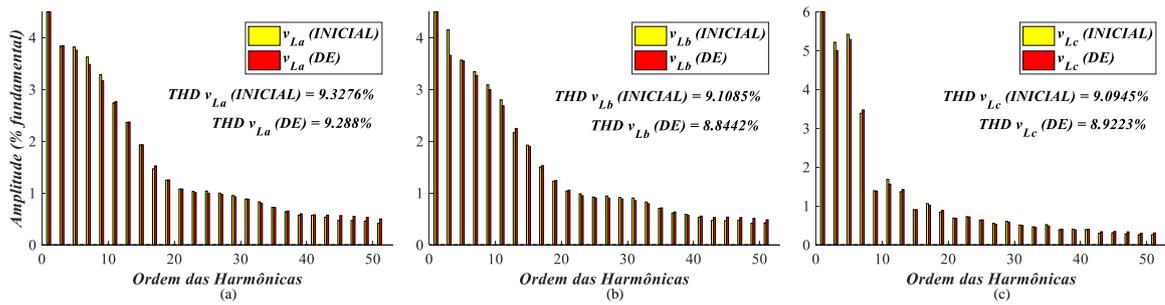


Figura 4.11 – TDHs das correntes da rede considerando o UPQC 3L/4L: (a) i_{sa} , (b) i_{sb} e (c) i_{sc} .

Fonte: Autoria Própria



**Figura 4.12 – TDHs das tensões da carga considerando o UPQC 3L/4L: (a) v_{La} , (b) v_{Lb} e (c) v_{Lc} .
Fonte: Autoria Própria**

4.3.2 Otimização do VSI Série NPC

Considera-se agora o processo de otimização do VSI série NPC, cujas faixas de busca para a malha de corrente foram definidos a partir dos seguintes intervalos de ω_G e γ : $2\pi f_{ch,2}/4 < \omega_{G,is2} < 2\pi f_{ch,2}/16$, $45^\circ < \gamma_{is2} < 89^\circ$, sendo $f_{ch,2}$ a frequência de chaveamento do respectivo inversor. Logo, aplicando tais parâmetros no método de resposta em frequência, e a partir das combinações de ganhos obtidas, foram definidos os valores máximos e mínimos dos ganhos dos controladores descritos na Tabela 4.13.

Tabela 4.13 – Intervalos de busca para os ganhos dos controladores do VSI série NPC

	$k_{pd,is2} / k_{pq,is2} / k_{p0,is2}$	$k_{id,is2} / k_{iq,is2} / k_{i0,is2}$
Max	1.857,283561	41.445.016,615945
Min	322,759512	126.289,569935

Fonte: Autoria Própria.

Com isso, o algoritmo DE foi executado adotando-se os parâmetros a seguir: $N=2$, $P=10$, $F_e=0,8$, $\eta_{CR}=0,7$, sendo os valores para as ponderações da função de custo: $w_{1s,2}=150$, $w_{2s,2}=10$, e $w_{3s,2}=100$. Durante o processo de otimização foram executadas 10 iterações do algoritmo DE, cujo tempo total de simulação foi de 4h20min.

Para o processo de otimização dos ganhos dos controladores do VSI série NPC foram considerados os parâmetros do sistema UPQC NPC/NPC, os quais foram definidos na Tabela 4.8 na Seção 4.2.2. Para avaliar o desempenho do sistema com os ganhos otimizados, uma sintonia inicial foi assumida, cujos parâmetros de projeto foram descritos também na Tabela 4.8. Os ganhos obtidos para os dois controladores e seus respectivos parâmetros do método de resposta em frequência ω_G e γ são descritos na Tabela 4.14, sendo os custos dessas duas configurações dados na Tabela 4.15. De acordo com os valores obtidos, nota-se uma minimização dos termos $f_{1s,2}$ e $f_{2s,2}$ considerando a sintonia otimizada.

Tabela 4.14 - Ganhos projetados para os controladores do VSI série NPC

	$k_{pd,is2} / k_{pq,is2} / k_{p0,is2}$	$k_{id,is2} / k_{iq,is2} / k_{i0,is2}$
INICIAL	616,183739 ($\omega_G = 2\pi.1666,67 \text{ rad/s} ; \gamma = 85^\circ$)	648.373,416809
DE	644,975903 ($\omega_G = 2\pi.1969,160936025 \text{ rad/s} ; \gamma = 62,45019095760^\circ$)	4.274.260,805599

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 4.15 – Custos obtidos para os controladores do VSI série NPC

	$C_{fs,2}$	$f_{1s,2}$	$f_{2s,2}$	$f_{3s,2}$
INICIAL	2,986140	$w_{1s,2} \times 0,012689$	$w_{2s,2} \times 0,108279$	$w_{3s,2} \times 0$
DE	1,834570	$w_{1s,2} \times 0,008796$	$w_{2s,2} \times 0,051517$	$w_{3s,2} \times 0$

Fonte: Autoria Própria.

Por sua vez, os comportamentos estáticos das tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), dos transformadores de acoplamento (v_{Ta2} , v_{Tb2} , v_{Tc2}), da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), e das correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}), de compensação do inversor paralelo NPC (i_{cpa2} , i_{cpb2} , i_{cpc2} , i_{cpn2}) e da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}), considerando o sistema operando com as sintonias inicial e otimizada, são mostrados nas Figuras 4.13 e 4.14, respectivamente.

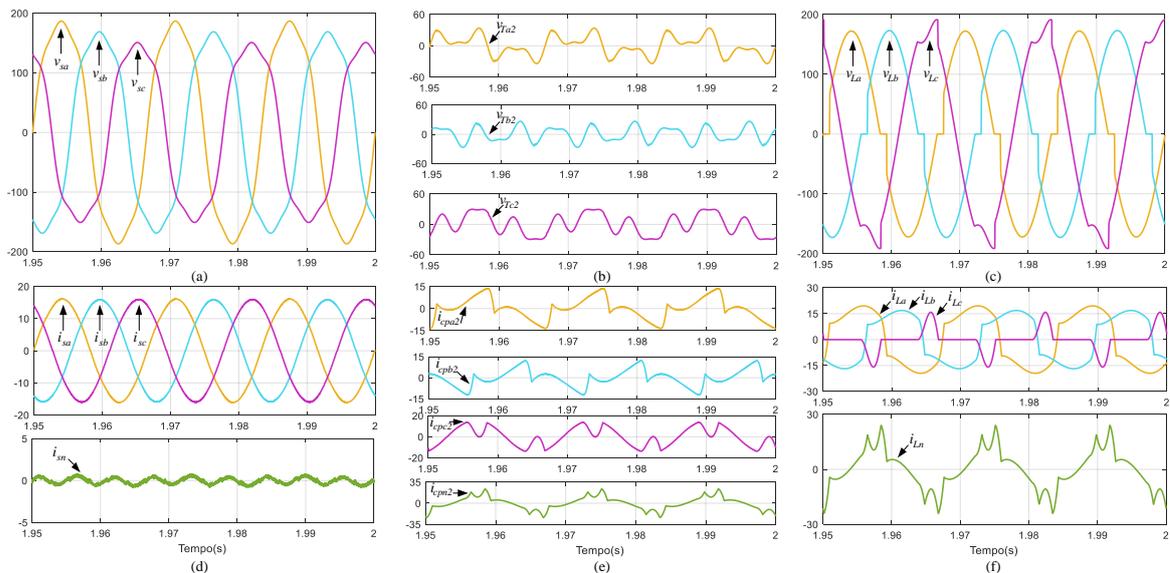


Figura 4.13 – Resultados de simulação do UPQC NPC/NPC considerando os controladores com a sintonia inicial: (a) v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b) v_{Ta2} , v_{Tb2} , v_{Tc2} , (c) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (d) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn} , (e) i_{cpa2} , i_{cpb2} , i_{cpc2} , i_{cpn2} , (f) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} .

Fonte: Autoria Própria

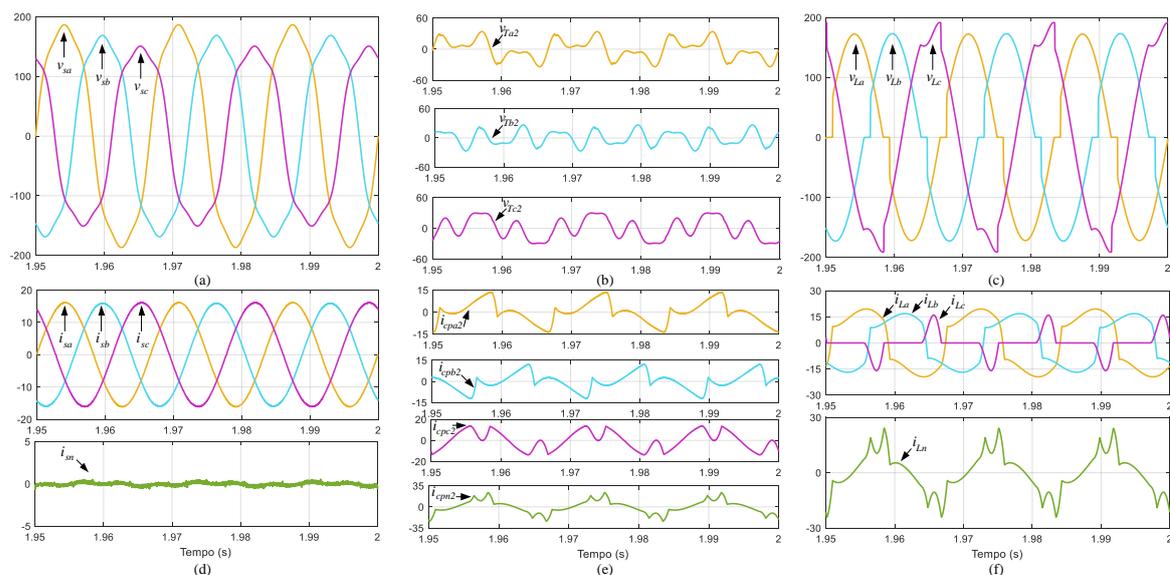


Figura 4.14 – Resultados de simulação do UPQC NPC/NPC considerando os controladores com a sintonia otimizada: (a) v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b) v_{Ta2} , v_{Tb2} , v_{Tc2} , (c) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (d) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn} , (e) i_{cpa2} , i_{cpb2} , i_{cpc2} , i_{cpn2} , (f) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} .

Fonte: Autoria Própria

Analisando estes gráficos conclui-se que os dois controladores renderam bons desempenhos para o sistema UPQC, uma vez que tensões balanceadas e equilibradas foram verificadas na carga e nas correntes na rede, respectivamente. Nota-se, em especial, a partir da análise das correntes de neutro da rede, Figuras 4.13(d) e 4.14(d), que o nível de ondulação foi menor para o sistema UPQC operando com os controladores projetados via DE.

Por sua vez, as TDHs das correntes da rede e das tensões na carga, para as duas configurações de controladores, são apresentadas nas Figuras 4.15 e 4.16. Para o caso do DE, são assumidos ambos os controladores dos VSI série e paralelo com os ganhos otimizados. A partir da análise destes espectros, constata-se uma redução no nível de distorção harmônica, tanto das correntes da rede quanto das tensões da carga, considerando os controladores otimizados.

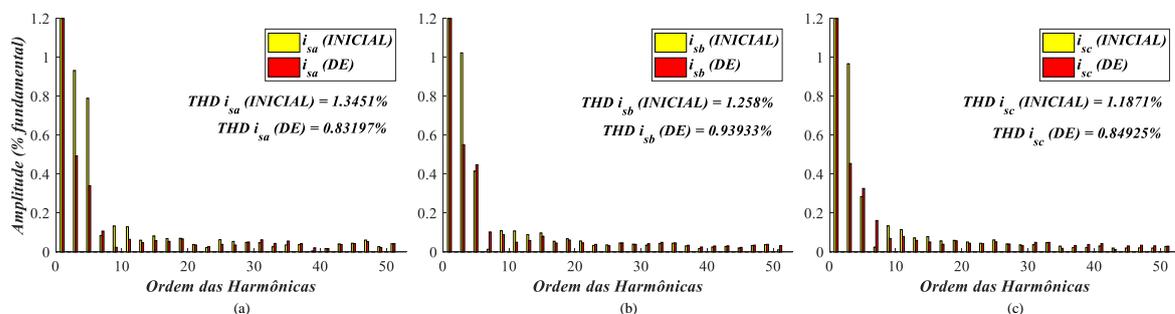


Figura 4.15 – TDHs das correntes da rede considerando o UPQC NPC/NPC: (a) i_{sa} , (b) i_{sb} e (c) i_{sc} .

Fonte: Autoria Própria

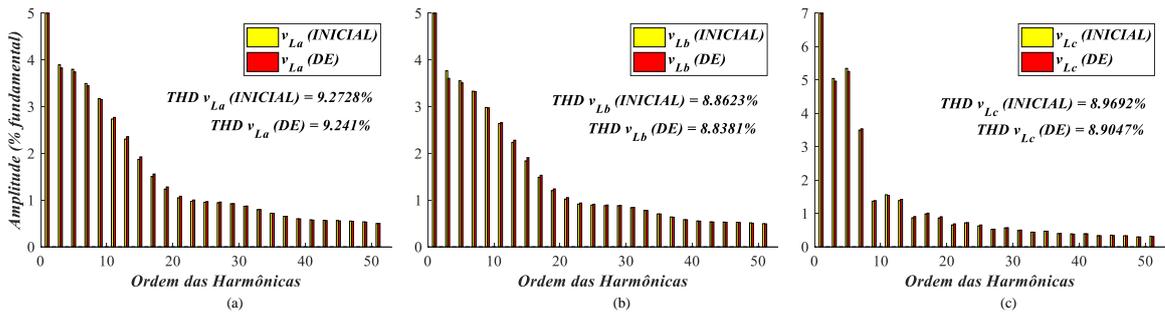


Figura 4.16 – TDHs das tensões da carga considerando o UPQC NPC/NPC: (a) v_{La} , (b) v_{Lb} e (c) v_{Lc} .

Fonte: Autoria Própria

4.4 SIMULAÇÕES DOS UPQCs CONSIDERANDO UMA CARGA DISTINTA

Como comentado na Seção 4.2, uma carga trifásica não-linear e desequilibrada, dada pela Figura 4.2, foi considerada para os processos de otimização dos ganhos dos controladores dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC pelo algoritmo DE. Com o intuito de demonstrar a eficiência dos controladores projetados, nesta seção serão mostrados mais alguns resultados obtidos via simulação para os UPQCs em análise assumindo uma carga trifásica desequilibrada distinta daquela assumida para a otimização, neste caso, composta por três retificadores monofásicos de onda completa com cargas RL cujos parâmetros são descritos na Figura 4.17.

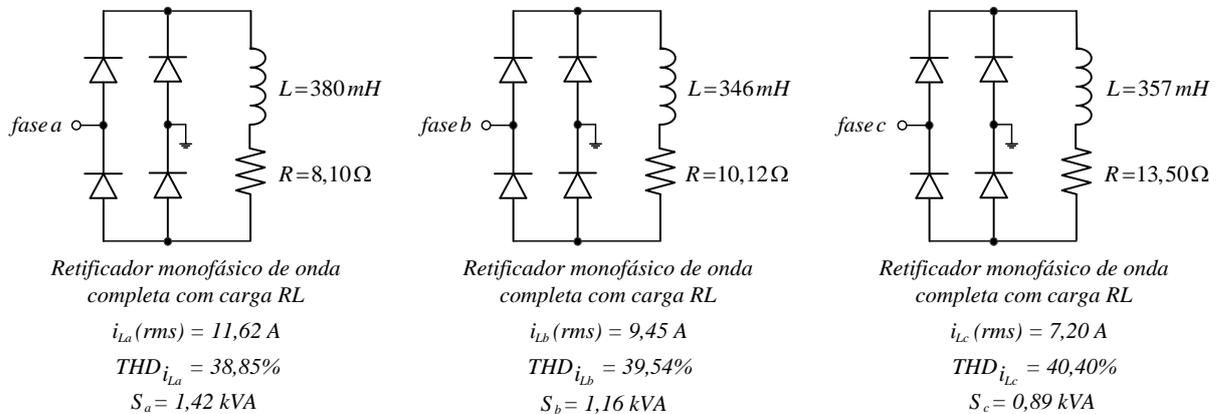


Figura 4.17 – Carga trifásica distinta – baseada na carga experimental 1 de Modesto (2015).

Fonte: Autoria Própria

Com relação ao cenário de simulação assumido, este é basicamente o mesmo daquele considerado para o processo de otimização dos conversores série, no qual os sistemas operam como UPQCs, alimentando a referida carga da Figura 4.17, com um tempo de simulação (t_{sim}) total de 2 segundos ($0 \leq t \leq 2s$), sendo as tensões da rede balanceadas no período de $0 \leq t \leq 1s$ e desbalanceadas no período restante $1 \leq t \leq 2s$, com componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordens, conforme descrito na Tabela 4.9.

A seguir, as Figuras 4.18 e 4.19 ilustram as tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), dos transformadores de acoplamento (v_{Ta1} , v_{Tb1} , v_{Tc1}) e da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), e correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}), de compensação do VSI 4L (i_{cpa1} , i_{cpb1} , i_{cpc1} , i_{cpn1}) e da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}) para o UPQC 3L/4L considerando os controladores com as sintonias inicial e otimizada, respectivamente. Já as Figuras 4.20 e 4.21 mostram as TDHs das correntes da rede e das tensões da carga para os referidos controladores.

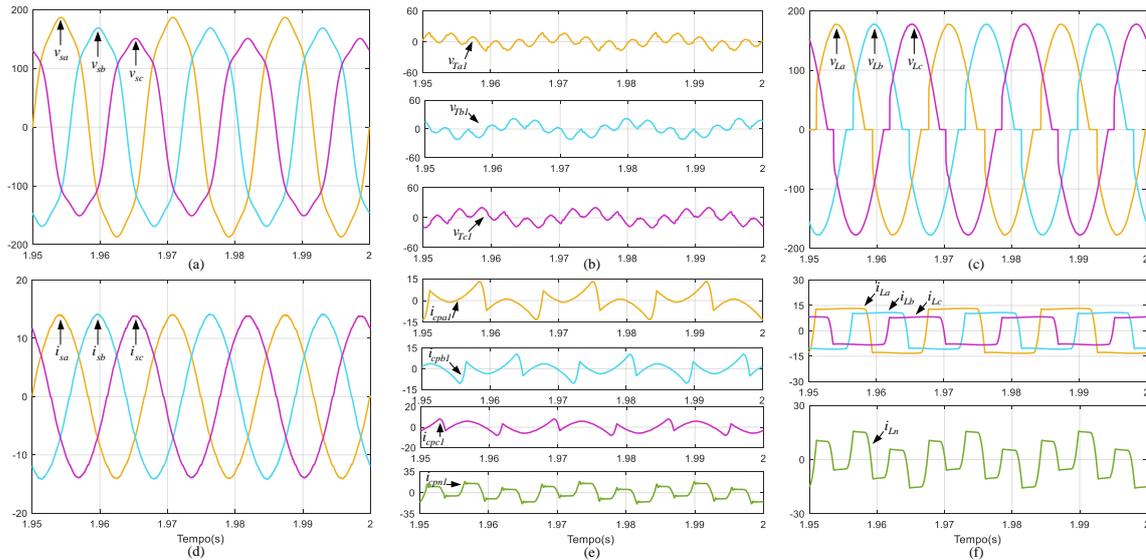


Figura 4.18 – Resultados de simulação do UPQC 3L/4L considerando os controladores com a sintonia inicial:

(a) v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b) v_{Ta1} , v_{Tb1} , v_{Tc1} , (c) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (d) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , (e) i_{cpa1} , i_{cpb1} , i_{cpc1} , i_{cpn1} , (f) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} .

Fonte: Autoria Própria

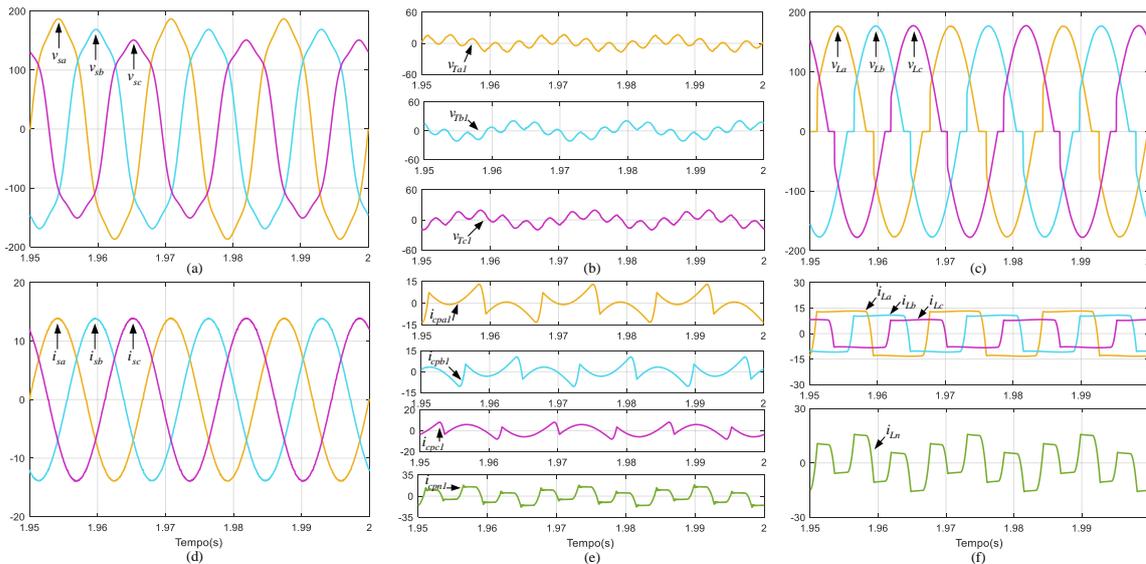


Figura 4.19 – Resultados de simulação do UPQC 3L/4L considerando os controladores com a sintonia

otimizada: (a) v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b) v_{Ta1} , v_{Tb1} , v_{Tc1} , (c) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (d) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , (e) i_{cpa1} , i_{cpb1} , i_{cpc1} , i_{cpn1} , (f) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} .

Fonte: Autoria Própria

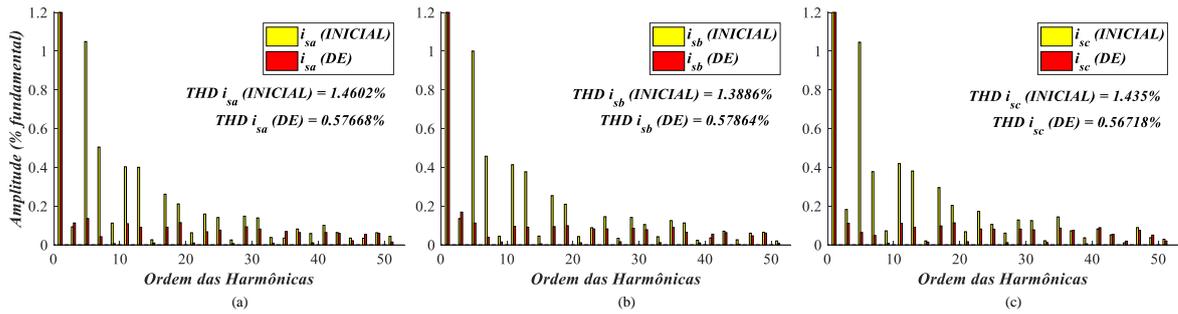


Figura 4.20 – TDHs das correntes da rede considerando o UPQC 3L/4L: (a) i_{sa} , (b) i_{sb} e (c) i_{sc} .

Fonte: Autoria Própria

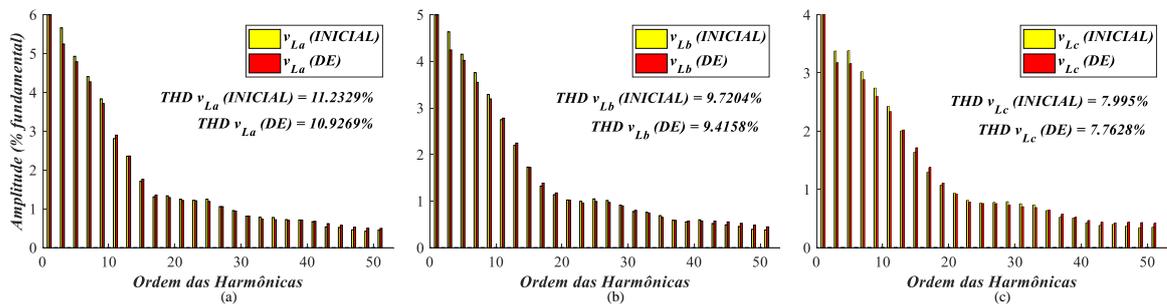


Figura 4.21 – TDHs das tensões da carga considerando o UPQC 3L/4L: (a) v_{La} , (b) v_{Lb} e (c) v_{Lc} .

Fonte: Autoria Própria

Assim como verificado nos resultados obtidos para o processo de otimização do DE, observa-se novamente um bom desempenho dos dois controladores projetados, uma vez que as tensões na carga e as correntes na rede encontram-se balanceadas e equilibradas. No entanto, os comportamentos dinâmicos dessas grandezas para o UPQC 3L/4L operando com os controladores otimizados foram melhores, justificados também pelos menores níveis de distorção harmônica visualizados nos espectros harmônicos.

Já as tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), dos transformadores de acoplamento (v_{Ta2} , v_{Tb2} , v_{Tc2}), e da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), e das correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}), de compensação do VSI paralelo NPC (i_{cpa2} , i_{cpb2} , i_{cpc2} , i_{cpn2}) e da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}) para o UPQC NPC/NPC considerando os controladores com as sintonias inicial e otimizada são ilustrados, respectivamente, nas Figuras 4.22 e 4.23, enquanto as TDHs das correntes da rede e das tensões da carga são mostrados, respectivamente, nas Figuras 4.24 e 4.25 para ambos os controladores.

A exemplo dos resultados obtidos durante o processo de otimização, pode-se concluir novamente que os controladores inicial e otimizado apresentaram bons desempenhos para a operação do UPQC NPC/NPC, visto as características balanceadas e equilibradas alcançadas para as tensões da carga e correntes da rede. Além disso, constata-se mais uma vez um menor

nível de ondulação da corrente de neutro da rede com o sistema operando com os controladores otimizados.

Por sua vez, a partir da análise dos espectros harmônicos das correntes da rede e das tensões da carga, notam-se menores níveis de distorção harmônica para o sistema operando com os controladores otimizados, principalmente, para as referidas correntes.

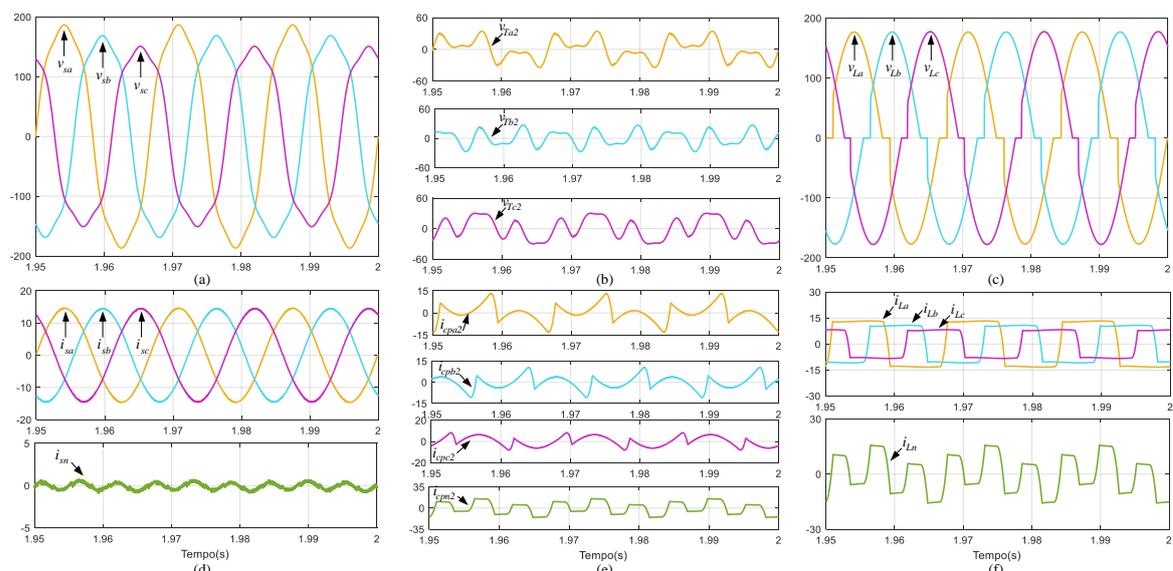


Figura 4.22 – Resultados de simulação do UPQC NPC/NPC considerando os controladores com a sintonia inicial: (a) v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b) v_{Ta2} , v_{Tb2} , v_{Tc2} , (c) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (d) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn} , (e) i_{cpa2} , i_{cpb2} , i_{cpc2} , i_{cpn2} , (f) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} .

Fonte: Autoria Própria

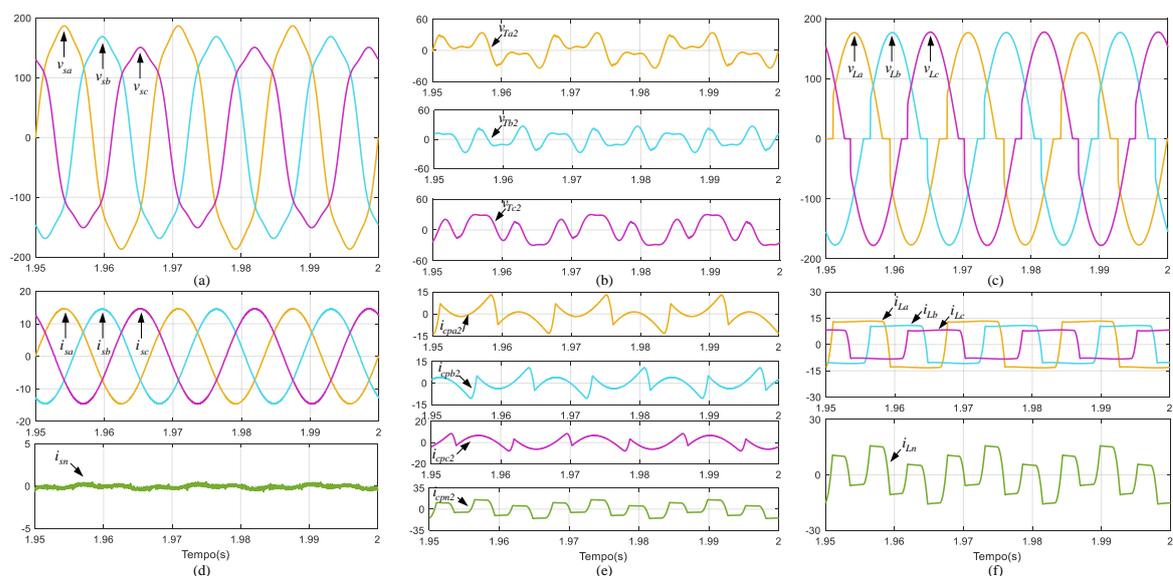


Figura 4.23 – Resultados de simulação do UPQC NPC/NPC considerando os controladores com a sintonia otimizada: (a) v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b) v_{Ta2} , v_{Tb2} , v_{Tc2} , (c) v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} , (d) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn} , (e) i_{cpa2} , i_{cpb2} , i_{cpc2} , i_{cpn2} , (f) i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln} .

Fonte: Autoria Própria

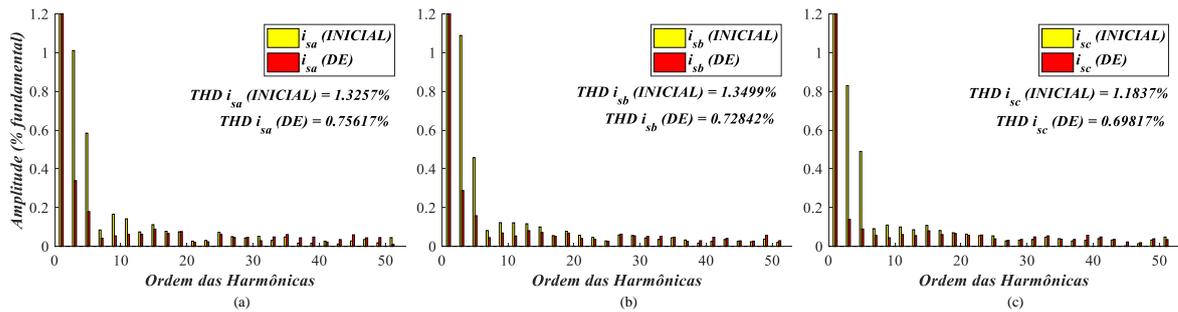


Figura 4.24 – TDHs das correntes da rede considerando o UPQC NPC/NPC: (a) i_{sa} , (b) i_{sb} e (c) i_{sc} .

Fonte: Autoria Própria

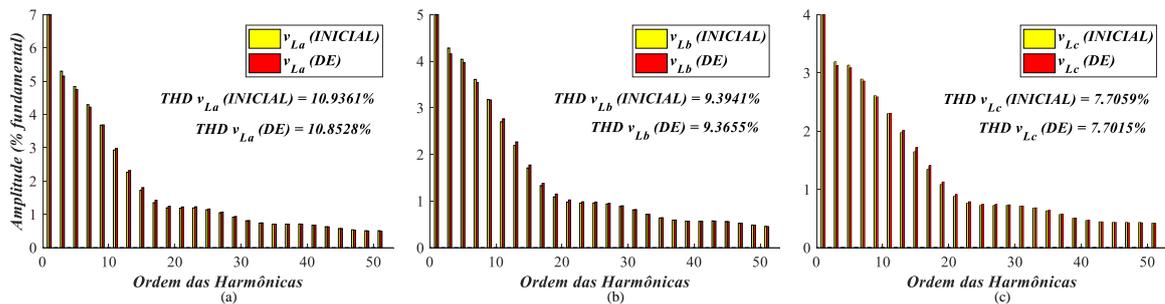


Figura 4.25 – TDHs das tensões da carga considerando o UPQC NPC/NPC: (a) v_{La} , (b) v_{Lb} e (c) v_{Lc} .

Fonte: Autoria Própria

Portanto, a partir da análise de todos estes resultados gráficos, nota-se um bom desempenho dos dois UPQCs em estudo assumindo os controladores otimizados, sendo verificados comportamentos bem similares àqueles obtidos para os sistemas operando com a sintonia inicial, com destaque para a redução dos níveis de distorção harmônica das grandezas analisadas, principalmente, das correntes da rede.

4.5 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Este capítulo teve como intuito principal apresentar os resultados alcançados via simulações computacionais no software MATLAB/Simulink[®] dos dois UPQCs em estudo desta tese, considerando a aplicação da metaheurística de otimização DE para a sintonia dos controladores relacionados aos sistemas de controle de cada um deles.

Ao longo do capítulo os resultados obtidos foram mostrados para os sistemas UPQC considerando o emprego do referido método de otimização para a sintonia dos principais compensadores relacionados aos inversores paralelos, neste caso, controladores PIs das malhas de tensão e controladores Ps das malhas de corrente, e aos inversores série, neste caso, controladores PIs das malhas de corrente. Além disso, para avaliar o desempenho, em termos de controle, dos controladores sintonizados via metaheurística DE, considerou-se uma

sintonia inicial para os controladores considerados, sendo projetados pelo método por resposta em frequência.

A partir dos resultados obtidos, pôde-se notar menores valores de custos obtidos, considerando ambos os UPQCs, quando os mesmos operaram com os controladores otimizados. Vale destacar também que menores valores de TDH foram constatados, nas duas topologias de UPQC, para as correntes da rede e tensões da carga, assumindo a operação dos sistemas com os controladores obtidos por meio da metaheurística DE, tanto para a carga considerada para os processos de otimização, ilustrada na Figura 4.2, como para a carga distinta, ilustrada na Figura 4.17.

Portanto, no decorrer deste trabalho, será assumida a operação dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC com os controladores otimizados via DE para os VSIs série e paralelo, devido as boas características de desempenho observadas nos resultados obtidos ao longo deste capítulo.

5 SIMULAÇÕES DOS UPQCs OPERANDO EM PARALELO

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos por meio de simulações no ambiente MATLAB/Simulink® para os sistemas UPQCs 3L/4L e NPC/NPC operando em paralelo. Particularmente, ambos os sistemas UPQCs foram implementados computacionalmente considerando toda a estrutura de controle descrita ao longo da Seção 2.3, sendo empregados para os controladores das malhas de corrente e de tensão dos conversores paralelos, assim como para as malhas de corrente dos conversores série, os ganhos obtidos pelos processos de otimização do algoritmo DE, conforme descrito no Capítulo 4.

Vale ressaltar que as mesmas características consideradas para as simulações computacionais em tempo discreto no capítulo anterior foram adotadas neste capítulo para o estudo do paralelismo dos UPQCs, neste caso, atrasos das placas de condicionamento de tensão e corrente, tempos mortos das chaves, conversão AD em DSP e discretização dos controladores.

Particularmente, as simulações desenvolvidas para os UPQCs conectados em paralelo neste capítulo foram divididas em dois contextos distintos. O primeiro, denominado como “contexto geral de operação”, cujos resultados são mostrados ao longo da Seção 5.1, tem por objetivo desenvolver análises estáticas e dinâmicas das principais variáveis envolvidas, além de questões relacionadas aos fluxos de potência. Já o segundo prioriza a análise dos resultados envolvendo o modelo dinâmico linearizado de pequenos sinais dos UPQCs, sistematicamente desenvolvido ao longo do Capítulo 3, os quais são apresentados na Seção 5.2.

