**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

LEONARDO BRUNO GARCIA CAMPANHOL

**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**

SÃO CARLOS

2017

LEONARDO BRUNO GARCIA CAMPANHOL

**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 apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos.

Orientador: Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Jr.

Co-orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

SÃO CARLOS

2017

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

C186s Campanhol, Leonardo Bruno Garcia
 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 / Leonardo Bruno Garcia Campanhol; orientador
 Azauri Albano de Oliveira Jr; coorientador Sérgio
 Augusto Oliveira da Silva. São Carlos, 2017.

 Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
 Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
 Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
 Universidade de São Paulo, 2017.

 1. Capacidade de filtragem universal. 2. estratégia
 de controle dual. 3. geração distribuída de energia. 4.
 qualidade da energia elétrica. 5. sistemas
 fotovoltaicos. 6. sistema PV-UPQC. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Tecnólogo **LEONARDO BRUNO GARCIA CAMPANHOL**.

Título da tese: "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".

Data da defesa: 10/08/2017.

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Sergio Augusto Oliveira da Silva**
(Co-Orientador)

(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

APROVADO

Prof. Dr. **Ricardo Quadros Machado**

(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Ernane Antônio Alves Coelho**

(Universidade Federal de Uberlândia/UFU)

APROVADO

Prof. Dr. **Lenin Martins Ferreira Moraes**

(Universidade Federal de Minas Gerais/UFMG)

APROVADO

Prof. Dr. **Fernando Pinhabel Marafão**

(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP - Sorocaba)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

*Dedico este trabalho a minha amada esposa Naiara Fernanda da Rocha Campanhol e aos
meu pais Bruno Antonio Campanhol e Eunice Catarina Santa Garcia Campanhol*

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a Deus que foi, é, e sempre será o meu auxílio, força e proteção. Agradeço ao nosso Senhor Jesus Cristo por ser luz para o meu caminho. Agradeço a Virgem Maria pela intercessão e cuidado de mãe que sempre pude contar.

A minha amada esposa, Naiara Fernanda da Rocha Campanhol, por todo o amor, incentivo, companheirismo, amizade e paciência, por estar sempre ao meu lado me apoiando no decorrer desta etapa, a você a minha eterna gratidão.

Agradeço a todos os meus familiares que não pouparam esforços e apoio para que eu concluísse mais esta etapa da minha formação acadêmica. Em especial, quero agradecer ao meu pai Bruno Antonio Campanhol, e minha mãe Eunice Catarina Santa Garcia Campanhol, que se dispuseram em tudo o que lhes foi possível para dar um futuro próspero à minha vida. A todos vocês a minha eterna gratidão.

Ao meu orientador, o Prof. Azauri Albano de Oliveira Júnior, e ao meu co-orientador, o Prof. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, pelos conselhos técnicos e pessoais, e pela grande orientação durante o decorrer do curso e no desenvolvimento deste trabalho, o meu muito obrigado.

Ao grande amigo que sempre pude contar, Vinícius Dário Bacon, companheiro que muito contribuiu para o meu sucesso neste doutorado, parceiro que me acompanha até hoje, o meu muito obrigado.

Aos professores Ernane Antônio Alves Coelho, Lenin Martins Ferreira Moraes, Fernando Pinhabel Marafão e Ricardo Quadros Machado, membros da banca de avaliação.

Aos amigos e parceiros de doutorado, Wagner Fontes Godoy, Rodrigo Cunha Palácios, Rodrigo Barriviera, Edson Junior Acordi e André Sanches Fonseca Sobrino, pelo, companheirismo e disposição em ajudar, pelas agradáveis conversas e, principalmente, pelo incentivo para alcançar o objetivo que traçamos.

Aos amigos Fábio Renan Durand, Leonardo Poltronieri Sampaio, Marcelo Favoreto Castoldi, Marcos Banheti Rabello Vallim e Rodrigo Augusto Modesto, professores da UTFPR câmpus Cornélio Procópio.

Aos companheiros de trabalho, Cicero Hildenberg Lima de Oliveira, Fernando Barreto, Marcelo Ferreira da Silva, Mauricio Khenafes, Rogério Marcos da Silva, Rodrigo Aparecido Fernandes Pereira, Sebastian de Jesus Manrique Machado e Willian Ricardo Bispo Murbak Nunes, professores da UTFPR câmpus Apucarana.

A todos os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade de São Paulo (USP), Escola de Engenharia de São Carlos (EESC), por todo o conhecimento transmitido.

Aos professores do departamento de engenharia elétrica da UTFPR câmpus Ponta Grossa.

Aos amigos Bruno Leandro Galvão Costa, Clayton Luiz Graciola, Danilo Henrique Wollz, Francisco José Viglus, Fernando Alves Negrão, Fernando Marcos de Oliveira, Guilherme Pelz, Gustavo Henrique Bazan, Marcelo Dias Pedroso, Marcelo Takami, Murilo Garcia Gentil, Paulo Bronieira, Tiago Henrique dos Santos, Thiago Drummond e Toni Cler Conti Kutz, pela amizade e companheirismo.

A UTFPR câmpus Cornélio Procópio por toda a estrutura disponibilizada no Laboratório de Eletrônica de Potência Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER).

*“A pouca ciência afasta de Deus, mas a
muita ciência aproxima de Deus.”*

Louis Pasteur

RESUMO

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.** 2017. 251p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

Este trabalho propõe um sistema fotovoltaico (PV) multifuncional conectado à um sistema elétrico trifásico a quatro fios e operando com estratégia dual de compensação ativa de potência. Além da injeção de potência ativa na rede elétrica, o sistema PV operará como um condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC) suprimindo as correntes harmônicas da carga e compensando a potência reativa. Adicionalmente, tensões balanceadas, reguladas e livre de harmônicos são fornecidas para a carga. O sistema PV-UPQC é baseado em uma estratégia de compensação dual, na qual o conversor série opera como uma fonte de corrente senoidal, enquanto o conversor paralelo atua como uma fonte de tensão senoidal. Como resultado, nenhum comportamento transitório é observado na troca entre os modos de operação ilhado e interconectado do sistema PV-UPQC. Além disso, para contornar os problemas associados às mudanças bruscas de irradiação solar, uma malha de controle *feed-forward* atua na geração das referências de corrente do conversor série, de modo que se obtenha um rápido balanço de potência entre o sistema PV e a rede elétrica. Como resultado, as respostas dinâmicas tanto da corrente elétrica quanto da tensão do barramento CC são melhoradas. A análise detalhada envolvendo o fluxo de potência ativa dos inversores é realizada proporcionando um melhor entendimento sobre a operação do sistema PV-UPQC, bem como auxiliando no dimensionamento dos conversores de potência. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para avaliar os desempenhos estáticos e dinâmicos do PV-UPQC conectado ao sistema elétrico de distribuição.

Palavras-chave: Capacidade de filtragem universal, estratégia de controle dual, geração distribuída de energia, qualidade da energia elétrica, sistemas fotovoltaicos, sistema PV-UPQC.

ABSTRACT

CAMPANHOL, L. B. G. **Single-stage three-phase grid-tied photovoltaic system operating as an universal power quality conditioner with dual compensation strategy**. 2017. 251p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2017.

This work proposes a multifunctional single-stage three-phase four-wire grid-connected photovoltaic (PV) system operating with a dual active power-line compensating strategy. Besides injection of active power into the grid, the PV system operates as a unified power quality conditioner (UPQC), suppressing the load harmonic currents and compensating reactive power. Additionally, regulated, balanced and harmonic free output voltages are provided to the load. Since the PV-UPQC is based on a dual compensation strategy, the series converter operates as a sinusoidal current source, whereas the parallel converter operates as a sinusoidal voltage source. Thus, seamless transition can be achieved from the interconnected to the islanding operation modes, and vice-versa, without load voltage transients. Moreover, to overcome problems associated with sudden solar irradiation changes, fast power balance involving the PV array and the grid is obtained, since the feed-forward control loop acts on the generation of the series inverter current references. As a result, the dynamic responses of both inverter currents and dc-bus voltage are improved. Detailed analysis involving the active power flow through the inverters is performed allowing proper understanding of the PV-UPQC operation, as well as assisting to design of the power converters. Simulation and experimental results are presented to evaluate both dynamic and static performances of the PV-UPQC tied to the electrical distribution system.

Palavras-chave: Universal filtering capability, dual compensating strategy, distributed generation system, power quality, photovoltaic systems, PV-UPQC system.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Curvas características do painel solar.	42
Figura 2.2 – Curva característica I-V da placa solar	43
Figura 2.3 – Associação de placas solares.....	44
Figura 2.4 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV de duplo estágio.	46
Figura 2.5 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV de estágio simples.	47
Figura 3.1 – Diagrama em blocos simplificado de um FAS.	60
Figura 3.2 – Diagrama em blocos simplificado de um FAP.	61
Figura 3.3 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV-FAP de estágio simples...	62
Figura 3.4 – Diagrama em blocos simplificado de um UPQC.	64
Figura 3.5 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV-UPQC de estágio simples.	66
Figura 4.1 – Diagrama em blocos do sistema PV-UPQC proposto neste trabalho.	70
Figura 4.2 - Diagrama em blocos da malha de controle da corrente do inversor NPC série no eixo $dq0$	72
Figura 4.3 - Diagrama em blocos da malha de controle da tensão do inversor NPC paralelo no eixo $dq0$	77
Figura 5.1 – Circuito trifásico do conversor NPC conectado em série com a rede.....	80
Figura 5.2 – Circuito equivalente considerando a impedância de dispersão do transformador série.....	80
Figura 5.3 – Circuito equivalente de cada fase do conversor série.	81
Figura 5.4 – Modelo equivalente de cada fase do conversor série no referencial abc	82
Figura 5.5 – Diagrama da malha de controle de corrente do conversor série no referencial estacionário abc	84
Figura 5.6 – Modelo equivalente do conversor série no referencial síncrono $dq0$	95
Figura 5.7 – Diagrama da malha de controle de corrente do conversor série no referencial $dq0$	96
Figura 5.8 – Circuito trifásico do conversor NPC conectado em paralelo com a rede.	97
Figura 5.9 – Modelo equivalente de cada fase do conversor paralelo.....	98
Figura 5.10 – Diagrama da malha de controle de tensão do conversor paralelo no referencial abc	101

Figura 5.11 – Modelo equivalente do conversor paralelo no referencial síncrono $dq0$	116
Figura 5.12 – Diagrama da malha de controle de tensão do conversor paralelo no referencial $dq0$	117
Figura 5.13 – Diagrama em blocos da malha de controle da tensão do barramento CC.	122
Figura 5.14 – Diagrama em blocos da FT de laço aberto da malha de controle do conversor série	126
Figura 5.15 – Resposta em frequência dos sistemas $G_{p_{cs}}$, $G_{MA_{C_{cs}}}$ e $G_{MA_{PI_{cs}}}$	126
Figura 5.16 – Resposta em frequência da malha de controle de corrente com o controlador PI_{is}	127
Figura 5.17 – Diagrama em blocos da FT de malha aberta $G_{MA_{P_{icp}}}$	128
Figura 5.18 – Diagrama em blocos da FT de laço aberto da malha de controle do conversor paralelo.....	130
Figura 5.19 – Resposta em frequência dos sistemas $G_{p_{vcp}}$, $G_{MA_{C_{vcp}}}$ e $G_{MA_{PI_{vcp}}}$	131
Figura 5.20 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão com o controlador PI_{vp} , sem $i'_{c_{fp}}$	132
Figura 5.21 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão com o controlador PI_{vp} , com $i'_{c_{fp}}$	132
Figura 5.22 – Diagrama em blocos da FT de laço aberto da malha de controle da tensão do barramento CC	134
Figura 5.23 – Resposta em frequência dos sistemas $G_{p_{cc}}$, $G_{MA_{C_{cc}}}$ e $G_{MA_{PI_{cc}}}$	135
Figura 5.24 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão V_{cc} com o controlador $PI_{V_{cc}}$	136
Figura 5.25 – Diagrama em blocos do modelo equivalente adotado na análise de estabilidade do inversor NPC paralelo considerando variações de carga.	139
Figura 5.26 – Mapa de polos da FT de malha fechada adotada para a análise de estabilidade do inversor NPC paralelo.....	141
Figura 5.27 – Diagrama em blocos do modelo equivalente adotado na análise de estabilidade do inversor NPC série considerando variações nas tensões da rede.	141
Figura 5.28 – Mapa de polos da FT de malha fechada adotada para a análise de estabilidade do inversor NPC série.	142
Figura 6.1. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{B_{cc}} = 0$ e $k_{pv} = 0$	151
Figura 6.2. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{B_{cc}} = 0,1$ e $k_{pv} = 0$	152