Dois tipos de cargas foram adotados para as simulações dos UPQCs operando em paralelo: i) uma carga linear equilibrada; e ii) uma carga não-linear trifásica com um retificador trifásico, sendo seus parâmetros apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros das cargas consideradas nas simulações

	<i>Fase a</i>	<i>Fase b</i>	<i>Fase c</i>
Carga 1	Carga RL ($R = 50 \Omega$ e $L = 1 \text{ mH}$)	Carga RL ($R = 50 \Omega$ e $L = 1 \text{ mH}$)	Carga RL ($R = 50 \Omega$ e $L = 1 \text{ mH}$)
Carga 2*	Retificador trifásico de onda completa com carga R ($R = 40 \Omega$)		

Fonte: Autoria Própria.

*Baseada na carga experimental 3 de Campanhol (2017).

A Figura 5.1 ilustra a estrutura de potência dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC conectados em paralelo que foi considerada para as simulações. Detalhes sobre os blocos de controle em destaque serão dados ao longo do capítulo. Com relação aos parâmetros adotados para as simulações considerando os dois contextos de operação mencionados, foram definidos os mesmos daqueles utilizados para os processos de otimização do DE, sendo dados na Tabela 4.4 para o UPQC 3L/4L, e na Tabela 4.8 para o UPQC NPC/NPC. Além disso, alguns parâmetros adicionais e relacionados ao *droop* foram adotados, sendo descritos na Tabela 5.2.

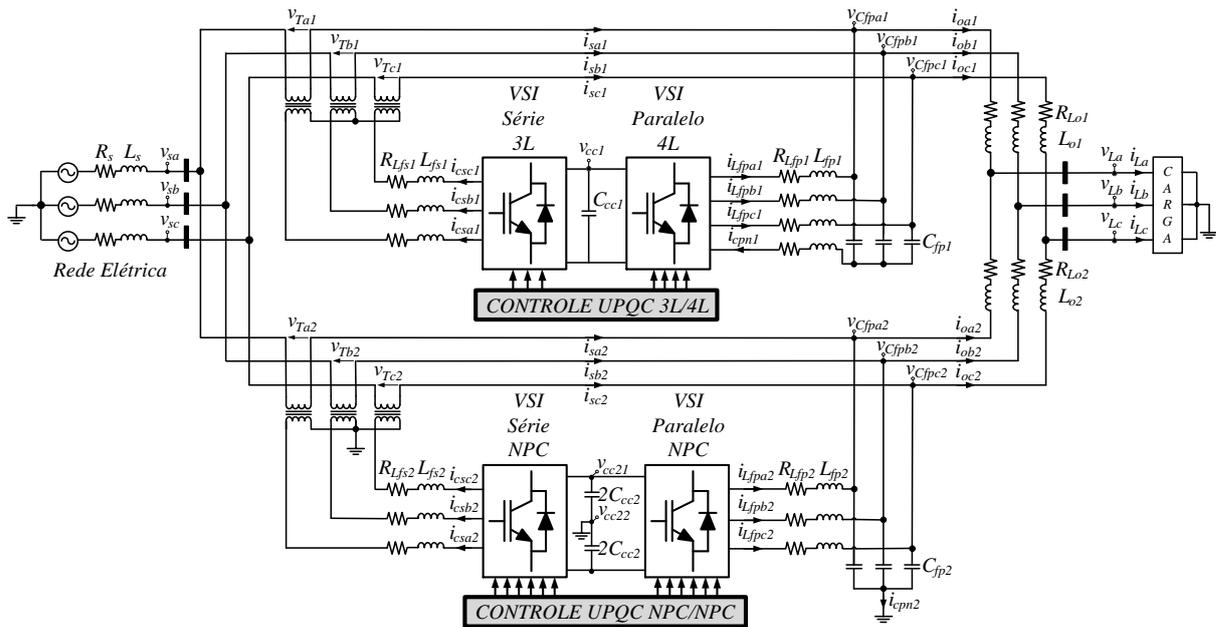


Figura 5.1 – Estrutura de potência dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC conectados em paralelo.

Fonte: Autoria Própria

Tabela 5.2 – Parâmetros adicionais e relacionados ao *droop*

Coefficientes <i>droop</i> de frequência	$m_{p1} = m_{p2} = m_p = 1,256637 \cdot 10^{-3} \text{ rad/s/W}$
Coefficientes <i>droop</i> de tensão	$n_{q1} = n_{q2} = n_q = 16 \cdot 10^{-3} \text{ V/VAr}$
Resistências virtuais*	$R_{v1} = R_{v2} = 34,988 \text{ m}\Omega$
Indutâncias virtuais*	$L_{v1} = L_{v2} = 371,237 \mu\text{H}$
Valor de referência de tensão no eixo <i>d</i> do <i>droop</i>	$U_n = v_d = 220 \text{ V}$
Frequência angular nominal	$\omega_n = 377 \text{ rad/s}$
Frequências de corte dos FPBs do <i>droop</i>	$f_{c1} = f_{c2} = 3 \text{ Hz}$
Ganhos dos filtros <i>washout</i> **	$k_{w1} = k_{w2} = 2$
Ganhos proporcionais dos PIs de frequência e de tensão – MCS	$k_{p\omega} = k_{pV} = 10$
Ganhos integrativos dos PIs de frequência e de tensão – MCS	$k_{i\omega} = k_{iV} = 0,01$

Fonte: Próprio autor.

*Definidos com base em Machado (2021) assumindo uma relação de $X_v/R_v = 4$ e $|Z_{net}|/|Z_v| \approx 4,28$.

**Definidos com base em Han et. al. (2018).

5.1 CONTEXTO GERAL DE OPERAÇÃO

Para as simulações desenvolvidas nesta seção são assumidos quatro modos de operação relacionados ao contexto do paralelismo dos UPQCs, visando analisar suas principais características, sendo descritos a seguir:

- 1) *Modo de Operação 1*: considera a existência de malhas de controle secundário (MCS) para a restauração das variáveis de frequência e de tensão geradas pelo *droop*, assim como atrasos relacionados aos canais de comunicação, existentes nos ambientes práticos (VASQUEZ et al., 2013). Tais malhas visam regular de forma adequada as amplitudes das tensões e a frequência angular do sistema, fazendo com que as tensões de saída, assim como as correntes drenadas da rede, estejam em fase com as tensões da rede;
- 2) *Modo de Operação 2*: neste modo são considerados filtros *washout* para as malhas de compartilhamento de potência ativa do controle por *droop*, ou seja, malhas $P-\omega$, necessários para manter uma condição favorável de funcionamento dos UPQCs. Vale destacar que essa é uma abordagem alternativa, apontada na literatura pesquisada, para casos em que as malhas de controle secundário não sejam assumidas na operação em paralelo de conversores (HAN et al., 2018). Neste modo de operação será considerado também que o ângulo gerado pela *droop* (δ_i) seja aplicado para todas as transformações no referencial síncrono, relacionadas aos esquemas de controle dos conversores série e paralelo dos UPQCs;
- 3) *Modo de Operação 3*: aqui os filtros *washout* são empregados em ambas as malhas de compartilhamento do *droop*, malhas $P-\omega$ e $Q-V$, sendo o ângulo δ_i do *droop* aplicado apenas para as transformações no referencial $dq0$ relacionadas aos controles dos conversores paralelos. Para o controle dos conversores série, são assumidos os ângulos estimados pelos algoritmos PLL (δ_{pli});
- 4) *Modo de Operação 4*: situação na qual são desconsideradas quaisquer estratégias para a restauração das variáveis de frequência e de tensão. Nesta abordagem, as tensões de saída e da carga, terão um grande defasamento em relação as tensões da rede, devido aos desvios angulares impostos instantaneamente pelo *droop*, elevando, conseqüentemente, as tensões nos transformadores de acoplamento dos conversores série, desequilibrando o fluxo de potência entre os UPQCs e comprometendo a operação do sistema como um todo.

No que se refere ao cenário de simulação, os UPQCs operam com tensões da rede senoidais, balanceadas e sem distorções, com 127 V de valores eficazes, considerando um tempo total de simulação de 10 segundos. Inicialmente, no período de $0 \leq t \leq 2s$, os UPQCs iniciam sua operação de forma independente, sendo conectados em paralelo em 2 segundos. No instante de 3 segundos, os UPQCs começam o compartilhamento de potência para uma dada carga, escolhida entre as opções da Tabela 5.1, assumindo que suas resistências de carga sejam R no intervalo de $3 \leq t \leq 6,5s$ e $2R$ entre $6,5s \leq t \leq 10s$, caracterizando um degrau.

Vale destacar que os coeficientes *droop* de frequência e de tensão foram projetados segundo a abordagem convencional de projeto, comentada no Apêndice B, que assume *ranges* de frequência e de tensão, assim como potências ativa e reativa máximas de trabalho dos conversores. Já os ganhos dos controladores PI de frequência e de tensão das malhas de controle secundário foram definidos com base em uma abordagem de projeto descrita em Vasquez et al. (2013), na qual são assumidas funções de transferência relacionadas aos canais de comunicação, levando em consideração também o desempenho dinâmico do controle das variáveis em interesse. Cabe ressaltar que todos os controladores envolvidos do sistema foram discretizados considerando o método de Tustin (ANGÉLICO; DAS NEVES, 2023).

A seguir, nas Seções 5.1.1 à 5.1.4, são analisados os resultados de simulação obtidos para os UPQCs operando em paralelo, considerando os quatro modos de operação descritos, sendo o UPQC 3L/4L denominado como “UPQC 1”, enquanto o UPQC NPC/NPC como “UPQC 2”, representados nas estruturas de controle pelos índices $i=1$ e $i=2$, respectivamente. Além disso, testes de confiabilidade do paralelismo dos UPQCs são feitos na Seção 5.1.5.

5.1.1 Modo de Operação 1: Considerando Malhas de Controle Secundário (MCS)

A Figura 5.2 ilustra o diagrama em blocos da estrutura de controle considerada para as simulações dos UPQCs em paralelo assumindo o modo de operação 1, o qual considera as malhas de controle secundário de frequência e de tensão, assim como os atrasos referentes aos canais de comunicação, sendo representados por funções de transferência discretizadas $G_d(z)$, definidas com base na expressão $G_d(s)=1/(s+1,5T_s)$, sendo T_s o período de amostragem, assumida no trabalho de Vasquez et al. (2013) e discretizada aqui pelo método de Tustin.

Como pode ser observado nos diagramas de controle, o controlador PI da malha de frequência atua de modo a restaurar os desvios angulares de frequência impostos pelas malhas $P-\omega$ dos *droops* de cada UPQC, para um valor proporcional à referência do controle, neste

caso, o valor estimado da frequência angular da rede calculado pelo algoritmo PLL. Por sua vez, o controlador PI da malha de controle secundário de tensão opera com o objetivo de regular os desvios de amplitude da tensão no eixo síncrono d também impostos pelos *droops*, neste caso pelas malhas $Q-V$, adequando-as para o valor nominal de operação U_n . Com isso, em regime, haverá um adequado compartilhamento de potência do sistema, visto que ambos os UPQCs irão impor tensões de saída em fase e com as mesmas amplitudes da tensão da rede, assim como as parcelas de corrente drenadas da rede de cada UPQC que estarão também em fase com as tensões da rede.

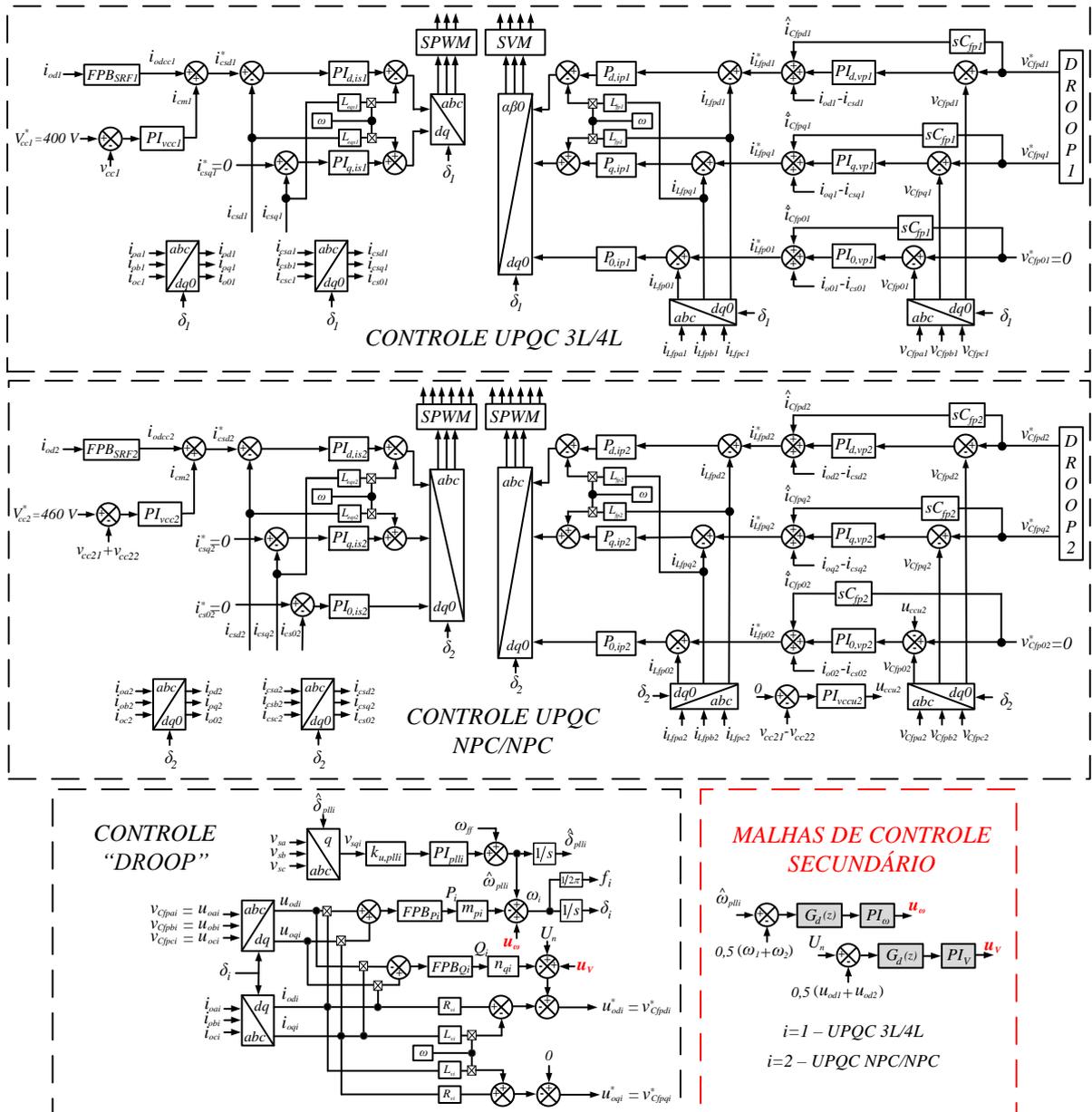


Figura 5.2 – Estrutura de controle dos UPQCs em paralelo para o modo de operação 1.

Fonte: Autoria Própria

As Figuras 5.3 e 5.4 ilustram os comportamentos dinâmicos das potências ativa e reativa, assim como das frequências e das tensões de saída no eixo d , fornecidos por cada UPQC, considerando as cargas 1 e 2, respectivamente. Com base nos gráficos, nota-se um adequado compartilhamento de potência ativa e reativa para os dois casos, com cada UPQC compartilhando metade da potência da carga.

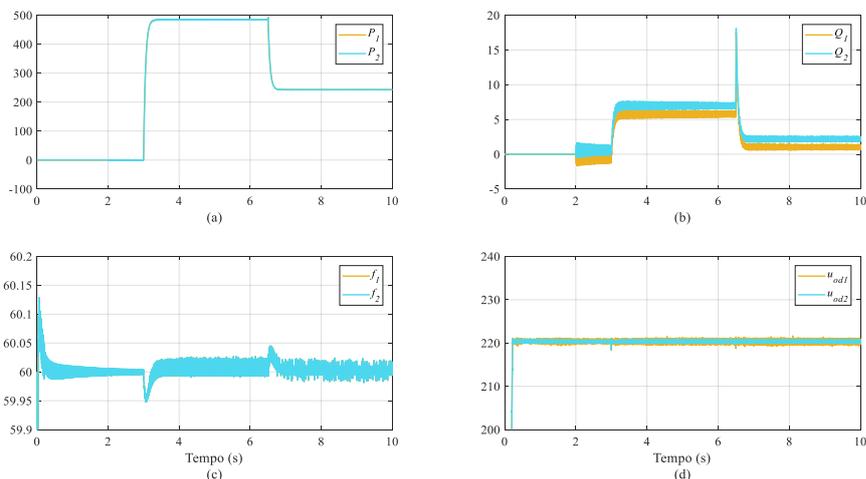


Figura 5.3 – Modo de operação 1 (carga 1) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d para cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

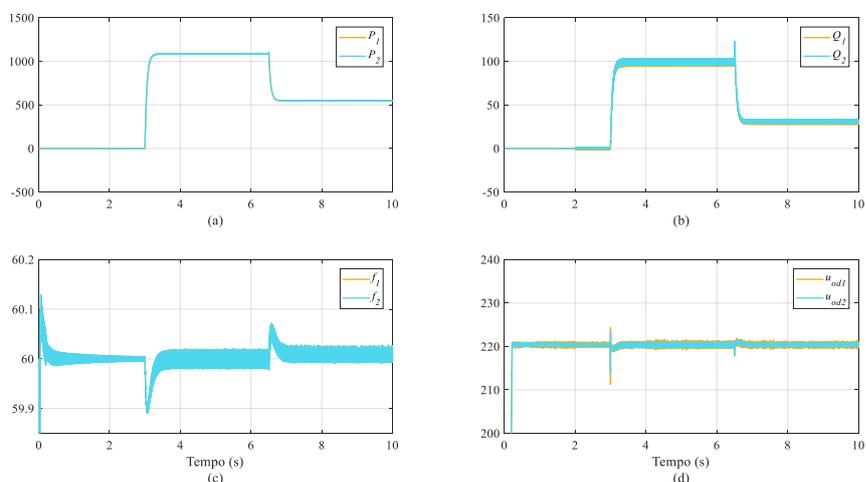


Figura 5.4 – Modo de operação 1 (carga 2) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d para cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

Particularmente, no gráfico da Figura 5.3(b) são observadas pequenas diferenças de compartilhamento de potência reativa, evidentes devido ao fato do baixo valor de potência reativa consumido pela carga em questão, além de estarem associadas também com as características distintas de cada UPQC, resultando em diferentes impedâncias de saída que interferem no compartilhamento de reativos, como é bem conhecido no controle por *droop*.

No que se refere às variáveis de frequência e de tensão, é possível afirmar também uma atuação eficaz das malhas de controle secundário visto que poucas oscilações, em torno dos valores de referência, são observadas.

Os fluxos de potência ativa e reativa, em regime, incluindo seus respectivos valores, correspondentes aos intervalos analisados são mostrados nos diagramas das Figuras 5.5 e 5.6, para as cargas 1 e 2, respectivamente. Nestas figuras, assim como para os próximos diagramas ilustrados ao longo do capítulo, considera-se que P_s e Q_s correspondam às potências ativa e reativa da rede, P_L e Q_L às potências ativa e reativa da carga, P_{s1} e Q_{s1} parcelas das potências ativa e reativa da rede associadas ao UPQC 1, P_{s2} e Q_{s2} parcelas das potências ativa e reativa da rede associadas ao UPQC 2, P_{cs1} e Q_{cs1} parcelas das potências ativa e reativa do conversor série do UPQC 1, P_{cs2} e Q_{cs2} parcelas das potências ativa e reativa do conversor série do UPQC 2, P_{cp1} e Q_{cp1} parcelas das potências ativa e reativa do conversor paralelo do UPQC 1, P_{cp2} e Q_{cp2} parcelas das potências ativa e reativa do conversor paralelo do UPQC 2, P_{o1} e Q_{o1} parcelas das potências ativa e reativa de saída do UPQC 1, e P_{o2} e Q_{o2} parcelas das potências ativa e reativa de saída do UPQC 2.

Pela análise destas figuras, percebe-se a potência ativa fluindo da saída dos UPQCs, pelos conversores paralelos, em direção aos transformadores pelos conversores série. Já para a potência reativa ocorre o inverso, ou seja, fluxo pelos conversores série em direção à carga pelos conversores paralelos. Além disso, pode ser observado também um maior processamento de potência para os conversores do UPQC 2, devido a quantidade de elementos semicondutores presentes em sua estrutura, que é maior do que aquela do UPQC 1.

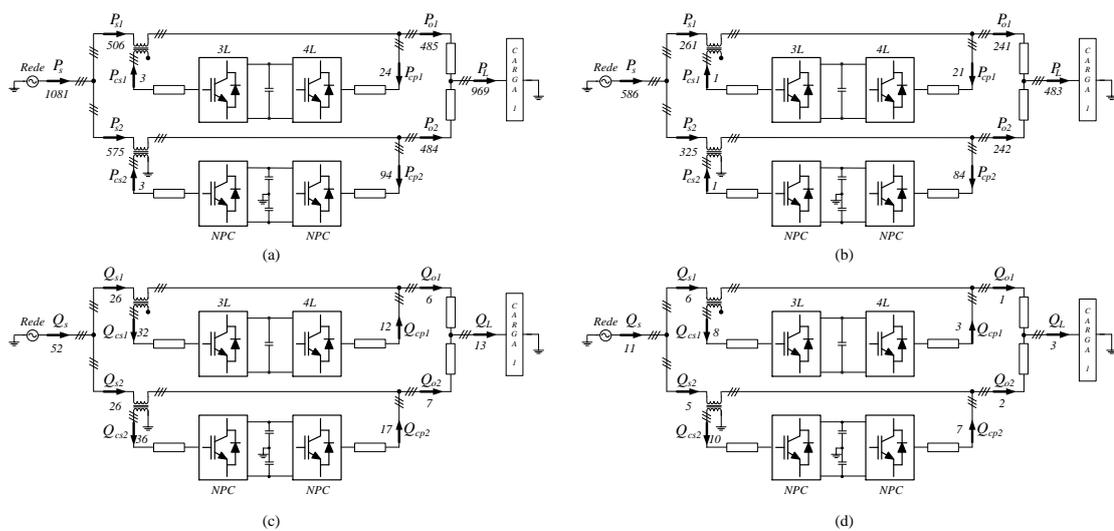


Figura 5.5 – Modo de operação 1 (carga 1) – Fluxos de potência ativa e reativa, respectivamente, em regime: (a, c) período após o início do compartilhamento, (b, d) período após o degrau de carga.

Fonte: Autoria Própria

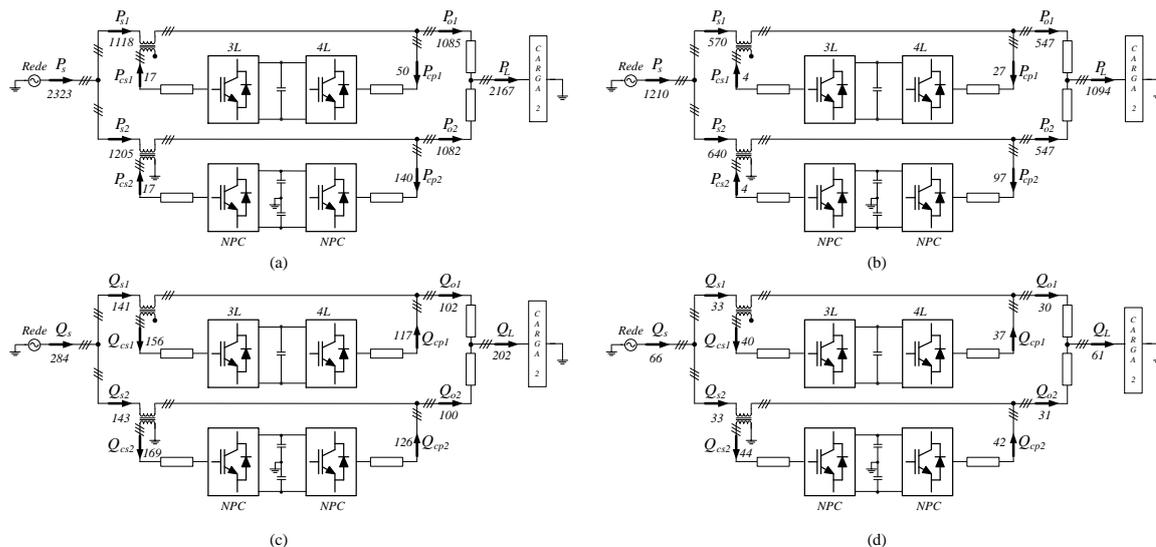


Figura 5.6 – Modo de operação 1 (carga 2) – Fluxos de potência ativa e reativa, respectivamente, em regime: (a, c) período após o início do compartilhamento, (b, d) período após o degrau de carga.

Fonte: Autoria Própria

Os comportamentos estáticos e dinâmicos das tensões nos transformadores de acoplamento dos UPQCs, assumindo as cargas 1 e 2 são ilustrados, respectivamente, nas Figuras 5.7 e 5.8. Pode-se verificar, nos dois casos, baixos níveis de tensão por conta das adequadas regulações de frequência e de tensão pelas malhas de controle secundário.

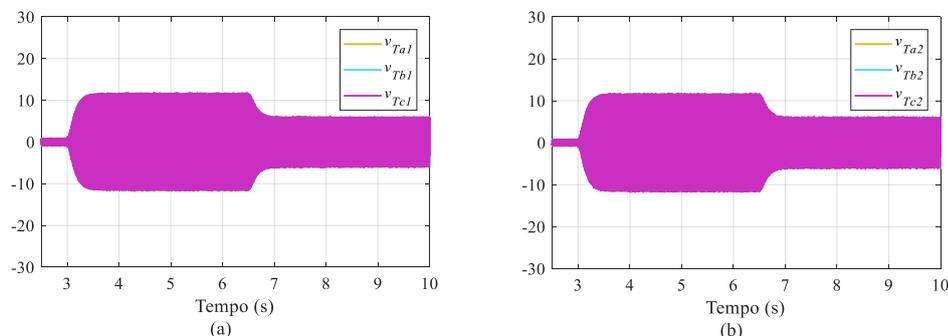


Figura 5.7 – Modo de operação 1 (carga 1) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

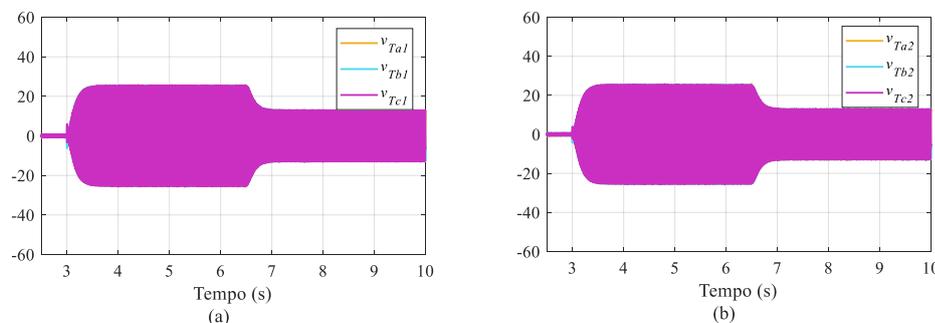


Figura 5.8 – Modo de operação 1 (carga 2) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

Já as Figuras 5.9 e 5.10 mostram os comportamentos das tensões e correntes drenadas da rede para cada UPQC, para as cargas 1 e 2, respectivamente, considerando os instantes próximos do início de compartilhamento de potência ($t=3s$) e do degrau de carga ($t=6,5s$). Observa-se que as parcelas de corrente da rede de cada UPQC, nos dois casos apresentados, encontram-se em fase com suas respectivas tensões, evidenciando uma adequada operação.

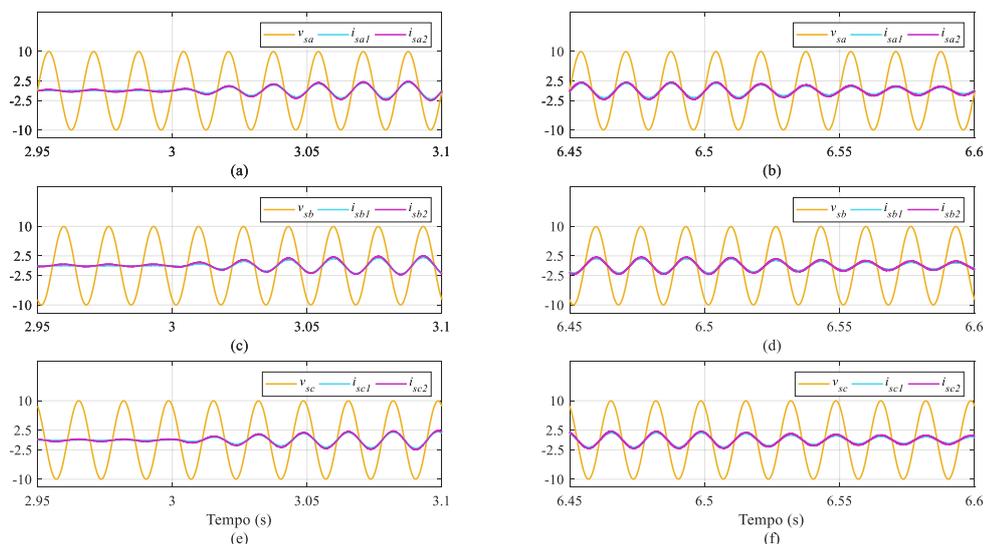


Figura 5.9 – Modo de operação 1 (carga 1) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

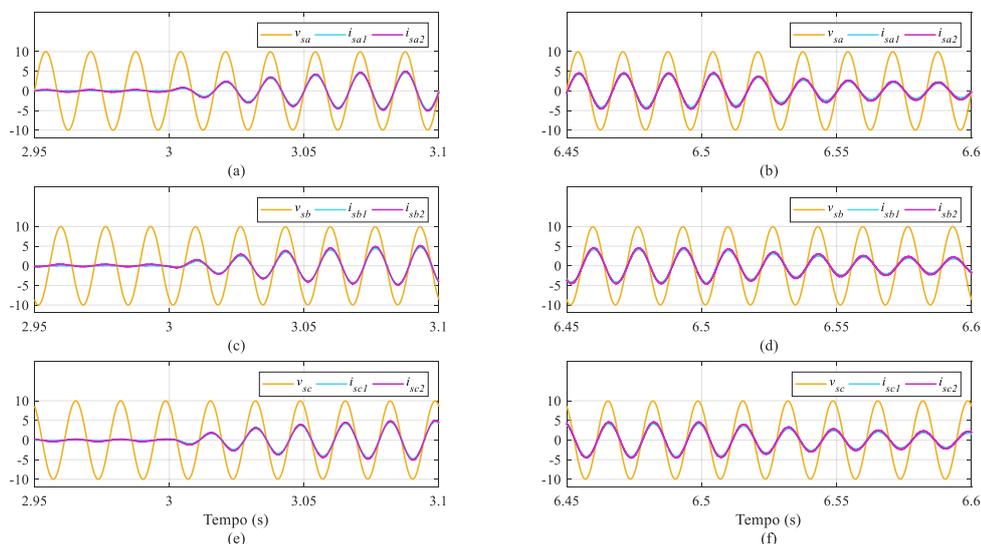


Figura 5.10 – Modo de operação 1 (carga 2) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Por sua vez, os comportamentos estáticos e dinâmicos das tensões da rede, de saída e da carga, assim como suas respectivas correntes, são ilustrados nas Figuras 5.11 e 5.12, para

as cargas 1 e 2, respectivamente. Como pode ser observado nos gráficos (a), (b) e (c) destas Figuras, as tensões da carga encontram-se praticamente em fase com as tensões da rede, conforme destacado. Já os gráficos (d), (e) e (f) evidenciam o adequado compartilhamento de potência entre os UPQCs, visto que as parcelas de corrente de saída de cada UPQC encontram-se sobrepostas e com metade do valor total consumido pela carga.

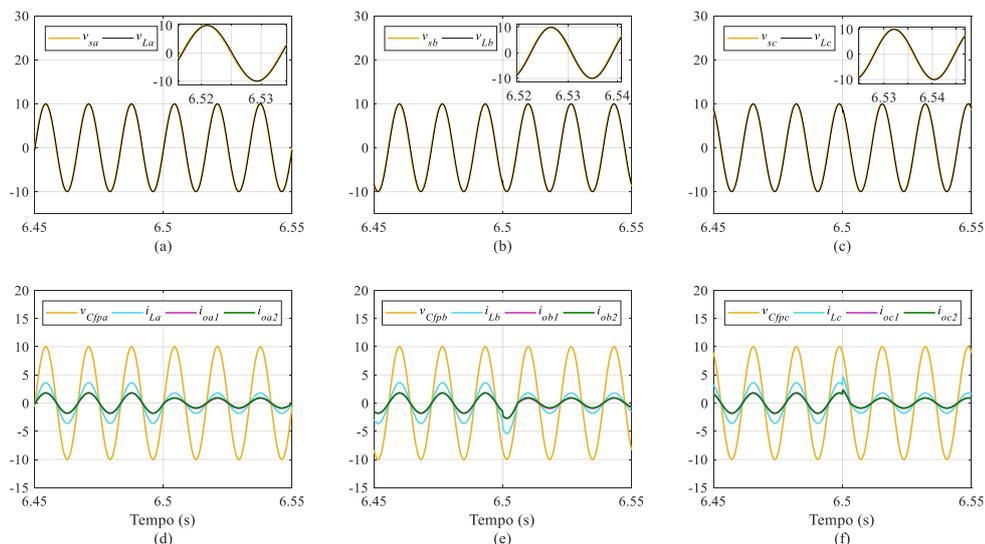


Figura 5.11 – Modo de operação 1 (carga 1) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

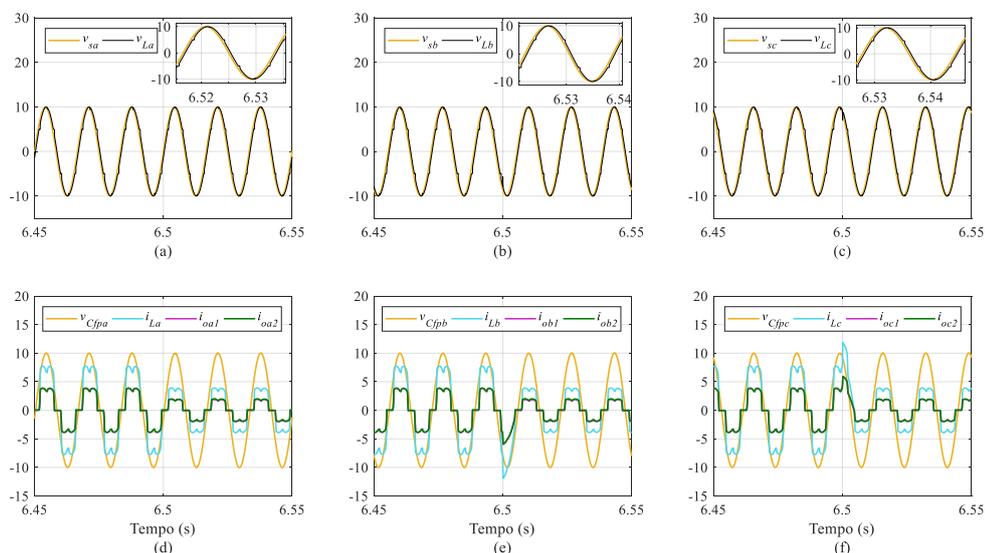


Figura 5.12 – Modo de operação 1 (carga 2) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

Por fim, as dinâmicas de controle das tensões dos barramentos CC de cada um dos UPQCs, considerando as duas cargas assumidas, são mostradas nas Figuras 5.13 e 5.14. É

possível afirmar que os controladores de tensão dos barramentos CC de ambos os UPQCs, assim como de desequilíbrio de tensão no caso do UPQC 2, regulam adequadamente as tensões dos mesmos, durante todo o intervalo de tempo considerado.

Portanto, após a análise dos resultados do paralelismo dos UPQCs, assumindo as MCS de tensão e de frequência, considerando ambas as cargas adotadas, pode-se concluir que o sistema, em geral, se comportou de forma adequada, durante todo o período de simulação analisado, visto que tais malhas regularam rapidamente as variáveis em interesse, garantindo também um bom compartilhamento de potência ativa e reativa para as cargas. Além disso, os principais objetivos de operação dos UPQCs foram alcançados, neste caso, tensões de saída, assim como parcelas das correntes da rede, praticamente em fase com as tensões da rede.

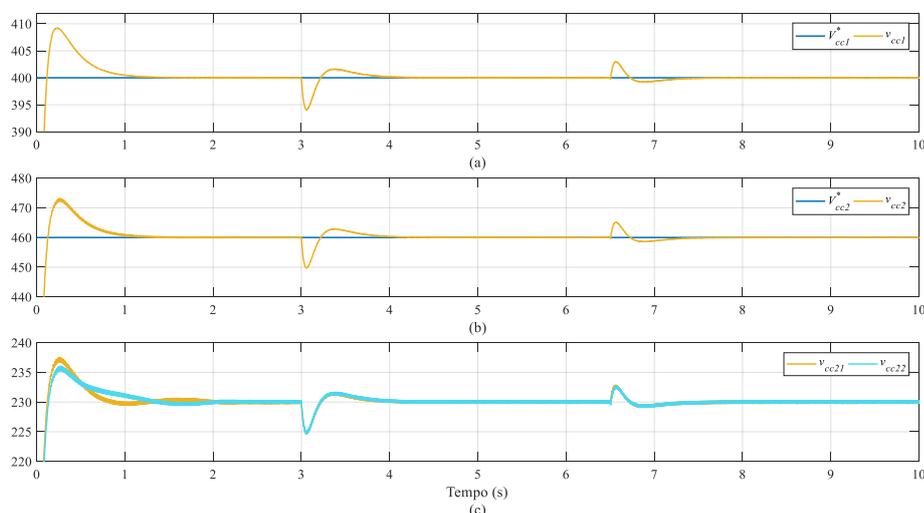


Figura 5.13 – Modo de operação 1 (carga 1) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

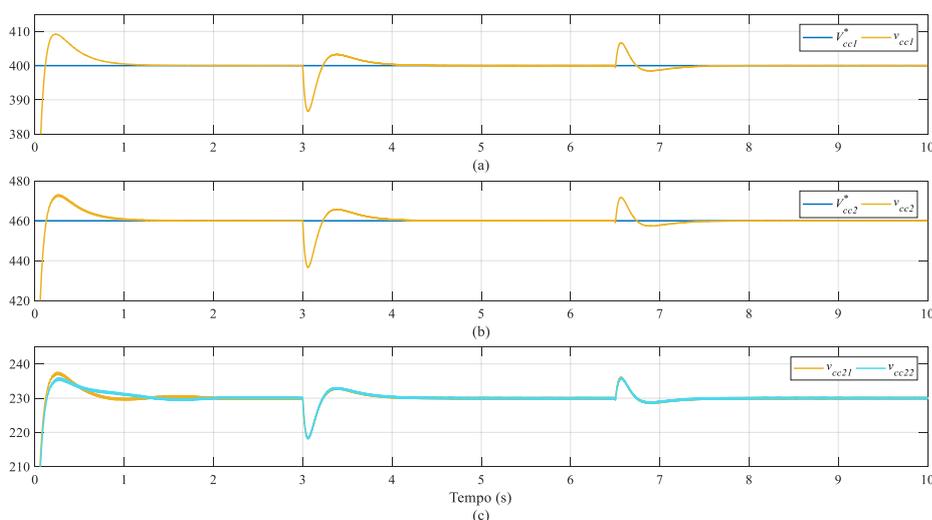


Figura 5.14 – Modo de operação 1 (carga 2) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

5.1.2 Modo de Operação 2: Considerando Filtros Washout nas Malhas de Compartilhamento de Potência Ativa

O diagrama em blocos da estrutura de controle assumida para as simulações dos UPQCs operando em paralelo considerando o modo de operação 2 é mostrado na Figura 5.15, onde nota-se, em cinza, a presença do filtro *washout* na malha $P-\omega$ do controle por *droop*. Basicamente, os filtros *washout* são caracterizados por serem filtros passa-altas de primeira ordem capazes de rejeitar componentes CC de um sinal ao mesmo tempo que permitem a passagem de suas componentes transientes (YAZDANIAN; MEHRIZI-SANI, 2016).

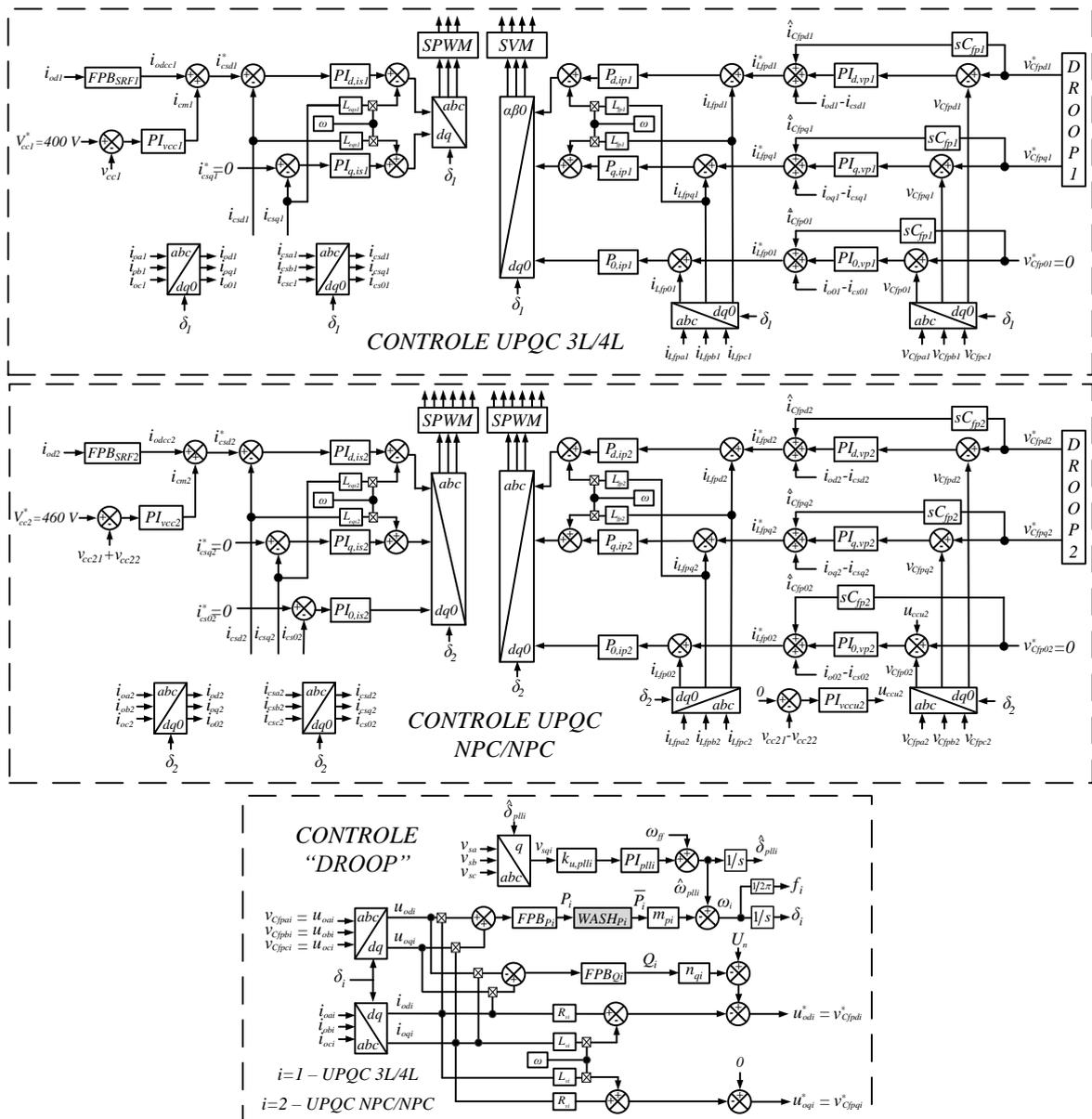


Figura 5.15 – Estrutura de controle dos UPQCs em paralelo para o modo de operação 2.

Fonte: Autoria Própria

No tocante ao controle secundário, para a restauração das variáveis de frequência e de tensão do sistema, torna-se necessário a utilização de canais de comunicação de baixa largura de banda, visto que informações devem ser enviadas e recebidas pelos controladores em todo o esquema de controle. Sendo assim, essas informações estão sujeitas à atrasos além de problemas de transmissão causadas por esses links de comunicação. Logo, a adoção de filtros *washout* para as malhas de compartilhamento de potência torna-se uma abordagem interessante diante desse cenário, pois opera de maneira semelhante à estratégia de controle secundário, restaurando as grandezas de frequência e tensão, sem a necessidade do emprego de canais de comunicação e malhas de controle adicionais (HAN et al., 2018).

Portanto, pode-se afirmar que a operação das malhas de compartilhamento de potência ativa dos UPQCs com os referidos filtros irá contribuir para a restauração das frequências de operação do sistema, durante a operação em regime permanente. Com isso, os desvios angulares impostos pelo *droop* tendem a se sustentar ao longo do tempo, permanecendo em valores adequados para a operação dos UPQCs, o que implica em pequenos defasamentos nas grandezas em interesse, como será evidenciado ao longo dos resultados.

Os comportamentos dinâmicos das potências ativa e reativa, além das frequências e tensões de saída no eixo síncrono d , para as cargas 1 e 2 assumidas nas simulações, são ilustrados, respectivamente, nas Figuras 5.16 e 5.17. A partir da análise dos gráficos das potências destas figuras, pode-se observar um adequado compartilhamento de potência entre os UPQCs, vistos que ambos os conversores compartilham metade da potência da carga. Novamente, como observado nos resultados para o modo de operação 1, na Figura 5.16(b) notam-se leves diferenças nos valores compartilhados de potência reativa entre os UPQCs.

Com relação às frequências, também é possível perceber, para as duas cargas, uma dinâmica rápida de restabelecimento da frequência de operação do sistema, porém, mais lenta quando comparada com aquela do modo de operação 1, comprovando a atuação efetiva dos filtros *washout* nas malhas $P-\omega$ dos UPQCs. Por sua vez, para as tensões de saída no eixo d , notam-se pequenos desvios de tensão, principalmente na Figura 5.17(d), característicos da operação do controle por *droop*. Na Seção 5.1.3 são apresentados os resultados obtidos para o sistema empregando filtros *washout* também nas malhas $Q-V$ visando ajustar o comportamento dinâmico das referidas tensões.

As Figuras 5.18 e 5.19 ilustram os sentidos dos fluxos, assim como os valores quantitativos de potência ativa e reativa, observados em regime, para os intervalos em análise,

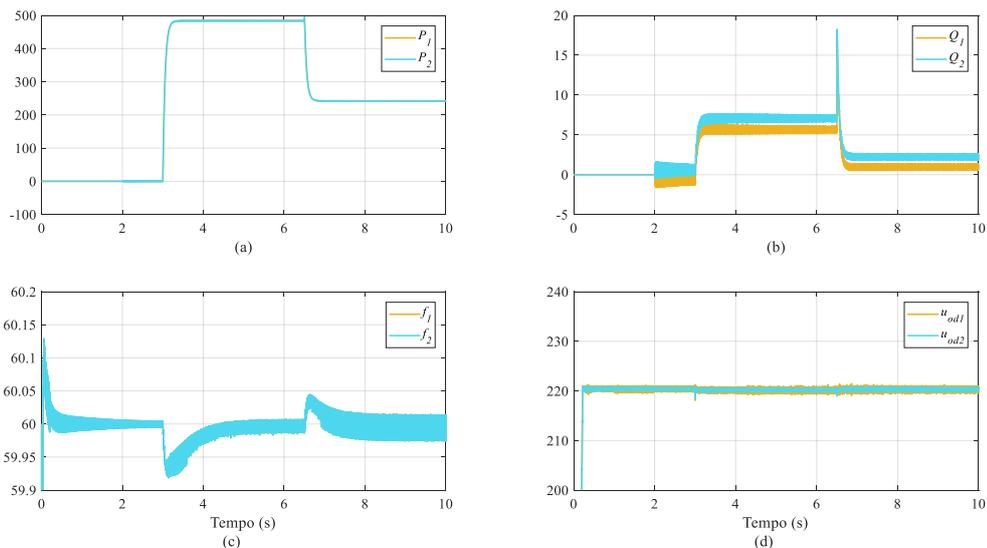


Figura 5.16 – Modo de operação 2 (carga 1) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d para cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

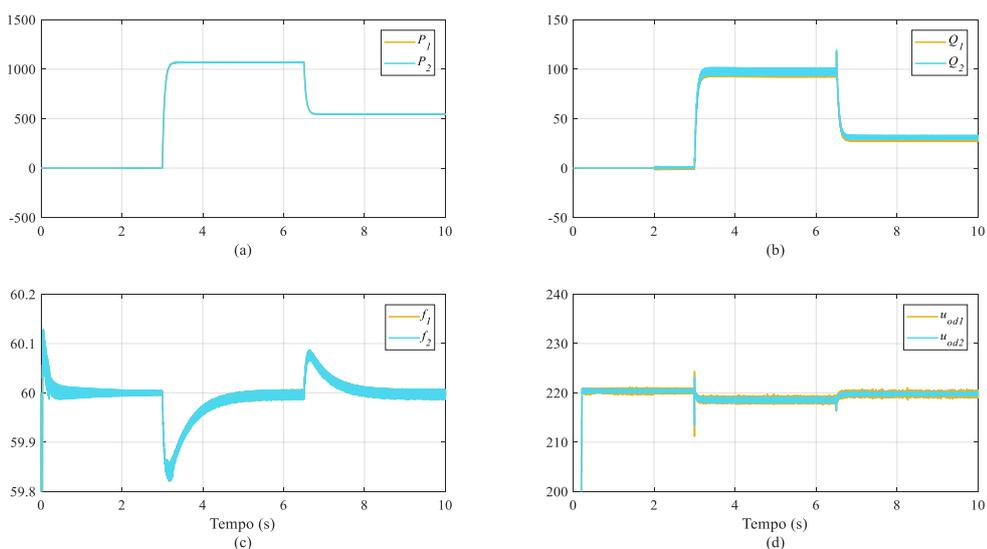


Figura 5.17 – Modo de operação 2 (carga 2) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d para cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

considerando as cargas 1 e 2, respectivamente. Analisando os diagramas destas figuras, pode-se notar que os fluxos de potência ativa e reativa permanecem os mesmos daqueles observados para o modo de operação 1, onde as potências ativas fluem das saídas dos UPQCs aos transformadores de acoplamento via conversores paralelo e série, nesta ordem, enquanto os fluxos das potências reativas se dão no sentido inverso, dos conversores série para os conversores paralelos. Novamente, um maior processamento de potência é verificado para os conversores do UPQC 2.

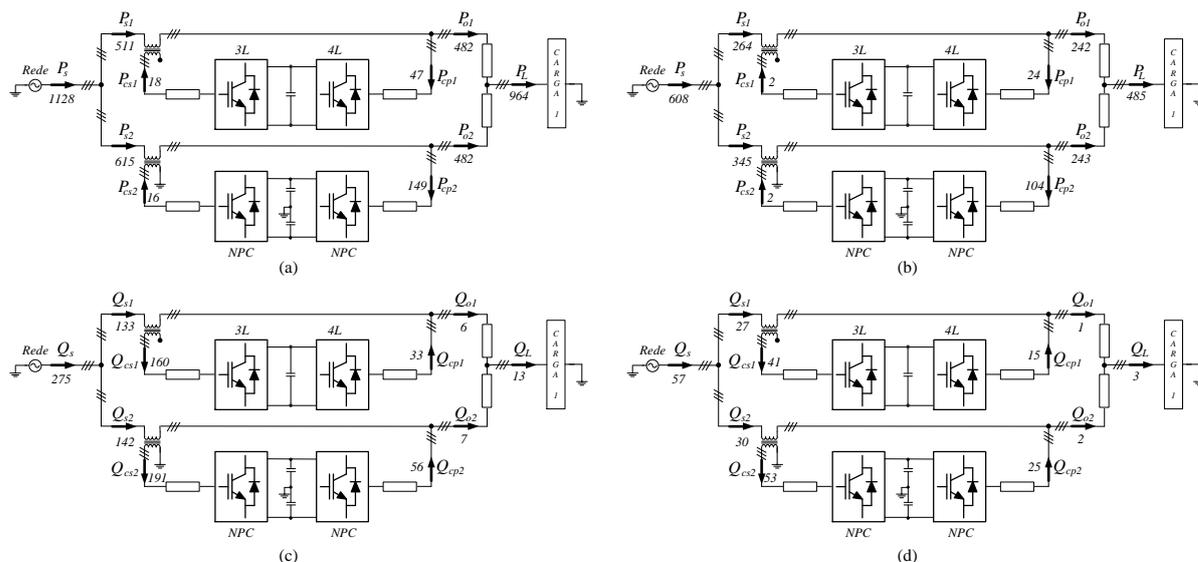


Figura 5.18 – Modo de operação 2 (carga 1) – Fluxos de potência ativa e reativa, respectivamente, em regime: (a, c) período após o início do compartilhamento, (b, d) período após o degrau de carga.

Fonte: Autoria Própria

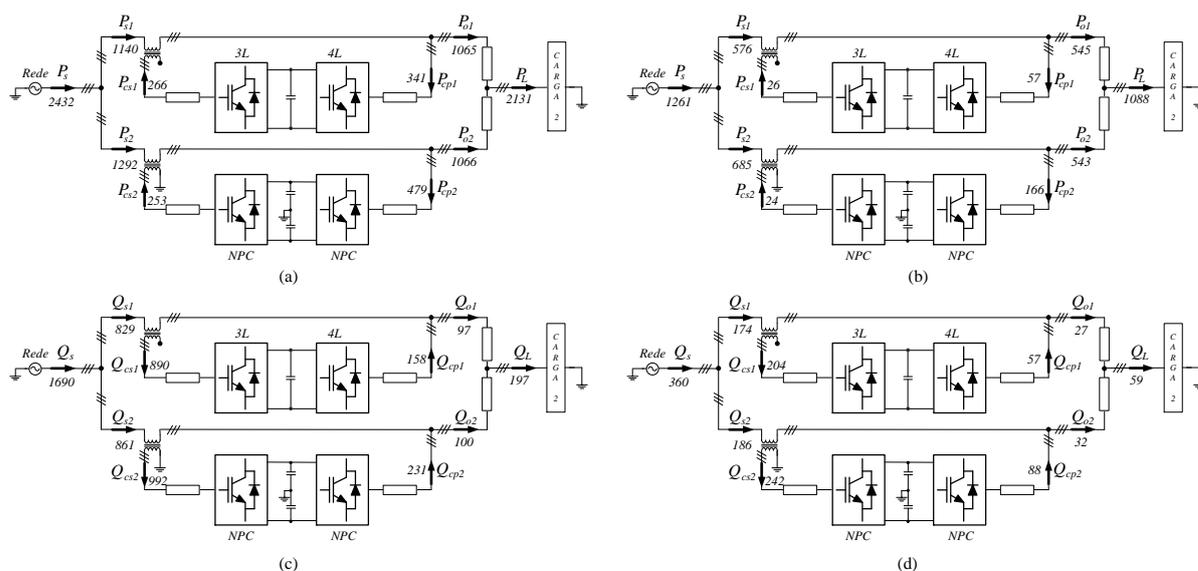


Figura 5.19 – Modo de operação 2 (carga 2) – Fluxos de potência ativa e reativa, respectivamente, em regime: (a, c) período após o início do compartilhamento, (b, d) período após o degrau de carga.

Fonte: Autoria Própria

Já as Figuras 5.20 e 5.21 ilustram o comportamento dinâmico das tensões dos transformadores dos UQPCs, assumindo as cargas 1 e 2, respectivamente, onde são notados níveis mais elevados de tensão quando comparados aos resultados obtidos para o modo de operação 1. Isso é justificado pelo fato de que a dinâmica de reestabelecimento de frequência, com a utilização dos filtros *washout*, é um pouco maior daquela observada na Figura 5.4(c), com o emprego das MCS, que acaba introduzindo pequenos desvios de frequência no sistema que, consequentemente, irão gerar defasamentos nas tensões de saída em relação às da rede.

As tensões e correntes drenadas da rede para os UPQCs 1 e 2, nos períodos de início do compartilhamento de potência e de degrau de carga, para as cargas 1 e 2, são ilustradas nas Figuras 5.22 e 5.23. Notam-se nestes gráficos que as correntes da rede, encontram-se em fase com suas respectivas tensões, sofrendo pequenas defasagens entre si com o decorrer do tempo. Cabe destacar que isso ocorre devido ao fato do ângulo δ_i gerado pelo *droop* estar sendo aplicado, simultaneamente, nos controles dos conversores série e paralelo dos UPQCs. Logo, uma alternativa considerada neste trabalho para reduzir esse defasamento entre tais grandezas do sistema é a utilização dos ângulos estimados pelos algoritmos PLL (δ_{pli}) para os controles dos conversores série, enquanto os ângulos gerados pelos *droops* (δ_i) são mantidos para os controles dos conversores paralelos. Adiante, na Seção 5.1.3, são apresentados os resultados obtidos para os UPQCs operando em paralelo considerando essa situação descrita.

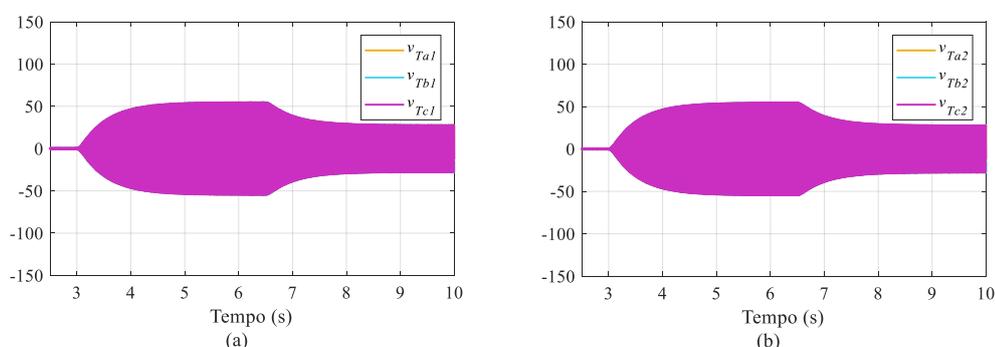


Figura 5.20 – Modo de operação 2 (carga 1) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

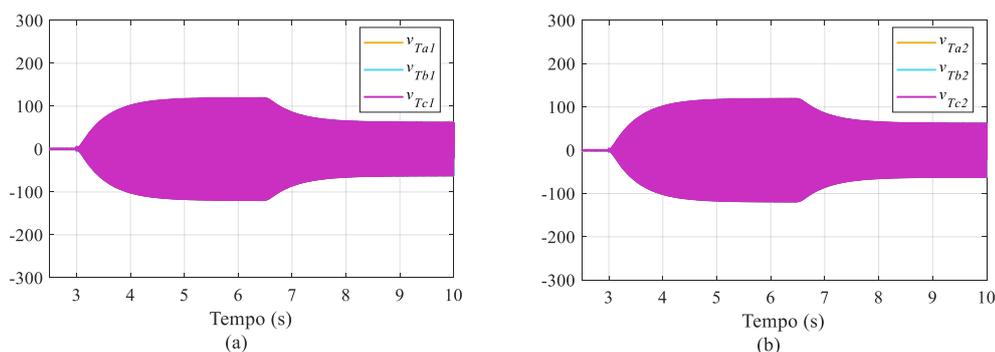


Figura 5.21 – Modo de operação 2 (carga 2) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

As Figuras 5.24 e 5.25 ilustram as dinâmicas das tensões da rede e da carga, além das correntes de saída e da carga, assumindo as cargas 1 e 2, respectivamente. Em contraste com os resultados obtidos para o modo de operação 1, os gráficos (a), (b) e (c) destacam as peque-

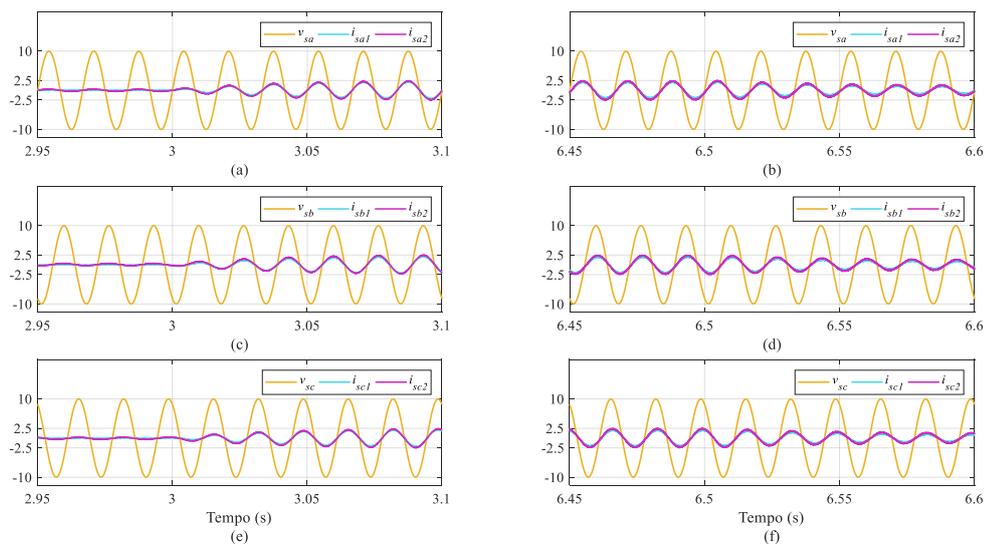


Figura 5.22 – Modo de operação 2 (carga 1) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

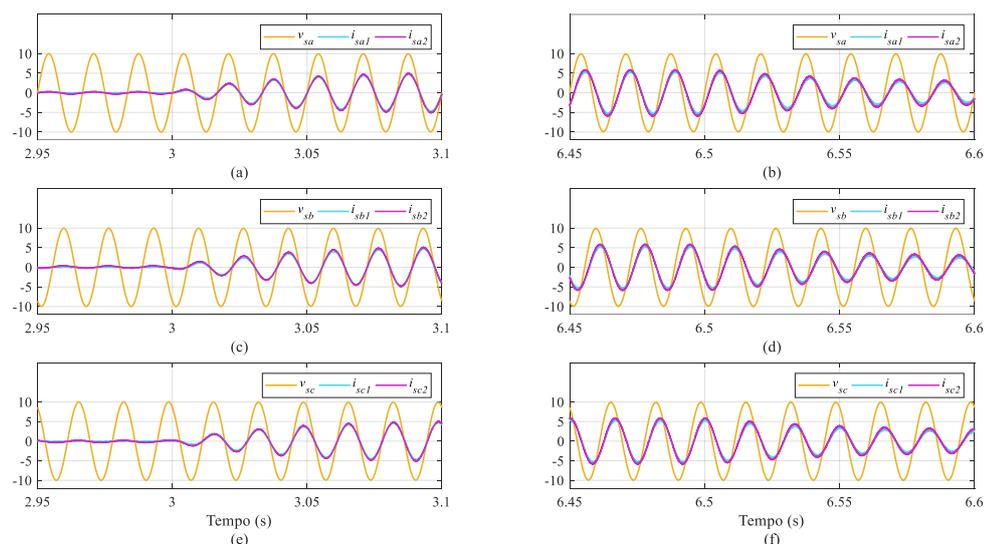


Figura 5.23 – Modo de operação 2 (carga 2) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

nas defasagens entre as tensões da carga e rede, devido a operação dos filtros *washout*.

Por sua vez, o adequado compartilhamento de potência entre os UPQCs é evidenciado pelos gráficos (d), (e) e (f) dessas Figuras, em todo o período considerado, uma vez que as correntes, sobrepostas, possuem metade do valor total drenado pela carga.

As tensões dos barramentos CC para cada UPQC, assumindo as cargas 1 e 2, são mostradas nas Figuras 5.26 e 5.27 onde, assim como visto para o modo de operação 1, pode-se observar um adequado controle das tensões ao longo de todo o tempo de simulação.

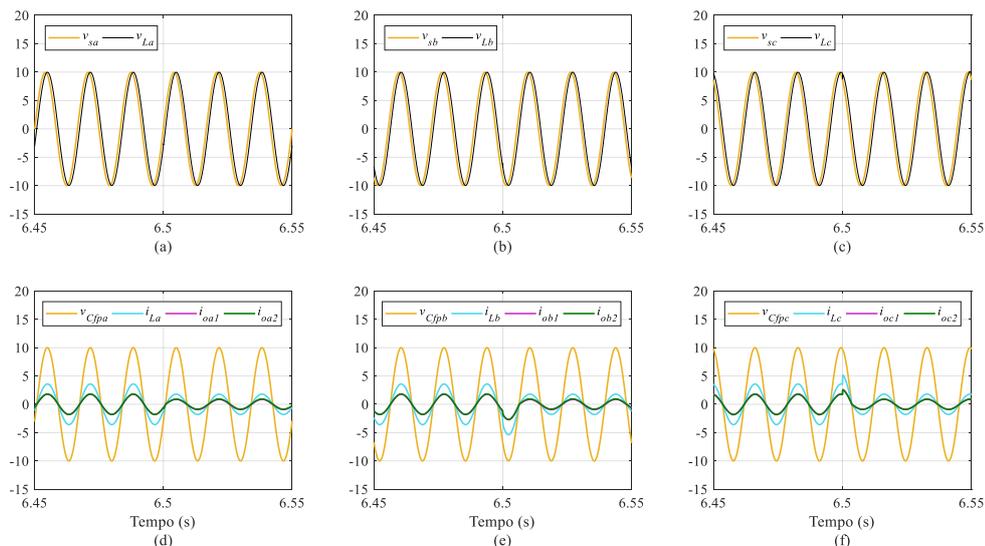


Figura 5.24 – Modo de operação 2 (carga 1) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

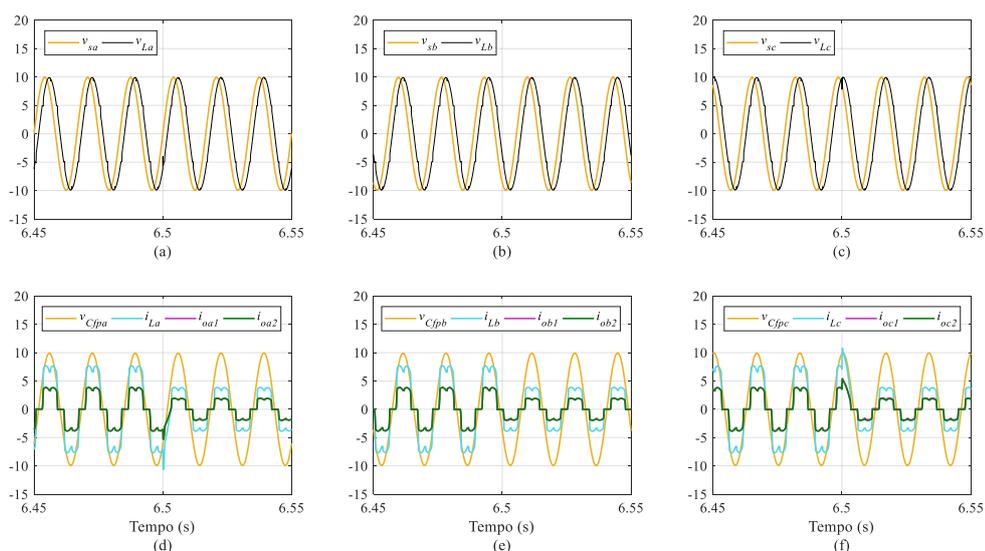


Figura 5.25 – Modo de operação 2 (carga 2) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

Após a análise dos resultados do modo de operação 2, no qual foram utilizados filtros *washout* nas malhas $P-\omega$, pode-se afirmar que o paralelismo dos UPQCs, durante todo o período de simulação analisado e assumindo as cargas 1 e 2, teve um comportamento satisfatório, sendo notado um bom desempenho dos filtros na restauração das frequências de ambos os UPQCs, garantindo também um adequado compartilhamento de potência. No que se refere à operação dos UPQCs, foram observadas pequenas defasagens entre as tensões de saída, assim como das parcelas de corrente da rede, em relação às tensões da rede.

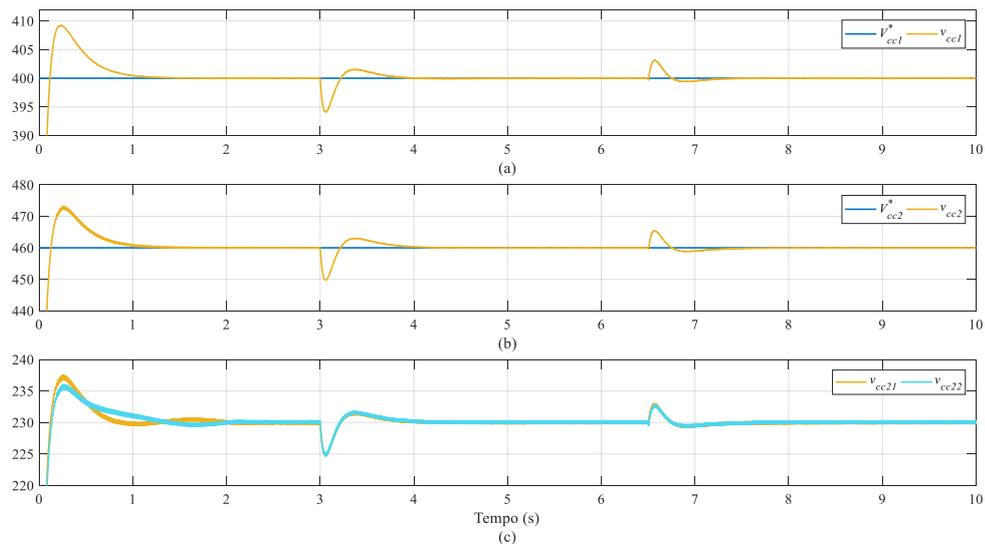


Figura 5.26 – Modo de operação 2 (carga 1) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

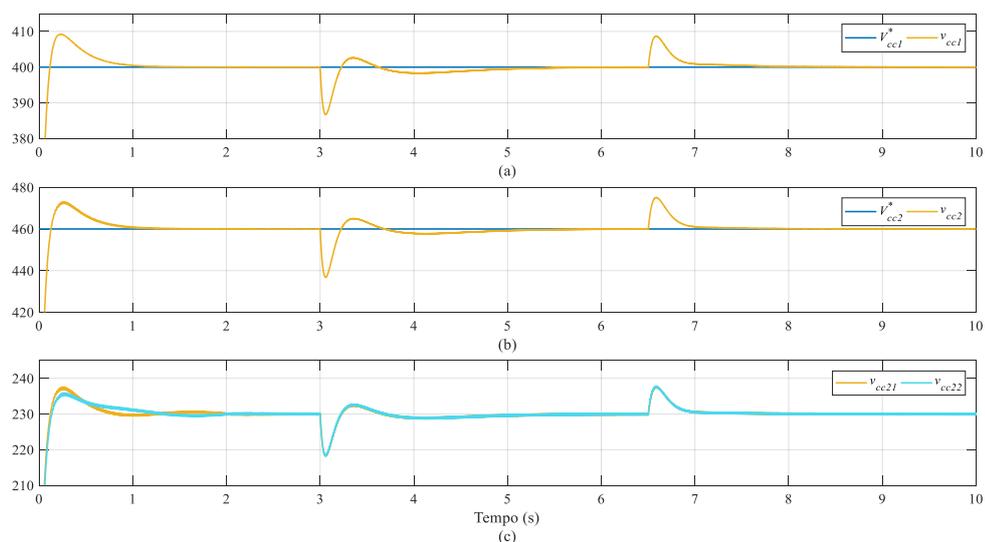


Figura 5.27 – Modo de operação 2 (carga 2) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

5.1.3 Modo de Operação 3: Considerando Filtros *Washout* e os Ângulos Estimados da Rede pelos PLLs nos Controles dos Conversores Série

A seguir, a Figura 5.28 ilustra o diagrama em blocos da estrutura de controle adotada para as simulações dos UPQCs em paralelo assumindo o modo de operação 3. Neste caso, os filtros *washout* são empregados nas duas malhas dos controles por *droop* dos UPQCs, malhas $P-\omega$ e $Q-V$, destacados em cinza nos diagramas, operando na restauração das variáveis de

frequência e tensão do sistema, semelhante ao modo de operação 1 no qual foram assumidas MCS, sem a necessidade de malhas de controle adicionais e links de comunicação de dados.

Além disso, como pode ser visualizado nos esquemas de controle para este modo de operação, os ângulos estimados da rede pelos PLLs ($\hat{\delta}_{pli}$) são aplicados para as transformadas nos referenciais síncronos relacionadas aos controles de corrente dos conversores série, enquanto os ângulos gerados pelos *droops* (δ_i) permanecem sendo empregados para os controles dos conversores paralelos. Esta condição de operação foi assumida com o objetivo de reduzir as defasagens entre as parcelas de corrente e tensões da rede, contribuindo assim para uma melhoria do fator de potência do sistema.