Figura 6.3. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 0,1$	152
Figura 6.4. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 0,5$	153
Figura 6.5. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 1,5$	154
Figura 6.6. Fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC para $P_{pv} = 0$ W e $P_L > 0$ W	155
Figura 6.7. Fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC para $P_{pv} > 0$ W e $V_s > V_L$	156
Figura 6.8. Fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC para $P_{pv} > 0$ W e $V_s < V_L$	157
Figura 7.1 - Diagrama em blocos do sistema PV-UPQC simulado.....	162
Figura 7.2 - Modo de operação 1 (carga 1): Sistema UPQC com tensões de entrada desbalanceadas.....	164
Figura 7.3 - Modo de operação 1 (carga 2): Sistema UPQC com tensões de entrada balanceadas e distorcidas:.....	165
Figura 7.4 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC com tensões de entrada desbalanceadas e distorcidas	166
Figura 7.5 - Modo de operação 2 (sem carga): Sistema PV-UPQC realizando somente a injeção de potência ativa na rede, com $P_{pv} \cong 4900$ W.....	167
Figura 7.6 - Modo de operação 2 (carga 2): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} > P_L$ e $P_{pv} \cong 4900$ W.	168
Figura 7.7 - Modo de operação 2 (carga 1): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} < P_L$ e $P_{pv} \cong 2400$ W	168
Figura 7.8 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_L \cong P_{pv} \cong 2400$ W	169
Figura 7.9 - Modo de operação 1 (carga 3): Tensões v_{cc} , v_{cc1} , v_{cc2} e correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} para variações de carga.....	170
Figura 7.10 - Modo de operação 1 (carga 3): Comportamento dinâmico do UPQC para um afundamento de 30% nas tensões da rede	170
Figura 7.11 - Modo de operação 1 (sem carga): Grandezas P_{pv}^* , P_{pv} , i_{pv} , v_{cc} e v_{cc}^* para diferentes condições de irradiação solar e temperatura.....	171
Figura 7.12 – Transição entre os modos de operação 1 e 2 (carga 3): Correntes e tensões da rede (v_{s_abc} e i_{s_abc}) e da carga (v_{L_abc} e i_{L_abc}) para variações abruptas de irradiação solar, com $T = 25^\circ\text{C}$	172
Figura 7.13 – Transições entre os modos de operação interconectado e ilhado, com $P_{pv} > P_L$ (carga 3).....	173

Figura 8.1 - Foto do protótipo experimental do sistema PV-UPQC implementado em laboratório.	176
Figura 8.2 - Diagrama em blocos do protótipo do sistema PV-UPQC implementado em laboratório.	176
Figura 8.3 - Cargas utilizadas nos ensaios práticos.	178
Figura 8.4 - Modo de operação 1 (carga 1): Sistema UPQC realizando o condicionamento ativo de potência série e paralelo (50V/div, 20A/div, 5ms/div).	180
Figura 8.5 – Modo de operação 1 (carga 1): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC	181
Figura 8.6 - Modo de operação 1 (carga 1): Tensões e correntes da rede e da carga (100V/div, 20A/div, 5ms/div).	182
Figura 8.7 - Modo de operação 1 (carga 1): Potências, FP e FP_1 da entrada e saída do UPQC	182
Figura 8.8 - Modo de operação 1 (carga 2): Sistema UPQC realizando o condicionamento ativo de potência série e paralelo (50V/div, 20A/div, 5ms/div).	184
Figura 8.9 – Modo de operação 1 (carga 2): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC.	185
Figura 8.10 - Modo de operação 1 (carga 2): Tensões e correntes da rede e da carga (100V/div, 20A/div, 5ms/div)	186
Figura 8.11 - Modo de operação 1 (carga 2): Potências, FP e FP_1 da entrada e saída do UPQC.	186
Figura 8.12 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC realizando o condicionamento ativo de potência série e paralelo (50V/div, 10A/div, 5ms/div).	187
Figura 8.13 – Modo de operação 1 (carga 3): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC.	188
Figura 8.14 - Modo de operação 1 (carga 3): Tensões e correntes da rede e da carga (100V/div, 10A/div, 5ms/div).	189
Figura 8.15 - Modo de operação 1 (carga 3): Potências, FP e FP_1 da entrada e saída do UPQC	189
Figura 8.16 - Modo de operação 1 (carga 3): Comportamento dinâmico do UPQC para degrau de entrada e saída de carga (100V/div, 20A/div, 250ms/div).	190
Figura 8.17 - Comportamento dinâmico para a pré-carga do banco de capacitores e partida do sistema UPQC	191

Figura 8.18 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC conectado em uma fonte CA com tensões de entrada desbalanceadas (50V/div, 5A/div, 5ms/div):	192
Figura 8.19 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC conectado em uma fonte CA com tensões de entrada desbalanceadas e distorcidas (50V/div, 5A/div, 5ms/div)	193
Figura 8.20 - Modo de operação 1 (carga 3): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC para tensões na rede desbalanceadas e distorcidas	194
Figura 8.21 - Modo de operação 1 (carga 3): Comportamento dinâmico do UPQC para um afundamento de 30% nas tensões da rede	195
Figura 8.22 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, da carga e dos conversores série e paralelo para o caso em que $V_s \cong V_L$	196
Figura 8.23 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, da carga e dos conversores série e paralelo para o caso em que $V_s > V_L$	196
Figura 8.24 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, da carga e dos conversores série e paralelo para o caso em que $V_s < V_L$	197
Figura 8.25 - Modo de operação 2 (sem carga): Sistema PV-UPQC realizando somente a injeção de potência ativa na rede, com $P_{pv} \cong 3300$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div).....	198
Figura 8.26 – Modo de operação 2 (sem carga): Espectros harmônicos, potências, FP e FP ₁ da rede para o sistema PV-UPQC, com $P_{pv} \cong 3300$ W	198
Figura 8.27 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} > P_L$ e $P_{pv} \cong 3600$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div).....	199
Figura 8.28 – Modo de operação 2 (carga 3): Espectros harmônicos, potências, FP e FP ₁ da rede para o sistema PV-UPQC, com $P_{pv} > P_L$ e $P_{pv} \cong 3600$ W	200
Figura 8.29 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} < P_L$ e $P_{pv} \cong 1200$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div).....	201
Figura 8.30 – Modo de operação 2 (carga 3): Espectros harmônicos, potências, FP e FP ₁ da rede para o sistema PV-UPQC, com $P_{pv} < P_L$ e $P_{pv} \cong 1200$ W	201
Figura 8.31 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_L \cong P_{pv} \cong 2480$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div).....	202

Figura 8.32 - Modo de operação 2 (carga 3 com $R = 60 \Omega$): Comportamento dinâmico do sistema PV-UPQC para degrau de entrada e saída de carga, com $P_{pv} > P_L$ (100V/div, 10A/div, 10ms/div):	203
Figura 8.33 –Modo de operação 2 (sem carga): Medição de potências na rede e no arranjo PV para levantamento da curva de rendimento do sistema PV-UPQC	204
Figura 8.34 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, dos conversores série e paralelo e do arranjo PV para o modo de operação 2 ($P_{pv} > 0 \text{ W}$ e $P_L = 0 \text{ W}$).	205
Figura 8.35 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, dos conversores série e paralelo e do arranjo PV para o modo de operação 2 ($P_{pv} > P_L$ e $P_L > 0 \text{ W}$)	206
Figura 8.36 - Modo de operação 2 (sem carga): Tensão v_{cc} , correntes i_{cc} e i_{ff} , e potência P_{pv} para variações abruptas de irradiação solar sem MCFF (50V/div, 14A/div, 2kW/div).....	207
Figura 8.37 - Modo de operação 2 (sem carga): Tensão v_{cc} , correntes i_{cc} e i_{ff} , e potência P_{pv} para variações abruptas de irradiação solar com MCFF (50V/div, 14A/div, 2kW/div):	207
Figura 8.38 - Modo de operação 2 (sem carga): Tensão v_{cc} e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} para variações abruptas na irradiação solar (50V/div, 20A/div, 50ms/div).....	208
Figura 8.39 – Tensões v_{sa} e v_{La} (200V/div, 10ms/div), corrente i_{sa} (20A/div) e corrente i_{pv} (10A/div) para variação abrupta na irradiação solar, com $P_{pv} > P_L$ (carga 3 com $R = 60 \Omega$):	209
Figura 8.40 – Tensões v_{cc} , v_{cc1} e v_{cc2} (200V/div), tensão v_{La} (75V/div), correntes i_{sa} (5A/div) e i_{La} (10A/div) para as transições entre os modos interconectado e ilhado, com $P_{pv} > P_L$: . .	210
Figura 8.41 – Imagem da interface gráfica do sistema de monitoramento implementado em laboratório	211

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Limites para harmônicos de corrente.....	48
Tabela 2.2 – Limites de distorção harmônica de corrente.....	49
Tabela 3.1 – Classificação das variações de tensão de curta duração.	54
Tabela 3.2 – Limites para harmônicos de corrente.....	56
Tabela 3.3 – Máxima distorção das harmônicas de corrente em %.	58
Tabela 3.4 – Máxima Distorção Harmônica em % da Tensão na Frequência Fundamental....	59
Tabela 5.1 – Especificações para o dimensionamento do banco de capacitores do barramento CC.....	123
Tabela 5.2 – Especificações para o projeto do controlador PI do inversor NPC série.....	124
Tabela 5.3 – Ganhos dos controladores PI_{is} da malha de corrente do inversor NPC série. ...	127
Tabela 5.4 – Especificações para o projeto dos controladores P e PI do inversor NPC paralelo.	128
Tabela 5.5 – Ganhos dos controladores P_{ip} e PI_{vp} das malhas de controle do inversor NPC paralelo.	131
Tabela 5.6 – Especificações para o projeto do controlador PI da tensão V_{cc}	133
Tabela 5.7 – Ganhos do controlador $PI_{V_{cc}}$ da malha de controle da tensão total do barramento CC.....	135
Tabela 6.1 - Condições adotadas para determinar o fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC.	154
Tabela 6.2 - Casos analisados para dimensionamento dos inversores NPC série e paralelo.	159
Tabela 7.1 – Parâmetros das três cargas simuladas.	161
Tabela 7.2 – Valores eficazes das tensões da rede elétrica simulada.	162
Tabela 7.3 - Parâmetros utilizados nas simulações.	163
Tabela 7.4 - Parâmetros da placa solar modelo <i>Sunmodule SW 245 poly</i> , fabricante <i>SolarWorld</i> (STC*).	163
Tabela 8.1 - Parâmetros do protótipo implementado do sistema PV-UPQC.	177

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DVR	<i>Dynamic Voltage Restorer</i>
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FAS	Filtro Ativo Série
FB	<i>Full Bridge</i>
FD	Fator de Deslocamento
FL	<i>Four Leg</i>
FP	Fator de Potência
FPB	Filtro Passa-Baixa
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
SC	<i>Split Capacitor</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
TDD	<i>Total Demand Distortion</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{cc}	Capacitância total do barramento CC
C_{cc1}	Capacitância do banco superior do barramento CC
C_{cc2}	Capacitância do banco inferior do barramento CC
DHT_{i_L}	Distorção harmônica total da corrente da carga
DHT_{i_s}	Distorção harmônica total da corrente da rede
DHT_{V_L}	Distorção harmônica total da tensão da carga
DHT_{V_s}	Distorção harmônica total da tensão da rede
D_L	Potência harmônica da carga
D_{V_s}	Potência de distorção da tensão da rede
FP	Fator de potência
FP_L	Fator de potência da carga
FP_{L1}	Fator de potência fundamental da carga
i_L	Corrente da carga
i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}	Correntes da carga das fases abc
i_{pv}	Corrente do arranjo PV
i_s	Corrente da rede
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Correntes da rede das fases abc
I_L	Corrente eficaz da carga
I_s	Corrente eficaz da rede
P_{Bcc}	Potência ativa do barramento CC
P_{cp}	Potência ativa do conversor paralelo
$P_{cpa}, P_{cpb}, P_{cpc}$	Potências ativa do conversor paralelo das fases abc
P_{cs}	Potência ativa do conversor série
$P_{csa}, P_{csb}, P_{csc}$	Potências ativa do conversor série das fases abc
P_L	Potência ativa da carga
P_{La}, P_{Lb}, P_{Lc}	Potências ativa da carga das fases abc
P_{pv}	Potência ativa do arranjo PV
P_s	Potência ativa da rede

P_{sa}, P_{sb}, P_{sc}	Potências ativa da rede das fases abc
P_T	Potência ativa total do sistema
Q_L	Potência reativa da carga
S_{cp}	Potência aparente do conversor paralelo
$S_{cpa}, S_{cpb}, S_{cpc}$	Potências aparente do conversor paralelo das fases abc
S_{cs}	Potência aparente do conversor série
$S_{csa}, S_{csb}, S_{csc}$	Potências aparente do conversor série das fases abc
S_L	Potência aparente da carga
S_{La}, S_{Lb}, S_{Lc}	Potências aparente da carga das fases abc
S_{pv}	Potência aparente do arranjo PV
S_s	Potência aparente da rede
S_{sa}, S_{sb}, S_{sc}	Potências aparente da rede das fases abc
S_{s1}	Potência aparente fundamental da rede
v_{cc}	Tensão total do barramento CC
v_{cc1}	Tensão do banco superior do barramento CC
v_{cc2}	Tensão do banco inferior do barramento CC
v_L	Tensão da carga
v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc}	Tensões da carga das fases abc
V_L	Tensão eficaz da carga
V_{La}, V_{Lb}, V_{Lc}	Tensões eficazes da carga das fases abc
v_{pv}	Tensão do arranjo PV
v_s	Tensão da rede
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tensões da rede das fases abc
V_s	Tensão eficaz da rede
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensões eficazes da rede das fases abc
V_{s1}	Tensão fundamental da rede
V_{sH}	Tensão harmônica da rede
V_{Tcs}	Tensão eficaz do transformador de acoplamento série
$V_{Tcsa}, V_{Tcsb}, V_{Tcsc}$	Tensões eficazes do transformador de acoplamento série das fases abc