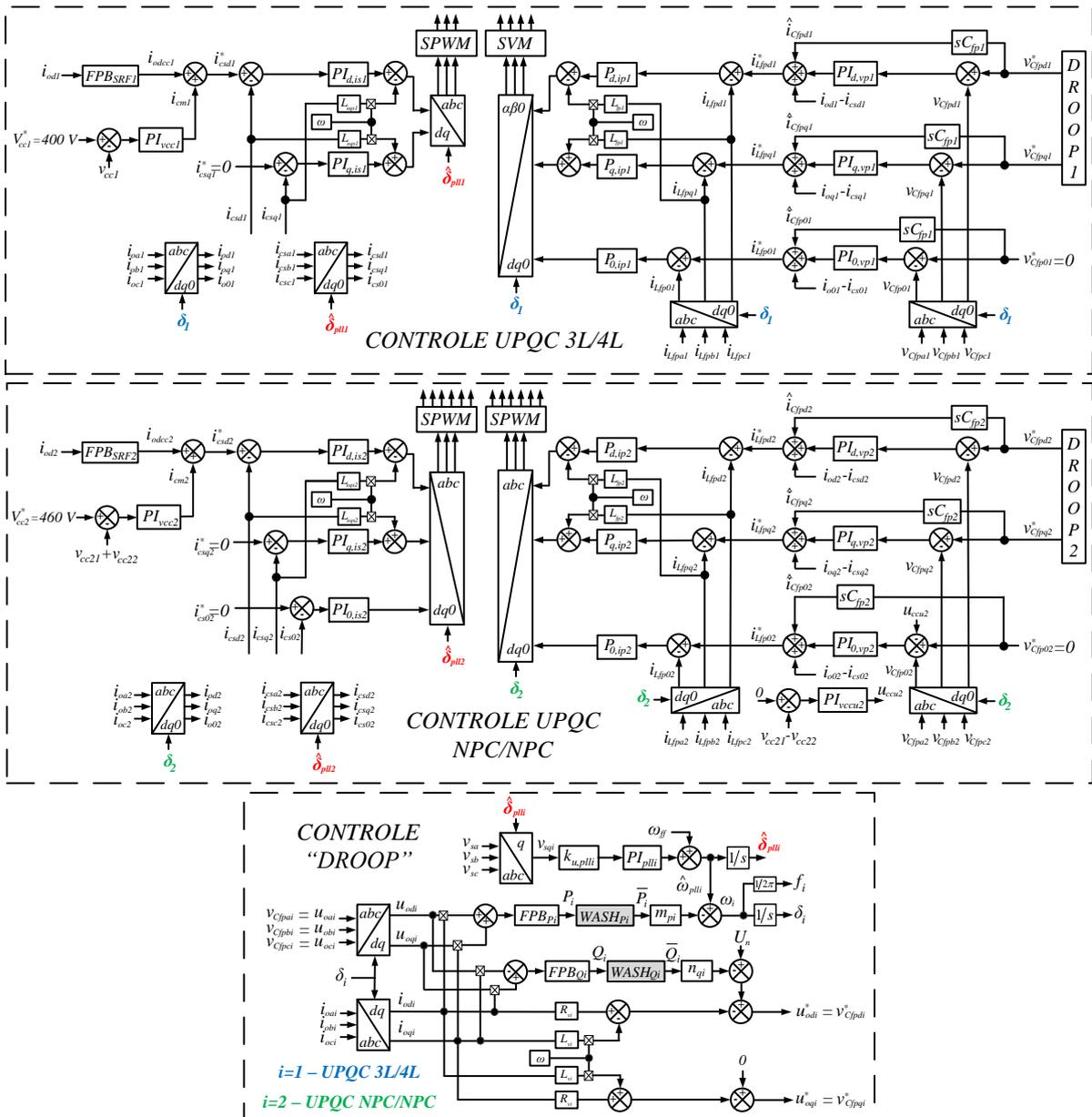


Figura 5.28 – Estrutura de controle dos UPQCs em paralelo para o modo de operação 3.

Fonte: Autoria Própria

Na sequência, as Figuras 5.29 e 5.30 ilustram os comportamentos das potências ativa e reativa compartilhadas pelos UPQCs, assim como as frequências e tensões de saída no eixo d , gerados pelos controles por *droop*, assumindo as duas cargas consideradas para as simulações.

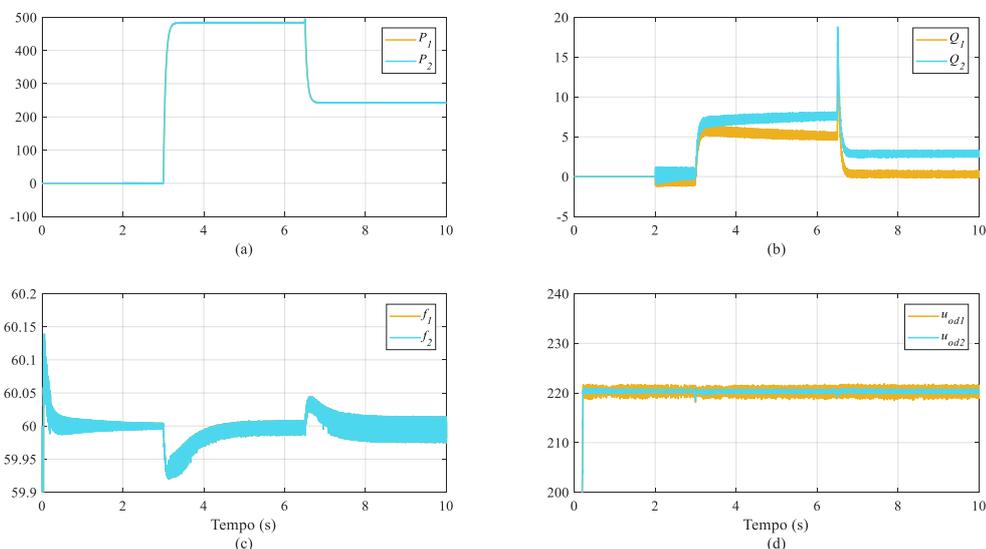


Figura 5.29 – Modo de operação 3 (carga 1) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d para cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

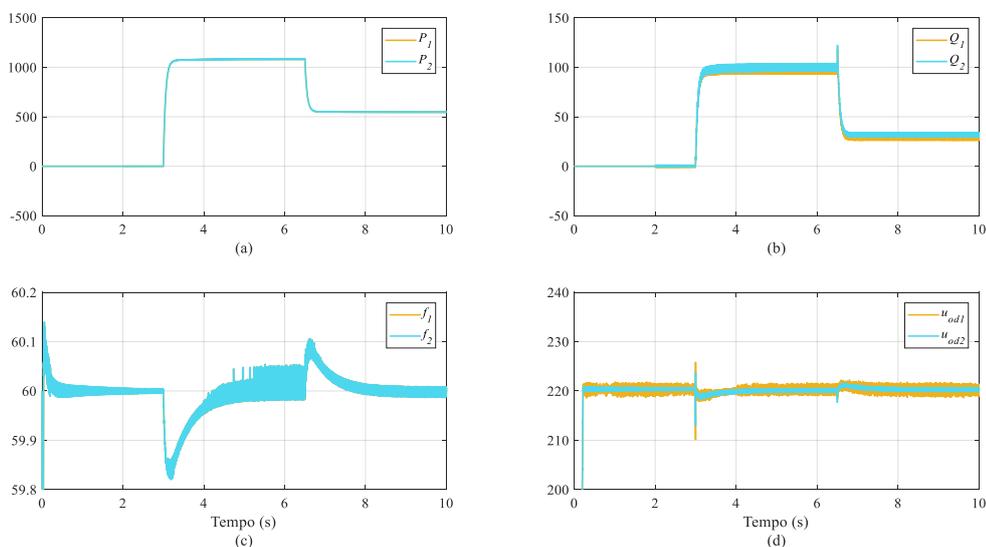


Figura 5.30 – Modo de operação 3 (carga 2) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d para cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

Nestes gráficos, nota-se um adequado compartilhamento de potência entre os UPQCs, para cada uma das cargas, além de um bom comportamento na restauração das frequências e tensões de saída. Diferenças nos valores instantâneos de compartilhamento de potência reativa também são observados no gráfico da Figura 5.29(b), como observado também para os modos

de operação 1 e 2. Pequenas variações em torno da frequência nominal também são notadas na Figura 5.30(c), no período de início de compartilhamento de potência, que não comprometem a operação do sistema. Com relação aos gráficos das tensões de saída no eixo d , Figuras 5.29(d) e 5.30(d), quando comparados com os respectivos gráficos das Figuras 5.16 e 5.17, pode-se observar uma maior ondulação destas variáveis considerando o emprego dos filtros *washout* nas malhas Q - V .

Já os fluxos de potência ativa e reativa em regime para a operação em paralelo dos UPQCs, assumindo as cargas 1 e 2, nos períodos de análise, são ilustrados nas Figuras 5.31 e 5.32, respectivamente. Com relação aos fluxos de potência ativa para a carga 1, notam-se potências ativas fluindo dos conversores série e paralelo dos UPQCs em direção aos seus respectivos barramentos CC, exceto para o UPQC 1 no diagrama da Figura 5.31(a). Já para a carga 2, os fluxos de potências ativas são observados dos conversores série em direção aos conversores paralelos, com exceção do diagrama da Figura 5.32(b), referente ao UPQC 2.

Após a análise dos fluxos de potência reativa para ambas as cargas, observam-se sentidos idênticos para os dois UPQCs, neste caso, sempre fluindo dos conversores série em direção aos conversores paralelos, e com uma mudança em relação às parcelas de potência reativa da rede, que encontram-se sendo devolvidas para a mesma. No tocante ao processamento de potência pelos UPQCs, nota-se novamente maiores quantidades relacionadas ao UPQC 2, exceto no caso ilustrado da Figura 5.32(a).

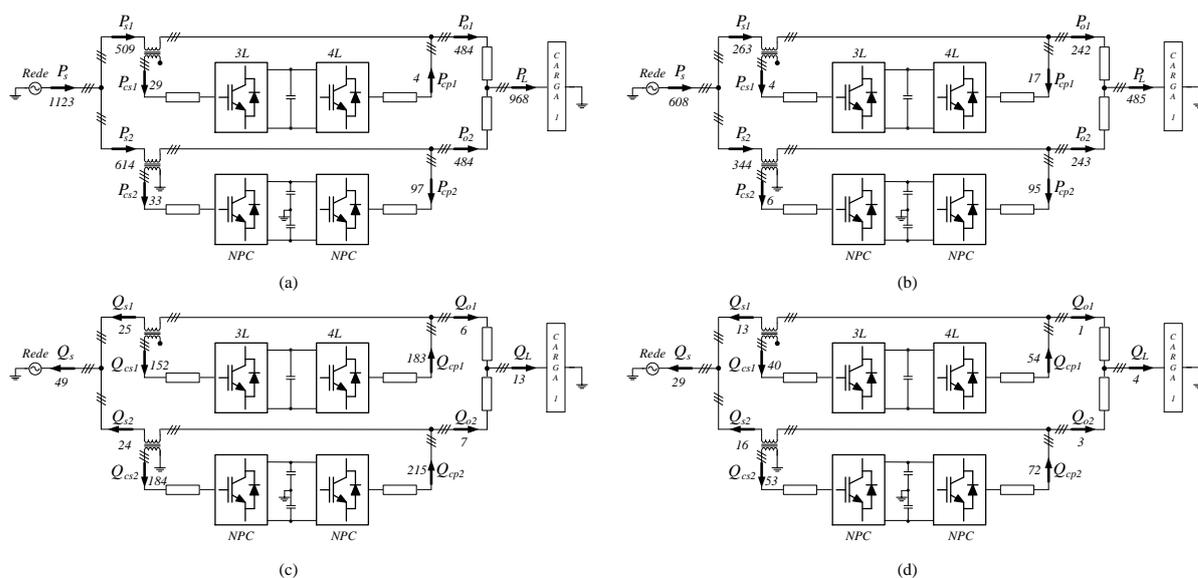


Figura 5.31 – Modo de operação 3 (carga 1) – Fluxos de potência ativa e reativa, respectivamente, em regime: (a, c) período após o início do compartilhamento, (b, d) período após o degrau de carga.

Fonte: Autoria Própria

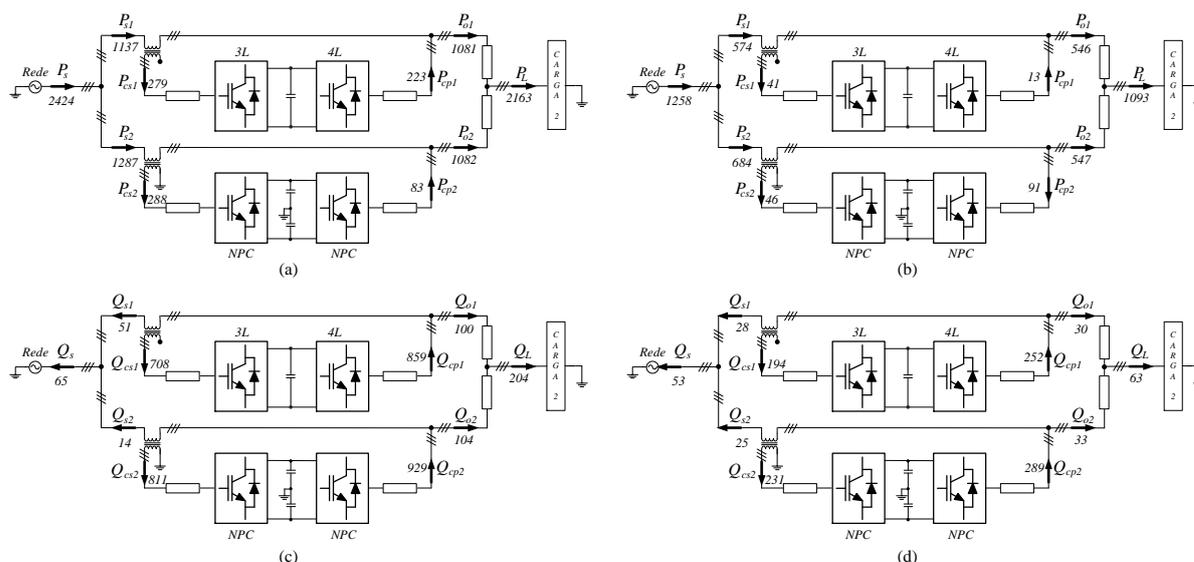


Figura 5.32 – Modo de operação 3 (carga 2) – Fluxos de potência ativa e reativa, respectivamente, em regime: (a, c) período após o início do compartilhamento, (b, d) período após o degrau de carga.

Fonte: Autoria Própria

Por sua vez, as tensões nos transformadores de acoplamento, para o sistema operando com as cargas 1 e 2, podem ser vistas nas Figuras 5.33 e 5.34, respectivamente. A partir da análise dos gráficos, pode-se notar que os comportamentos das tensões são idênticos àqueles

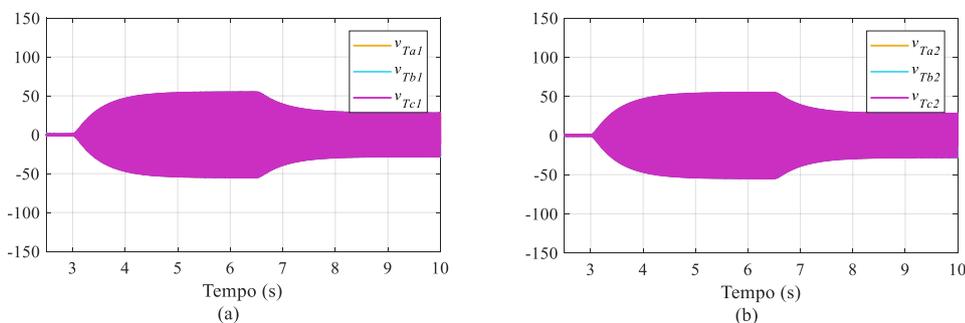


Figura 5.33 – Modo de operação 3 (carga 1) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

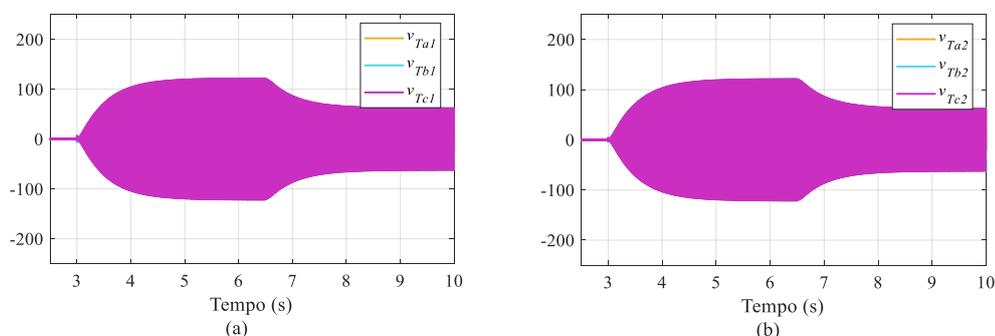


Figura 5.34 – Modo de operação 3 (carga 2) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

vistos nas Figuras 5.20 e 5.21, para o modo de operação 2. Isso ocorre devido ao fato das tensões nos transformadores serem reguladas, prioritariamente, pelos controles de frequência, cujas dinâmicas de restabelecimento foram muito semelhantes àquelas identificadas no modo de operação 2, visto que os mesmos filtros *washout* foram empregados.

Já as Figuras 5.35 e 5.36 mostram as dinâmicas das tensões e parcelas de corrente da rede drenadas por cada UPQC para o sistema operando com as cargas 1 e 2, respectivamente.

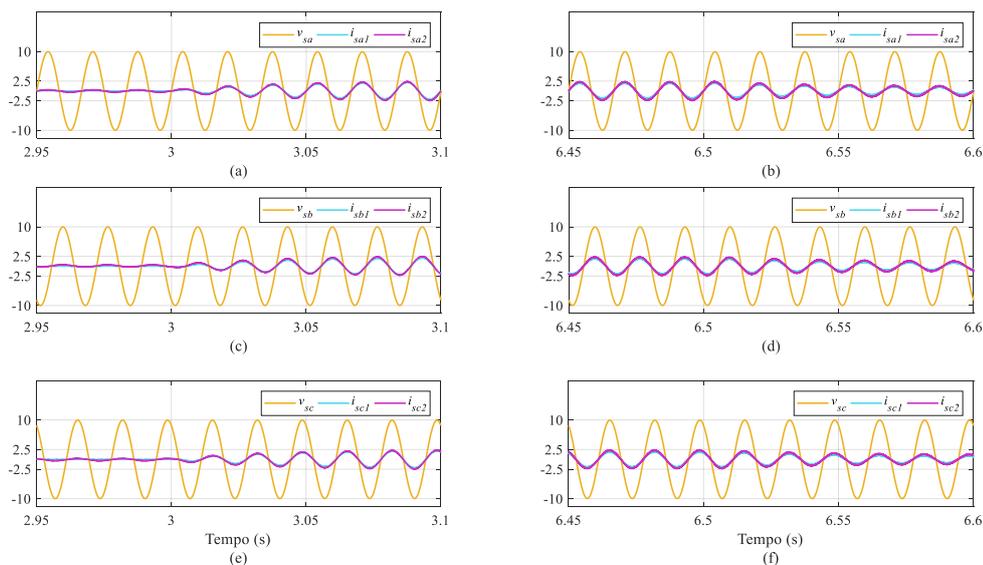


Figura 5.35 – Modo de operação 3 (carga 1) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

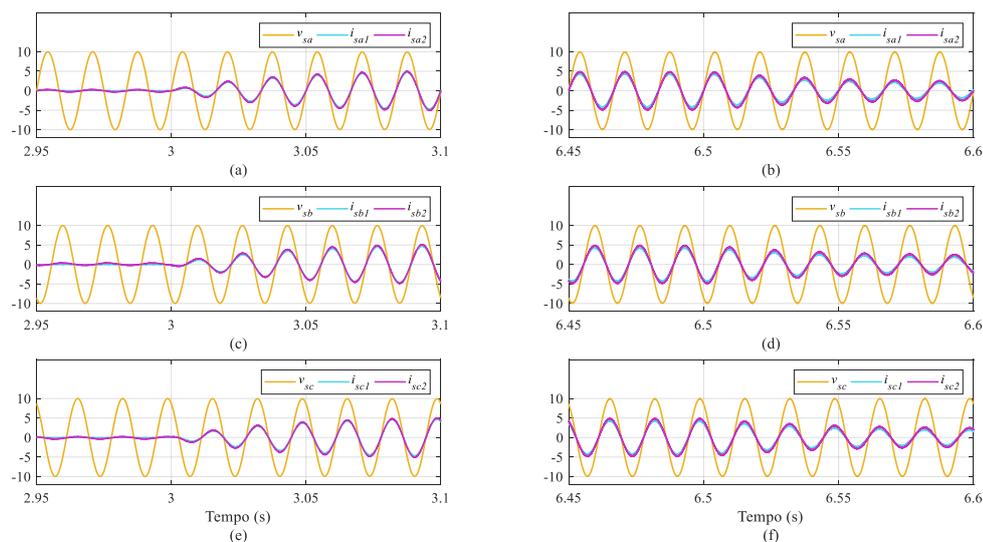


Figura 5.36 – Modo de operação 3 (carga 2) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Considerando os resultados obtidos para a carga 1, e comparando-os com àqueles do modo de operação 2, Figura 5.22, notam-se dinâmicas muito semelhantes entre as grandezas de tensão e corrente, para os dois períodos considerados. Por sua vez, tomando os resultados obtidos para a carga 2, particularmente durante o segundo período da simulação, e comparando-os com àqueles do modo de operação 2, Figuras 5.23(b), (d) e (e), pode ser constatado um defasamento mínimo entre as grandezas de tensão e corrente, consequência da alteração efetuada nos sistemas de controle de ambos UPQCs, neste caso, emprego dos ângulos estimados pelos PLLs (δ_{pli}) nas transformações do referencial síncrono dos controles dos conversores série, melhorando assim o FP do sistema.

Na sequência, os resultados observados nos gráficos das Figuras 5.37 e 5.38, que mostram as tensões da rede e da carga, além das correntes fornecidas por cada UPQC e na carga, assim como das Figuras 5.39 e 5.40, que ilustram as dinâmicas de controle das tensões dos barramentos CC para ambos os UPQCs, considerando as cargas 1 e 2 de simulação, demonstram comportamentos e desempenhos praticamente idênticos àqueles obtidos para o modo de operação 2, evidenciando novamente pequenas defasagens entre as tensões da carga e da rede, além de um adequado compartilhamento de potência entre os UPQCs.

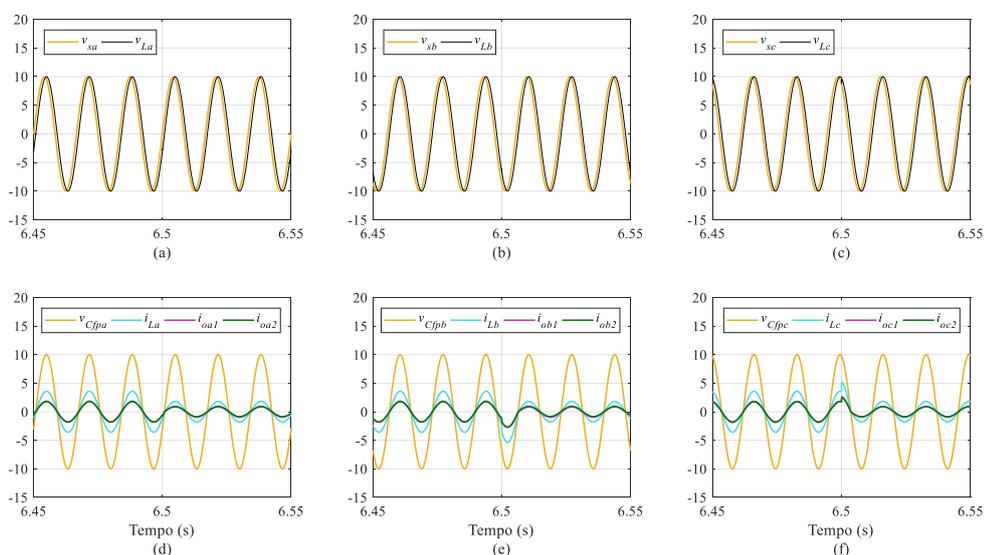


Figura 5.37 – Modo de operação 3 (carga 1) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

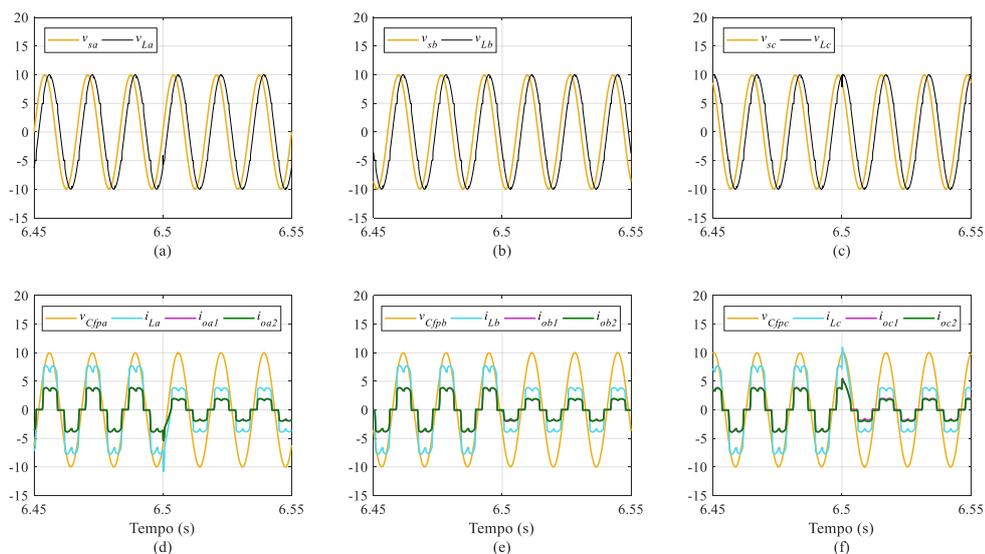


Figura 5.38 – Modo de operação 3 (carga 2) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

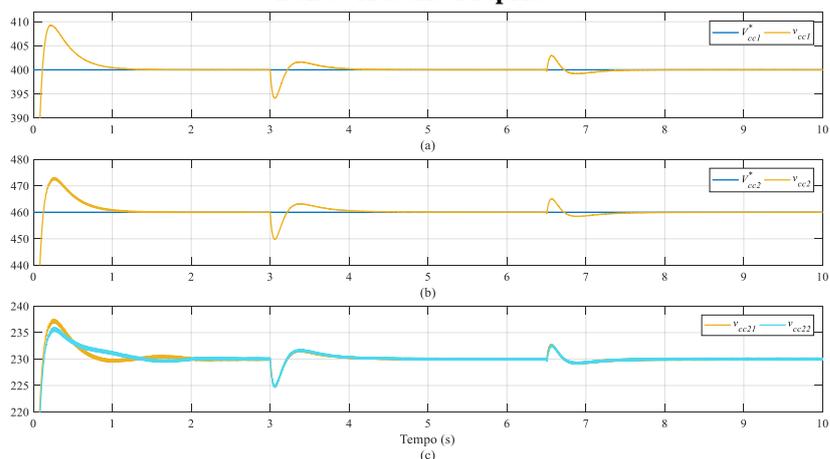


Figura 5.39 – Modo de operação 3 (carga 1) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

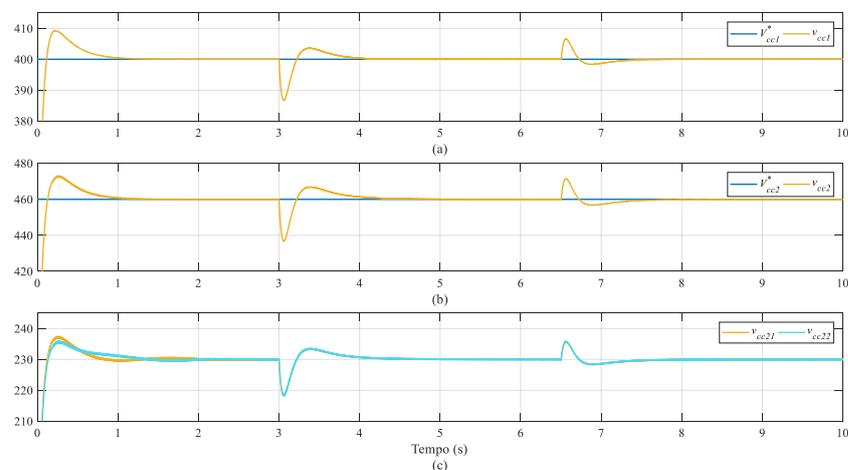


Figura 5.40 – Modo de operação 3 (carga 2) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

Com isso, a partir dos resultados obtidos para este modo de operação, que considerou filtros *washout* nas duas malhas de compartilhamento de potência dos UPQCs, e o emprego dos ângulos estimados pelos PLLs nos controles dos conversores série, pode-se observar um comportamento satisfatório dos UPQCs operando em paralelo, assumindo as duas cargas definidas. De maneira particular, a utilização dos referidos filtros nas malhas Q - V beneficiou o restabelecimento da tensão de saída nominal, enquanto a alteração do ângulo para o controle dos conversores série, reduziu a defasagem das tensões e correntes da rede.

5.1.4 Modo de Operação 4: Desconsiderando Estratégias para a Restauração da Frequência e da Tensão

O diagrama em blocos considerado para as simulações dos UPQCs em paralelo assumindo o modo de operação 4, no qual são desconsideradas quaisquer estratégias para a restauração das variáveis de frequência e de tensão, é ilustrado na Figura 5.41. Neste modo de operação serão verificados os principais problemas encontrados para o paralelismo dos UPQCs em questão, visto que as restaurações de tensão e, principalmente, de frequência são fundamentais para a operação adequada do sistema. Particularmente, os resultados que serão mostrados nesta seção foram obtidos considerando somente a carga 1.

Na Figura 5.42 são ilustrados os comportamentos dinâmicos das potências ativa e reativa, além das frequências e tensões de saída no eixo d verificados para cada um dos UPQCs. Já a Figura 5.43 mostra os gráficos das tensões nos transformadores de acoplamento de ambos os UPQCs. As tensões e correntes da rede, por sua vez, são ilustradas na Figura 5.44, enquanto as dinâmicas das tensões da rede, da carga e de saída, assim como das correntes da carga e de saída são ilustradas na Figura 5.45. Por fim, os comportamentos dos controles das tensões dos barramentos CC são evidenciados na Figura 5.46.

Inicialmente, no período compreendido entre 3 à 4 segundos, os UPQCs iniciam sua operação compartilhando, ambos, a metade da potência da carga, como pode ser observado na Figura 5.42(a). Nestes instantes iniciais, as parcelas de corrente drenadas da rede apresentam um bom comportamento em relação às respectivas tensões como evidenciado nos gráficos (a), (c) e (e) da Figura 5.44. Nota-se também que as frequências dos conversores são reduzidas por conta da entrada repentina de potência no sistema, até atingirem uma condição de equilíbrio, sendo este comportamento típico da operação do controle por *droop*.

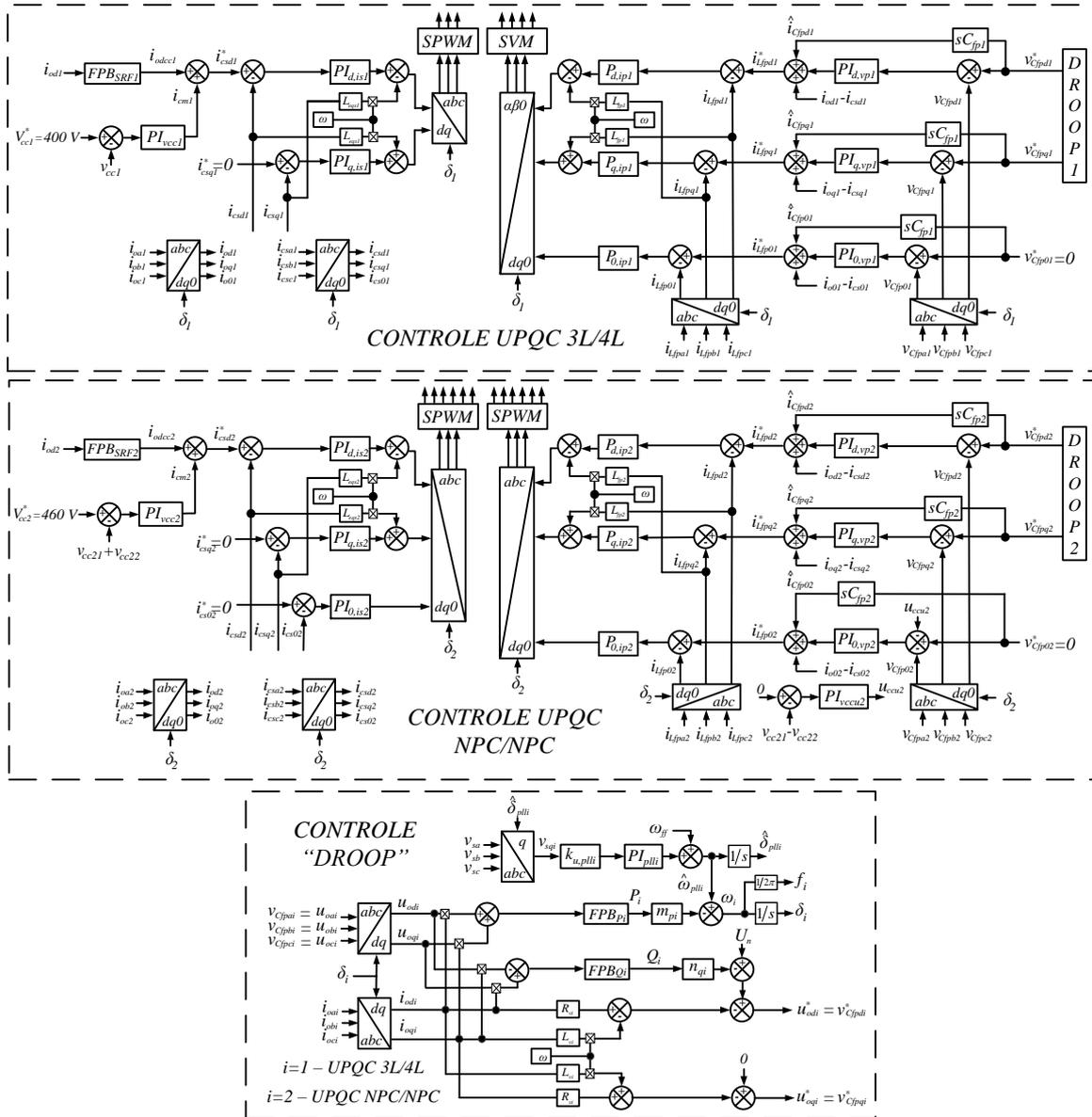


Figura 5.41 – Estrutura de controle dos UPQCs em paralelo para o modo de operação 4.

Fonte: Autoria Própria

Contudo esse decaimento das frequências implica, ao longo do tempo, em tensões de saída dos UPQCs defasadas em relação as tensões da rede, devido às diferenças de frequência existentes entre as mesmas. Como pode ser observado nos gráficos da Figura 5.43, essa diferença de fase entre as tensões causa um aumento gradativo das tensões sobre os transformadores de acoplamento série dos UPQCs, em um comportamento típico de rampa.

À medida que as tensões de saída se tornam maiores que as tensões da rede, os controladores dos barramentos CC atuam elevando o nível das correntes de entrada do sistema, aumentando também o nível de processamento de potência pelos conversores série de cada UPQC, com o intuito de equilibrar o fluxo de potência dos UPQCs. No entanto, como

observado nos gráficos das tensões dos barramentos CC na Figura 5.46, esse equilíbrio, no período compreendido entre 5 e 6 segundos, não é mais mantido, o que faz com as tensões dos barramentos caiam abruptamente, implicando em problemas no compartilhamento de potência pelo *droop*, com observado nos respectivos instantes dos gráficos da Figura 5.42.

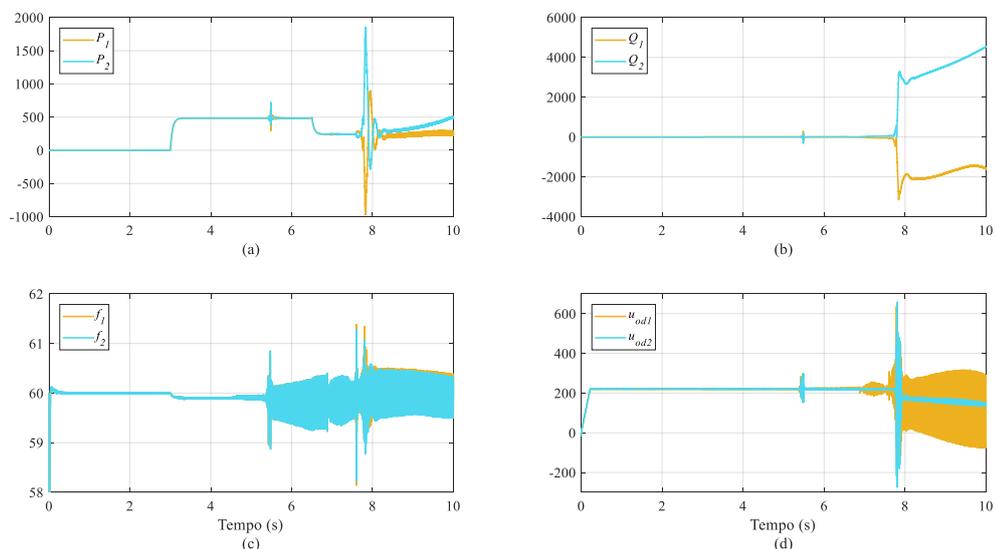


Figura 5.42 – Modo de operação 4 (carga 1) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d para cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

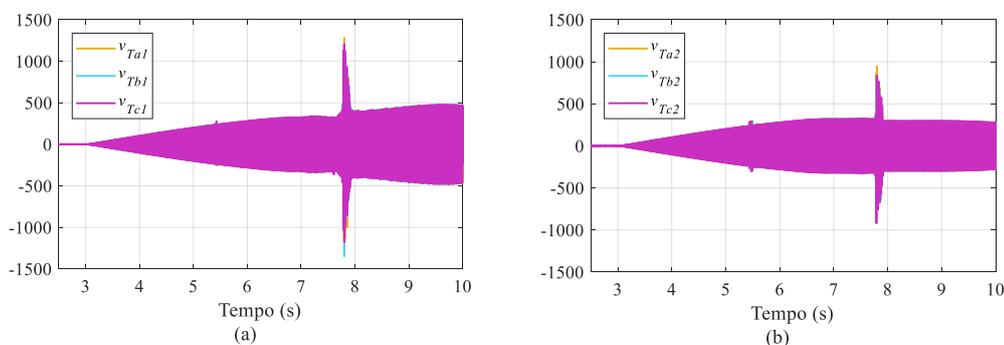


Figura 5.43 – Modo de operação 4 (carga 1) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

A partir desse instante todo o comportamento do sistema operando com os UPQCs em paralelo fica comprometido, causando em oscilações nas frequências e amplitudes das tensões no eixo d , que geram oscilações também para as malhas de controle dos conversores paralelos, uma vez que essas tensões são as referências do controle. Além disso, como não existe nenhuma malha de controle contribuindo para a restauração da frequência do sistema, as tensões dos transformadores continuam subindo indefinidamente.

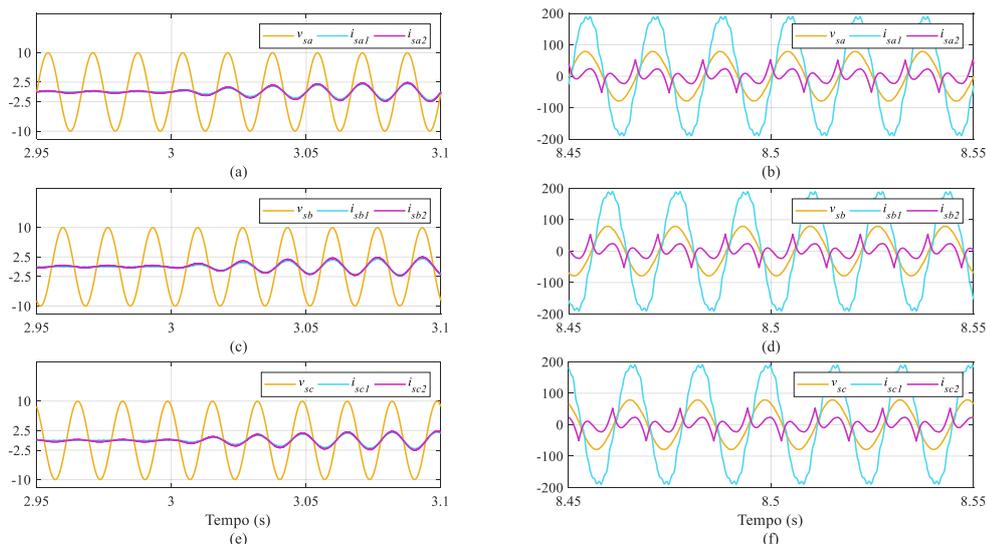


Figura 5.44 – Modo de operação 4 (carga 1) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

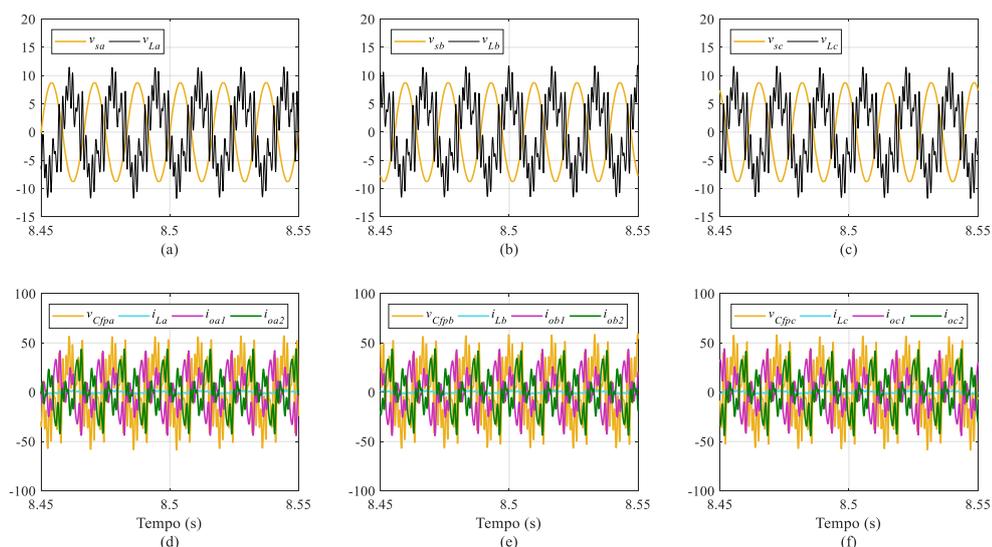


Figura 5.45 – Modo de operação 4 (carga 1) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

Particularmente no período entre 7 e 8 segundos, picos abruptos de potência ativa e reativa também são notados no sistema. Após mais alguns instantes, a partir da observação dos comportamentos das tensões da rede e da carga mostrados na Figura 5.45, é possível afirmar que os sinais se encontram em contrafase, totalmente fora das condições de operação adequadas dos UPQCs. Continuando a análise desta figura, os comportamentos das parcelas das correntes de saída fornecidas por cada UPQC estão muito degradados vistos as grandes distorções dadas nos gráficos (d), (e) e (f). Por sua vez, os gráficos (b), (d) e (e) da Figura

5.44 ilustram altas amplitudes para as parcelas de corrente da rede geradas por cada UPQC, além de grandes distorções nas mesmas, evidenciando um comportamento caótico de todo o sistema.

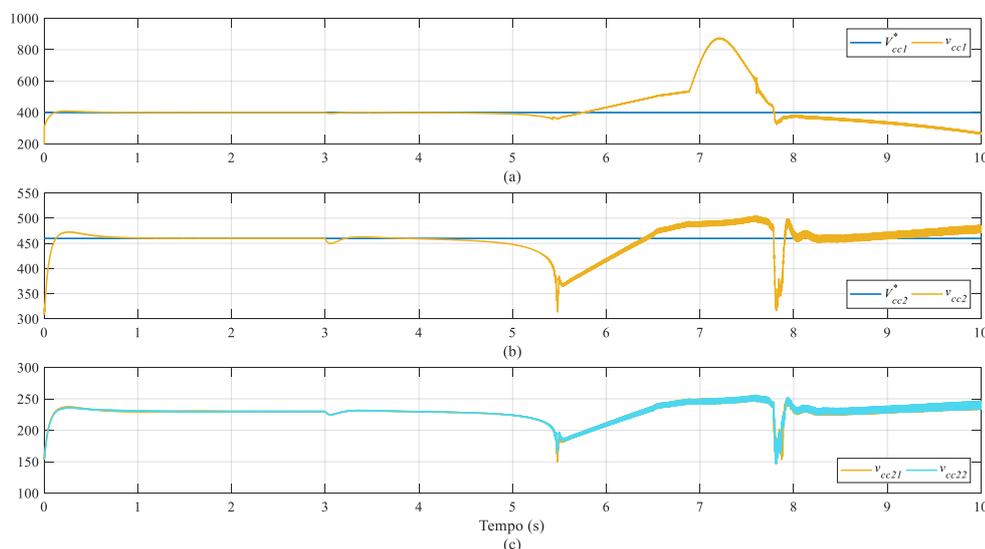


Figura 5.46 – Modo de operação 4 (carga 1) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

Diante de todo esse cenário discutido, pode-se afirmar que, principalmente, a restauração de frequências é algo fundamental na operação em paralelo de UPQCs, justificando a necessidade de emprego de alguma metodologia de controle, como por exemplo aquelas citadas e avaliadas ao longo das simulações deste trabalho, malhas de controle secundário e os filtros *washout*.

5.1.5 Testes de Confiabilidade

Conforme comentado durante a Seção 1.4, a operação em paralelo de UPQCs pode oferecer várias vantagens e benefícios aos SEPs, sendo citado no item iii. o aspecto de redundância e confiabilidade, ou seja, caso haja alguma falha em uma das interfaces UPQC, a outra em paralelo repõe a operação do sistema, de modo a continuar oferecendo a regulação da qualidade de energia ao sistema. Sendo assim, nesta seção, serão mostrados os resultados de simulação obtidos considerando a questão da confiabilidade da operação paralela dos UPQCs em estudo. Tais testes foram conduzidos considerando o contexto de simulação do modo de operação 3, cujos detalhes e resultados foram descritos ao longo da Seção 5.1.3.

O cenário de simulação assumido é basicamente o mesmo daquele considerado para todas as simulações realizadas nas seções anteriores. Contudo, uma única alteração foi feita, neste caso, considerando uma situação de falha com o UPQC 1, que ocorre durante o intervalo de $6,5s \leq t \leq 10s$, sendo desconsiderado o degrau de carga ao longo desse período, ou seja, os UPQCs alimentam as cargas da Tabela 5.1 assumindo que suas resistências de carga sejam R durante $3s \leq t \leq 10s$.

Os comportamentos dinâmicos das potências ativa e reativa, assim como das frequências e das tensões no eixo d , são mostrados nas Figuras 5.47 e 5.48. Nota-se nos gráficos de potência destas figuras que, no instante em que ocorre a falha com o UPQC 1 ($t = 6,5s$), o UPQC 2 opera de modo a suprir toda a demanda de potência ativa e reativa de ambas as cargas. Além disso, tanto a frequência quanto a tensão de operação do sistema são rapidamente reestabelecidas pelos filtros *washout* do referido UPQC.

Por sua vez, as Figuras 5.49 e 5.50 mostram as dinâmicas das tensões dos transformadores de acoplamento série de ambos os UPQCs para cada uma das cargas assumidas, onde novamente é possível observar uma efetiva atuação do UPQC 2 no instante de falha do UPQC 1. Neste caso, observa-se também um aumento do nível de tensão nos transformadores do UPQC 2 diretamente associado às dinâmicas de reestabelecimento das frequências pelos filtros *washout* para ambas as cargas, introduzindo desvios angulares e gerando defasagens entre as tensões de saída e da rede.

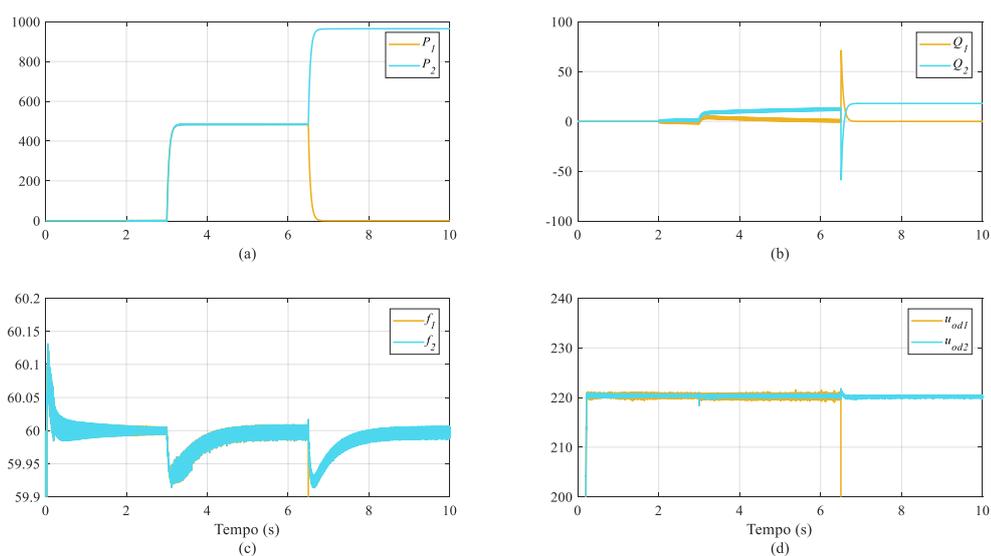


Figura 5.47 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 1) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d de cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

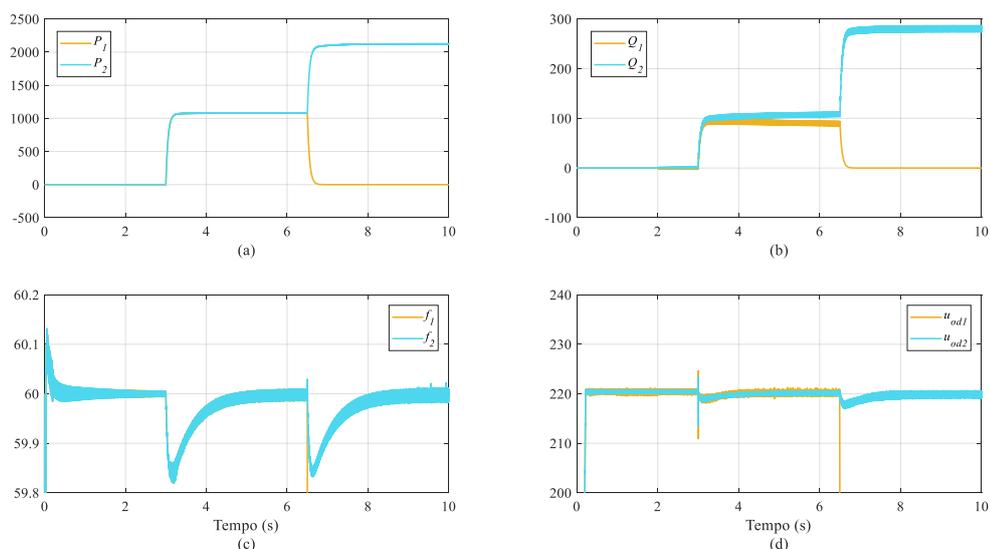


Figura 5.48 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 2) – Comportamentos dinâmicos da (a) potência ativa, (b) potência reativa, (c) frequência elétrica e (d) tensão de saída no eixo d de cada UPQC.

Fonte: Autoria Própria

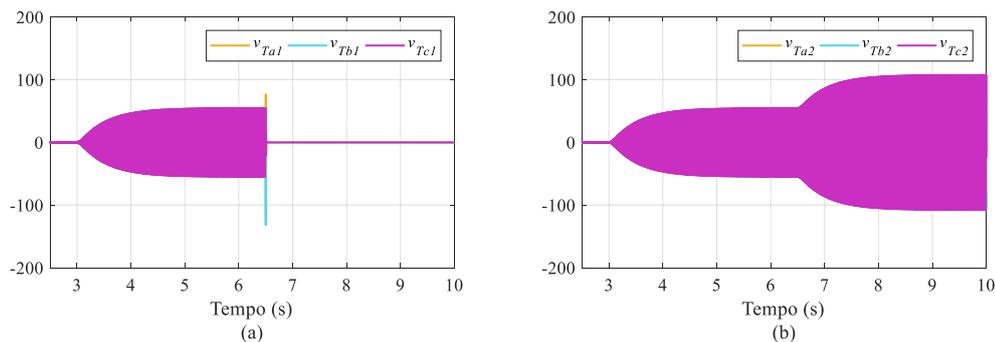


Figura 5.49 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 1) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

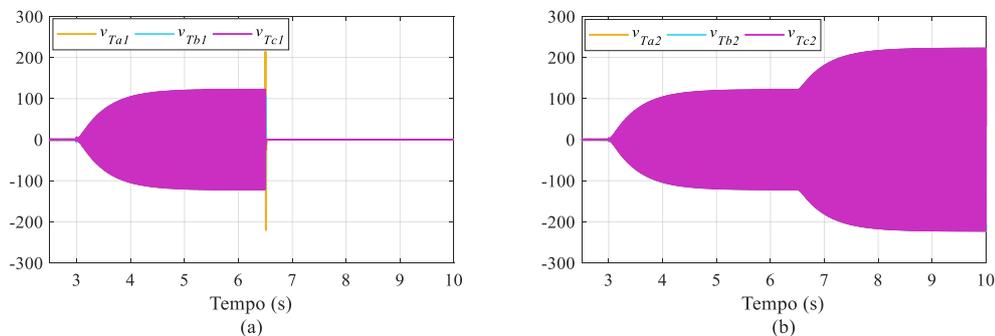


Figura 5.50 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 2) – Tensões nos transformadores dos (a) UPQC 1 e (b) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

Já os comportamentos dinâmicos das tensões e correntes drenadas da rede pelos UPQCs, para ambas as cargas 1 e 2, são ilustrados nas Figuras 5.51 e 5.52, respectivamente. Novamente, pode ser observado um efetivo desempenho de reposição das cargas pelo UPQC 2, visto que os níveis das correntes drenadas da rede se elevam devido ao aumento de suas contribuições de potência.

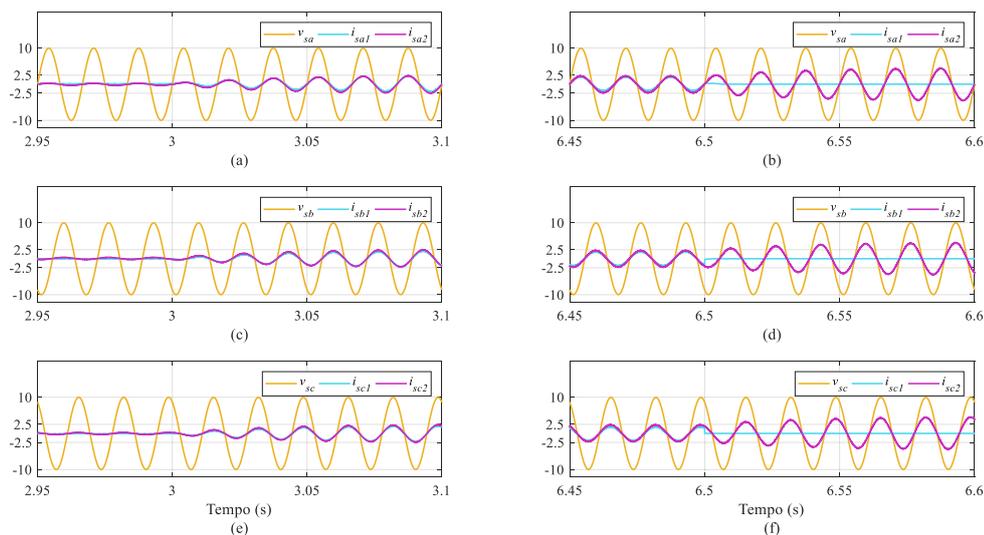


Figura 5.51 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 1) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

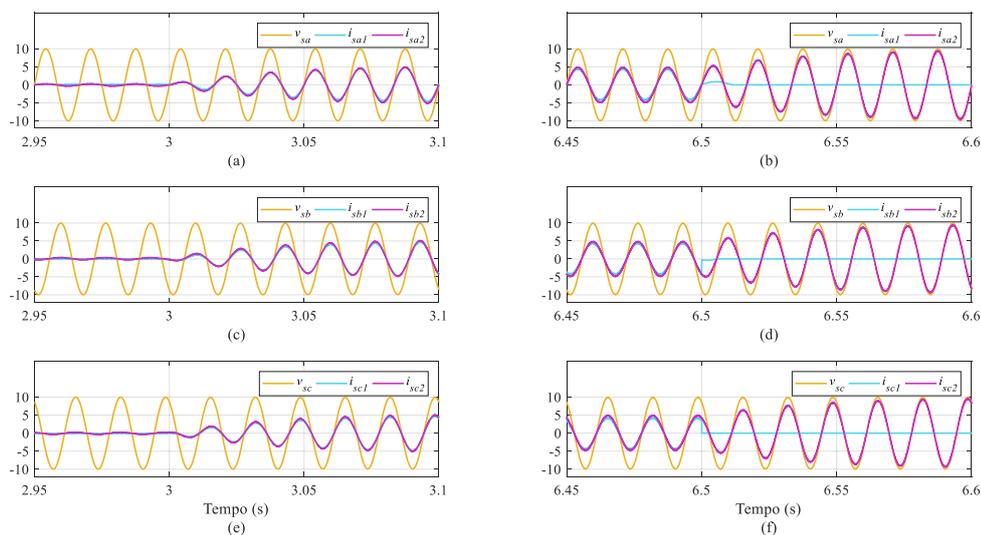


Figura 5.52 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 2) – Tensões da rede (escala 1:18V) e suas respectivas correntes para os UPQCs: (a, b) fase a, (c, d) fase b, (e, f) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Por sua vez, as Figuras 5.53 e 5.54 ilustram os comportamentos das tensões da rede e da carga, assim como das correntes de saída e da carga, para as cargas 1 e 2, respectivamente. Como evidenciado a pouco pelos gráficos das tensões dos transformadores de acoplamento, leves defasagens são notadas entre as tensões da rede e da carga por conta da dinâmica de reestabelecimento de frequência dos filtros *washout*. Contudo, o UPQC 2 opera adequadamente suprindo a corrente total da carga devido à saída do UPQC 1 do sistema.

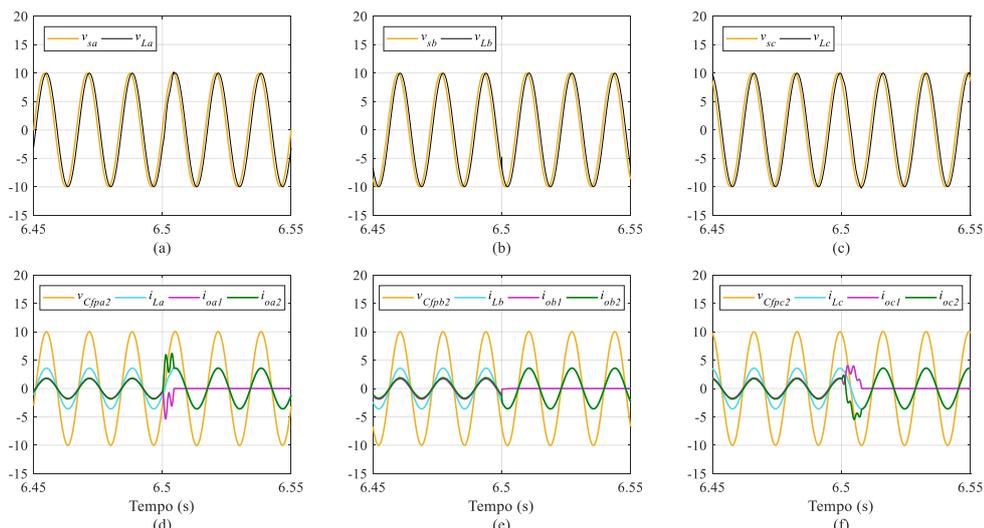


Figura 5.53 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 1) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

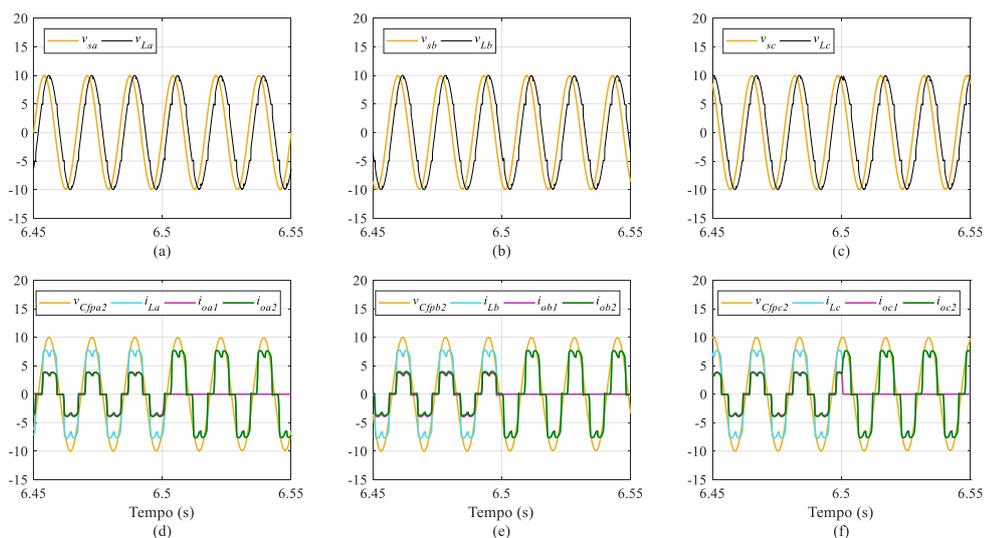


Figura 5.54 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 2) – Comportamentos das: (a, b, c) tensões da rede e da carga (escalas 1:18V); (d, e, f) tensões de saída (escala 1:18V), correntes da carga e de saída dos UPQCs.

Fonte: Autoria Própria

Por fim, as dinâmicas das tensões dos barramentos CC dos UPQCs para cada uma das cargas assumidas são ilustradas nas Figuras 5.55 e 5.56, onde pode-se observar um adequado controle dos níveis de tensão de cada um dos barramentos. Nota-se um decaimento progressivo da tensão do barramento CC do UPQC 1 devido a falha ocorrida no instante de 6,5s, para ambos os casos analisados, além da rápida dinâmica de reestabelecimento da tensão do barramento do UPQC 2 diante da referida falha. Logo, a partir das análises de todos os gráficos, conclui-se que a confiabilidade é um aspecto garantido para a operação em paralelo dos UPQCs, com rápidas reposições de carga, conforme observado nos resultados.

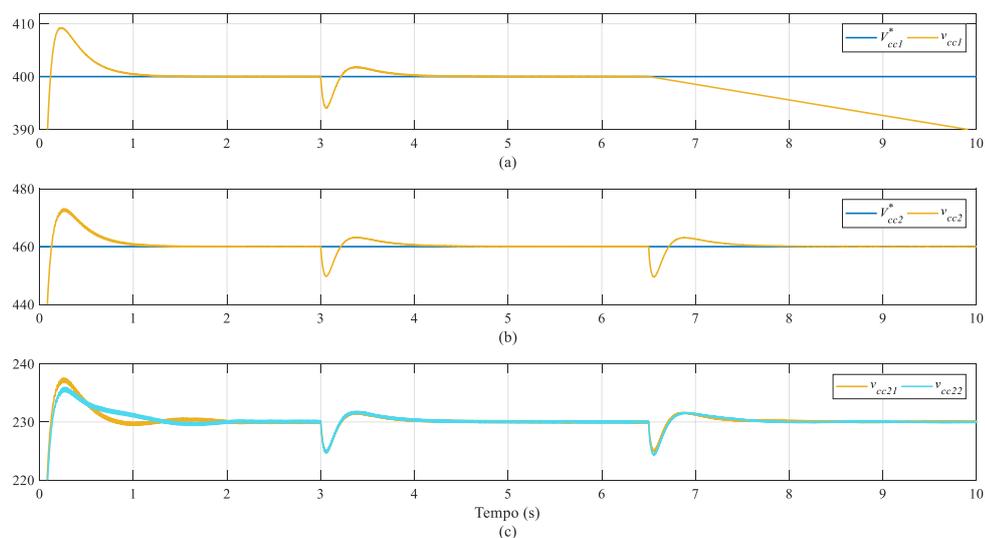


Figura 5.55 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 1) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

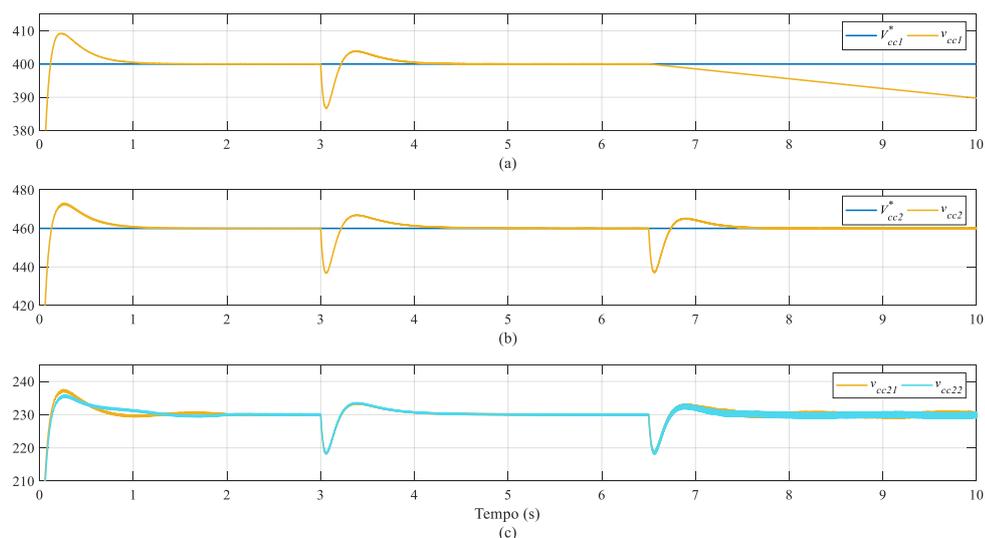


Figura 5.56 – Testes de confiabilidade (modo de operação 3, carga 2) – Tensões dos barramentos CC: (a) UPQC 1 e (b, c) UPQC 2.

Fonte: Autoria Própria

5.2 ANÁLISES DO MODELO DOS UPQCs OPERANDO EM PARALELO

Esta seção é dedicada a análise dos resultados obtidos via simulações computacionais para o modelo dinâmico linearizado de pequenos sinais dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC conectados em paralelo, sistematicamente desenvolvido ao longo do Capítulo 3. Neste caso, serão apresentadas as respostas temporais de algumas das principais variáveis envolvidas no modelo, assim como espectros de autovalores relacionados à matriz de estados do modelo completo do sistema, considerando dois cenários distintos: i) desconsiderando os filtros *washout* das malhas de compartilhamento de potência ativa (vide Figura 5.41); e ii) considerando o emprego dos referidos filtros nas respectivas malhas (vide Figura 5.15).

Vale destacar que uma pequena modificação foi feita em relação a discretização dos controladores envolvidos no sistema, sendo aplicado neste caso o método *Backward* (ANGÉLICO; DAS NEVES, 2023), para que os estados relacionados às várias malhas de controle do sistema pudessem ser obtidos e, assim, considerados para os cálculos do modelo.

Além disso, tais análises serão conduzidas considerando apenas a utilização da carga 1 da Tabela 5.1, que se adequa ao perfil dinâmico das cargas trifásicas considerado durante o processo da modelagem.

Com relação ao cenário de simulação, foi assumida uma situação na qual os UPQCs operam com tensões da rede em condições ideais, conforme adotado também para as análises dos modos de operação nas seções anteriores. Desta vez, foi definido um tempo de simulação total de 2,5 segundos, sendo o paralelismo dos UPQCs efetuado no instante de 0,5 segundos. Além disso, degraus de compartilhamento de potência são aplicados no sistema, variando os valores dos coeficientes *droop* de frequência (m_p) e de tensão (n_q), com objetivo de analisar as características transitórias das variáveis do sistema, visando estabelecer comparações entre o sistema simulado com as respostas temporais calculadas pelo modelo.

Logo, quatro degraus foram aplicados, sendo que: i) no período entre $0,5s \leq t \leq 1s$ os UPQCs compartilham metade das potências ativa (P_T) e reativa (Q_T) totais da carga, com $m_{p1} = m_{p2} = 0,5m_p$ e $n_{q1} = n_{q2} = 0,5n_q$; ii) no período entre $1s \leq t \leq 1,5s$ o UPQC 1 fornece $2P_T/3$ e $Q_T/3$, enquanto o UPQC 2 fornece $P_T/3$ e $2Q_T/3$, com $m_{p1} = 2m_p/3$, $m_{p2} = m_p/3$ e $n_{q1} = n_q/3$, $n_{q2} = 2n_q/3$; iii) no período entre $1,5s \leq t \leq 2s$ o UPQC 1 fornece $P_T/3$ e $2Q_T/3$, enquanto o UPQC 2 fornece $2P_T/3$ e $Q_T/3$, com $m_{p1} = m_p/3$, $m_{p2} = 2m_p/3$ e $n_{q1} = 2n_q/3$, $n_{q2} = n_q/3$; e iv) no período entre $2s \leq t \leq 2,5s$ os UPQCs voltam a compartilhar metade de P_T e Q_T , com $m_{p1} = m_{p2} = 0,5m_p$ e $n_{q1} = n_{q2} = 0,5n_q$.

Na sequência, as Seções 5.2.1 e 5.2.2 descrevem detalhes sobre os resultados obtidos para o sistema desconsiderando e considerando o emprego dos filtros *washout*, respectivamente, com base nas informações expostas anteriormente. Os valores assumidos para as indutâncias e resistências referentes aos filtros LCL considerados na modelagem foram $L_{c1} = L_{c2} = R_{Lc1} = R_{Lc2} = 0,001$. Particularmente, para a obtenção das respostas temporais dos estados do modelo, foi considerada apenas a matriz de estados entrada $\mathbf{A}_{\text{sys,upqc}}$, equação (3.185), sendo desconsiderada a matriz de entradas $\mathbf{B}_{\text{sys,us}}$. Cabe destacar que as variáveis da simulação no Simulink® foram amostradas com 4000 pontos para efetuar o cálculo do modelo. Nos gráficos a seguir, os resultados da simulação são denominados como “*sim*” enquanto os calculados pelo modelo de pequenos sinais denominados como “*mod*”.

5.2.1 Cenário 1: Desconsiderando os Filtros *Washout*

A seguir, as Figuras 5.57 a 5.60 ilustram os comportamentos instantâneos dinâmicos de alguns dos estados presentes no modelo linearizado de pequenos sinais dos UPQCs operando em paralelo, assumindo o cenário 1 com: ângulos de saída (δ_1 e δ_2), potências ativas (P_1 e P_2), potências reativas (Q_1 e Q_2), mostrados na Figura 5.57; correntes dos indutores dos conversores paralelos no eixo d (i_{ld1} e i_{ld2}), tensões de saída (u_{od1} e u_{od2}), correntes de saída (i_{od1} e i_{od2}), visualizados na Figura 5.58; tensões nos barramentos CC (u_{vcc1} e $u_{vcc2} = u_{vcc21} + u_{vcc22}$), correntes dos indutores dos conversores série no eixo d (i_{csd1} e i_{csd2}), observados na Figura 5.59; correntes das linhas de distribuição nos eixos D (i_{lineD1} e i_{lineD2}) e Q (i_{lineQ1} e i_{lineQ2}) e correntes da carga nos eixos D e Q (i_{loadD} e i_{loadQ}), ilustrados na Figura 5.60.

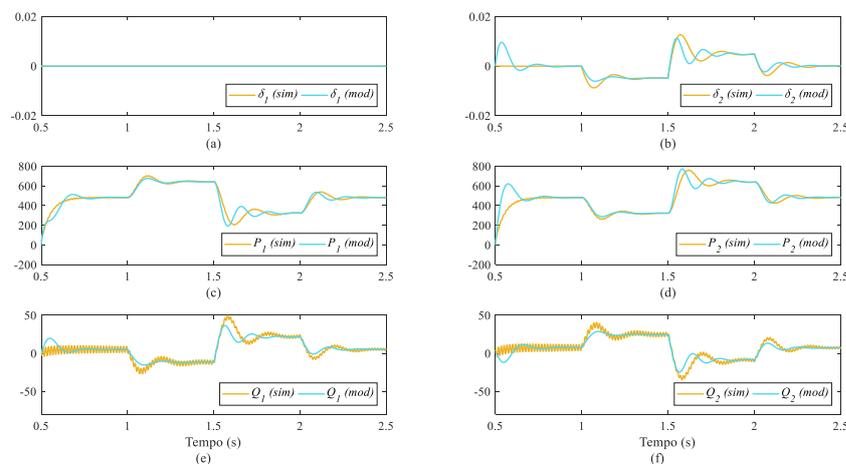


Figura 5.57 – Cenário 1 (sem filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) δ_1 , (b) δ_2 , (c) P_1 , (d) P_2 , (e) Q_1 e (f) Q_2 .

Fonte: Autoria Própria

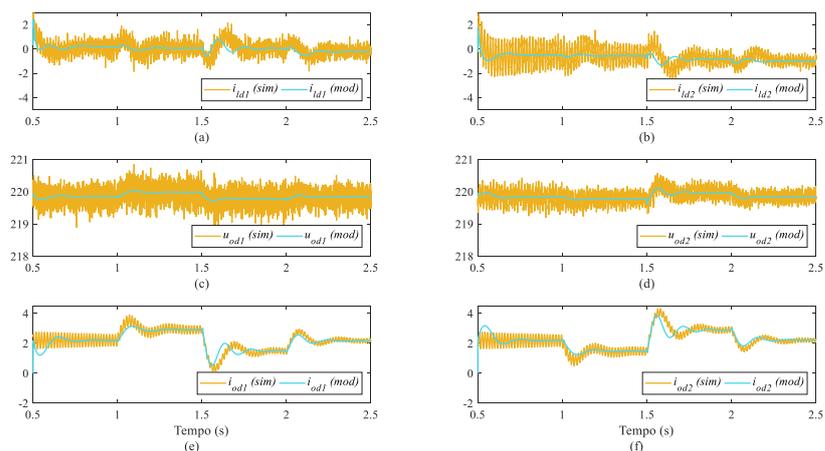


Figura 5.58 – Cenário 1 (sem filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) i_{id1} , (b) i_{id2} , (c) u_{od1} , (d) u_{od2} , (e) i_{od1} e (f) i_{od2} .

Fonte: Autoria Própria

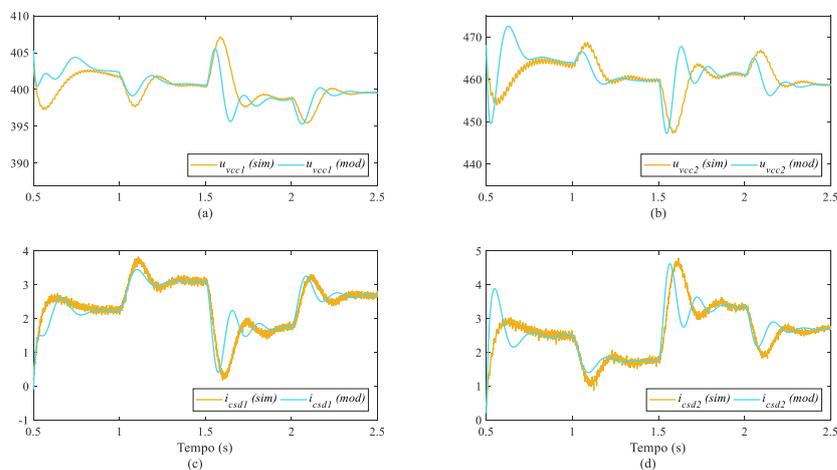


Figura 5.59 – Cenário 1 (sem filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) u_{vcc1} , (b) u_{vcc2} , (c) i_{csd1} e (d) i_{csd2} .