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	Problema a ser pesquisado	36
1.2	Objetivos da pesquisa.....	37
1.2.1	Objetivo geral	37
1.2.2	Objetivos específicos	37
1.3	Contribuições do trabalho	38
1.4	Organização do trabalho	39
2	ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA.....	41
2.1	Introdução	41
2.2	Célula fotovoltaica	41
2.3	Painel solar	42
2.3.1	Associação de placas solares	43
2.4	Sistemas fotovoltaicos conectados à rede	45
2.4.1	Sistemas PV de duplo estágio	46
2.4.2	Sistemas PV de único estágio	46
2.5	Normas correlatas aos sistemas PV.....	48
2.5.1	IEEE Std. 1547	48
2.5.2	ABNT NBR 16149-2013	49
2.5.3	ABNT NBR 62116-2012	49
2.5.4	PRODIST - Modulo 3.....	50
2.6	Conclusão.....	50
3	QUALIDADE DA ENERGIA E CONDICIONADORES ATIVOS DE POTÊNCIA	51
3.1	Introdução	51
3.2	Qualidade da energia elétrica	51
3.2.1	Definições estabelecidas pela ANEEL	52
3.2.1.1	Tensão em regime permanente.....	52
3.2.1.2	Desequilíbrio de tensão	53
3.2.1.3	Flutuação de tensão	53
3.2.1.4	Variação de tensão de curta duração	53
3.2.1.5	Variação de frequência.....	54

3.2.1.6	Harmônicos.....	54
3.2.1.7	Fator de potência.....	55
3.2.2	Normas e recomendações relacionadas aos harmônicos de corrente.....	55
3.2.2.1	Norma IEC 61000-3-2	56
3.2.2.2	Recomendação IEEE 519	57
3.3	Condicionadores ativos de potência	59
3.3.1	Filtro ativo de potência série	60
3.3.2	Filtro ativo de potência paralelo.....	61
3.3.2.1	Sistema PV com funcionalidade de um FAP.....	62
3.3.3	Condicionador de qualidade de energia unificado	63
3.3.3.1	Sistema PV com funcionalidade de um UPQC	66
3.4	Conclusão	67
4	SISTEMA PV-UPQC.....	69
4.1	Introdução.....	69
4.2	Sistema PV-UPQC proposto	69
4.3	Estratégia dual de controle do sistema PV-UPQC	71
4.3.1	Malha de controle das correntes no inversor NPC série	72
4.3.1.1	Geração das referências de corrente	73
4.3.1.2	Malha de controle <i>feed-forward</i>	75
4.3.2	Malha de controle das tensões do inversor NPC paralelo.....	76
4.4	Conclusão	78
5	MODELAGEM E PROJETO DOS CONTROLADORES	79
5.1	Introdução.....	79
5.2	Modelagem do inversor NPC série.....	79
5.2.1	Modelagem do inversor NPC série no referencial estacionário <i>abc</i>	79
5.2.1.1	Malha de controle da corrente do conversor série no referencial estacionário <i>abc</i> ..	83
5.2.2	Modelagem do inversor NPC série no referencial síncrono <i>dq0</i>	85
5.2.2.1	Malha de controle da corrente do conversor série no referencial síncrono <i>dq0</i>	96
5.3	Modelagem do inversor NPC paralelo	97
5.3.1	Modelagem do inversor NPC paralelo no referencial estacionário <i>abc</i>	97
5.3.1.1	Malha de controle da tensão do conversor paralelo no referencial estacionário <i>abc</i> 100	
5.3.2	Modelagem do inversor NPC paralelo no referencial síncrono <i>dq0</i>	102
5.3.2.1	Malha de controle da tensão do conversor paralelo no referencial síncrono <i>dq0</i> ...	117

5.4	Modelagem da malha de tensão total do barramento CC	119
5.4.1	Malha de controle da tensão total do barramento CC.....	122
5.4.2	Dimensionamento dos capacitores do barramento CC	123
5.5	Projeto dos controladores	124
5.5.1	Projeto do controlador PI da malha de controle do conversor série	124
5.5.2	Projeto dos controladores P e PI das malhas de controle do conversor paralelo.....	127
5.5.3	Projeto do controlador PI da malha de controle da tensão total do barramento CC...	133
5.5.4	Discretização dos controladores PI_{is} , PI_{vp} e PI_{vcc}	136
5.6	Análise de estabilidade do sistema PV-UPQC	138
5.6.1	Análise de estabilidade para variações de carga.....	138
5.6.2	Análise de estabilidade para variações nas tensões da rede.....	141
5.7	Conclusão.....	143
6	FLUXO DE POTÊNCIA NO SISTEMA PV-UPQC	145
6.1	Introdução	145
6.2	Potência aparente dos conversores série e paralelo.....	145
6.2.1	Potência aparente normalizada considerando as grandezas P_{Bcc} e P_{pv}	149
6.3	Curvas das potências aparentes dos conversores série e paralelo	150
6.4	Fluxo de potência ativa através do sistema PV-UPQC.....	154
6.5	Exemplos de dimensionamento dos inversores NPC série e paralelo.....	158
6.6	Conclusão.....	159
7	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	161
7.1	Introdução	161
7.2	Comportamento estático do sistema PV-UPQC	163
7.3	Comportamento dinâmico do sistema PV-UPQC.....	169
7.3.1	Ilhamento do sistema PV-UPQC	172
7.4	Conclusão.....	174
8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	175
8.1	Introdução	175
8.2	Descrição do protótipo experimental do sistema PV-UPQC	175
8.3	Resultados experimentais do sistema operando como UPQC	179
8.3.1	Ensaio prático com o UPQC conectado em uma fonte CA programável.....	192
8.3.2	Análise do fluxo de potência do sistema UPQC.....	195
8.4	Resultados experimentais do sistema operando como PV-UPQC.....	197

8.4.1	Análise do fluxo de potência do sistema PV-UPQC.....	205
8.4.2	Análise do sistema PV-UPQC para variações abruptas de irradiação solar	206
8.4.3	Ilhamento do sistema PV-UPQC.....	209
8.4.4	Monitoramento das grandezas do arranjo PV	210
8.5	Conclusão	212
9	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	213
9.1	Conclusão	213
9.2	Propostas de continuidade	214
9.3	Artigos publicados.....	215
	REFERÊNCIAS	217

1 INTRODUÇÃO

Em âmbito mundial, a crescente demanda de energia elétrica por consumidores residenciais, comerciais e industriais tem solicitado uma expansão dos setores de geração de energia elétrica. Tradicionalmente, a geração da energia elétrica é realizada por meio de processos que utilizam combustíveis fósseis e minerais, energia nuclear, recursos hídricos, dentre outros. Entretanto, tais processos podem causar sérios impactos ao meio ambiente. Como exemplo, os processos que envolvem a queima de combustíveis emitem uma grande quantidade de poluentes no meio ambiente. Há também os riscos de desastres nos sistemas de geração nuclear, bem como os grandes impactos ambientais relacionados às usinas hidroelétricas (EIA, 2016).

Desta forma, tem surgido uma nova tendência no cenário da geração de energia elétrica, fazendo uso de fontes alternativas de energia que sejam renováveis e que causem menor impacto ambiental, quando comparadas às fontes tradicionais de energia. Há diversos tipos de fontes alternativas e renováveis de geração de energia elétrica, tais como biomassa, eólica, a energia dos oceanos e a solar (REN21, 2016). Sistemas de geração distribuída (GD) baseados nessas fontes alternativas de energia têm contribuído para o desenvolvimento de soluções modernas para o planejamento dos sistemas de potência convencionais (Rocabert et al., 2012).

Tratando de energia solar, esta é considerada uma fonte de energia de grande potencial, pois estima-se que a energia solar incidente sobre a superfície da terra seja da ordem de dez mil vezes maior do que o consumo energético mundial (REN21, 2016). O Brasil possui excelentes níveis de irradiação solar, superiores aos encontrados em alguns países que se destacam mundialmente no aproveitamento da energia solar, como exemplo a Alemanha (Cepel, 2006). Isto possibilitaria ao Brasil uma colocação de destaque mundial quanto a utilização desta fonte de energia renovável.

A energia solar pode ser aproveitada por meio da utilização de painéis fotovoltaicos (PV - *Photovoltaic*), os quais utilizam o efeito fotoelétrico para converter energia luminosa em energia elétrica. Esta forma de geração de energia é considerada limpa e com impacto ambiental quase nulo, pois há geração de resíduos somente no processo produtivo e no descarte (Brito et al., 2011).

A energia proveniente de painéis PV é fornecida em corrente contínua (CC). Para que esta energia seja diretamente injetada na rede elétrica de corrente alternada (CA), se faz necessário a utilização de um adequado estágio de condicionamento de energia, de modo a realizar a conversão de CC para CA (Kjaer et al., 2005; Brito et al., 2011; Xue et al., 2004; Li et al., 2015). Normalmente, esta conversão é realizada utilizando dois estágios de potência. No primeiro estágio é utilizado o conversor CC/CC para elevar a tensão obtida nos terminais de saída do arranjo PV, enquanto que no segundo estágio, o conversor CC/CA é utilizado para realizar a conexão do sistema PV à rede elétrica (Martins e Demonti, 2005; Souza et al., 2007; Abdel-Rahim et al., 2011; Lin et al., 2014). Entretanto, é possível que apenas um estágio de potência seja implementado (Yeong-Chan et al., 2003; Yang e Smedley, 2004; Fei et al., 2008). Isso possibilita que o estágio CC/CC seja suprimido, de modo que a energia ativa proveniente do arranjo PV seja injetada na rede elétrica utilizando somente o conversor CC/CA. Isto traz como vantagem a redução do custo de implementação, bem como o aumento da eficiência do sistema de processamento da energia (Liang et al., 2001; Jain e Agarwal, 2007; Wu et al., 2011). Neste tipo de conexão, normalmente, são implementados arranjos de painéis PV interligados em série, de modo a obter um nível maior tensão CC em seus terminais de saída.

O conversor CC/CA, empregado na estrutura de potência de um sistema PV, é conectado em paralelo com a rede elétrica. Por outro lado, conversores CC/CA conectados em paralelo podem ser também utilizados em aplicações que envolvam o condicionamento ativo de potência, como é o caso da implementação de um Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAP) (Singh et al., 1999; Akagi, 2005). Este é empregado para redução dos harmônicos de corrente gerados por cargas não-lineares conectadas à rede elétrica, de modo a contribuir com a melhora da Qualidade da Energia Elétrica (QEE) no sistema elétrico de potência (Vodyakho e Mi, 2009; Garcia Campanhol et al., 2014; Bacon, 2016). Portanto, para uma melhor utilização da estrutura de potência já implementada, o sistema PV pode realizar também, de forma simultânea, a função de FAP (Sant et al., 2013; Wu et al., 2003). Desta forma, tal sistema realiza o processamento da energia ativa advinda do arranjo PV, bem como supressão de harmônicos de corrente e compensação de reativos na rede elétrica. Neste trabalho, essa estrutura é denominada sistema PV-FAP. Na literatura, diversos trabalhos mostram a implementação do sistema PV-FAP, aplicados tanto em sistemas monofásicos (Silva et al., 2015; Oliveira et al., 2016; Tsai-Fu et al., 2007; Patidar et al., 2010; Souza et al., 2013; Brandão et al., 2013) quanto em sistemas trifásicos (Campanhol et al., 2017; Tsai-Fu et al., 2003; Hyo-Ryong et al., 2009; Singh et al., 2011; Schonardie et al., 2012; Sant et al., 2013; Tuyen e Fujita, 2015).

Entretanto, condicionadores ativos de potência com conexão em paralelo não realizam a compensação de eventuais distúrbios que ocorrem na tensão da rede elétrica, os quais podem influenciar na correta operação de equipamentos conectados ao sistema elétrico (Dugan et al., 2002). Desta forma, se faz necessário também o emprego de um Filtro Ativo de Potência Série (FAS) para realizar tanto a supressão de harmônicos quanto a compensação dos desequilíbrios e afundamentos das tensões da rede (Singh et al., 1999; Aredes e Watanabe, 1995). Um sistema que realiza o condicionamento ativo de potência série e paralelo é denominado Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC - *Unified Power Quality Conditioner*) (Akagi, 1996; Singh et al., 1999; Akagi, 2005; Khadkikar, 2012; Modesto et al., 2016).

Alguns trabalhos apresentados na literatura mostram sistemas PV implementados por meio de dois conversores com conexão série e paralela com a rede elétrica. Como exemplo, em (Cavalcanti et al., 2006a; b) é apresentado um sistema implementado utilizando dois inversores trifásico a três fios. Entretanto, resultados experimentais foram apresentados apenas para o conversor série, operando somente como um restaurador dinâmico de tensão (DVR - *Dynamic Voltage Restorer*). Neste caso, este sistema não realiza o condicionamento ativo de potência série e paralelo. Em (Devassy e Singh, 2015), um sistema PV de duplo estágio foi aplicado em um sistema trifásico a três fios, apenas por meio de simulações computacionais. Entretanto, a supressão dos harmônicos das tensões da rede ou das correntes das cargas não foi considerada. A utilização de um UPQC em conjunto com um sistema de geração distribuída é apresentada em (Han et al., 2006). Entretanto, como foi adotada a estratégia de compensação convencional de um UPQC, o inversor paralelo muda seu modo de operação de uma fonte de corrente para uma fonte de tensão, e vice-versa, quando ocorre a transição entre os modos ilhado interconectado, o que causa transitórios nas tensões fornecidas às cargas.

O presente trabalho propõe o estudo, projeto e implementação experimental de um novo sistema PV que engloba as funcionalidades de um UPQC, sendo essa nova estrutura pelos autores denominada sistema PV-UPQC. Esse é aplicado em um sistema elétrico trifásico a quatro-fios, sendo os conversores série e paralelo controlados de forma dual (Silva et al., 2002; Aredes e Fernandes, 2009; Santos, Cunha e Mezaroba, 2014; França et al., 2015; Modesto et al., 2016). O sistema PV-UPQC proposto pode operar em dois modos de operação. No primeiro, chamado modo interconectado, o conversor série atua como uma fonte de corrente senoidal, realizando a supressão dos harmônicos de correntes e compensação dos reativos na rede elétrica. Além disso, o conversor série realiza também o processamento da energia advinda do arranjo PV, através da imposição de correntes senoidais na rede, em oposição de fase com as

respectivas tensões de alimentação. Já o conversor paralelo atua como uma fonte de tensão senoidal, fornecendo para as cargas tensões reguladas, equilibradas e com baixo conteúdo harmônico. Desta forma, o sistema PV-UPQC realizará tanto o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV, quanto o completo condicionamento ativo de potência no sistema elétrico. Já no segundo modo de operação, chamado modo ilhado, o conversor série é inibido e o conversor paralelo é mantido em operação de forma a alimentar a carga por meio da energia ativa fornecida pelo arranjo PV, ou seja, opera de forma similar à um Sistema Ininterrupto de Energia (UPS - *Uninterruptible Power Supply*) (Silva et al., 2002).

Embora o sistema PV-UPQC proposto possa ser conectado em microrredes CA, neste trabalho este é empregado para fornecer potência ativa tanto para o sistema elétrico de distribuição convencional quanto para as cargas conectadas ao sistema, sendo que a energia ativa é drenada de uma fonte de geração distribuída composta por um conjunto de placas solares.

Os conversores série e paralelo do PV-UPQC são implementados utilizando a topologia de inversor NPC (*Neutral-Point-Clamped*). A escolha desta topologia de inversor deve-se a algumas características benéficas já descritas na literatura, tais como redução da tensão direta nas chaves de potência e redução da taxa de distorção harmônica da tensão de saída (Vodyakho e Mi, 2009). Sua utilização é também indicada para o processamento de energia em sistemas fotovoltaicos sem isolamento galvânica (Busquets-Monge et al., 2008; Cavalcanti et al., 2012).

Na topologia de sistema PV-UPQC em estudo, o arranjo PV é conectado diretamente ao barramento CC, sem a utilização de conversor CC/CC para realizar a elevação da tensão dos painéis solares. Isso traz como vantagem redução do custo de implementação do sistema, bem como aumento da eficiência no sistema de processamento da energia PV (Cavalcanti et al., 2006a; Liang et al., 2001). O arranjo PV é formado por um conjunto de vinte placas solares conectadas em série, de modo a obter um nível de tensão no barramento CC que possibilite o adequado funcionamento do sistema PV-UPQC.

As referências de corrente da malha de controle do conversor série são obtidas através do algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF - *Synchronous Reference Frame*) (Bhattacharya et al., 1991; Silva et al., 2002). As informações de ângulo de fase e frequência de rede elétrica, necessárias para a implementação do algoritmo SRF e para o sincronismo dos conversores com a rede, são obtidas através de um sistema de detecção de fase (PLL - *Phase-Locked Loop*) (Bacon e Silva, 2015). Para a extração da máxima potência ativa

produzida pelo arranjo PV, é adotada a técnica de rastreamento de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) denominada P&O (*Perturb-and-Observe*) (Silva et al., 2015; De Brito et al., 2013). Além disso, a detecção do ilhamento é realizada por meio da técnica SMS (*Slip-Mode Frequency Shift*) implementada em conjunto com o sistema PLL (Brito, 2013).

Neste trabalho, a malha de tensão do barramento CC, cuja tensão de referência é determinada pelo algoritmo de MPPT, controla o balanço do fluxo de potência através do sistema. Isto é feito por meio do ajuste das amplitudes das correntes senoidais injetadas na rede elétrica pelo conversor série. Normalmente, a resposta dinâmica da malha de tensão sobre o barramento CC para este tipo de estratégia de controle precisa ser mais lenta do que a resposta dinâmica das malhas de controle das correntes do inversor conectado à rede elétrica. Desta forma, torna-se necessário o ajuste adequado dos ganhos destes controladores para garantir a injeção de correntes não distorcidas na rede, uma vez que a malha de tensão não deve afetar o desempenho das malhas de corrente. Por outro lado, variações abruptas na irradiação solar podem resultar em significantes oscilações na tensão do barramento CC (Libo, Zhengming e Jianzheng, 2007), as quais podem interferir no balanço de potência do sistema PV-UPQC, bem como influenciar na velocidade do cálculo das referências de corrente do inversor. Desta forma, para contornar este problema, este trabalho faz o uso de uma malha de controle *feed-forward* (MCFF), atuando em conjunto com a malha de controle da tensão no barramento CC de forma a acelerar o cálculo das referências de corrente do inversor série. Deste modo, mesmo na ocorrência de abruptas variações na irradiação solar, o comportamento dinâmico da tensão do barramento CC é significativamente melhorado, de forma que o balanço de potência do sistema se reestabeleça mais rapidamente.

Análises matemáticas dos conversores série e paralelo empregados no sistema PV-UPQC são realizadas, de modo a obter as respectivas funções de transferência que representem seus sistemas físicos. Tais modelos são obtidos tanto no sistema de coordenadas estacionárias *abc* quanto no sistema de coordenadas síncronas *dq*. Também é apresentada a modelagem matemática da malha de controle da tensão do barramento CC. Além disso, um estudo sobre os fluxos de potência que ocorrem através dos conversores série e paralelo do sistema PV-UPQC é realizado.

Diversos resultados são apresentados, tanto por meio de simulações computacionais, quanto por experimentos obtidos através de um protótipo implementado em laboratório. Sendo assim, tanto os comportamentos estáticos como os dinâmicos do sistema PV-UPQC proposto puderam ser avaliados para diferentes condições de operação.

1.1 Problema a ser pesquisado

A crescente demanda energética mundial, bem como a constante preocupação com a redução ou extinção de fontes de energias convencionais baseadas em combustíveis fósseis, converge para uma busca por novas formas de geração de energia elétrica que utilizem fontes alternativas e renováveis de energia. Dentre estas, a energia solar fotovoltaica vem sendo cada vez mais utilizada como fonte de geração de energia elétrica, seja pelo excelente nível de irradiação solar incidente sobre a superfície da terra, como também pela facilidade de implementação de um sistema de geração de energia elétrica utilizando placas solares. Diversos trabalhos correlatos a este tema têm sido apresentados na literatura (REN21, 2016; Cepel, 2006; Rocabert et al., 2012; Brito et al., 2011), assim como diversas normas e recomendações (IEEE, 2003; ABNT, 2012; ABNT, 2013; ANEEL, 2016), dentre outras.

Grande parte dos sistemas PV comercializados realizam somente o processamento da energia ativa proveniente de placas solares, de modo a injetar na rede elétrica correntes puramente senoidais. Entretanto, cargas com características não-lineares são amplamente utilizadas por consumidores comerciais, residenciais e industriais conectados ao sistema elétrico. Além da componente fundamental, tais cargas drenam da rede correntes com elevado conteúdo harmônico. Neste cenário, podem haver casos nos quais o sistema PV forneça toda a potência ativa consumida por estas cargas não-lineares, ao passo que somente as componentes harmônicas destas correntes circulem pelo sistema elétrico de potência (Zilles et al., 2012). Circulação de correntes de elevado conteúdo harmônico na rede é um dos principais problemas de QEE encontrados no sistema elétrico de potência, pois podem ocasionar distorções na forma de onda das tensões entregues a outros consumidores conectados ao PAC, influenciar na diminuição do fator de potência, dentre outros problemas (Dugan *et al.*, 2002; Gruz, 1990; ANEEL, 2015).

Desta forma, verifica-se a grande importância da realização de estudos sobre sistemas PV que, simultaneamente, possam realizar o condicionamento ativo de potência, de modo a contribuir com a melhora da QEE nos sistemas elétricos de potência. Neste contexto, percebe-se que não há na literatura normas ou recomendações que forneçam orientações sobre os limites dos níveis de distorções harmônicas de corrente admitidos quando sistemas PV multifuncionais operam, simultaneamente, na injeção de energia ativa na rede e no condicionamento de energia (supressão de harmônicos de corrente e compensação de reativos).

O emprego de um sistema PV que englobe as funcionalidades de um UPQC traz a proposta de uma nova estrutura que realiza, não somente o processamento da energia ativa gerada por placas solares, mas também atua no condicionamento ativo de potência série e paralelo, de modo a minimizar os problemas de QEE presentes nos sistemas elétricos. Para isso, o sistema PV-UPQC proposto deve injetar a energia ativa proveniente dos painéis solares, eliminar as correntes harmônicas que circulam na rede elétrica e compensar os reativos das cargas, bem como garantir tensões equilibradas, reguladas e livres de harmônicos para as cargas. Além disso, na ausência da rede elétrica, o sistema pode continuar a suprir a carga caso haja energia suficiente no arranjo PV.

1.2 Objetivos da pesquisa

Os objetivos que conduzem a pesquisa neste trabalho são divididos em objetivo geral e específicos.

1.2.1 Objetivo geral

Este trabalho propõe o estudo, projeto e implementação experimental de um novo sistema de processamento de energia PV de estágio único, aplicado em um sistema elétrico trifásico a quatro-fios, e que engloba as funcionalidades de um UPQC operando com estratégia de compensação dual.

1.2.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são definidos como segue:

- Apresentar os conceitos relacionados às formas de geração de energia utilizando sistemas PV, bem como as normas e recomendações correlatas ao assunto;
- Apresentar os conceitos relacionados à QEE, bem como as normas e recomendações referentes aos harmônicos de tensão e de corrente;
- Apresentar os sistemas de condicionamento ativo de potência série e paralelo, assim como as principais características dos UPQCs;

- Desenvolver um algoritmo de geração de referências de correntes de compensação baseados no sistema de eixos de referência síncrona, bem como em sistemas PLL destinados ao sincronismo com a rede e detecção do ângulo de fase;
- Realizar a modelagem matemática dos conversores série e paralelo, e da malha de tensão do barramento CC, de forma a obter as respectivas funções de transferência que representem o sistema físico que possibilitem projetar os ganhos das malhas de controle dos sistema PV-UPQC;
- Apresentar meios que permitam dimensionar dos conversores envolvidos no sistema PV-UPQC, apresentando, detalhadamente, um estudo quantitativo do fluxo de potência através dos conversores do sistema, juntamente com as curvas de potência aparente de ambos os conversores, normalizadas em relação à potência aparente da carga;
- Realizar as simulações computacionais do sistema PV-UPQC para diferentes modos de operação e cargas distintas;
- Realizar os ensaios experimentais utilizando o protótipo completo do sistema PV-UPQC, de forma a avaliar seus desempenhos estático e dinâmico considerando diferentes condições de operação.

1.3 Contribuições do trabalho

A realização deste trabalho traz as seguintes contribuições:

- Implementação prática de um sistema PV multifuncional trifásico a quatro-fios de estágio único de conversão de energia que realize, simultaneamente, as seguintes tarefas: i. injeção de potência ativa na rede elétrica; ii. supressão das correntes harmônicas da carga; iii. compensação da potência reativa da carga; iv. compensação dos desequilíbrios das correntes de carga em sistemas elétricos trifásicos a quatro-fios; v. supressão das tensões harmônicas da rede; vi. compensação dos desequilíbrios das tensões da rede; e vii. regulação das tensões da carga. Na ausência de carga, apenas a injeção de potência ativa na rede elétrica é realizada. Já no modo desconectado, o sistema PV-UPQC alimenta a carga por meio da energia disponibilizada pelo arranjo PV.
- Ainda inédita na literatura, a implementação do UPQC é feita por meio de conversores multiníveis NPC de três níveis operando com a estratégia de

compensação dual. Diferente da estratégia de compensação convencional cujo conversor série opera como fonte de tensão não senoidal e o conversor paralelo como fonte de corrente não senoidal, na estratégia de compensação dual o conversor série opera como fonte de corrente senoidal, enquanto o conversor paralelo opera como fonte de tensão senoidal.

- Aplicação de uma malha de controle *feed-forward* atuando em conjunto com a malha de controle de tensão no barramento CC, de modo a aumentar a velocidade do cálculo das referências de corrente do inversor série. Deste modo, mesmo na ocorrência de bruscas mudanças na irradiação solar, o comportamento dinâmico da tensão do barramento CC é melhorado, tornando o balanço de potência do sistema mais rápido. Além disso, uma vez que o tempo de resposta dinâmica é diminuído, o tempo de assentamento e o máximo sobressinal (*overshoot*) e sub-sinal (*undershoot*) de tensão são significativamente reduzidos.

1.4 Organização do trabalho

Este trabalho é dividido em nove capítulos, conforme são descritos a seguir.

O segundo capítulo são apresentadas as principais características dos sistemas PV conectados à rede e normas correlatas ao tema.

No terceiro capítulo são apresentados os principais aspectos sobre QEE, sendo abordados alguns conceitos descritos por normas e recomendações correlatas à harmônicos de tensão e corrente. Também são apresentados os condicionadores ativos de potência empregados para solução de problemas de QEE.