Fonte: Autoria Própria

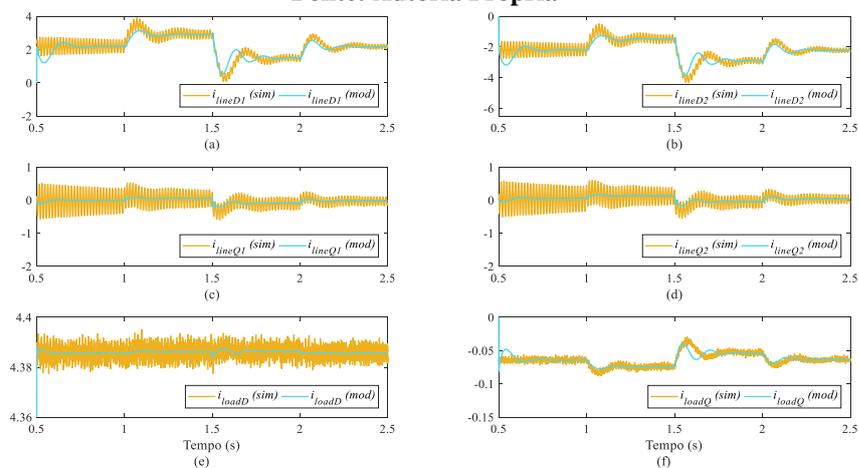


Figura 5.60 – Cenário 1 (sem filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) i_{lineD1} , (b) i_{lineD2} , (c) i_{lineQ1} , (d) i_{lineQ2} , (e) i_{loadD} e (f) i_{loadQ} .

Fonte: Autoria Própria

A partir da análise dos gráficos destas figuras pode-se notar comportamentos dinâmicos muito próximos entre as variáveis de simulação e obtidas pelo modelo linearizado, principalmente no regime permanente. Pode ser observado também a ausência de ondulações nos estados do modelo linearizado de pequenos sinais, devido ao fato do modelo ser um modelo de valores médios.

Já a Figura 5.61 ilustra o espectro de autovalores da matriz de estados do sistema com os UPQCs operando em paralelo, no qual encontra-se destacado também a região dos autovalores dominantes. Pode-se afirmar, com base nos parâmetros de todo o sistema em questão, uma condição de estabilidade de operação, considerando o tempo adotado para a simulação, visto que nenhum autovalor positivo foi observado no semiplano direito do espectro.

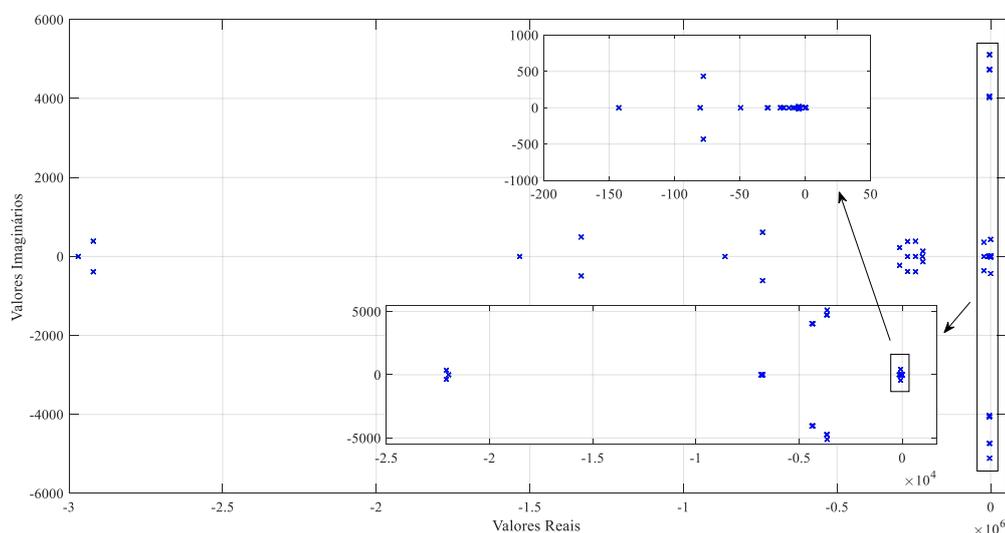


Figura 5.61 – Cenário 1 (sem filtros *washout*) – Espectro de autovalores da matriz de estados do modelo completo do sistema.

Fonte: Autoria Própria

Portanto, após a análise de todos os gráficos anteriores, pode-se concluir que o modelo linearizado de pequenos sinais desenvolvido representa de forma adequada os estados do sistema, uma vez que os comportamentos dinâmicos destes estão muito próximos daqueles obtidos via ambiente Simulink[®]. Na seção seguinte serão mostrados os resultados obtidos para o segundo cenário de simulação definido, considerando a presença dos filtros *washout* nas malhas de compartilhamento de potência ativa.

5.2.2 Cenário 2: Considerando os Filtros *Washout*

Os comportamentos dinâmicos dos estados do modelo linearizado de pequenos sinais dos UPQCs, considerando o cenário 2, são ilustrados nas Figuras 5.62 a 5.65. Vale destacar nestas figuras que os mesmos estados analisados e listados na seção anterior foram considerados, visando uma comparação entre os dois modelos em análise.

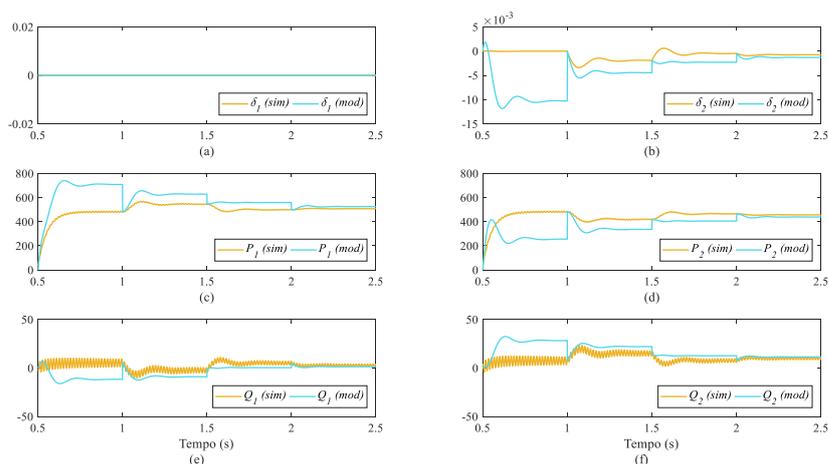


Figura 5.62 – Cenário 2 (com filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) δ_1 , (b) δ_2 , (c) P_1 , (d) P_2 , (e) Q_1 e (f) Q_2 .

Fonte: Autoria Própria

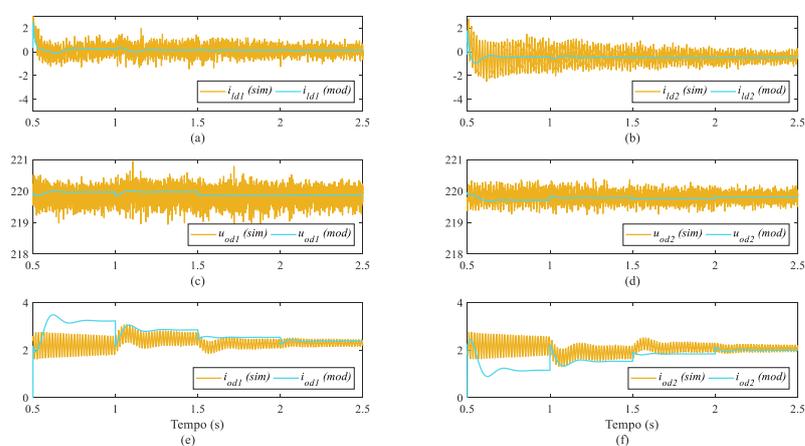


Figura 5.63 – Cenário 2 (com filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) i_{id1} , (b) i_{id2} , (c) u_{od1} , (d) u_{od2} , (e) i_{od1} e (f) i_{od2} .

Fonte: Autoria Própria

Comparando os gráficos de alguns dos estados destas figuras, particularmente, o ângulo de saída δ_2 , as potências ativas P_1 e P_2 , assim como as reativas Q_1 e Q_2 , correntes de saída i_{od1} e i_{od2} , correntes dos conversores série i_{csd1} e i_{csd2} , correntes das linhas no eixo D i_{lineD1} e i_{lineD2} , e corrente da carga no eixo Q i_{loadQ} , com aqueles apresentados no decorrer da se-

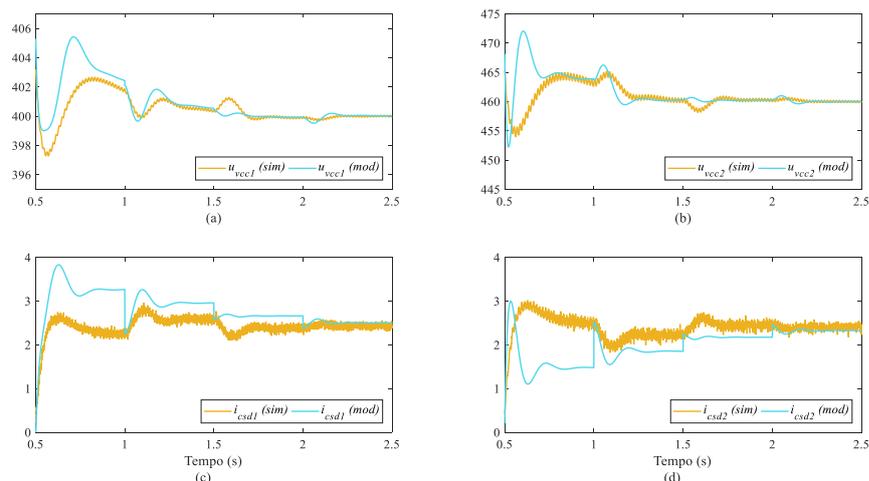


Figura 5.64 – Cenário 2 (com filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) u_{vcc1} , (b) u_{vcc2} , (c) i_{csd1} e (d) i_{csd2} .

Fonte: Autoria Própria

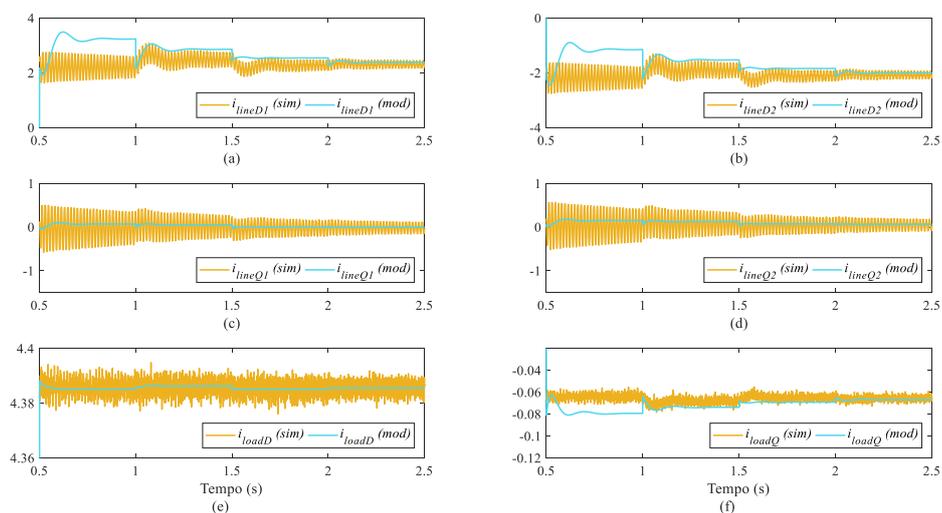


Figura 5.65 – Cenário 2 (com filtros *washout*) – Respostas temporais do sistema para os estados: (a) i_{lineD1} , (b) i_{lineD2} , (c) i_{lineQ1} , (d) i_{lineQ2} , (e) i_{loadD} e (f) i_{loadQ} .

Fonte: Autoria Própria

ção anterior, podem ser observadas algumas discrepâncias entre as dinâmicas das variáveis de simulação e aquelas calculadas pelo modelo linearizado.

Essas diferenças ocorrem, principalmente, nos períodos correspondentes aos três primeiros degraus de compartilhamento, onde são notadas grandes variações de potência no sistema. Porém, para o último degrau, podem ser notadas dinâmicas mais próximas para os estados citados, visto que a variação de potência é menor neste período. Logo, essa é uma fragilidade do modelo linearizado considerando os filtros *washout*, visto que, perante grandes

variações de potência, os resultados dos estados calculados pelo modelo destoam bastante daqueles observados via Simulink®.

Por sua vez, o espectro de autovalores da matriz de estados, para este cenário considerado é ilustrado na Figura 5.66. Pode-se perceber que este gráfico é muito semelhante àquele da Figura 5.61, inclusive na região dos autovalores dominantes, ou seja, mesmo aumentando o número de estados do sistema, devido aos filtros *washout*, isso não afeta a disposição dos autovalores no espectro. Além disso, como nenhum autovalor foi constatado no semiplano direito, pode-se afirmar que o sistema se encontra em uma condição de estabilidade de operação.

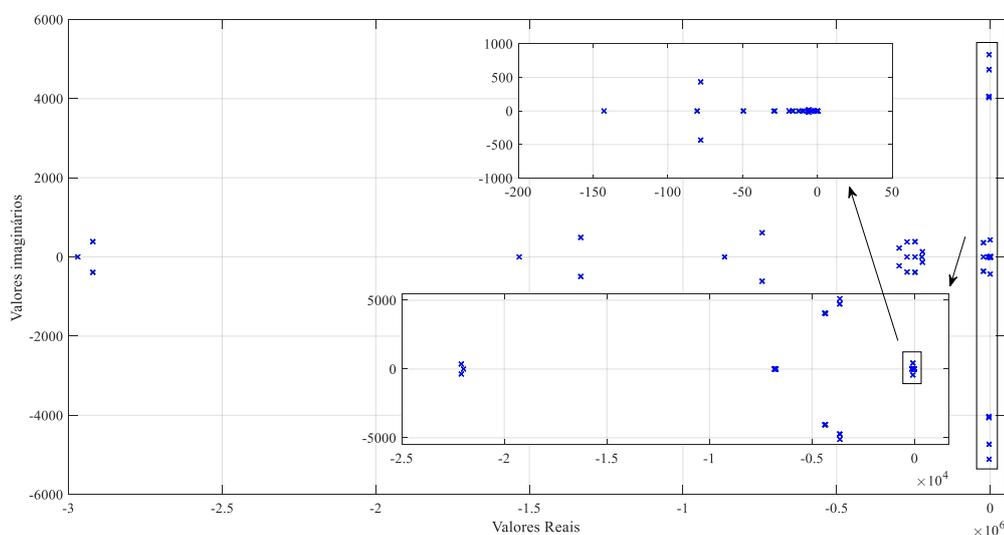


Figura 5.66 – Cenário 2 (com filtros *washout*) – Espectro de autovalores da matriz de estados do modelo completo do sistema.

Fonte: Autoria Própria

5.3 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Ao longo deste capítulo foram descritos os principais resultados obtidos por meio de simulações computacionais no MATLAB/Simulink® para os UPQCs 3L/4L e NPC/NPC operando em paralelo, sendo considerado para as malhas de controle de corrente e tensão dos conversores paralelo e série os parâmetros obtidos pelo algoritmo Evolução Diferencial.

Como destacado, dois contextos de simulação foram examinados: i) contexto geral de operação, no qual foram realizadas análises estáticas e dinâmicas das principais variáveis do sistema, considerando quatro modos de operação diferentes e testes de confiabilidade; e ii) análises envolvendo o modelo dinâmico linearizado de pequenos sinais, cujo processo de modelagem foi descrito no Capítulo 3.

No que se refere ao primeiro contexto, o primeiro modo de operação destacou a utilização de malhas de controle secundário de frequência e tensão, que contribuem de forma efetiva para a restauração das referidas variáveis do sistema, conforme evidenciado pelos resultados. Já as simulações para o segundo e terceiro modos de operação consideraram o emprego de filtros *washout* para as malhas de compartilhamento de potência, uma abordagem alternativa à utilização de malhas de controle secundário, visto que não necessita de links de comunicação para o seu funcionamento, também capazes de reestabelecer as variáveis de tensão e frequência. Contudo, foram observadas pequenas defasagens nas tensões de saída em relação às tensões da rede devido ao emprego dos referidos filtros. Além disso, uma mudança operacional foi analisada no terceiro modo de operação, onde os ângulos estimados pelos PLLs foram aplicados nos controles dos conversores série dos UPQCs, visando melhorar os desvios de fase entre tensão e parcelas de corrente drenadas da rede, diante da operação em paralelo dos UPQCs, contribuindo assim para uma melhoria do FP do sistema. Análises também foram conduzidas desconsiderando quaisquer estratégias para a restauração de frequência e tensão, cujos resultados evidenciaram a importância do emprego de alguma abordagem para a restauração das frequências na operação em paralelo dos UPQCs, uma vez que sem essa abordagem, um comportamento totalmente descoordenado é verificado para o sistema. Por último, testes de confiabilidade foram feitos, assumindo o modo de operação 3, com o intuito de demonstrar a capacidade de regulação da qualidade de energia do sistema.

Já o segundo contexto de simulação, envolvendo análises do modelo linearizado de pequenos sinais dos UPQCs em paralelo, visou destacar a capacidade de representação das dinâmicas de algumas das principais variáveis envolvidas no sistema, sendo analisados dois cenários em questão, i) desconsiderando a aplicação dos filtros *washout*; e ii) considerando o emprego destes filtros. Com relação ao primeiro cenário, foram observados comportamentos dinâmicos muito semelhantes para os estados em análise considerando o modelo linearizado, quando comparados aos resultados de simulação obtidos via Simulink[®], evidenciando assim uma boa representação do modelo. Por sua vez, no segundo cenário, deficiências foram evidenciadas nas dinâmicas das variáveis de estado considerando o referido modelo, decorrente de grandes variações de potência que ocorreram no sistema. Além disso, foram mostrados os espectros de autovalores obtidos a partir da matriz de estados do sistema, considerados para análises de estabilidade.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo tem por objetivo principal descrever os resultados experimentais obtidos a partir de ensaios práticos realizados nos protótipos presentes no Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Até o presente momento de realização desta pesquisa, testes foram feitos considerando o paralelismo apenas dos conversores paralelos das estruturas UPQC, operando dessa forma como formadores de rede. Nesse sentido, duas topologias idênticas foram adotadas para o desenvolvimento dos testes práticos, compostos por inversores fontes de tensão (VSI) *Three-Leg* (3L) aplicados a sistemas trifásicos a três fios, sendo detalhados ao longo deste capítulo.

Primeiramente, na Seção 6.1, são descritas as principais características dos protótipos experimentais considerados para os testes, neste caso, estruturas de potência e de controle implementadas, cargas empregadas, parâmetros de cada protótipo e especificações de projeto dos controladores. Em seguida, no decorrer da Seção 6.2, são mostrados os resultados obtidos considerando operações independentes dos referidos protótipos. Por sua vez, a Seção 6.3 é dedicada para os resultados assumindo a operação paralela dos conversores VSI 3L.

6.1 DESCRIÇÃO DOS PROTÓTIPOS EXPERIMENTAIS

A seguir, a estrutura de potência dos VSIs 3L conectados em paralelo, que foi desenvolvida e assumida para os testes práticos, é ilustrada na Figura 6.1. Já na Figura 6.2 são apresentados detalhes de toda a estrutura de controle dos referidos conversores, embarcada nos Processadores Digitais de Sinais (DSP, do inglês *Digital Signal Processor*).

Como pode ser observado, os conversores paralelos operam em um sistema trifásico a três fios, com barramentos únicos, alimentados por fontes independentes de tensão CC, além de filtros LC e indutores de acoplamento de saída, conectados em um ponto de acoplamento comum (PAC), interconectado à carga. Além disso, os VSIs 3L operam de forma interconectada à rede, sendo as tensões da rede monitoradas e condicionadas para os DSPs para sua utilização nos algoritmos PLL em conjunto com o *droop*. Vale destacar que um PLL de estrutura trifásica foi considerado para implementação em hardware neste trabalho, neste caso o PLL AF-PSD-3pPLL $\alpha\beta$ (BACON; DA SILVA, 2015). Para o chaveamento dos IGBTs dos conversores paralelos, modulações SPWM a três níveis foram consideradas.

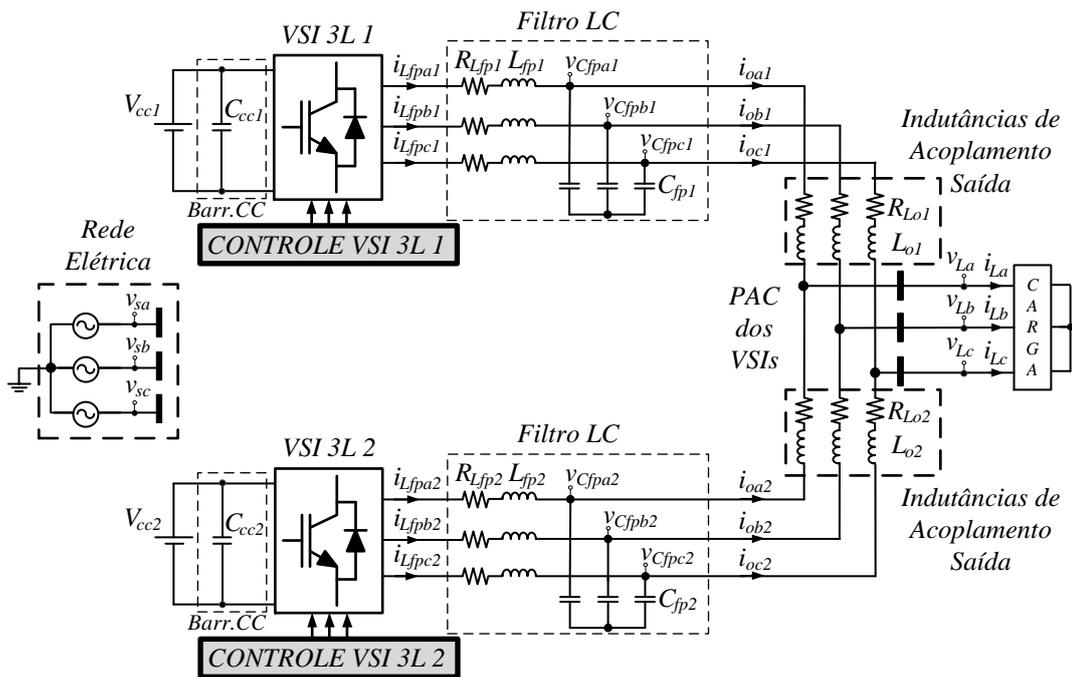


Figura 6.1 – Estrutura de potência dos VSIs 3L conectados em paralelo.

Fonte: Autoria Própria

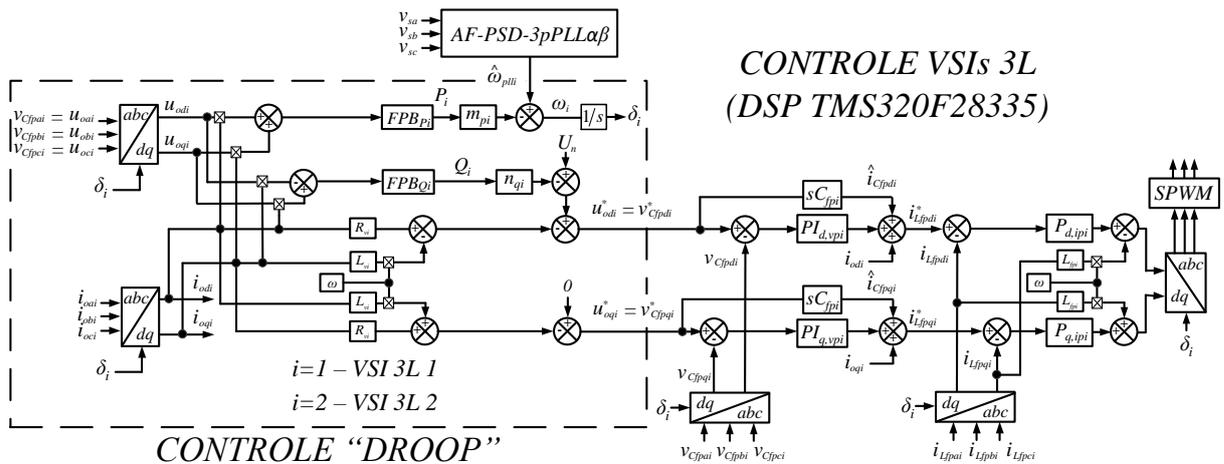


Figura 6.2 – Estrutura de controle dos VSIs 3L embarcada em DSP.

Fonte: Autoria Própria

Os algoritmos de controle foram embarcados nos DSPs TMS320F28335 da *Texas Instruments*, sendo algumas de suas características principais: operações em ponto fixo e ponto flutuante, *clock* de trabalho de 150 MHz, com 16 canais de entrada para a conversão Analógico-Digital (AD) de 12 bits de resolução, além de seis canais de saída PWM (TEXAS, 2025). Cabe ressaltar que rotinas foram desenvolvidas para a sincronização dos *clocks* dos DSPs de ambos os protótipos durante o processo das experimentações, com intuito de melhorar o comportamento dinâmico das variáveis do sistema, principalmente das correntes de saída fornecidas por cada conversor.

Duas cargas resistivas foram consideradas para os testes práticos, sendo seus parâmetros descritos na Tabela 6.1. Já os controladores PI das malhas de tensão e P das malhas de corrente, os quais são observados na Figura 6.2, para as experimentações, foram projetados considerando o método de sintonia por resposta em frequência (vide Apêndice A), cujas especificações são descritas na Tabela 6.2. Neste caso, as funções de transferência consideradas para a sintonia dos controladores de corrente e de tensão são semelhantes às daquelas das equações (2.109) e (2.110), respectivamente, com a única diferença em relação a equação (2.109), onde o termo do numerador é apenas V_{cc} , valor da tensão do barramento CC, visto que os barramentos das topologias a três fios são inteiros. Detalhes do processo de modelagem das malhas de corrente e de tensão podem ser encontrados em Wollz (2018). Por sua vez, os parâmetros definidos para os controles por *droop* são descritos na Tabela 6.3.

Tabela 6.1 – Parâmetros das cargas consideradas para os resultados experimentais

	<i>Fase a</i>	<i>Fase b</i>	<i>Fase c</i>
Carga 1	Carga R	Carga R	Carga R
	(R = 103,2 Ω)	(R = 104,2 Ω)	(R = 104,5 Ω)
Carga 2	Carga R	Carga R	Carga R
	(R = 50,5 Ω)	(R = 58,3 Ω)	(R = 52,4 Ω)

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 6.2 – Especificações para os projetos dos controladores dos VSIs 3L

Margem de fase desejada – sistema PLL	$\gamma_{pli} = 86^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – sistema PLL	$\omega_{G,pli} = 2\pi \cdot 22,64 \text{ rad/s}$
Frequência de cruzamento desejada – malhas de corrente dos VSIs 3L	$\omega_{G,ipi} = 2\pi f_{ch,i}/10 \text{ rad/s}$
Margem de fase desejada – malhas de tensão dos VSIs 3L	$\gamma_{vpi} = 85^\circ$
Frequência de cruzamento desejada – malhas de tensão dos VSIs 3L	$\omega_{G,vpi} = 2\pi f_{ch,i}/32 \text{ rad/s}$

Fonte: Autoria Própria.

Tabela 6.3 – Parâmetros dos controles por *droop* dos VSIs 3L

Coefficientes <i>droop</i> de frequência*	$m_{p1} = m_{p2} = 5 \cdot 10^{-8} \text{ rad/sW}$
Coefficientes <i>droop</i> de tensão*	$n_{q1} = n_{q2} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ V/VAr}$
Resistências virtuais*	$R_{v1} = R_{v2} = 10 \text{ m}\Omega$
Indutâncias virtuais*	$L_{v1} = L_{v2} = 10 \mu\text{H}$
Valor de referência de tensão no eixo <i>d</i> do <i>droop</i>	$U_n = v_d = 220 \text{ V}$
Frequência angular nominal	$\omega_n = 377 \text{ rad/s}$
Frequências de corte dos FPBs do <i>droop</i>	$f_{c1} = f_{c2} = 3 \text{ Hz}$

Fonte: Autoria Própria.

*Definidos arbitrariamente.

A Figura 6.3 ilustra uma foto da montagem do protótipo “VSI 3L 1” implementado em laboratório, sendo destacadas: i) as placas de condicionamento de tensão, com sensores LEM modelo LV25-P, e de corrente, com sensores de efeito Hall LEM LA100-P, e empregadas para o desenvolvimento do algoritmo embarcado; ii) o DSP TMS320F28335 da Texas; iii) a torre do conversor paralelo trifásico, modelo SKS 50F B6U Semikron, composta por módulos IGBTs SKM100GB 124D (100A/1200V), com seus respectivos drivers isolados modelos SKHI22B; iv) indutores da marca TOROID DO BRASIL, 25 A, e capacitores de filtragem, de 50 μ F, que compõem o filtro LC; v) o PAC dos VSIs 3L, localizado na parte inferior; vi) um disjuntor trifásico utilizado para o acoplar ou desacoplar carga no sistema; vii) os indutores de acoplamento de saída, também TOROID DO BRASIL, 25 A, do conversor em questão; e viii) a fonte CC da SUPPLIER, modelo FCCT 400-40i15450 400 V / 10 A, empregada para fornecimento de tensão ao barramento CC, composto por 4 capacitores eletrolíticos EPCOS de 4700 μ F / 450 V. Os demais parâmetros do protótipo VSI 3L 1 são descritos na Tabela 6.4.

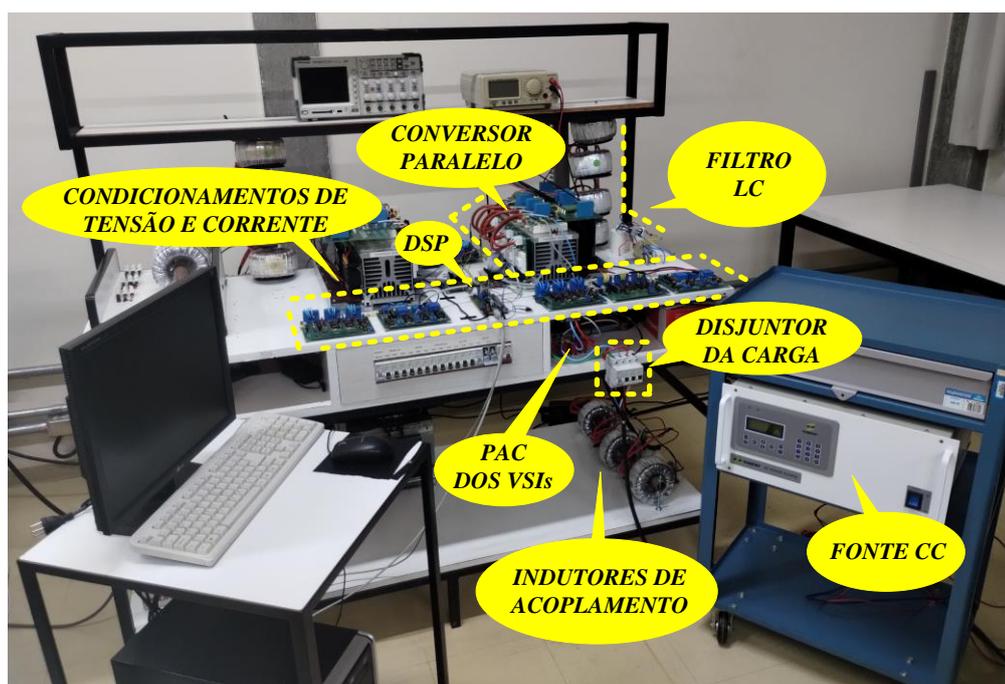


Figura 6.3 – Protótipo experimental do VSI 3L 1.

Fonte: Autoria Própria

Por sua vez, a Figura 6.4 mostra a foto da montagem do protótipo “VSI 3L 2”. No protótipo encontram-se destacados: i) a fonte CC bidirecional, modelo ITECH 800 V / 50 A, utilizada para o fornecimento de tensão ao barramento CC, neste caso, composto também por 4 capacitores eletrolíticos EPCOS de 4700 μ F / 450 V; ii) o DSP TMS320F28335 da Texas; iii) as placas de condicionamento de tensão (LEM LV25-P) e corrente (LEM LA100-P), que

aquisitam os referidos sinais para o tratamento em hardware; iv) a torre do conversor paralelo trifásico composta também por módulos IGBTs e drivers isolados, idênticos ao do VSI 3L 1; e v) indutores e capacitores de filtragem que compõem o filtro LC, em conjunto com os indutores de acoplamento de saída (mesmas marcas e valores nominais do VSI 3L 1). O restante dos parâmetros do protótipo é definido também na Tabela 6.4.

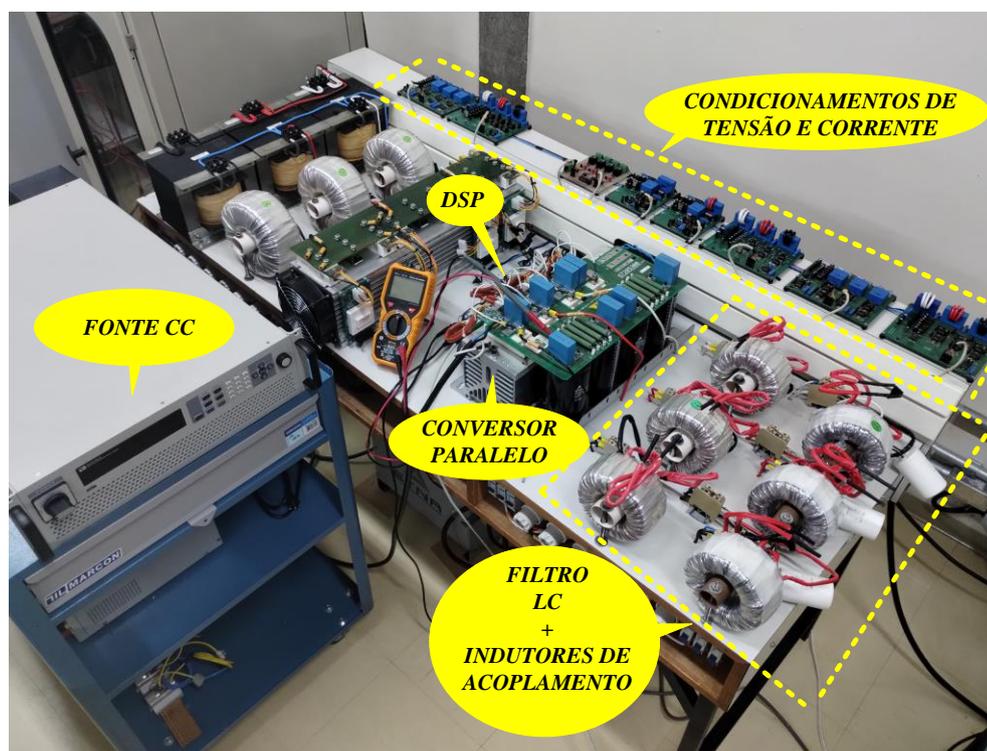


Figura 6.4 – Protótipo experimental do VSI 3L 2.

Fonte: Autoria Própria

Tabela 6.4 – Parâmetros dos protótipos VSI 3L 1 e 2

<i>Parâmetros</i>	<i>VSI 3L 1</i>	<i>VSI 3L 2</i>
Frequência da rede elétrica	$f_s = 60$ Hz	
Tensão eficaz de fase da rede elétrica	$V_s = 127$ V	
Frequência de amostragem	$f_{am,1} = f_{am,2} = 40$ kHz	
Frequência de chaveamento	$f_{ch,1} = f_{ch,2} = 20$ kHz	
Tensão de operação do barramento CC	$V_{cc1} = V_{cc2} = 400$ V	
Indutância de filtragem	$L_{fp1} = 1,57$ mH	$L_{fp2} = 1,73$ mH
Resistência do indutor de filtragem	$R_{Lfp1} = R_{Lfp2} = 0,3$ Ω	
Capacitância de filtragem	$C_{fp1} = C_{fp2} = 50$ μ F	
Indutância de acoplamento	$L_{o1} = L_{o2} = 1,5$ mH	
Resistência do indutor de acoplamento	$R_{Lo1} = R_{Lo2} = 0,2$ Ω	
Capacitância total do barramento CC	$C_{cc1} = C_{cc2} = 4700$ μ F	
Valor de pico da portadora triangular PWM	$P_{pwm,1} = P_{pwm,2} = 3750$	

Fonte: Autoria Própria.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES OPERANDO DE FORMA INDEPENDENTE

A seguir, são descritos os resultados obtidos por ensaios práticos realizados nos protótipos VSIs 3L considerando, em um primeiro momento, suas operações de forma independente. Basicamente, resultados estáticos foram obtidos sendo ilustrados por meio de formas de onda das tensões e correntes, as quais foram coletadas com o auxílio de ponteiros de tensão e corrente conectadas em um osciloscópio digital, modelo TPS2024 da TEKTRONIX, composto por 4 canais de medição. Como descrito na Tabela 6.1, duas cargas resistivas, com valores nominais de resistências de $100\ \Omega$ e $50\ \Omega$, respectivamente, foram assumidas para os testes práticos.

A Figura 6.5 ilustra os comportamentos das tensões de saída do conversor paralelo VSI 3L 1, além das respectivas correntes drenadas por cada uma das resistências da carga 1, considerando cada uma das fases do sistema. A partir da análise destes gráficos, pode-se notar que as tensões de saída fornecidas à carga são senoidais, balanceadas e equilibradas. Já as correntes da carga, encontram-se em fase com suas respectivas tensões de saída, evidenciando um adequado funcionamento do sistema em questão.