A descrição do sistema PV-UPQC trifásico a quatro-fios de único estágio proposto neste trabalho é apresentada no quarto capítulo, sendo explicitado as suas principais características de operação, bem como descritos os modos de operação e controle dos conversores série e paralelo que compõem o sistema.

A modelagem matemática dos conversores série e paralelo, e da malha de controle da tensão do barramento CC são apresentadas no quinto capítulo, assim como o projeto dos controladores utilizados nas respectivas malhas de controle. Também é apresentado o estudo sobre estabilidade do sistema PV-UPQC considerando os distúrbios de tensão da rede e corrente de carga.

O sexto capítulo apresenta um estudo quantitativo dos fluxos de potência que ocorrem através dos conversores série e paralelo do sistema PV-UPQC, juntamente com as curvas potência aparente de ambos os conversores, normalizadas em relação à potência aparente da carga.

O sétimo capítulo apresenta os resultados obtidos via simulação computacional, sendo mostrados os resultados para o sistema PV-UPQC realizando, não somente o condicionamento ativo de potência série e paralela, mas também o processamento da energia ativa proveniente do arranjo PV.

Os resultados experimentais obtidos nos ensaios práticos são apresentados no oitavo capítulo, sendo mostrados diversos gráficos com as formas de onda das correntes e tensões que envolvem o sistema PV-UPQC, para diferentes condições de operação e cargas.

Por fim, no nono capítulo são apresentadas as conclusões finais deste trabalho e as propostas de continuidade, bem como os trabalhos já publicados em periódicos e anais de congressos internacionais.

2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado uma breve descrição sobre sistemas fotovoltaicos, no qual são descritas as principais características das placas solares e suas estruturas físicas. Também são apresentadas duas topologias de potência utilizadas em sistemas de geração de energia fotovoltaica conectados à rede. Além disso, algumas normas correlatas ao tema são também abordadas.

2.2 Célula fotovoltaica

A célula solar é um dispositivo semicondutor que realiza a conversão da energia luminosa, incidente o mesmo, em energia elétrica. As células solares são formadas basicamente por duas camadas de material semicondutor formando uma junção p-n, onde os materiais semicondutores mais apropriados para a conversão de energia elétrica são aqueles que apresentam maior sensibilidade a luz visível. Normalmente, utiliza-se o silício (Si) para a fabricação destas células solares, podendo ser o monocristalino, policristalino ou silício amorfo (Zilles et al., 2012).

O silício monocristalino é um composto que possui a mais alta eficiência entre as tecnologias citadas. Painéis solares que utilizam esse material apresentam uma eficiência em torno de 14 e 21%. Por outro lado, os materiais policristalinos são mais baratos que os monocristalinos, pois exigem um processo de preparação das células menos rigoroso. Entretanto, estes apresentam menor eficiência quando comparados com as células de silício monocristalino. Já o silício amorfo difere das demais estruturas cristalinas por apresentar alto grau de desordem na estrutura dos átomos. Entretanto, este material tem se mostrado como uma opção interessante para fabricação de placas fotovoltaicas, pois apresenta um custo reduzido de produção. Entretanto, como desvantagem, o silício amorfo apresenta uma baixa eficiência de conversão quando comparada às células mono e policristalinas (Zilles et al., 2012).

2.3 Painel solar

O painel solar, também denominado placa solar, é um dispositivo formado por um conjunto de células fotovoltaicas, as quais geram energia através da luz do sol. As principais características elétricas de uma placa solar são: potência máxima ($P_{máx}$), tensão de circuito aberto (V_{oc}); corrente de curto-circuito (I_{sc}); tensão do ponto de potência máximo (V_{mpp}); e corrente do ponto de potência máximo (I_{mpp}) (SolarWorld, 2017). Normalmente, tais parâmetros são informados pelos fabricantes de painéis solares, tendo como referência as condições de teste padrão (STC - *Standard Test Conditions*).

Na Figura 2.1 são mostradas as curvas características de uma placa solar, sendo estas as curvas de corrente por tensão (curva I-V) e potência por tensão (P-V).

Figura 2.1 – Curvas características do painel solar: (a) curva I-V; (b) curva P-V.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

sendo MPP (*Maximum Power Point*) o ponto de operação em que a máxima potência é extraída da placa solar.

A irradiação solar incidente sobre uma placa solar influencia diretamente no nível de corrente que a mesma fornece. Conforme mostra a Figura 2.2 (a), quanto maior o nível da irradiação solar, maior a corrente a ser fornecida pela placa. Já a Figura 2.2 (b) mostra o comportamento da curva I-V para diferentes valores de temperatura. É possível verificar que tais mudanças alteram a tensão de operação da placa solar.

Figura 2.2 – Curva característica I-V da placa solar: (a) diferentes valores de irradiação solar; (b) diferentes valores de temperatura ambiente.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.3.1 Associação de placas solares

Em sistemas de geração fotovoltaica (PV – *Photovoltaic*), as placas solares podem ser associadas em série ou paralelo, formando um arranjo PV, conforme ilustra a Figura 2.3.

Figura 2.3 – Associação de placas solares: (a) conexão em série; (B) conexão em paralelo.

(a)

(b)

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

onde V_{oc} é a tensão de circuito aberto e I_{sc} é a corrente de curto circuito da placa solar.

Quando as placas solares são associadas em série, formando uma *string*, obtêm-se um maior nível de tensão nos terminais de saída do arranjo PV. Desta forma, esse tipo de associação é normalmente empregada em aplicações que necessitam de uma maior tensão nos terminais de saída do arranjo, como exemplo, quando o arranjo PV é diretamente conectado ao barramento

CC de um conversor CC/CA. Entretanto, na ocorrência de sombreamento parcial, o painel sobre o qual incide a menor irradiação solar limita a corrente total de operação dos demais painéis.

Para a conexão em paralelo, obtêm-se o aumento da corrente total a ser fornecida pelo arranjo PV. Esse tipo de associação é normalmente implementada em conjunto com conversores CC/CC, utilizados para elevar a tensão total do arranjo PV. Por se tratarem de fontes conectadas em paralelo, pode haver a circulação de correntes reversas entre as placas perante a ocorrência de sombreamento parcial. Neste caso, faz-se necessária a utilização de diodos de potência em série com cada *string* solar de modo que essa circulação de corrente seja evitado. Entretanto, quando comparado com a associação série, a ocorrência de sombreamento parcial não interfere tão significativamente nesse tipo de associação.

2.4 Sistemas PV conectados à rede

Nos últimos anos, sistemas PV vem sendo amplamente utilizados como fontes de geração de energia interligadas ao sistema elétrico de potência, os quais são diretamente conectados à rede CA de distribuição de energia elétrica.

De maneira geral, sistemas PV interligados à rede não são constituídos por elementos armazenadores de energia, como exemplo banco de baterias, pois toda a energia ativa gerada pelas placas solares é fornecida ao sistema elétrico. Entretanto, para que essa energia seja injetada na rede, faz-se necessária a implementação de um adequado estágio de conversão de energia, o qual realiza o processamento da potência CC, proveniente do arranjo PV, de modo que que essa seja fornecida em conformidade com a rede CA de distribuição (Brito et al., 2011).

A estrutura física de um sistema de processamento de energia PV é composta, basicamente, por condicionadores ativos de potência (conversores CC/CC e/ou CC/CA), elementos passivos de filtragem e barramento de tensão CC, juntamente com o sistema de controle, o qual engloba a técnica de rastreamento da máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*), algoritmos de geração de referências e sincronismo, controladores, sistema de detecção de ilhamento, dentre outros (Sampaio, 2013).

Na sequência são apresentadas as estruturas dos sistemas de processamento de energia de duplo estágio (CC/CC e CC/CA) e simples estágio (CC/CA) (Kjaer et al., 2005; Brito et al., 2011; Xue et al., 2004; Li et al., 2015).

2.4.1 Sistemas PV de duplo estágio

A Figura 2.4 mostra o diagrama em blocos da estrutura de potência de um sistema PV de duplo estágio, a qual é composta por dois conversores que realizam o processamento de energia, sendo estes os conversores CC/CC e CC/CA (Martins e Demonti, 2005; Souza et al., 2007; Abdel-Rahim et al., 2011; Lin et al., 2014; Kim et al., 2012).

Figura 2.4 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV de duplo estágio.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Neste tipo de estrutura, o arranjo PV é conectado no conversor CC/CC do primeiro estágio de potência. Normalmente, este conversor realiza o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), ou seja, busca a máxima potência disponível no arranjo PV. Além disso, este conversor realiza também a elevação da tensão, fornecida nos terminais de saída do arranjo PV, a níveis necessários para o adequado funcionamento do conversor CC/CA. O segundo estágio de potência é implementado por meio de inversores (conversor CC/CA), utilizado para conexão do sistema PV à rede elétrica. Neste caso, toda a potência ativa gerada pelo arranjo PV é injetada na rede elétrica por este conversor.

2.4.2 Sistemas PV de único estágio

A Figura 2.5 mostra o diagrama em blocos da estrutura de potência de sistemas PV de estágio simples, a qual é implementada utilizando apenas o conversor CC-CA (Yeong-Chan et

al., 2003; Yang e Smedley, 2004; Fei et al., 2008). Essa estrutura vem sendo utilizada tanto em sistemas monofásicos (Petrella et al., 2011; González et al., 2008) quanto trifásicos (Ozdemir, Altin e Sefa, 2014; Sebaaly, Kanaan e Moubayed, 2014; Libo, Zhengming e Jianzheng, 2007), sendo essa a estrutura pioneira de sistemas PV conectados à rede elétrica (Brito et al., 2011).

Figura 2.5 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV de estágio simples.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Neste tipo de sistema, como o estágio CC/CC é suprimido, toda a potência ativa gerada pelo arranjo PV é injetada na rede elétrica utilizando somente o conversor CC/CA. Isto traz como vantagem a redução do custo de implementação, bem como o aumento da eficiência do sistema de processamento da energia (Liang et al., 2001; Jain e Agarwal, 2007; Wu et al., 2011). Neste caso, além de controlar a amplitude da corrente a ser injetada na rede elétrica, o conversor CC/CA assume também a tarefa de realizar o MPPT.

Em sistemas de um único estágio, a tensão total fornecida nos terminais de saída do arranjo PV deve ser significativamente superior à tensão de pico da rede elétrica a qual o conversor será conectado. Desta forma, quando comparado com a estrutura de duplo estágio, é necessário um número maior de placas solares conectados em série, de modo a obter um nível de tensão no barramento CC que possibilite o adequado funcionamento do conversor CC/CA.

2.5 Normas correlatas aos sistemas PV

Nesta seção são apresentados, de forma resumida, os principais aspectos descritos nas normas IEEE 1547 (IEEE, 2003) e ABNT NBR 62116 (ABNT, 2012), bem como as recomendações dadas pela NBR 16149 (ABNT, 2013) e no módulo 3 do PRODIST (ANEEL, 2016), ambos relacionados à geração de energia distribuída utilizando sistemas PV.

2.5.1 Norma IEEE Std. 1547

A norma internacional elaborada pelo IEEE intitulada “*IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*” oferece requisitos e especificações técnicas para interconexão de geração distribuída ao sistema elétrico de potência, bem como requisitos e especificações de teste. Esta fornece requisitos relevantes ao desempenho, operação, teste, considerações de segurança e manutenção para sistemas interconectados.

Esta norma é dedicada não apenas a sistemas PV, como também a qualquer outra fonte de geração distribuída, que possam envolver a aplicação de máquinas síncronas, máquinas de indução, ou conversores/inversores. Além disso, esta norma se aplica a sistemas de geração distribuída com capacidade de até 10MVA interconectados ao sistema elétrico de potência em tensões de distribuição primárias e secundárias típicas.

Quanto a qualidade da energia elétrica, quando cargas lineares e balanceadas são alimentadas, a corrente injetada não deve exceder os limites estipulados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Limites para harmônicos de corrente.

Ordem da harmônica individual ímpar $[h]^*$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	Distorção Harmônica Total
Porcentagem (%)	4	2	1.5	0.6	0.3	5

* Os harmônicos pares são limitados a 25% dos limites para os harmônicos ímpares.

Fonte: (IEEE, 2003).

2.5.2 Norma ABNT NBR 16149-2013

A norma nacional ABNT NBR 16149-2013, que está em vigor desde 01 de março de 2014, intitulada “Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição”, é baseada em normas europeias do IEC e estabelece as recomendações específicas, bem como os requisitos necessários para a conexão em paralelo entre sistemas fotovoltaicos e a rede elétrica de distribuição. Além disso, é importante frisar que a norma já está em vigor desde 01 de março de 2014.

De acordo com a norma, é conveniente que sejam respeitados limites de distorção da corrente elétrica injetada, de forma a garantir que nenhum efeito adverso ocorra em um equipamento conectado à rede. Nesse sentido, a distorção harmônica total não deve exceder 5% em relação a componente fundamental, e ainda os harmônicos não devem exceder os limites determinados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Limites de distorção harmônica de corrente.

Harmônicos Ímpares	Limite de distorção
3° a 9°	< 4,0 %
11° a 15°	< 2,0 %
17° a 21°	< 1,5 %
23° a 33°	< 0,6 %
Harmônicos Pares	Limite de distorção
2° a 8°	< 1,0 %
10° a 32°	< 0,5 %

Fonte: (ABNT, 2013).

2.5.3 Norma ABNT NBR 62116-2012

A norma nacional ABNT NBR 62116-2012 intitulada “Procedimentos de ensaio anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica”, a qual se baseia em normas europeias do IEC, fornece os procedimentos de ensaio para avaliar o desempenho do sistema PV conectados à rede quanto a proteção de ilhamento. Além disso, esta norma também pode ser aplicada a outros tipos de sistemas conectados à rede elétrica que envolvam, por exemplo, inversores tendo como fonte primária microturbinas e células combustíveis, ou ainda máquinas síncronas e de indução.

Um circuito e um procedimento de ensaio é definido pela norma de modo a verificar a operação do sistema PV. Para a aprovação do sistema quanto ao anti-ilhamento, o sistema PV deve detectar a operação ilhada e desligar a geração em no máximo 2 segundos após ocorrência do ilhamento, mesmo considerando cargas conectadas em paralelo com a geração.

2.5.4 PRODIST - Módulo 3

Os Procedimentos de Distribuição (PRODIST) elaborados pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) no módulo três intitulado “Acesso ao Sistema de Distribuição” procura estabelecer as condições de acesso ao sistema de distribuição. Desta forma, são definidos: i) os procedimentos de acesso; ii) critérios técnicos operacionais iii) requisitos de projeto; iv) critérios para implementação, vistoria e recepção de novas conexões; v) requisitos de operação, manutenção e segurança; vi) contratos a serem celebrados; vii) procedimentos para acesso de micro e minigeração distribuída ao sistema elétrico. Os sistemas PV, por se tratarem de fontes de energia conectadas ao sistema elétrico de distribuição, devem ser implementados seguindo tal regimento definido por este documento.

2.6 Conclusão

Este capítulo apresentou os principais conceitos relacionados aos sistemas fotovoltaicos de geração de energia. Uma breve descrição sobre painéis solares foi apresentada, considerando suas principais características de operação e formas de utilização. Foram apresentados também as principais estruturas de processamento ativo da energia PV, implementados utilizando conversores CC/CC e /ou CC/CA. Por fim, as recomendações nacionais descritas pela ANEEL e ABNT, bem como a norma dada pelo IEEE, foram discutidas.

3 QUALIDADE DA ENERGIA E CONDICIONADORES ATIVOS DE POTÊNCIA

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as principais considerações correlatas à QEE nos sistemas elétricos de potência, levando em conta as questões estabelecidas pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), como também as recomendações internacionais definidas pelo *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) e as normatizações dadas pelo *International Electrotechnical Commission* (IEC).

Apresenta-se também uma contextualização sobre os principais sistemas de condicionamento ativo de energia abordados na literatura, os quais são utilizados em aplicações que envolvem a filtragem ativa de potência. São apresentadas topologias de filtros ativos com conexões série e/ou paralela, sendo estes normalmente utilizados para a supressão de distúrbios tanto de tensão quanto de corrente no sistema elétrico de potência. Por fim, algumas estruturas que realizam também o processamento de energia ativa proveniente de arranjos PV também são discutidas.

3.2 Qualidade da energia elétrica

O tema que envolve a QEE está relacionado aos diversos distúrbios de tensão e/ou correntes presentes nos sistemas elétricos de potência. Diversos são os problemas de QEE encontrados, podendo-se citar harmônicos de tensão e corrente, como também interrupções e desequilíbrios de tensão, dentre outros (Dugan et al., 2002; ANEEL, 2015).

A ampla utilização de cargas não-lineares por consumidores residenciais, comerciais e industriais contribuem significativamente para a degradação da QEE, pois estas cargas drenam da rede correntes com elevado conteúdo harmônico que, ao interagirem com a impedância da linha, distorcem as tensões disponibilizadas a outros usuários conectados a um mesmo ponto de acoplamento comum (PAC).

Já em sistemas elétricos trifásicos a quatro-fios, também pode haver a circulação de excessivas correntes pelo condutor de neutro, seja pela conexão de cargas lineares monofásicas desbalanceadas ou pela conexão de cargas não-lineares monofásicas balanceadas ou desbalanceadas. Neste caso, as amplitudes destas correntes podem exceder as amplitudes das

correntes de fase, podendo causar danos tanto no condutor de neutro quanto em transformadores nos quais tais cargas possam estar conectadas (Gruzs, 1990).

Diversas normas e recomendações vêm sendo elaboradas com o intuito de recomendar, ou até mesmo impor, que fabricantes de equipamentos elétricos e eletrônicos desenvolvam projetos considerando a redução do conteúdo harmônico de corrente drenada da rede. Tais medidas tem o objetivo de manter a QEE no sistema elétrico de modo que a natureza senoidal da tensão seja preservada (ANEEL, 2015; IEEE, 2014; IEC, 2014). No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) apresenta algumas recomendações relacionadas aos distúrbios das tensões dos sistemas elétricos de potência, conforme tratado nos Procedimentos de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), no módulo 8 (ANEEL, 2015). Já o *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) apresenta algumas recomendações relacionadas aos limites de harmônicos de tensões e correntes nos sistemas elétricos de potência (IEEE, 2014). A *International Electrotechnical Commission* (IEC) apresenta uma norma relacionada aos limites máximos de harmônicos que equipamentos podem drenar da rede elétrica (IEC, 2014).

3.2.1 Definições estabelecidas pela ANEEL

A ANEEL, por meio do módulo 8 do PRODIST (ANEEL, 2015), estabelece alguns procedimentos relativos à QEE em âmbito nacional. Este documento define os procedimentos relacionados à QEE, os conceitos e parâmetros para indicadores de qualidade, assim como a padronização de metodologias para aferição dos parâmetros estabelecidos. Nas subseções seguintes são abordados, de forma sucinta, os principais conceitos de QEE descritos no módulo 8 do PRODIST, os quais são relacionados aos harmônicos das tensões do sistema elétrico de potência.

3.2.1.1 Tensão em regime permanente

A análise da tensão em regime permanente é realizada no ponto de conexão com a rede de distribuição, no ponto de conexão com a unidade consumidora ou no ponto de conexão de diferentes distribuidoras. Para atender os níveis estabelecidos nesse documento da ANEEL, são propostos limites adequados, precários e críticos, assim como indicadores de conformidade, critérios de medição e registros, prazos para regularização e compensação ao consumidor. A

medição deve seguir uma padronização para comparação com o valor de referência de contratação e com os limites de regulação permitidos, os quais diferem de acordo com o nível de tensão contratado.

3.2.1.2 Desequilíbrio de tensão

O desequilíbrio de tensão está associado às alterações dos padrões do sistema de distribuição trifásico. Deve ser medido nas tensões de linha da rede, de modo a evitar que as componentes de sequência zero influenciem na medição. O Fator de Desequilíbrio (FD) de tensão pode ser calculado conforme:

$$FD = \frac{V_-}{V_+} 100\% \quad (3.1)$$

onde: V_- e V_+ representam, respectivamente, os valores eficazes de tensão de sequência negativa e positiva.

3.2.1.3 Flutuação de tensão

Define-se flutuação de tensão como uma variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz da tensão. A determinação da qualidade da tensão quanto à flutuação tem como propósito analisar o incômodo provocado pelo efeito da cintilação luminosa em consumidores de baixa tensão, sendo verificado a intensidade da oscilação luminosa e a sua repetitividade. Neste caso, o sistema de distribuição pode ser classificado como adequado, precário ou crítico.

3.2.1.4 Variação de tensão de curta duração

Variação de tensão de curta duração são caracterizados como desvios no valor eficaz da tensão em curtos intervalos de tempo, conforme mostra a Tabela 3.1.

Em um sistema elétrico, a tensão pode apresentar dois distúrbios relacionados com a variação no valor eficaz nominal da tensão, sendo estes: i. sobretensão (*swell*): elevação a níveis superiores ao valor eficaz da tensão, onde as principais causas são a desenergização de grandes cargas ou energização de grandes bancos de capacitores; ii. subtensão (*sag*): redução no valor nominal da tensão, sendo as causas relacionadas à energização de cargas pesadas ou partida de grandes motores.

Tabela 3.1 – Classificação das variações de tensão de curta duração.

Classificação	Denominação	Duração da Variação	Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência
Variação momentânea de tensão	Interrupção momentânea de tensão	Inferior ou igual a três segundos	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento momentâneo de tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação momentânea de tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três ciclos	Superior a 1,1 pu
Variação temporária de tensão	Interrupção temporária de tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento temporário de tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação temporária de tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior a 1,1 pu

Fonte: (ANEEL, 2015).

3.2.1.5 Variação de frequência

O sistema de distribuição e as instalações geradoras conectadas devem operar dentro dos limites de frequência definidos entre 59,9 Hz e 60,1 Hz, em condições normais de operação e em regime permanente. Para situações transitórias, quando ocorrem distúrbios no sistema de distribuição, as instalações geradoras devem garantir que a frequência retorne para a faixa definida entre 59,5 Hz e 60,5 Hz, abaixo de 30 segundos.

3.2.1.6 Harmônicos

Harmônica pode ser definida como uma componente que apresenta frequência múltipla inteira da componente fundamental. Formas de onda distorcidas, seja de tensão ou corrente, são formadas pela soma da componente fundamental com os seus harmônicos. A Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) e a Distorção Harmônica Individual de Tensão (DIT) podem ser calculadas, respectivamente, conforme as mostram as equações (3.2) e (3.3).

$$DTT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} 100\% \quad (3.2)$$

$$DIT_h = \frac{V_h}{V_1} 100\% \quad (3.3)$$

onde V_1 representa o valor eficaz da componente fundamental da tensão; V_h representa o valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema; e h representa a ordem das componentes harmônicas.

Para o caso em que a tensão nominal do barramento seja menor que 1 kV, a DTT deve ser menor que 10%.

3.2.1.7 Fator de potência

O Fator de Potência (FP) pode ser calculado através dos valores das potências ativa (P) e reativa (Q), ou através dos valores das energias ativa (EA) e reativa (ER), conforme mostram as equações (3.4) e (3.5), respectivamente:

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (3.4)$$

$$FP = \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}} \quad (3.5)$$

Estes valores devem ser adquiridos por instrumentos de medição adequados e aprovados por órgão responsável. Os limites admitidos devem estar compreendidos entre 0,92 e 1 indutivo, e entre 1 e 0,92 capacitivo, para uma unidade consumidora com tensão inferior a 230kV.

3.2.2 Normas e recomendações relacionadas aos harmônicos de corrente

Observando as considerações descritas no módulo oito do PRODIST, verifica-se que não há restrições relacionadas aos harmônicos de corrente. Entretanto, cargas não-lineares demandam da rede correntes com elevado conteúdo harmônico, causando distorção na forma de onda da tensão. Desta forma, redução dos harmônicos de corrente contribui diretamente para que as tensões da rede estejam em conformidade com os limites recomendados pela ANEEL.

Com relação aos limites de harmônicos de corrente, dois documentos podem ser encontrados na literatura, sendo estes a norma IEC 61000-3-2 (IEC, 2014) e a recomendação IEEE 519 (IEEE, 2014), as quais são brevemente descritas na sequência.

3.2.2.1 Norma IEC 61000-3-2

Esta é originária da norma IEC 555-2 de 1982, sendo alterada para IEC 1000-3-2 em 1995, e passando a ser denominada IEC 61000-3-2 após 1997, sendo a última atualização publicada em 2014 (IEC 61000-3-2).

Esta norma refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas no sistema elétrico de potência. É aplicada a equipamentos elétricos e eletrônicos cuja corrente de entrada seja de até 16A por fase, conectados à rede de baixa tensão com frequência de 50 Hz ou 60 Hz.

Nesta norma os equipamentos são classificados em 4 classes, sendo essas:

- Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes B, C e D;
- Classe B: Ferramentas portáteis e equipamentos de solda não profissional;
- Classe C: Dispositivos de iluminação;
- Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, com potência ativa de entrada maior que 75W e menor que 600W.

A Tabela 3.2 mostra os limites máximos de correntes harmônicas ímpares e pares até a 40ª ordem, conforme as classes de equipamentos definidas pela norma IEC 61000-3-2.

Tabela 3.2 – Limites para harmônicos de corrente.

Harmônicos ímpares				
Harmônicos [h]	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% da fundamental]	Classe D [mA/W]
3	2,30	3,45	30 x Fator de Potência	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq h \leq 39$	2,25	$3,375/h$	3	$3,85/h$
Harmônicos pares				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
$8 \leq h \leq 40$	$1,84/h$	$2,76/h$	-	-

Fonte: (IEC, 2014).

3.2.2.2 Recomendação IEEE 519

Essa recomendação do IEEE traz informações sobre os procedimentos a serem adotados para o controle de harmônicos nos sistema elétrico, bem como os limites recomendados para a injeção de correntes harmônicas pelos consumidores conectados ao mesmo ponto de acoplamento comum (PAC), e os níveis máximos de distorção (IEEE, 2014).

A norma está voltada para a medição da distorção harmônica total de corrente no PAC, visando os níveis de harmônicos refletidos aos consumidores que estão ligados no mesmo ponto de alimentação, e não em cada equipamento individual.

A grandeza TDD (*Total Demand Distortion*) é definida como a distorção harmônica total de corrente, em percentual da máxima demanda de corrente da carga, conforme mostra a equação (3.6). Neste caso, esta medição de TDD deve ser realizada no pico de consumo.

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} 100\% \quad (3.6)$$

onde I_h representa o valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema; h representa a ordem das componentes harmônicas; e I_L representa o valor eficaz da corrente máxima demandada.