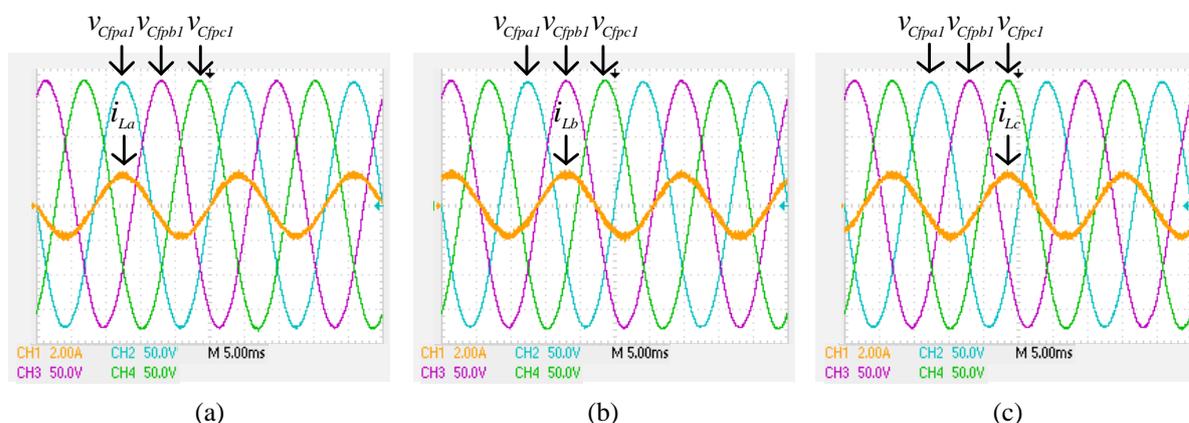


Figura 6.5 – VSI 3L 1 (carga 1) – Comportamentos das tensões de saída, com destaque para as correntes da carga na (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Por sua vez, os gráficos da Figura 6.6 ilustram também as tensões de saída e correntes drenadas pela carga 1, para cada uma das fases do sistema, considerando, dessa vez, o conversor paralelo VSI 3L 2. Observando estes resultados, nota-se um correto funcionamento para o sistema, visto que as tensões de saída se encontram senoidais, balanceadas e equilibradas, assim como correntes da carga, que estão em fase com as respectivas tensões. Além disso, as

correntes da carga, quando comparadas com as dos gráficos da Figura 6.5 para o VSI 3L 1, apresentam maiores ondulações.

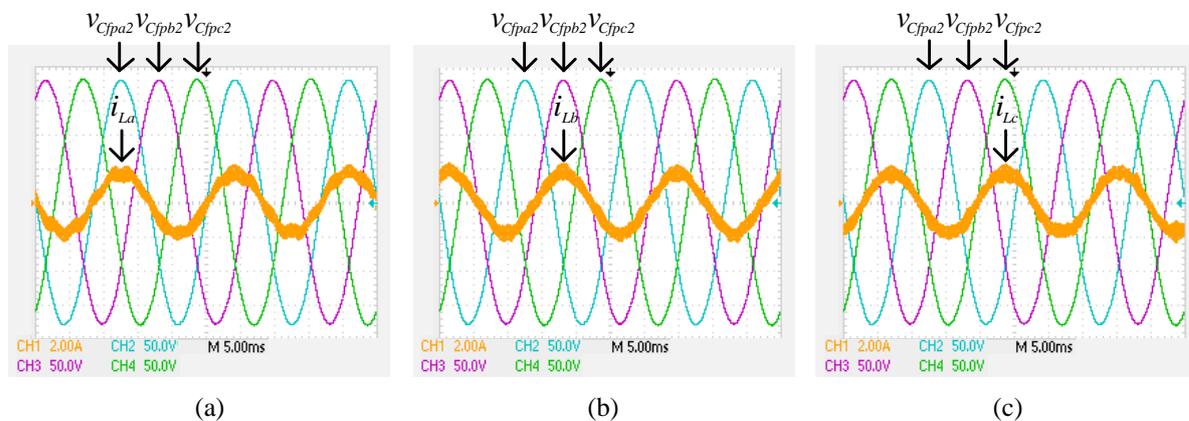


Figura 6.6 – VSI 3L 2 (carga 1) – Comportamentos das tensões de saída, com destaque para as correntes da carga na (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Já na Figura 6.7 são mostradas as tensões de saída e correntes da carga, para cada uma das fases, assumindo a operação independente do conversor paralelo VSI 3L 1 com a carga 2. Assim como para o primeiro caso com a carga 1, ao serem analisados os gráficos, é percebido novamente uma boa operação do sistema, uma vez que as tensões fornecidas para a carga possuem características senoidais, sendo balanceadas e equilibradas, ao mesmo tempo que as correntes drenadas pela carga, agora com amplitudes próximas a 4 A, encontram-se em fase as respectivas tensões.

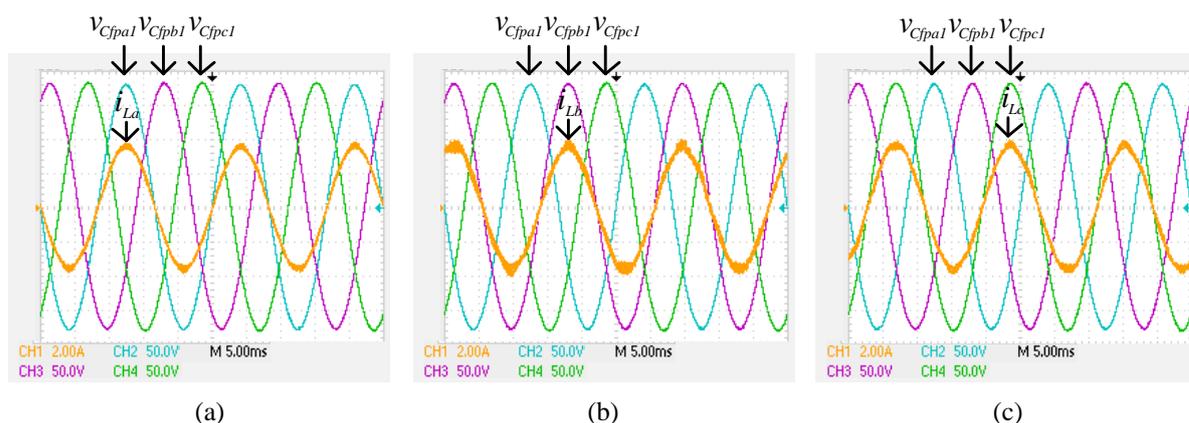


Figura 6.7 – VSI 3L 1 (carga 2) – Comportamentos das tensões de saída, com destaque para as correntes da carga na (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Por fim, as tensões de saída e correntes fornecidas à carga pelo VSI 3L 2 operando independentemente com a carga 2, para as três fases do sistema, são ilustradas na Figura 6.8, onde é observado um correto funcionamento do sistema, sendo as tensões de fase aplicadas à carga equilibradas, balanceadas e senoidais, ao passo que suas respectivas correntes também se encontram em fase com as mesmas. Novamente, maiores ondulações são verificadas nas correntes da carga, principalmente nas fases b e c.

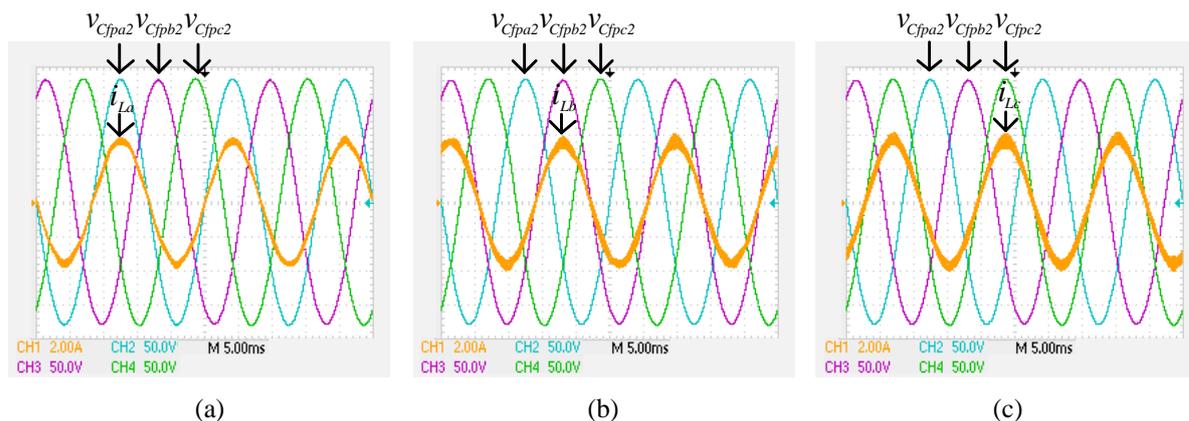


Figura 6.8 – VSI 3L 2 (carga 2) – Comportamentos das tensões de saída, com destaque para as correntes da carga na (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

De forma geral, como observado pelos resultados práticos, pôde-se constatar desempenhos adequados de ambos os VSIs 3L operando com as duas cargas consideradas, devido às características ideais observadas para as tensões fornecidas à carga, assim como pelas correntes consumidas pelas cargas. Contudo, maiores ondulações foram notadas nas referidas correntes considerando a operação do sistema VSI 3L 2. Sendo assim, foram realizados os ensaios práticos considerando a operação paralela dos dois VSIs 3L em análise, cujos resultados são mostrados na seção seguinte.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES OPERANDO EM PARALELO

Nesta seção serão apresentados os resultados práticos obtidos assumindo a operação paralela dos VSIs 3L implementados nas bancadas experimentais. Novamente, resultados estáticos serão ilustrados considerando formas de onda das tensões e correntes, obtidas pelo osciloscópio digital da TEKTRONIX, para as duas cargas resistivas definidas na Tabela 6.1. Além disso, grandezas relacionadas às potências, neste caso, potência ativa, aparente e

reativa, assim como o fator de potência (FP), foram coletados para o sistema considerando um medidor de qualidade de energia trifásico, modelo FLUKE, sendo mostrados ao longo da seção.

As Figuras 6.9 e 6.10 ilustram o comportamento das tensões e correntes de saída fornecidas por cada VSI paralelo 3L, para cada uma das fases do sistema, considerando a operação em paralelo dos VSIs com a carga 1, sendo as correntes da carga destacadas na Figura 6.10.

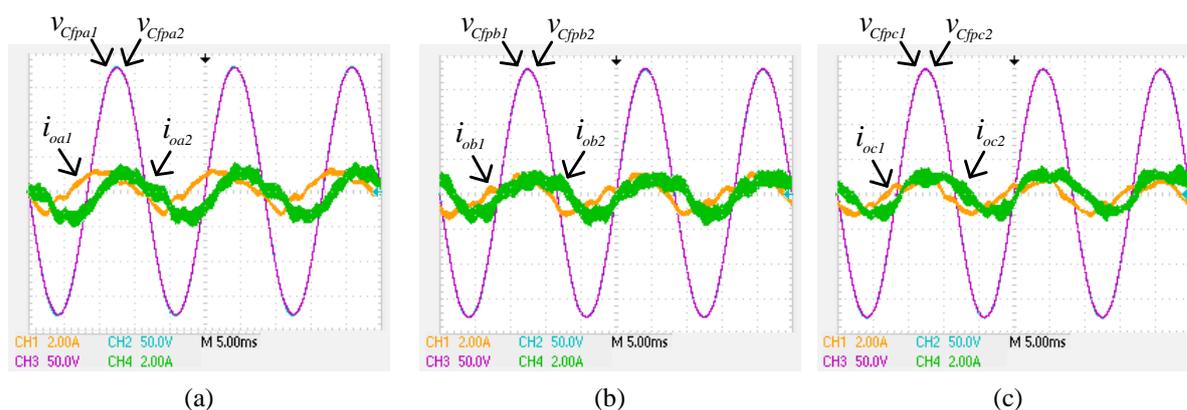


Figura 6.9 – Operação em paralelo dos VSIs 3L 1 e 2 (carga 1) – Comportamentos das tensões e correntes de saída fornecidas para a (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Notam-se nos gráficos da Figura 6.9 que as tensões de saída se encontram em fase e sobrepostas, como deve ocorrer diante da operação em paralelo dos conversores. Esse comportamento está intimamente relacionado com o emprego do algoritmo PLL trifásico no controle por *droop*, que tem uma contribuição fundamental para o alinhamento de fases. Vale destacar que nos testes envolvendo as duas cargas consideradas neste trabalho, foram realizados pequenos ajustes nos *trimpots* das placas de condicionamento das tensões de saída dos dois conversores paralelos com o objetivo de minimizar ao máximo qualquer diferença de *offset* entre as tensões, visando um melhor funcionamento do sistema operando com os VSIs em paralelo.

Com relação às curvas das correntes, nas duas figuras, são observadas pequenas defasagens, além de distorções, nas correntes de saída fornecidas por cada VSI. Estes comportamentos podem ser justificados devido a algumas questões, como: i) baixa potência da carga, que pode afetar o cálculo de potência pelo algoritmo do *droop* no DSP; ii) operação apenas de controladores proporcionais nas malhas de controle de corrente dos VSIs, visto que a ação proporcional, por si só, não é capaz de zerar erros em regime permanente, que pode

afetar o controle das referidas variáveis, introduzindo assim desvios de fase entre as correntes. Apesar da diferença de fase entre as correntes de saída, pode-se afirmar que o compartilhamento de potência ocorre entre os VSIs 3L uma vez que correntes da carga senoidais e em fase com as respectivas de tensões de saída são verificadas na Figura 6.10, para cada uma das fases do sistema.

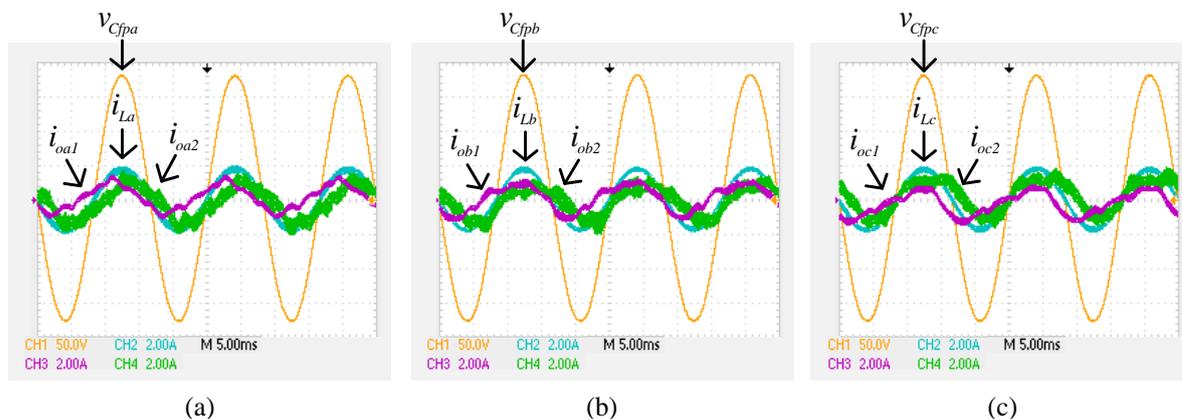


Figura 6.10 – Operação em paralelo dos VSIs 3L 1 e 2 (carga 1) – Comportamentos das tensões e correntes de saída, assim como correntes da carga, para a (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Vale destacar que as rotinas de sincronização dos *clocks* entre os DSPs contribuem bastante para um melhor comportamento das correntes de saída diante da operação em paralelo dos conversores. Ao longo das experimentações, foram notadas grandes oscilações entre estas componentes de corrente enquanto não havia sido estabelecida a sincronização. Logo, é de fundamental importância que haja essa sincronização entre os DSPs, principalmente, para as operações futuras do sistema considerando os UPQCs.

A Figura 6.11 mostra três tabelas com os dados coletados via FLUKE das grandezas relacionadas à potência do sistema, com a Figura 6.11(a) descrevendo informações associadas à carga em questão, enquanto as Figuras 6.11(b) e 6.11(c) descrevem dados relacionados aos conversores 1 e 2, respectivamente.

	A	B	C	Total
kW	0.157	0.159	0.158	0.473
kVA	0.157	0.159	0.158	0.473
kvar	0.001	0.001	0.001	0.003
PF	1.00	1.00	1.00	1.00

(a)

	A	B	C	Total
kW	0.069	0.076	0.066	0.211
kVA	0.087	0.091	0.081	0.259
kvar	±0.047	±0.039	±0.037	±0.123
PF	0.80	0.84	0.81	0.82

(b)

	A	B	C	Total
kW	0.094	0.086	0.098	0.278
kVA	0.112	0.103	0.111	0.326
kvar	±0.058	±0.050	±0.046	±0.154
PF	0.84	0.84	0.88	0.85

(c)

Figura 6.11 – Operação em paralelo dos VSIs 3L 1 e 2 (carga 1) – Medições das potências com o FLUKE referentes: (a) a carga, (b) ao VSI 3L 1 e (c) ao VSI 3L 2.

Fonte: Autoria Própria

Após a análise dos dados presentes na Figura 6.11(a) pode-se notar um FP da carga unitário para o sistema, visto que as grandezas de tensão e corrente na carga encontram-se em fase, conforme observado nos gráficos da Figura 6.10. Além disso, a carga consome uma potência total de 473 W, sendo este valor dividido, aproximadamente, entre as três fases.

Os dados das Figuras 6.11(b) e 6.11(c) evidenciam um adequado compartilhamento de potência entre os VSIs 3L, uma vez que valores bem próximos da potência ativa e reativa totais fornecidos foram notados. Cabe destacar que as medições foram efetuadas considerando instantes distintos acarretando valores desiguais de compartilhamento. Além disso, nota-se também FPs próximos de 0,8 para cada uma das fases, justificados pelas diferenças de fase entre tensão e corrente fornecidos por cada VSI, conforme observado nas Figuras 6.9 e 6.10.

Por sua vez, as tensões e correntes de saída de cada fase fornecidas pelos conversores considerando a carga 2, são ilustradas nas Figuras 6.12 e 6.13, sendo nesta última destacadas também as correntes consumidas pela carga.

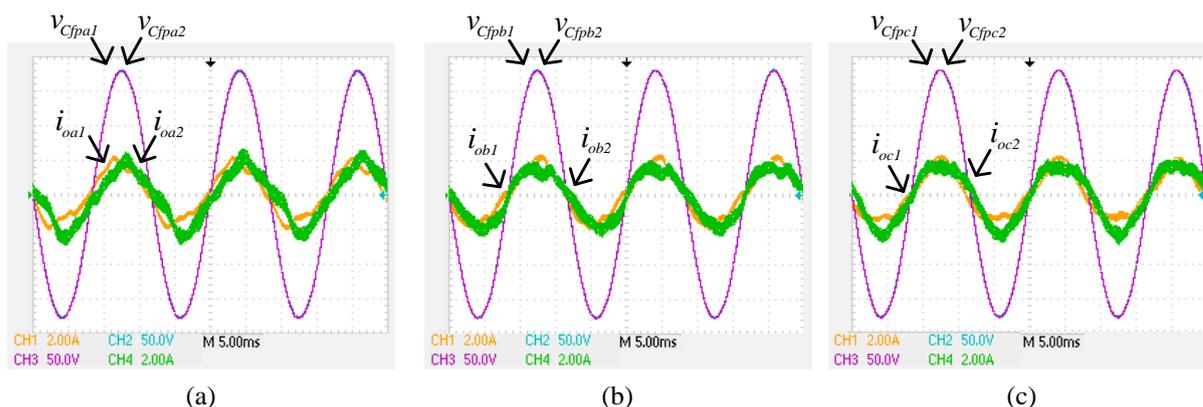


Figura 6.12 – Operação em paralelo dos VSIs 3L 1 e 2 (carga 2) – Comportamentos das tensões e correntes de saída fornecidas para a (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Analisando os gráficos das tensões de saída geradas por cada VSI na Figura 6.11, são observadas grandezas sobrepostas e em fase, assim como verificado para o caso envolvendo a carga 1, novamente evidenciando um bom desempenho de operação dos algoritmos *droop* e PLL. No que se refere às correntes de saída, em termos de compartilhamento, melhores comportamentos de fase foram observados, visto que menores defasagens são notadas, em relação aos resultados obtidos para a carga 1, reforçando a tese de que o valor da potência da carga influencia em melhores desempenhos dos algoritmos de *droop*. No entanto, as defasagens entre tensões e correntes persistem, podendo ter relação com o emprego dos

controladores proporcionais nas malhas de corrente. Novamente, as correntes da carga, observadas em cada uma das fases da Figura 6.13, possuem um ótimo comportamento, estando em fase com as tensões de saída, evidenciando um bom compartilhamento de potência pelos VSIs 3L.

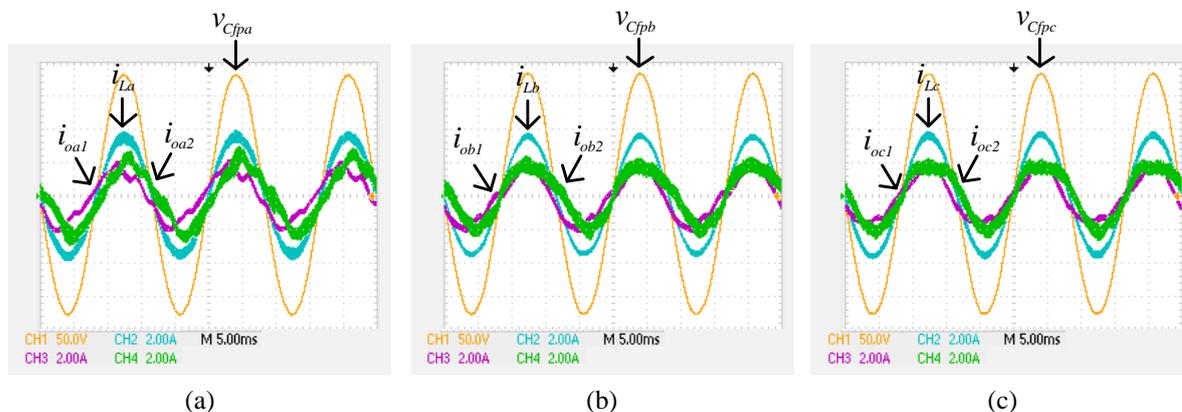


Figura 6.13 – Operação em paralelo dos VSIs 3L 1 e 2 (carga 2) – Comportamentos das tensões e correntes de saída, assim como correntes da carga, para a (a) fase a, (b) fase b e (c) fase c.

Fonte: Autoria Própria

Na Figura 6.14 são ilustradas as tabelas com as informações relacionadas à potência medidas pelo FLUKE. A Figura 6.14(a) informa os dados referentes à carga 2, e as Figuras 6.14(b) e 6.14(c) descrevem os dados associados aos VSIs 3L 1 e 2, respectivamente.

	A	B	C	Total		A	B	C	Total		A	B	C	Total
kW	0.319	0.320	0.323	0.962	kW	0.143	0.149	0.132	0.424	kW	0.185	0.174	0.191	0.550
kVA	0.319	0.320	0.323	0.962	kVA	0.185	0.157	0.183	0.527	kVA	0.201	0.185	0.201	0.587
kvar	0.008	0.003	0.004	0.015	kvar	±0.054	±0.039	±0.041	±0.134	kvar	±0.067	±0.054	±0.050	±0.171
PF	1.00	1.00	1.00	1.00	PF	0.77	0.95	0.72	0.80	PF	0.92	0.94	0.95	0.94

Figura 6.14 – Operação em paralelo dos VSIs 3L 1 e 2 (carga 2) – Medições das potências com o FLUKE referentes: (a) a carga, (b) ao VSI 3L 1 e (c) ao VSI 3L 2.

Fonte: Autoria Própria

Novamente, assim como notado nos resultados referentes à carga 1, é observado um FP da carga unitário para o sistema, devido ao correto alinhamento de fases entre as tensões e correntes na carga, verificados na Figura 6.13, com a carga consumindo uma potência total de 962 W. Além disso, pelos dados das Figuras 6.11(b) e 6.11(c), nota-se o compartilhamento de potência pelos conversores, com o VSI 3L 1 contribuindo com cerca 44% da potência total da carga, enquanto o VSI 3L 2 com 56%. Com relação aos FPs, para estes resultados notam-se valores distintos para cada uma das fases do conversor 1, em torno de 0,8 para as fases a e c, e

0,95 para a fase b, sendo este último valor aproximado também notado para os FPs do conversor 2, associados com as defasagens visualizadas nos gráficos da Figura 6.13.

6.4 CONSIDERAÇÕES GERAIS

No decorrer deste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos considerando o paralelismo de dois conversores VSI 3L, que compõem montagens práticas de estruturas UPQC, sendo aplicados a sistemas trifásicos a três fios. Duas cargas resistivas foram adotadas para as análises da operação em paralelo de tais conversores.

Inicialmente foram dados detalhes sobre a estrutura de potência empregada com os protótipos, diagramas e parâmetros, assim como toda a estratégia de controle aplicada, composta por um algoritmo de compartilhamento de potência, baseado no controle por decaimento, operando também em conjunto com um algoritmo PLL trifásico, além de malhas de controle de tensão e corrente, sendo todo o conjunto embarcado nos DSPs de cada VSI.

Logo após, resultados de testes práticos considerando a operação independente de cada conversor paralelo foram apresentados, sendo observado bons desempenhos em termos de controle das tensões de saída e das correntes fornecidas à carga, uma vez que tensões senoidais, balanceadas e equilibradas foram constatadas, assim como correntes da carga em fase com as respectivas tensões. De modo especial, foram notadas maiores ondulações nestas correntes quando considerada a operação do VSI 3L 2.

Na sequência, a operação em paralelo dos VSIs 3L foi considerada, onde pôde-se constatar um bom desempenho do sistema, em termos de compartilhamento de potência, uma vez que tais conversores dividiram de forma satisfatória o nível das potências ativa e reativa das cargas analisadas. Vale destacar também que o fato de terem sido considerados algoritmos PLL trifásicos em conjunto com os controles por *droop*, contribuiu para o alinhamento das fases das tensões de saída de cada VSI, como visualizado nos gráficos.

No entanto, defasagens foram notadas nas parcelas de corrente da carga fornecidas por cada VSI 3L. Esses comportamentos irregulares podem ser decorrentes da operação de controladores Ps nas malhas de corrente de ambos os conversores, visto que não são capazes de zerar erros em regime. Além disso, as experimentações mostraram a importância em se considerar rotinas de sincronização de *clocks* entre os DSPs, visto que, no decorrer do trabalho, comportamentos muito oscilatórios e distorcidos foram constatados, principalmente, para as correntes de saída fornecidas por cada VSI.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esta tese buscou conduzir análises teóricas e práticas acerca da operação coordenada de condicionadores unificados de qualidade de energia (UPQCs) trifásicos conectados em paralelo. De maneira geral, quatro estudos foram desenvolvidos, sendo descritos a seguir:

- i. obtenção de um modelo linearizado de pequenos sinais, considerando a operação em paralelo dos UPQCs, contemplando os vários submódulos inerentes a estes sistemas;
- ii. otimização dos controladores empregados nas malhas de controle de tensão e de corrente dos conversores série e paralelo dos UPQCs, sendo empregado para sua sintonia a metaheurística evolução diferencial;
- iii. simulações computacionais considerando contextos gerais de operação, sendo analisados vários modos possíveis de operação dos UPQCs em paralelo; e
- iv. experimentações práticas considerando a operação de conversores paralelos de estruturas UPQC trifásicas.

Cabe destacar que todas as análises feitas ao longo do trabalho consideraram os UPQCs empregando a estratégia de compensação dual, na qual os conversores paralelos funcionam como fontes de tensão, enquanto os conversores série trabalham como fontes de corrente, ambos impondo sinais regulados, senoidais e balanceados ao sistema. Sendo assim, duas topologias distintas de UPQCs trifásicos aplicados a sistemas a quatro fios foram analisadas computacionalmente, sendo a primeira denominada ao longo do trabalho como UPQC 3L/4L e a segunda como UPQC NPC/NPC.

Dentro desse contexto, modelagens matemáticas no referencial síncrono $dq0$ foram sistematicamente desenvolvidas para tais topologias no decorrer desta tese, com dois propósitos principais: i) para fins de controle, visando a definição das funções de transferência referentes às malhas de controle de tensão e de corrente empregadas nos conversores série e paralelo, as quais são necessárias para a etapa de projeto dos controladores; e ii) para auxiliar no processo de determinação do modelo linearizado de pequenos sinais dos UPQCs operando em paralelo, uma vez que são consideradas no processo de modelagem as expressões dinâmicas referentes as variáveis de tensão e corrente. Nesse sentido, os modelos individuais dos conversores série 3L e NPC, dos conversores paralelos 4L e NPC, além das plantas dos barramentos CC e de desequilíbrio de tensão dos referidos barramentos foram obtidos.

Com isso, um modelo dinâmico linearizado de pequenos sinais com representação no espaço de estados pôde ser estabelecido para os referidos UPQCs trifásicos operando em paralelo. Conforme descrito no Capítulo 3, tal modelo supõe uma rede genérica na qual os UPQCs são interligados por meio de linhas de distribuição que, por sua vez, se encontram conectadas às cargas. Algumas características do modelo desenvolvido podem ser listadas: i) modelagem no referencial $dq0$; ii) emprego dos controladores de compartilhamento de potência baseados na estratégia de controle por decaimento (*droop*); iii) filtros *washout* considerados nas malhas $P-\omega$ do *droop*; iv) utilização de impedâncias virtuais; v) inclusão dos algoritmos SRF-PLL; e vi) diferentes estruturas de conversores assumidas. Vale destacar que, apesar dos conversores paralelos operarem com filtros LC, para uma melhor representação do comportamento dinâmico das correntes de saída dos UPQCs, foi assumida no processo de modelagem a operação dos referidos conversores com filtros LCL. Logo, para a validação computacional deste modelo, na qual as respostas temporais de algumas das principais variáveis do sistema foram analisadas, valores bem baixos foram definidos para os parâmetros dos indutores L_c e suas respectivas resistências R_{Lc} , caracterizando, assim, a operação como filtros LC. Além disso, espectros dos autovalores podem ser obtidos a partir do modelo linearizado desenvolvido, que podem ser empregados para análises de estabilidade do sistema.

No tocante à otimização, o algoritmo metaheurístico DE foi assumido para a sintonia dos ganhos dos controladores dos UPQCs em questão. Neste caso, simulações no MATLAB/Simulink® foram realizadas considerando a aplicação do DE para um ajuste otimizado dos controladores PIs de tensão e Ps de corrente dos conversores paralelos, primeiramente, e dos controladores PIs de corrente dos conversores série, em um segundo momento. Os resultados mostraram uma melhoria de desempenho das malhas de controle analisadas, assim como uma redução das THDs das tensões da carga e correntes da rede para os ganhos projetados via DE, quando comparados com os resultados obtidos considerando sintonias iniciais efetuadas pelo método de resposta em frequência. Por conta disso, a operação dos UPQCs 3L/4L e NPC/NPC para o restante do trabalho foi assumida considerando os controladores otimizados pelo algoritmo DE.

Em seguida, novas simulações computacionais foram conduzidas no ambiente MATLAB/Simulink® visando a análise propriamente dita dos UPQCs conectados em paralelo. Em um primeiro momento, foram analisados contextos gerais de operação, nos quais resultados estáticos e dinâmicos foram obtidos, considerando duas cargas distintas, linear e não-linear, e quatro modos de operação, a saber: i) utilizando malhas de controle secundário

de tensão e frequência; ii) empregando filtros *washout* nas malhas $P-\omega$ do *droop*; e iii) assumindo os filtros *washout* nas malhas $P-\omega$ e $Q-V$ do *droop*, com os ângulos δ_i dos *droops* sendo aplicados aos esquemas de controle dos conversores paralelos, e os ângulos δ_{pli} dos PLLs assumidos nos esquemas de controle dos conversores série; e iv) desconsiderando estratégias para a restauração da frequência e da tensão. De forma geral, a partir da análise dos resultados de cada um dos modos de operação, pôde-se notar a importância e necessidade, principalmente, da restauração das variáveis de frequência durante a operação em paralelo dos UPQCs. Além disso, diagramas de fluxo de potência foram apresentados ao longo das análises dos modos de operação, visando um melhor entendimento das operações de cada UPQC.

Logo após, validações computacionais foram feitas para o modelo linearizado de pequenos sinais dos UPQCs conectados em paralelo, que foi sistematicamente desenvolvido no Capítulo 3, considerando e desconsiderando os filtros *washout* nas malhas $P-\omega$ do *droop*. O objetivo foi observar, principalmente, a capacidade do modelo em representar as dinâmicas das grandezas envolvidas. Neste caso, as respostas temporais calculadas pelo modelo linearizado, sem a presença dos filtros, evidenciaram comportamentos dinâmicos semelhantes às variáveis simuladas. Já com a presença dos filtros *washout* nas malhas do *droop*, algumas fragilidades do modelo foram notadas, principalmente, quando consideradas grandes variações de potência.

No que se refere às experimentações práticas, até a atual fase de desenvolvimento desta pesquisa, testes práticos foram conduzidos em dois protótipos de UPQCs presentes no laboratório LEPQER, sendo apresentados os resultados considerando o paralelismo apenas dos inversores fonte de tensão (VSIs) paralelos destas estruturas, operando desse modo como formadores de rede. Tais protótipos foram adaptados para operarem com duas topologias idênticas, neste caso, VSIs *Three-Leg* (3L) aplicados a sistemas trifásicos a três fios. Vale destacar que as estruturas de controle de cada um dos VSIs em questão foram embarcadas em dois DSPs independentes, de modelo TMS320F28335 da *Texas Instruments*, cujos *clocks* foram sincronizados, sendo os controladores projetados pelo método de resposta em frequência. Os resultados, assumindo duas cargas resistivas distintas, evidenciaram bons desempenhos em termos do compartilhamento de potência dos referidos conversores. Contudo, pequenas defasagens foram notadas entre as parcelas de corrente fornecidas à carga por cada VSI, que podem ter relação com o fato de terem sido considerados controladores proporcionais para as malhas de controle de corrente. Vale destacar que este adequado

compartilhamento de potência do sistema tem relação direta com a efetiva operação dos algoritmos PLL, que foram implementados em conjunto com a estratégia de controle por *droop*. Além disso, a sincronização dos *clocks* dos DSPs é de fundamental importância para a obtenção de melhores comportamentos dinâmicos das grandezas do sistema, principalmente, das correntes de saída dos VSIs, conforme ressaltado nos resultados práticos.

Cabe ressaltar que algumas questões não puderam ser analisadas nas experimentações, como por exemplo, i) a aplicação do algoritmo DE na sintonia dos controladores dos protótipos experimentais, ii) validação experimental de toda a modelagem desenvolvida para o sistema e iii) análise efetiva da operação em paralelo dos UPQCs trifásicos operando a três e a quatro fios. Isto ocorreu devido ao fato do prazo estipulado para a finalização do doutorado ter se esgotado. Contudo, estes aspectos estão inclusos como sugestões para a continuidade deste trabalho sendo descritos na seção a seguir.

7.1 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Como propostas de continuidade do presente trabalho, pode-se citar:

1. Avaliar o comportamento e desempenho dos VSIs 3L operando em paralelo, considerando controladores PI para as malhas de controle de corrente;
2. Incorporar ao sistema os VSIs série de cada uma das montagens experimentais, alterando assim a operação dos conversores paralelos, de formadores de rede para filtros ativos, visando uma análise efetiva da operação em paralelo dos UPQCs, considerando filtros *washout* nos algoritmos *droops* embarcados em DSP para cada estrutura;
3. Aplicação do método de otimização DE na sintonia dos controladores dos conversores série e paralelo para cada uma das montagens experimentais dos UPQCs;
4. Validação experimental do modelo linearizado de pequenos sinais para os UPQCs operando em paralelo;
5. Análise da operação em paralelo dos UPQCs considerando diferentes topologias de VSIs;
6. Desenvolvimento experimental dos controles secundários de frequência e de tensão visando a operação dos UPQCs em paralelo;

7. Empregar a teoria de potências instantâneas ou a “*conservative power theory*” para a determinação da contribuição de cada interface UPQC na distribuição das componentes de potência entre os UPQCs e a rede.

7.2 PUBLICAÇÕES ASSOCIADAS AO ESCOPO DO TRABALHO

A seguir, são descritas as publicações em congressos e revista associadas ao escopo do presente trabalho:

- COSTA, B. L. G.; DA SILVA, S. A. O. Optimized tuning of controllers considering different VSI four-wire converters in autonomous microgrids, In: **2023 PCIM Europe Conference**, Nuremberg, 2023.
- PELZ, G. M.; COSTA, B. L. G.; DA SILVA, S. A. O. Tuning of state-feedback multi-resonant controllers based on LQR using differential evolution metaheuristic. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 139, 2022;
- COSTA, B. L. G.; DA SILVA, S. A. O. Optimized simultaneous tuning of VSI controllers in autonomous microgrids using differential evolution metaheuristic, In: **2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, João Pessoa, 2021.

REFERÊNCIAS

ACORDI, E. J. **Estudo e implementação de um filtro ativo de potência paralelo aplicado em sistemas trifásicos a quatro fios com controle e modulação vetorial**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná: Cornélio Procópio, 2012.

ANEEL. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional - PRODIST: módulo 8 – qualidade do fornecimento de energia elétrica**. 2021.

_____. **Micro e minigeração distribuída**. Disponível em: <<https://www.gov.br/aneel/pt-br/assuntos/geracao-distribuida>>. Acesso em: 21 jan. 2025.

_____. **Geração: unidades com geração distribuída**. Disponível em: <<https://www.gov.br/aneel/pt-br/centrais-de-conteudos/relatorios-e-indicadores/geracao>>. Acesso em: 21 jan. 2025b.