Os limites de distorção dependem do valor da tensão da alimentação (V_s) e do nível de curto-circuito no PAC. Conforme mostra a Tabela 3.3, quanto maior a corrente de curto-circuito (I_{sc}) em relação à corrente da carga (I_L), maiores são as distorções de corrente admissíveis, uma vez que esta distorcerão em menor intensidade as tensões no PAC. À medida que se eleva o nível de tensão, menores são os limites de distorção aceitáveis.

Outro aspecto abordado é o limite de distorção harmônica individual e total da tensão no PAC. A distorção harmônica total da tensão (THD_{V_n}) pode ser calculada por (3.7), a qual leva em conta a tensão nominal do sistema elétrico ao invés do valor eficaz instantâneo da tensão fundamental.

$$\text{THD}_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} 100\% \quad (3.7)$$

onde V_h representa o valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema; h representa a ordem das componentes harmônicas; e V_n é o valor eficaz da tensão nominal.

A Tabela 3.4 apresenta os limites de distorção harmônica individual e total no PAC, para diferentes níveis de tensão no sistema.

Tabela 3.3 – Máxima distorção das harmônicas de corrente em %.

Ordem individual das harmônicas (harmônicas individuais)						
120 V ≤ V_s ≤ 69 kV						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
69 kV < V_s ≤ 161 kV						
< 20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100-1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
> 1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
$V_s > 161$ kV						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75
Harmônicas pares são limitadas em 25% dos limites das harmônicas ímpares acima						
Todos os equipamentos de geração de energia são limitados a estes valores de distorção de corrente, independente da relação I_{sc}/I_L .						
I_{sc} = Máxima corrente de curto-circuito no PAC.						
I_L = Máxima corrente de demanda da carga (componente fundamental) no PAC.						

Tabela 3.4 – Máxima Distorção Harmônica em % da Tensão na Frequência Fundamental.

Tensão no barramento do PAC (V_s)	Distorção Harmônica Individual da Tensão (%)	Distorção Harmônica Total da Tensão (%)
$V_s \leq 69$ kV	3,0	5,0
69 kV $< V_s \leq 161$ kV	1,5	2,5
$V_s > 161$ kV	1,0	1,5

Fonte: (IEEE, 2014).

3.3 Condicionadores ativos de potência

Conversores estáticos de potência são amplamente utilizados em aplicações que buscam a melhora da QEE nos sistemas elétricos de potência, seja pela utilização dos filtros ativos série (FAS) e paralelo (FAP) (Peng, 1998), ou do condicionador unificado de qualidade de energia (UPQC), o qual é composto tanto pelo FAS como pelo FAP (Aredes, 1996; Singh et al., 1999; Akagi, 2005). Estes equipamentos permitem que o condicionamento ativo de potência seja realizado, principalmente no que diz respeito à supressão de harmônicos tanto de tensão quanto de corrente no sistema elétrico. Entretanto, o condicionamento ativo de energia não se limita somente à compensação de distúrbios relacionados aos harmônicos, ou seja, outras funções podem também ser realizadas, como exemplo, controle da potência reativa para correção do fator de potência, regulação de tensão, balanceamento de correntes, dentre outras (Akagi, 2005).

Em (Singh et al., 1999), uma ampla discussão sobre filtros ativos, sistemas UPQC e estruturas híbridas de condicionadores é apresentada, com uma lista de mais de 200 referências correlatas ao tema. Este apresenta uma breve revisão sobre os problemas de QEE encontrados nos sistemas elétricos, bem como o estado da arte sobre topologias, estruturas, estratégias de controle e aplicações destes filtros ativos. Já em (Akagi, 2005) é apresentado um estudo voltado à aplicação prática de filtros ativos paralelo e topologias híbridas de filtros. Além destes, há também outros trabalhos disponíveis na literatura que apresentam uma ampla revisão sobre condicionadores ativos de potência aplicados na melhora da QEE dos sistemas elétricos de potência (Pal, Swarup e Singh, 2008; El-Habrouk, Darwish e Mehta, 2000; Javadi et al., 2012).

Qualquer inversor bidirecional em corrente pode ser empregado na implementação de filtros ativos. Duas topologias são descritas na literatura, a CSI (*Current Source Inverter*) e a VSI (*Voltage Source Inverter*), sendo a topologia VSI mais indicada para a implementação sistemas que realizam o condicionamento ativo de potência (Singh et al., 1999; Akagi, 2005).

3.3.1 Filtro ativo de potência série

A Figura 3.1 mostra o diagrama em blocos que representa, de forma simplificada, um filtro ativo de potência série (FAS). A conexão com a rede é normalmente realizada por meio de um transformador de acoplamento série (Singh et al., 1999). Basicamente, sua estrutura é composta por um inversor, elementos passivos de filtragem, aqui representados pela impedância Z_s , transformador de acoplamento e uma fonte CC representada por V_{cc} , juntamente com um sistema de geração de referências e controle (Silva, 2001).

Figura 3.1 – Diagrama em blocos simplificado de um FAS.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Este é normalmente utilizado para compensar os distúrbios de tensão, tais como harmônicos, afundamentos e elevações de tensão, dentre outros, de modo que as tensões fornecidas para as cargas sejam sempre senoidais, equilibradas e reguladas (Aredes e Watanabe, 1995). Como exemplo, em (Zou, Wang e Cheng, 2014) o FAS realiza tanto a supressão de harmônicos quanto a compensação dos desequilíbrios e afundamentos da tensão da rede. Já em (Li et al., 2007; Nielsen et al., 2004; Ho e Chung, 2010; Bhavaraju e Enjeti, 1996) somente os desequilíbrios e afundamentos de tensão são compensados, ou seja, o FAS opera como um restaurador dinâmico de tensão (DVR – *Dynamic Voltage Restorer*). Em muitas aplicações, o FAS é implementado em conjunto com filtros passivos, formando uma topologia híbrida. Neste caso, além das características do FAS, o sistema atua como um isolador harmônico entre a fonte e a carga (Javadi et al., 2012; Bhattacharya e Divan, 1995; Peng, Akagi e Nabae, 1990; Peng, Akagi e Nabae, 1993; Fujita e Akagi, 1991).

3.3.2 Filtro ativo de potência paralelo

A Figura 3.2 mostra o diagrama em blocos que representa, de forma simplificada, um filtro ativo de potência paralelo (FAP). Este é normalmente empregado para realizar a supressão dos harmônicos de corrente gerados por cargas não-lineares. Além disso, caso seja necessário, este pode também compensar a potência reativa (Akagi, Kanazawa, Nabae, 1984; Singh et al., 1999; Akagi, 2005). Similar ao FAS, a estrutura do FAP é normalmente composta por um inversor, elementos passivos de filtragem (Z_p), barramento de tensão CC e sistema de geração de referências e controle (Silva, 2001).

Figura 3.2 – Diagrama em blocos simplificado de um FAP.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O FAP se comporta como uma fonte de corrente não-senoidal, fornecendo para a carga as respectivas componentes harmônicas e reativas. Desta forma, a corrente a ser injetada na rede pelo FAP deve ser igual à soma da componente harmônica com a parcela fundamental reativa da carga (Marques, 1998). Neste caso, apenas a parcela fundamental da corrente da carga é drenada da fonte, ou seja, a corrente na rede torna-se senoidal e em fase com a respectiva tensão de alimentação (Silva, 2001; Campanhol, 2012).

Na literatura, diversos trabalhos relacionados à FAPs são encontrados (Singh et al., 1999), tanto para aplicações em sistemas monofásicos (Lindeke et al., 2004; Hsu e Wu, 1996; Komurcugil e Kukrer; 2006; Liu et al., 2014; Fujita, 2009) quanto trifásicos a três-fios (Matavelli e Marafão, 2004; Núñez-Zúñiga e Pomilio, 2002; Marafão et al., 2002; Tang, 2012; Huang e Wu, 1999; Mendalek e Al-Haddad; 2000; Moran, Dixon e Wallace, 1995). Para aplicações em sistemas trifásicos a quatro-fios, quatro principais topologias são apresentadas,

sendo estas *Split-Capacitor* (SC) (Grino et al., 2007; Kim e Enjeti, 2000; Quinn e Mohan, 1992), *Four-Leg* (FL) (Kanjia, Khadkikar e Zeineldin, 2013; Acordi, 2012; Lohia, 2008), *Three Full-Bridge* (3FB) (Campanhol, Silva, Goedel, 2013; Khadkikar e Chandra, 2008) e *Neutral-Point-Camped* (NPC) (Vodyakho e Mi, 2009; Zhang, Waite e Chong, 2013). Em (Khadkikar, Chandra e Singh, 2011) é apresentada uma análise comparativa entre as topologias SC, FL e 3FB. Já (Bacon, 2016) realiza o estudo e a análise comparativa considerando as quatro topologias de FAP a quatro-fios mencionadas. Além disso, (Bhattacharya, Chakraborty e Bhattacharya, 2009) apresentam uma revisão sobre diversos métodos utilizados para a obtenção das referências de corrente das malhas de controle de FAPs.

3.3.2.1 Sistema PV com a funcionalidade de um FAP

Como mencionado no capítulo anterior, o estágio de conversão da energia proveniente de um arranjo PV pode ser implementado utilizando um conversor CC/CA conectado em paralelo com a rede. Portanto, constata-se que sistemas PV de único estágio e FAPs apresentam estrutura de potência idêntica. Desta forma, para uma melhor utilização da estrutura já implementada, é possível fazer com que o sistema PV realize também a função de FAP (Sant et al., 2013; Wu et al., 2003; Campanhol et al., 2017; Oliveira et al., 2016; Silva et al., 2015). Neste trabalho, essa estrutura é denominada sistema PV-FAP, sendo simplificada representada pelo diagrama em blocos mostrado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV-FAP de estágio simples.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O sistema PV-FAP pode realizar, simultaneamente, o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV, a supressão das correntes harmônicas geradas por cargas não-lineares e a compensação da potência reativa da carga. Para isso, a corrente a ser sintetizada por este conversor será composta por uma parcela fundamental, que corresponde à potência ativa do arranjo PV, mais as parcelas harmônicas e reativas da corrente da carga, conforme mostra a Figura 3.3. Portanto, como a compensação ativa de potência paralela é também realizada, as correntes compensadas na rede serão sempre senoidais, independentemente do nível de potência gerada pelo arranjo PV. Como resultado, um elevado fator de potência no sistema elétrico é sempre alcançado (Schonardie et al., 2012; Oliveira et al., 2016; Silva et al., 2015).

Na literatura são encontrados diversos trabalhos com aplicação de estruturas PV-FAP em sistemas monofásicos (Oliveira et al., 2016; Brandão et al., 2013; Wu et al., 2005; Tsai-Fu et al., 2007; Patidar et al., 2010; Souza et al., 2013) ou trifásicos (Hyo-Ryong et al., 2009; Singh et al., 2011; Tuyen e Fujita, 2015; Rahmani et al., 2012; Sezen et al., 2014; Roncero-Clemente et al., 2015; Cavalcanti et al., 2012). Como exemplo, em (Silva et al., 2015) é proposto um novo algoritmo para geração das referências de corrente de um PV-FAP monofásico, o qual possibilita a limitação da potência a ser processada pelo inversor de modo que a corrente nominal do sistema permaneça dentro dos limites de projeto. Um sistema PV-FAP trifásico a quatro-fios, implementado utilizando um inversor NPC, é apresentado em (Campanhol et al., 2017).

3.3.3 Condicionador de qualidade de energia unificado

A Figura 3.4 mostra o diagrama em blocos que representa, de forma simplificada, um condicionador de qualidade de energia unificado (UPQC – *Unified Power Quality Conditioner*). O sistema UPQC une em uma única estrutura os filtros ativos série e paralelo, sendo ambos os conversores conectados ao mesmo barramento de tensão CC (Aredes, 1996; Akagi, 1996; Singh et al., 1999; Akagi, 2005). Este tipo de estrutura engloba todas as funcionalidades do FAS e FAP, fazendo com que o UPQC seja uma opção de ampla solução dos problemas de qualidade de energia, vistos tanto pela concessionária de energia quanto pelo consumidor (Fujita e Akagi, 1998).

Figura 3.4 – Diagrama em blocos simplificado de um UPQC.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

De modo geral, em um sistema UPQC, o conversor série atua na compensação dos distúrbios relacionados às tensões da rede, enquanto que o conversor paralelo atua na compensação dos distúrbios relacionados às correntes das cargas. Desta forma, dependendo da estratégia de compensação adotada, é possível garantir que as tensões de saída para as cargas sejam senoidais, balanceadas e reguladas, ao passo que as correntes compensadas na rede sejam senoidais, equilibradas e em fase com as respectivas tensões de alimentação. Desta forma, um UPQC possibilita que o condicionamento ativo de potência série e paralela seja realizado de forma simultânea (Singh et al., 1999; Khadkikar, 2012).

Os conversores série e paralelo do UPQC podem ser controlados para operar de duas formas distintas (Modesto et al., 2016), sendo estas:

- Estratégias de compensação convencional: O conversor paralelo é controlado para operar como uma fonte de corrente não-senoidal, fornecendo as respectivas componentes harmônicas e reativas da corrente da carga (modo convencional de operação do FAP), ao passo que o conversor série é controlado para operar como uma fonte de tensão não-senoidal, impondo no transformador de acoplamento série as parcelas harmônicas das tensões da rede, juntamente com as parcelas fundamentais responsáveis pela compensação dos desequilíbrios e/ou variações de tensão (modo convencional de operação do FAS).
- Estratégias de compensação dual: O conversor paralelo é controlado para operar como uma fonte de tensão senoidal, fornecendo para as cargas tensões senoidais, balanceadas e reguladas, ao passo que o conversor série é controlado para operar como uma fonte de corrente senoidal, impondo na rede correntes senoidais e balanceadas.