ANGÉLICO, B. A.; CAMPANHOL, L.; DA SILVA, S. A. O. Proportional–integral/proportional–integral–derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram. **IET Transactions on Power Electronics**, v.7, p.2647-2659, 2014.

ANGÉLICO, B. A.; DAS NEVES, G. P. **Controle digital aplicado**. São Paulo: Blucher, 2023.

AREDES, M.; WATANABE, E. H. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.10, n.3, p.1649-1656, 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, 1998.

ARYA, S. R.; ALAM, S. J.; RAY, P. Control algorithm based on limit cycle oscillator-FLL for UPQC-S with optimized PI gains. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v.6, n.3, p.649-661, 2020.

ARYA, S. R.; ALAM, S. J.; RAY, P. Optimized PI Gain in UPQC Control Based on Improved Zero Attracting Normalized LMS. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v.9, n.2, p.242-251, 2024.

AZEVEDO, G. M. S. **Controle e operações de conversores em microrredes**. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Pernambuco: Recife, 2012.

BACON, V. D. **Estudo e análise comparativa de topologias de filtros ativos de potência paralelos implementados em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná: Cornélio Procópio, 2015.

BACON, V. D.; DA SILVA, S. A. O. Performance improvement of a three-phase phase-locked-loop algorithm under utility voltage disturbances using non-autonomous adaptive filters. **IET Power Electronics**, 2015.

BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.24, n.1, p.142–150, 1988.

BOROYEVICH, D.; CVETKOVIC, I.; BURGOS, R.; DONG, D. Intergrid: A future electronic energy network? **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v.1, n.3, p.127-138, 2013.

BOOST, M. A.; ZIOGAS, P. D. State-of-the-art carrier pwm techniques: a critical evaluation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.24, n.2, p.271-280, 1988.

BOUSSAÏD, I.; LEPAGNOT, J.; SIARRY, P. A survey on optimization metaheuristics. **Information Sciences**, v.237, p.82–117, 2013.

CAMPANHOL, L. B. G. **Sistema fotovoltaico trifásico de único estágio conectado a sistemas de geração distribuída operando como condicionador de qualidade de energia unificado usando uma estratégia dual de compensação ativa de potência.** Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo: São Carlos, 2017.

CAMPANHOL, L. B. G.; DA SILVA, S. A. O.; OLIVEIRA, A. A.; BACON, V. D. Dynamic performance improvement of a grid-tied pv system using a feed-forward control loop acting on the npc inverter currents. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.64, n.3, p.2092–2101, 2017.

CHAKRABORTY, S.; SIMÕES, M. G. Experimental evaluation of active filtering in a single-phase high-frequency ac microgrid. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v.24, n.3, p.673-682, 2009.

CHANDORKAR, M. C.; DIVAN, D. M.; ADAPA, R. Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.29, n.1, p.136–143, 1993.

CHEN, M.; XIAO, X.; GUERRERO, J. M. Secondary Restoration Control of Islanded Microgrids With a Decentralized Event-Triggered Strategy, **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v.14, n.9, p.3870-3880, 2018.

COELHO, E. A. A. **Técnicas de controle aplicadas ao paralelismo de inversores.** Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo: São Carlos, 2000.

COELHO, E. A. A., CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small signal stability for single phase inverter connected to stiff ac system. In: **Conference Record of the 1999 IEEE**

Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting, v.4, p.2180-2187, 1999.

COSTA, B. L. G. **Metaheurísticas de otimização aplicadas na sintonia de controladores PI de um acionamento DTC-SVM para motores de indução trifásicos**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná: Cornélio Procópio, 2015.

COSTA, B. L. G.; BACON, V. D.; CAMPANHOL, L. B. G.; ANGELICO, B. A.; DA SILVA, S. A. O. Sintonia de um controlador pi de corrente em um filtro ativo de potência paralelo utilizando a metaheurística evolução diferencial In: **XI IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**, Juiz de Fora, 2014.

COSTA, B. L. G.; BACON, V. D.; DA SILVA, S. A. O.; ANGÉLICO, B. A. Tuning of a pi-mr controller based on differential evolution metaheuristic applied to the current control loop of a shunt-apf. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.64, n.6, p.4751-4761, 2017.

COSTA, B. L. G.; GRACIOLA, C. L.; ANGÉLICO, B. A.; GOEDEL, A.; CASTOLDI, M. F.; PEREIRA, W. C. A. A practical framework for tuning DTC-SVM drive of three-phase induction motors. **Control Engineering Practice**, v.88, p.119-127, 2019.

COSTA, B. L. G.; DA SILVA, S. A. O. Optimized simultaneous tuning of vsi controllers in autonomous microgrids using differential evolution metaheuristic, In: **2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, João Pessoa, 2021.

COSTA, B. L. G.; DA SILVA, S. A. O. Optimized tuning of controllers considering different vsi four-wire converters in autonomous microgrids, In: **2023 PCIM Europe Conference**, Nuremberg, 2023.

DA SILVA, S. A. O. **Sistemas de energia ininterrupta *line interactive* trifásicos com compensação ativa de potência série e paralela**. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais: Belo Horizonte, 2001.

DA SILVA, S. A. O.; SAMPAIO, L. P.; OLIVEIRA, F. M.; DURAND, F. R. Feed-forward dc-bus control loop applied to a single-phase grid-connected pv system operating with pso-based MPPT technique and active power-line conditioning, **IET Renewable Power Generation**, v.11, n.1, p.183-193, 2017.

DE LA CRUZ, J. WU, Y. CANDELO-BECERRA, J. E. VÁSQUEZ, J. C. GUERRERO, J. M. Review of Networked Microgrid Protection: Architectures, Challenges, Solutions, and Future Trends, **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v.10, n.2, p.448-467, 2024.

DELOITTE. **The future of the global power sector preparing for emerging opportunities and threats.** Disponível em: <<https://www2.deloitte.com/content/dam/Deloitte/global/Documents/Energy-and-Resources/gx-power-future-global-power-sector-report.pdf>>. Acesso em: 21 jan. 2025.

DOS SANTOS, R. J. M.; DA CUNHA, J. C.; MEZAROBA, M. A simplified control technique for a dual unified power quality conditioner. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.61, n.11, p.5851-5860, 2014.

EIA. **Annual energy outlook 2023.** Disponível em: <<https://www.eia.gov/outlooks/aeo/>> Acesso em: 21 jan. 2025.

ESPINA, E.; LLANOS, J.; BURGOS-MELLADO, C.; CÁRDENAS-DOBSON, R.; MARTÍNEZ-GÓMEZ, M.; SÁEZ, D. Distributed Control Strategies for Microgrids: An Overview, **IEEE Access**, v.8, p. 193412-193448, 2020.

FARROKHABADI, M. et al., microgrid stability definitions, analysis, and examples. **IEEE Transactions on Power Systems**, v.35, n.1, p.13-29, 2020.

FRANÇA, B. W.; SILVA, L. F.; 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, 2015.

- FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.13, n.2, p.315-322, 1998.
- GODOY, R. B.; PINTO, J. O. P.; CANESIN, C. A.; COELHO, E. A.; PINTO, A. M. A. C. Differential-evolution-based optimization of the dynamic response for parallel operation of inverters with no controller interconnection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.59, n.7, p.2859-2866, 2012.
- GUERRERO, J. M.; VICUNA, L. G.; MATAS, J.; CASTILLA, M.; MIRET, J. Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.52, n.4, p.1126-1135, 2005.
- GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. MATAS, J.; VICUNA, L. G.; CASTILLA, M. Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids – A general approach toward standardization. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.58, n.1, p.158-172, 2011.
- GUO, F.; WEN, C.; MAO, J.; SONG, Y. -D. Distributed Secondary Voltage and Frequency Restoration Control of Droop-Controlled Inverter-Based Microgrids, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.62, n.7, p.4355-4364, 2015.
- HAN, Y.; LI, H.; XU, L.; ZHAO, X.; GUERRERO, J. M. Analysis of Washout Filter-Based Power Sharing Strategy – An Equivalent Secondary Controller for Islanded Microgrid Without LBC Lines. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v.9, n.5, p.4061-4076, 2018.
- HASSAN, M. A.; ABIDO, M. A. Optimal design of microgrids in autonomous and grid-connected modes using particle swarm optimization. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.26, n.3, p.755-769, 2011.
- HOSSAIN, M. A., POTA, H. R., HOSSAIN, M. J., BLAABJERG, F. Evolution of microgrids with converter-interfaced generations: challenges and opportunities. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v.109, p.160-186, 2019.

JOTA. **Demanda global por data centers triplicará até 2035, exigindo energia renovável e eficiência.** Disponível em: <<https://www.jota.info/artigos/demanda-global-por-data-centers-triplicara-ate-2035-exigindo-energia-renovavel-e-eficiencia>> Acesso em: 18 mar. 2025.

JUMANI, T. A.; MUSTAFA, M. W.; ALGHAMDI, A. S.; RASID, M. M.; ALAMGIR, A.; AWAN, A. B. Swarm Intelligence-Based Optimization Techniques for Dynamic Response and Power Quality Enhancement of AC Microgrids: a comprehensive review. **IEEE Access**, v.8, p.75986-76001, 2020.

IBERDROLA. **Eletrificação da economia.** Disponível em: <<https://www.iberdrola.com/sustentabilidade/transicao-energetica/descarbonizacao-economia-principios-acoes-regulacao/eletrificacao-economia>> Acesso em: 18 mar. 2025.

KARAARSLAN, A. The implementation of bee colony optimization algorithm to sheppard-taylor pfc Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.60, n.9, p. 3711-3719, 2013.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.33, n.1, p.58–63, 1997.

KRISHNAN, U. B., MIJA S. J., CHERIYAN, E. P. Small signal stability analysis of droop controlled microgrid with state feedback controller. In: **9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES)**, 2019.

MEHRASA, M.; SHARIFZADEH, M.; AL-HADDAD, K. A droop based-control strategy of stand-alone single-phase converters for microgrid applications. In: **IECON 2018 – 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, p.5261-5266, 2018.

MACHADO, S. J. M. **Técnicas de modelagem de pequenos sinais para microrredes ca ilhadas considerando impedância virtual e conversores multifuncionais controlados em corrente.** Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo: São Carlos, 2021.

MODESTO, R. A. **Estudo, projeto e implementação de sistemas upqc/ups trifásicos aplicados no condicionamento ativo de energia elétrica.** Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo: São Carlos, 2015.

MODESTO, R. A.; SILVA, S. A. O.; OLIVEIRA, A. A.; 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, 2016.

NICOLA, M.; SACERDOȚIANU, D.; NICOLA, C.; IVANOV, S.; CIONTU, M.; NIȚU, M. Improved Control Strategy of Unified Power Quality Conditioner Using Fractional Order Controller and Particle Swarm Optimization, In: **2021 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)**, Craiova, Romania, 2021.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno.** 5. Ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

OLIVEIRA, T. R. **Distribuição local de energia em corrente contínua:** estudo, desenvolvimento e implementação de um protótipo de nanorrede CC dedicado aos setores residencial e comercial. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais: Belo Horizonte, 2016.

ONS. **Plano anual da operação energética dos sistemas isolados para 2024.** 2024.

PELZ, G. M.; COSTA, B. L. G.; DA SILVA, S. A. O. Tuning of state-feedback multi-resonant controllers based on lqr using differential evolution metaheuristic. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 139, 2022.

PINHEIRO, H.; BOTTERÓN, F.; RECH, C.; SCHUCH, L.; CAMARGO, R. F.; HEY, H. L.; GRUNDLING, H. A.; PINHEIRO, J. R. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. **Revista Controle & Automação**, v.16, n.1, p.13–24, 2005.

POGAKU, N.; PRODANOVIC, M.; GREEN, T. C. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.22, n.2, p.613-625, 2007.

POURNAZARIAN B.; SEYEDALIPOUR, S. S.; LEHTONEN, M.; TAHERI, S.; POURESMAEIL, E. Virtual impedances optimization to enhance microgrid small-signal stability and reactive power sharing. **IEEE Access**, v.8, p.139691-139705, 2020.

RAJU, P. E. S. N.; JAIN, T. Small signal modelling and stability analysis of an islanded ac microgrid with inverter interfaced dgs. In: **International Conference on Smart Electric Grid (ISEG)**, 2014.

RAO, S. S. **Engineering optimization: theory and practice**. 4. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2009.

RASHEDUZZAMAN, M., MUELLER, J.; KIMBALL, J. W. Small-signal modeling of a three-phase isolated inverter with both voltage and frequency droop control. **2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p.1008-1015, 2014.

RESTREPO, J.; ALLER, J. M.; BUENO, A.; GUZMÁN, V. M.; GIMÉNEZ, M. I. Generalized algorithm for pulse width modulation using a two-vectors based technique. **EPE Journal**, v.21, n.2, p.30–39, 2011.

RIZO, M. et al. Voltage control architectures for the universal operation of dpgs. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v.11, n.2, p.313–321, 2015.

ROCABERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRÍGUEZ, P. Control of power converters in ac microgrids, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.27, n.11, p.4734-4749, 2012.

ROSHANDEL, E.; DERAKHSHANIAN, B.; MAHMOUDI, A. Optimal digital controller for power factor correction of the switching power supplies. In: **IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies – Asia (ISGT Asia)**, 2021.

SENTHILKUMAR, A.; RAJASEKAR, S.; RAJ, P. A.-D. V. Power quality profile enhancement of utility connected microgrid system using anfis-upqc. **Procedia Technology**, v.21, p.112-119, 2015.

STORN, R.; PRICE, K. Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. **Journal of Global Optimization**, Kluwer Academic Publishers, Hingham, v.11, n.4, p.341-359, 1997.

TALBI, E.-G. **Metaheuristics: from design to implementation**. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2009.

TAYAB, U. B.; ROSLAN, M. A. B. R.; HWAI, L. J.; KASHIF, M. A review of droop control techniques for microgrid. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v.76, p.717-727, 2017.

TEXAS. **Datasheet tms320f28335**. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28232.pdf>. Acesso em: 18 jan. 2025.

ULLAH, S.; KHAN, L.; SAMI, I.; ULLAH, N. Consensus-Based Delay-Tolerant Distributed Secondary Control Strategy for Droop Controlled AC Microgrids, **IEEE Access**, v.9, p. 6033-6049, 2021.

VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M.; SAVAGHEBI, M.; ELOY-GARCIA, J.; TEODORESCU, R. Modeling, analysis, and design of stationary-reference-frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.60, n.4, p.1271-1280, 2013.

WOLLZ, D. H. **Desenvolvimento de um Emulador Eólico Eletrônico Baseado no Modelo Dinâmico do Gerador Síncrono de Imã Permanente**. Dissertação (Mestrado) – Programa

de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná: Cornélio Procópio, 2018.

YADAV, S. K.; PATEL, A.; MATHUR, H. D. PSO-Based Online PI Tuning of UPQC-DG in Real-Time. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v.5, p.1419-1431, 2024.

YAZDANIAN, M.; MEHRIZI-SANI, A. Washout filter-based power sharing. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v.7, n.2, p.967–968, 2016.

YU, K.; AI, Q.; WANG, S.; NI, J.; LV, T. Analysis and optimization of droop controller for microgrid system based on small-signal dynamic model, **IEEE Transactions on Smart Grid**, v.7, n.2, p.695-705, 2016.

ZHILI, T.; DONGJIAO, Z. Design of dc voltage controller for upqc by using its small signal model. In: **International Conference on Electrical and Control Engineering**, p.3572-3575, 2010.

APÊNDICE A – SINTONIA DE CONTROLADORES PI PELO MÉTODO DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Ao longo desta tese é considerada a metodologia de projeto dos controladores PI baseada no método de resposta em frequência, a qual é sistematicamente descrita em Angélico, Campanhol e da Silva (2014), assim como em Campanhol (2017). Uma vez conhecida a função de transferência, em malha aberta, do sistema no qual deseja-se controlar, são definidos os parâmetros associados a frequência de cruzamento de ganho (ω_G) e margem de fase (γ). Basicamente, a metodologia se divide em três etapas:

1. Obtenção do ângulo de fase da planta em interesse, segundo a frequência de cruzamento ω_G desejada;
2. Inclusão de um compensador de fase em série com a planta, visando ajustar o ângulo de fase do sistema compensado, em malha aberta, a partir de uma dada margem de fase γ desejada;
3. Inclusão de um ganho em série com o sistema compensado, que faça com que o módulo do sistema compensado, em malha aberta, cruze com 0 dB na frequência de cruzamento desejada.

Vale destacar que se for desejado o projeto de um controlador P, ou seja, um controlador apenas com o ganho proporcional, é considerada apenas a terceira etapa da metodologia descrita. Abaixo na Figura A.1 é descrito o algoritmo “*function*” desenvolvido no MATLAB® para o projeto dos controladores PI neste trabalho.

```
function [kp, ki] = proj_PI_RF(gamma,wG,FTMA)
    s = tf('s');

    % 1) Obtendo o ângulo de fase da planta:
    [ganho_i, fase] = bode(FTMA,wG);
    ang_p = fase; % ângulo de fase da planta

    % 2) Obtendo o Ti do controlador PI:
    gamma_p = ang_p + 180; % margem de fase da planta
    ang_pi = gamma - gamma_p; % ângulo de compensação do PI
    Ti = -1/(wG*tand(ang_pi)); % tempo integrativo (Ti)

    % 3) Obtendo o Ki do controlador PI:
    [ganho, fase_pi] = bode(FTMA*(Ti*s+1)/s,wG);
    ki = 1/ganho; % ganho integrativo do PI
    kp = ki*Ti; % ganho proporcional do PI

end
```

**Figura A.1 – Algoritmo do método de resposta em frequência.
Fonte: Autoria Própria.**

APÊNDICE B – CONTROLE POR DECAIMENTO (*DROOP CONTROL*)

A operação em paralelo dos UPQCs nesta tese assume como estratégia de compartilhamento de potência o controle por decaimento (ou *droop control*). Sendo assim, a seguir são descritos alguns fundamentos importantes, assim como características de operação desta abordagem, a qual tem sido muito considerada na literatura. A Figura B.1 ilustra um diagrama simplificado de uma microrrede CA, evidenciando seus principais componentes: sistemas locais de geração e armazenamento, assim como cargas locais.

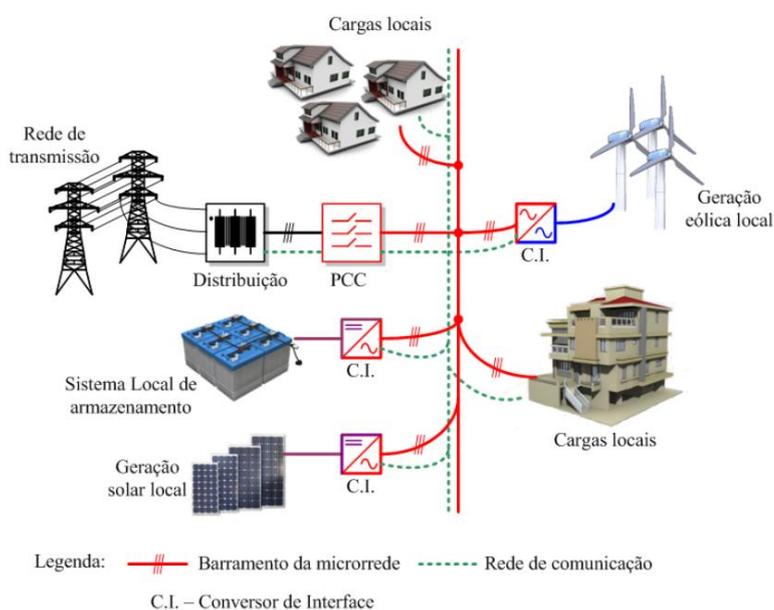


Figura B.1 – Configuração geral de uma microrrede CA.

Fonte: (OLIVEIRA, 2016, p.4)

Como pode ser notado nesta figura, os conversores de interface (CI) são elementos essenciais dentro de uma microrrede, visto que possibilitam a integração das unidades de GD e sistemas de armazenamento ao barramento principal. Como é conhecido, tais conversores, além de realizarem suas funções particulares, podem operar de modo paralelo no ambiente da microrrede, o que torna importante a adoção de alguma estratégia de controle que possa garantir uma correta coordenação da operação paralela destes conversores.

Várias técnicas de controle têm sido propostas para uma operação adequada de conversores conectados em paralelo, sendo que a controle por decaimento (ou por inclinação), tem ganhado muita notoriedade e popularidade nas últimas décadas (TAYAB et al., 2017; ESPINA et al., 2020), sendo um método bem consolidado na área de sistemas elétricos de

potência (SEP). O trabalho de Chandorkar, Divan e Adapa (1993) foi um dos pioneiros a ilustrar a aplicação de tal técnica para o paralelismo de sistemas inversores.

Basicamente, o *droop control* é uma técnica de controle que se baseia em princípios relacionados à operação paralela de geradores elétricos em SEPs. Nestes, é conhecida a existência de uma relação natural entre a frequência de operação do sistema e a potência fornecida pelo gerador, de modo que aumentos repentinos de carga levam a pequenas reduções do valor da frequência de operação, e vice-versa. Outra questão importante, é que a estabilidade, em termos da tensão nas barras, depende de um equilíbrio na demanda de potência reativa (AZEVEDO, 2012).

Dessa forma, no controle por decaimento, os CIs são controlados de modo a apresentarem características de potência ativa-frequência ($P-\omega$) e potência reativa-tensão ($Q-V$) semelhantes ao que ocorre nos geradores do SEP, o que possibilita a conexão de vários conversores de interface em paralelo para um compartilhamento da demanda de carga, por exemplo. Vale destacar que as características $P-\omega$ e $Q-V$ são válidas caso as linhas do sistema apresentem reatâncias muito maiores que as resistências ($X \gg R$), denominadas “redes com predomínio indutivo”, como é o caso de redes aéreas de média e alta tensão. Caso essa relação seja inversa, ou seja, $R \gg X$, “redes com predomínio resistivo”, como é o caso de redes de baixa tensão, mudam-se as características, sendo: $P-V$ e $Q-\omega$. Maiores detalhes sobre os dois casos em análise podem ser encontrados no trabalho de Azevedo (2012, p.10-24), sendo que este trabalho considera o caso de redes com o predomínio indutivo.

Assumindo o perfil de redes com um predomínio indutivo, tem-se a bem conhecida regulação por inclinação de frequência e tensão via potência ativa e reativa, respectivamente:

$$\omega = \omega^* - m_p P \quad (\text{B.1})$$

$$U = U_n - n_q Q \quad (\text{B.2})$$

onde ω^* e U_n são a frequência e a amplitude da tensão de saída de referência, ou desejados, para a operação do conversor, respectivamente, enquanto m_p e n_q são os coeficientes de inclinação (ou *droop*) de frequência e tensão, respectivamente. Vale ressaltar que os valores de potência ativa (P) e reativa (Q) são geralmente calculados utilizando algoritmos de filtragem baseados em filtros passa-baixas (FPB).

Vale ressaltar que esta estrutura, conhecida também como *droop* tradicional, oferece algumas dificuldades práticas quando aplicada em microrredes, dentre elas (MACHADO, 2021, p.48-49): i) considerando a presença de cargas não-lineares, o algoritmo não é capaz de distinguir correntes harmônicas e oscilações podem surgir entre os conversores; ii) a

impedância de saída do conversor influencia a dinâmica do sistema, sendo afetada pelo controle e, por consequência, o compartilhamento de potência à carga é prejudicado; iii) para o compartilhamento de potência entre vários conversores, o *droop* introduz desvios de tensão e frequência em regime permanente.

Logo, pesquisas têm surgido no intuito de buscar alternativas para melhorar o desempenho da estratégia *droop*. Uma delas é o emprego do conceito denominado “impedância virtual” (VASQUEZ et al., 2013; TAYAB et al., 2017; POURNAZARIAN et al., 2020). Particularmente, o método desempenha duas grandes funções no algoritmo do *droop* (MACHADO, 2021, p.49): i) servir como uma malha instantânea, visto que as referências de tensão dos conversores são ajustadas de maneira proporcional às correntes de saída, possibilitando também um compartilhamento de correntes harmônicas; e ii) adequar convenientemente a impedância de saída no sistema em malha fechada do conversor, uma vez que tais impedâncias influenciam na questão do compartilhamento de potência entre os conversores (GUERRERO et al., 2005). Portanto, ao longo deste trabalho, considera-se o emprego da estratégia de controle por decaimento assumindo impedâncias virtuais para a análise dos sistemas UPQCs operando em paralelo.

Com relação ao projeto dos coeficientes de *droop* (m_{pi} e n_{qi}), costuma-se considerar uma abordagem convencional baseada em níveis de fornecimento de potência ativa e reativa pelos conversores, assim como desvios máximos permitidos para as variáveis de frequência e tensão, sendo as equações B.3 e B.4 utilizadas (TAYAB et al., 2017):

$$m_{pi} = \frac{\omega_{\max,i} - \omega_{\min,i}}{P_{\max,i}} = \frac{2\pi(f_{\max,i} - f_{\min,i})}{P_{\max,i}} = \frac{2\pi\Delta f_i}{P_{\max,i}} \quad (\text{B.3})$$

$$n_{qi} = \frac{U_{\max,i} - U_{\min,i}}{Q_{\max,i}} = \frac{\Delta U_i}{Q_{\max,i}} \quad (\text{B.4})$$

onde Δf_i e ΔU_i são os desvios máximos admitidos de frequência e tensão, respectivamente, enquanto $P_{\max,i}$ e $Q_{\max,i}$ são os valores máximos de potência ativa e reativa, respectivamente, fornecidos pelos i conversores em paralelo do sistema. Vale destacar que, em geral, os valores empregados para esses parâmetros costumam ser baixos, para que, principalmente, a regulação de tensão do sistema não seja degradada. Neste trabalho, para a definição dos coeficientes m_{pi} e n_{qi} em simulação foram admitidos os seguintes valores máximos de fornecimento de ativa e reativa, respectivamente, para cada UPQC: $P_{\max,i} = 2$ kW e $Q_{\max,i} = 250$ VAR. Com relação aos intervalos de frequência e de tensão foram adotados os seguintes valores, respectivamente: $f_{\max,i} = 60,2$ Hz e $f_{\min,i} = 59,8$ Hz; $U_{\max,i} = 222$ V e $U_{\min,i} = 218$ V.

APÊNDICE C – ANÁLISES DO MODELO DOS CONVERSORES 4L E NPC OPERANDO EM PARALELO

Neste apêndice são mostrados os resultados obtidos no MATLAB/Simulink® para o modelo dinâmico linearizado de pequenos sinais desenvolvido ao longo do Capítulo 3 assumindo a operação apenas dos VSIs 4L e NPC conectados em paralelo, sendo apresentadas as respostas temporais de alguns dos principais estados do referido modelo, assim como o espectro de autovalores relacionados à matriz \mathbf{A}_{sys} de estados do modelo completo, dada pela expressão (3.178).

Como definido na Seção 5.2, o método *Backward* também foi considerado aqui para a discretização dos controladores PI de tensão, visando facilitar a obtenção dos estados $\dot{\phi}_{dq0i}$. Além disso, a simulação foi desenvolvida assumindo o perfil da carga 1 da Tabela 5.1, com $R = 25\Omega$, e considerando um cenário de simulação idêntico àquele que foi definido para as análises do modelo dos UPQCs operando em paralelo. Vale ressaltar que os valores assumidos para as indutâncias e resistências associados aos filtros LCL considerados na modelagem foram $L_{c1} = L_{c2} = R_{Lc1} = R_{Lc2} = 0,000001$, sendo todas as variáveis obtidas da simulação no Simulink® amostradas com 4000 pontos para realizar o cálculo do modelo.

As Figuras C.1 a C.4 ilustram os comportamentos dinâmicos instantâneos de alguns estados presentes no modelo linearizado dos conversores 4L e NPC operando em paralelo, sendo eles: ângulos de saída (δ_1 e δ_2), potências ativas (P_1 e P_2), potências reativas (Q_1 e Q_2), visualizados na Figura C.1; correntes dos indutores dos conversores paralelos (i_{ld1} e i_{ld2}), tensões de saída (u_{od1} e u_{od2}), correntes de saída (i_{od1} e i_{od2}), todos no eixo d e mostrados na Figura C.2; correntes dos indutores dos conversores paralelos (i_{lq1} e i_{lq2}), tensões de saída (u_{oq1} e u_{oq2}), correntes de saída (i_{oq1} e i_{oq2}), todos estes no eixo q , e dados na Figura C.3; correntes das linhas de distribuição nos eixos D (i_{lineD1} e i_{lineD2}) e Q (i_{lineQ1} e i_{lineQ2}) e correntes da carga nos eixos D e Q (i_{loadD} e i_{loadQ}), apresentados na Figura C.4.

A partir destes gráficos podem ser notados comportamentos dinâmicos semelhantes entre os estados obtidos via simulação e calculados pelo modelo de pequenos sinais. Por sua vez, o gráfico da Figura C.5 mostra o espectro de autovalores da matriz de estados do sistema, sendo destacado a região dos autovalores dominantes, onde é possível observar uma condição de estabilidade para o sistema, uma vez que autovalores positivos não foram notados no semiplano direito.

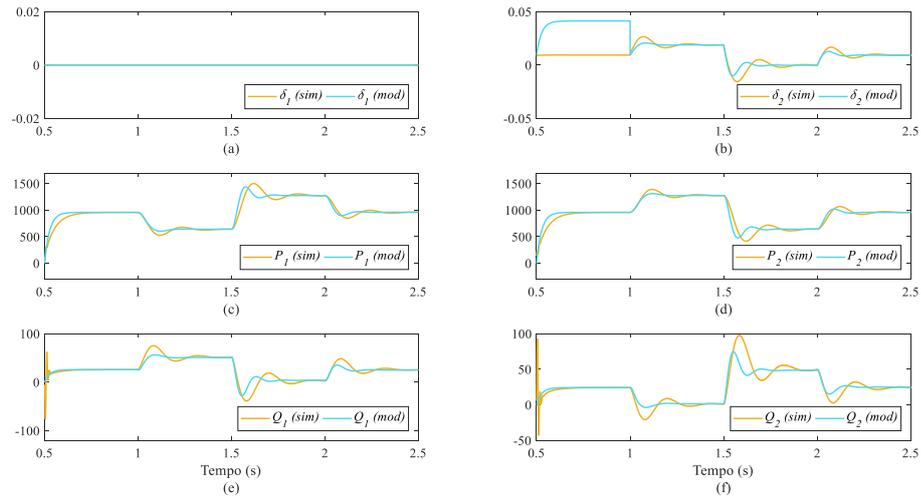


Figura C.1 – Respostas temporais para os estados: (a) δ_1 , (b) δ_2 , (c) P_1 , (d) P_2 , (e) Q_1 e (f) Q_2 .

Fonte: Autoria Própria

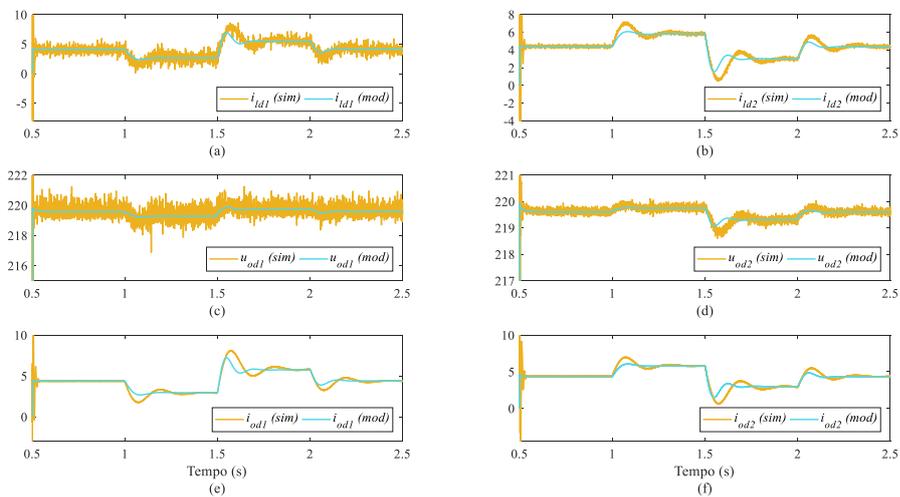


Figura C.2 – Respostas temporais para os estados: (a) i_{d1} , (b) i_{d2} , (c) u_{od1} , (d) u_{od2} , (e) i_{od1} e (f) i_{od2} .

Fonte: Autoria Própria

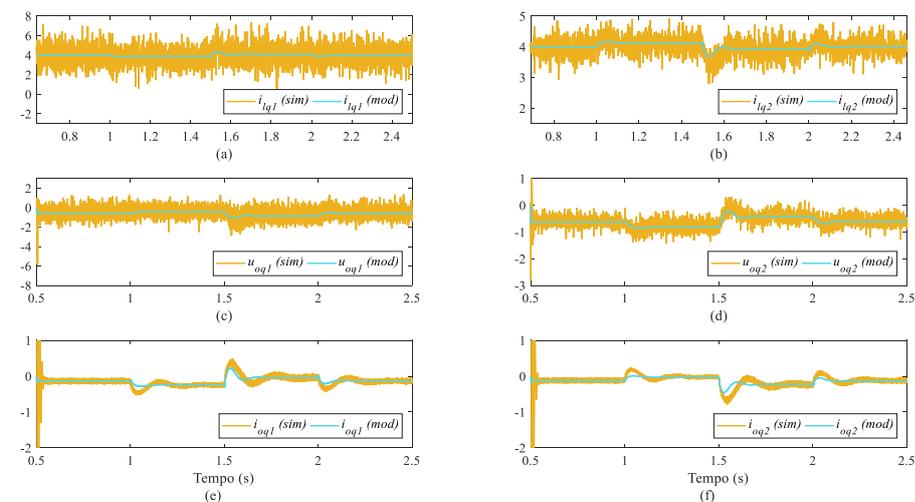


Figura C.3 – Respostas temporais para os estados: (a) i_{q1} , (b) i_{q2} , (c) u_{oq1} , (d) u_{oq2} , (e) i_{oq1} e (f) i_{oq2} .

Fonte: Autoria Própria

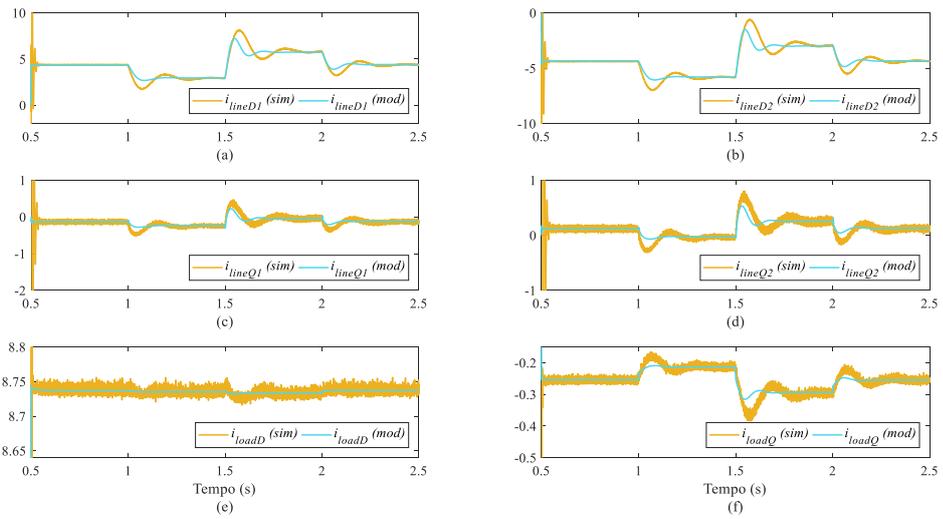


Figura C.4 – Respostas temporais para os estados: (a) i_{lineD1} , (b) i_{lineD2} , (c) i_{lineQ1} , (d) i_{lineQ2} , (e) i_{loadD} e (f) i_{loadQ} .

Fonte: Autoria Própria

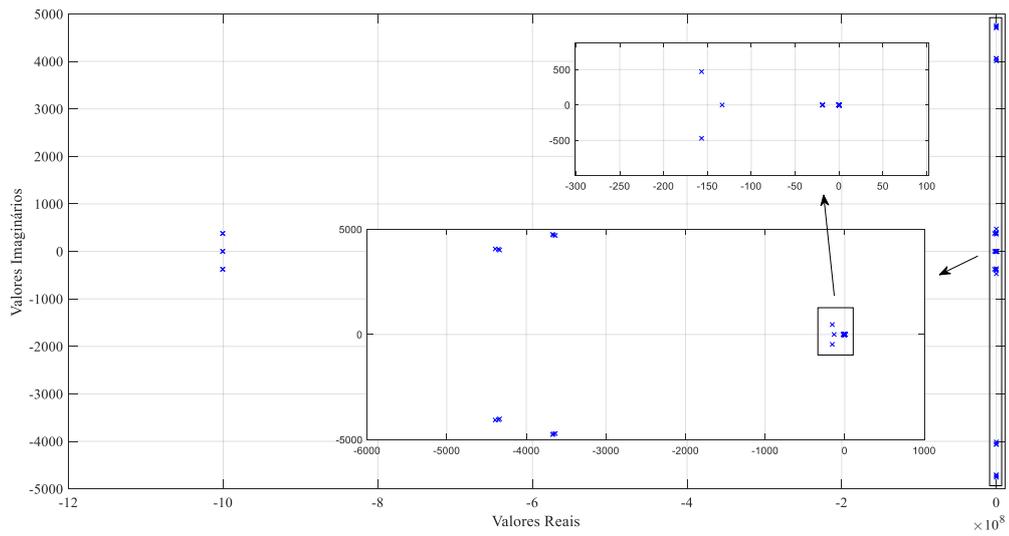


Figura C.5 – Espectro de autovalores da matriz de estados do modelo completo.

Fonte: Autoria Própria