Considerando o modo dual de compensação, como o conversor paralelo se comporta como uma fonte de tensão senoidal, este apresenta um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas. Em contrapartida, como o conversor série é controlado para operar como uma fonte de corrente senoidal, este apresenta um caminho de alta impedância para as correntes harmônicas. Desta forma, as componentes harmônicas da corrente da carga irão fluir pelo conversor paralelo ao invés de circularem pela rede, resultando em correntes senoidais na rede. Já para a compensação de tensão, como o conversor paralelo impõe para as cargas tensões senoidais, balanceadas e reguladas, os distúrbios de tensão, tais como desbalanços, harmônicos e variações de tensões (*sags/swell*) são absorvidos pelos transformadores monofásicos de acoplamento série. Portanto, de forma indireta, o conversor paralelo realiza tanto a compensação dos desequilíbrios quanto a supressão dos distúrbios harmônicos das tensões da rede (Modesto et al., 2016). Nota-se que a estratégia de compensação dual implica que ambos os conversores série e paralelo operem de forma simultânea.

Além disso, ambas as referências senoidais de corrente e tensão são geradas em fase com as respectivas tensões da rede. Desta forma, além da supressão dos harmônicos de corrente, o conversor série realiza também, de forma indireta, a compensação da potência reativa e dos desequilíbrios das correntes da carga.

Como pode ser observado, como as referências de entrada são senoidais, não se faz necessário calcular referências não-senoidais por meio de métodos específicos normalmente utilizados em estratégias de compensação convencionais. Além disso, como as grandezas controladas de corrente e tensão são senoidais no eixo estacionário *abc*, estas grandezas se tornam contínuas no eixo síncrono *dq*. Isso permite que o controlador proporcional-integral (PI) clássico seja adotado, de modo que erro nulo em regime permanente seja alcançado (França, Silva e Aredes, 2011).

A estratégia de compensação dual foi proposta por (Moran, 1989), sendo posteriormente aplicada em diversos outros trabalhos que envolvem sistemas com condicionamento ativo de potência série e paralelo. Como exemplo, em (Silva et al., 2002) essa estratégia foi empregada em uma sistema ininterrupto de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supply*) *line-interactive* com compensação ativa de potência série e paralelo, aplicado em sistemas trifásicos a três e a quatro-fios. Já em (Aredes e Fernandes, 2009; Santos, Cunha e Mezaroba, 2014; França et al., 2015; Modesto et al., 2016), essa estratégia de compensação foi empregada em sistemas UPQC trifásicos. Em sistemas monofásicos, pode-se citar o UPS *line-interactive* apresentada por (Barriviera et al., 2012; Jeon e Cho, 1997) e o UPQC descrito em (Barriviera et al., 2011).

Diversos trabalhos relacionados à UPQC são encontrados na literatura (Khadkikar e Chandra, 2009; Khadkikar e Chandra, 2011; Rubilar et al., 2007; Santos et al., 2011; Karanki et al., 2013; Aredes, Heumann e Watanabe, 1998; Da Silva et al., 2011). Em (Khadkikar, 2012) é apresentado um amplo estudo sobre topologias, estrutura física, técnicas de controle, dentre outras informações sobre UPQC, sendo apresentada uma lista com mais de 180 referências correlatas à esse sistema.

3.3.3.1 Sistema PV com funcionalidade de um UPQC

Como mencionado anteriormente neste capítulo, sistemas PV podem ser empregados em aplicações que envolvem o condicionamento ativo de potência paralelo, ou seja, realizar simultaneamente a função de um FAP. Esse conceito pode ser expandido também para os sistemas UPQC, ou seja, incorporar em um sistema PV as funcionalidades de um UPQC. Para isso, faz-se necessária a utilização de dois conversores para a implementação deste sistema, os quais são conectados em série e paralelo com a rede. Neste trabalho, essa nova estrutura de condicionamento ativo de energia é denominada sistema PV-UPQC, sendo simplificada representada pelo diagrama em blocos mostrado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Diagrama em blocos simplificado de um sistema PV-UPQC de estágio simples.

Fonte: Próprio autor.

Um sistema PV-UPQC pode fornecer energia ativa tanto para o sistema elétrico de distribuição convencional quanto para as cargas a ele conectadas, sendo essa energia ativa

gerada por um conjunto de placas solares que formam o arranjo PV. Além disso, filtragem universal é também realizada por ambos os conversores série e paralelo que compõem esse sistema.

Alguns trabalhos encontrados na literatura mostram a implementação de sistemas PV utilizando dois conversores, conectados em série e paralelo com a rede elétrica. Em (Cavalcanti et al., 2006a; b) foi apresentado um sistema de estágio simples, implementado utilizando dois inversores trifásico a três fios. Entretanto, resultados experimentais foram apresentados somente para o conversor série operando como um DVR. Neste caso, a supressão dos harmônicos da tensão da rede não é realizada, do mesmo modo que a operação do conversor paralelo como FAP não é apresentada. Já (Devassy e Singh, 2015) mostra um sistema de duplo estágio trifásico a três fios, sendo implementado somente em simulação computacional. Entretanto, a supressão dos harmônicos de tensão ou de corrente não foram consideradas. A utilização de um UPQC em um sistema de geração distribuída é apresentada em (Han et al., 2006). Como a estratégia de compensação convencional foi utilizada para o controle do UPQC, o inversor paralelo muda seu modo de operação, de uma fonte de corrente para uma fonte de tensão, e vice-versa, quando o sistema passa do modo ilhado para o interconectado. Essa mudança causa transitórios nas tensões de saída fornecidas para a carga.

3.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos relacionados à QEE nos sistemas elétricos de potência, sendo brevemente discutidas as recomendações nacionais descritas pela ANEEL, bem como a recomendação do IEEE e a norma da IEC.

Foram apresentados também os principais sistemas ativos empregados para solução dos problemas de QEE, onde tais estruturas realizam o condicionamento ativo de potência série e/ou paralela. Neste contexto, foram apresentadas as estruturas do FAS, FAP e UPQC, além do sistema PV-FAP. Por fim, foi apresentado o sistema PV-UPQC, o qual realiza simultaneamente o condicionamento ativo de potência e o processamento da energia ativa de um arranjo PV.

4 SISTEMA PV-UPQC

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada a descrição do sistema PV trifásico a quatro-fios de único estágio proposto neste trabalho. Inicialmente, é mostrada a estrutura de potência deste sistema, assim como suas principais características de operação. Na sequência, é discutido o algoritmo utilizado para obtenção das referências de corrente do conversor série, bem como é descrita a malha de controle *feed-forward*, utilizada para estimar a potência ativa disponível no arranjo PV.

4.2 Sistema PV-UPQC proposto

A Figura 4.1 mostra a estrutura de potência do sistema PV trifásico de estágio simples proposto neste trabalho, o qual é conectado em uma rede elétrica trifásica a quatro-fios. Este sistema, aqui denominado PV-UPQC, pode operar em dois modos, sendo estes:

- Modo interconectado à rede elétrica – O sistema PV-UPQC realiza simultaneamente o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV e a compensação ativa de potência série e paralela. Desta forma, esse novo sistema PV proposto contempla também as funcionalidades de um UPQC (Modesto et al., 2016; França et al., 2015);
- Modo ilhado – O sistema PV-UPQC fornece potência somente para as cargas, de modo similar a um sistema ininterrupto de energia (UPS) (Modesto et al., 2015; Silva et al., 2002). Nesta condição de operação, caso o arranjo PV forneça energia suficiente ao barramento CC, o conversor paralelo permanece em pleno funcionamento, alimentando as cargas que estejam conectadas ao Ponte de Acoplamento Comum 2 (PAC₂).

Além disso, em uma microrrede CA, por exemplo, a multifuncionalidade do PV-UPQC proposto pode ser ressaltada. Neste caso, se a rede for desconectada, o inversor série é desligado e o inversor paralelo pode operar como um conversor de potência supridor de rede (Rocabert et al., 2012), uma vez que este pode também operar como uma fonte de corrente. No caso da existência de algum sistema de armazenamento de energia ou um sistema de geração distribuída

conectado ao barramento CC, o conversor paralelo pode operar como um conversor de potência formador de rede (Rocabert et al., 2012), já que este é controlado como uma fonte de tensão.

Figura 4.1 – Diagrama em blocos do sistema PV-UPQC proposto neste trabalho.

Fonte: Próprio autor.

Como pode ser visto na Figura 4.1, o sistema PV-UPQC é implementado utilizando dois inversores NPC trifásicos de três níveis, conectados a um barramento de tensão CC comum. A escolha desta topologia de conversor deve-se a algumas características benéficas já descritas na literatura, tais como:

- Redução da tensão direta nas chaves de potência e redução da taxa de distorção harmônica da tensão de saída (Vodyakho e Mi, 2009);
- Topologia indicada para aplicações de sistemas PV de único estágio (somente o conversor CC/CC com PV conectado diretamente ao barramento CC) e sem isolamento galvânica, utilizadas em sistemas trifásicos (Farias et al., 2011; Sebaaly, Kanaan e N. Moubayed, 2014; Cavalcanti et al., 2012; Busquets-Monge et al., 2008).

O conversor série é conectado à rede por meio de um acoplamento indutivo (filtro L) juntamente com os transformadores de acoplamento. Já o conversor paralelo é conectado ao sistema através de filtros LC.

A fonte renovável de energia é composta por um arranjo PV formado por uma única *string* contendo vinte placas solares conectadas em série, o qual é diretamente conectado ao

barramento CC. Neste caso, não se faz necessário a utilização de um conversor CC/CC para elevação da tensão do arranjo PV. Isso traz como vantagem a maximização do sistema de processamento da energia (Cavalcanti et al., 2006a).

Considerando o ponto de máxima potência (MPP - *Maximum Power Point*) em condições de teste padrão (STC - *Standard Test Conditions*), tem-se nos terminais de saída do arranjo PV uma tensão de aproximadamente 616 V, pois cada placa solar fornece uma tensão de 30,8 V. Entretanto, o valor mínimo da tensão do barramento CC é limitado a uma tensão mínima em torno de 460 V, tensão esta suficiente para garantir o adequado funcionamento do sistema.

O PV-UPQC é conectado ao sistema de distribuição de energia por meio de uma chave estática, cuja função principal é realizar a rápida desconexão do sistema quando a condição de ilhamento é detectada, ou seja, quando ocorre uma falta no fornecimento de energia pela rede. Além disso, esta desconexão possibilita que o sistema PV-UPQC opere no modo ilhado.

4.3 Estratégia dual de controle do sistema PV-UPQC

Devido às características vantajosas já mencionadas anteriormente no capítulo 3, neste trabalho é adotada a estratégia dual de compensação ativa de potência por meio de controle dos conversores série e paralelo do PV-UPQC. Neste caso, o conversor série realiza o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV, impondo à rede correntes senoidais, balanceadas e em oposição de fase com as respectivas tensões de alimentação. Simultaneamente, este conversor realiza a supressão de harmônicos, compensação de reativos e desequilíbrios das correntes da carga, garantindo que as correntes sintetizadas na rede sejam sempre senoidais e balanceadas. Por outro lado, cabe ao conversor paralelo manter para as cargas tensões senoidais, balanceadas e reguladas. Portanto, de forma indireta este conversor realiza a compensação dos desequilíbrios e supressão dos harmônicos das tensões da rede. Neste caso, distúrbios de tensão, tais como desbalanços, harmônicos e variações de tensões (*sags/swell*) são absorvidos pelos transformadores de acoplamento série, não sendo refletidos para as cargas.

Se a estratégia de compensação convencional for adotada, no modo de operação ilhado, o conversor paralelo necessariamente precisa alterar seu modo de operação. Neste caso, este deixará de operar como uma fonte de corrente não senoidal para operar como uma fonte de

tensão senoidal. Quando o sistema deixar de operar no modo ilhado para entrar no modo interconectado, o inversor paralelo deverá voltar a operar como fonte de corrente não senoidal. Esta troca pode causar transitórios nas tensões fornecida às cargas. Por outro lado, se a estratégia de compensação dual é adotada, a troca no modo de operação mencionada anteriormente não ocorre, haja visto que o inversor paralelo continua operando como fonte de tensão senoidal em ambos os modos de operação, ou seja, interconectado ou ilhado. Como consequência, nenhum transitório é percebido nas tensões de saída fornecidas às cargas.

4.3.1 Malha de controle das correntes no inversor NPC série

A Figura 4.2 mostra o diagrama em blocos da malha de controle das correntes do conversor série. Como pode ser observado, controladores proporcional-integral (PI) clássicos são implementados no sistema de coordenadas $dq0$. Como o conversor série é sempre controlado para operar como uma fonte de corrente senoidal, as referências senoidais de corrente são contínuas no referencial síncrono $dq0$. Isso permite que este tipo de controlador seja adotado de modo a garantir, teoricamente, erro nulo em regime permanente.

Figura 4.2 - Diagrama em blocos da malha de controle da corrente do inversor NPC série no eixo $dq0$.

Fonte: Próprio autor.

Verifica-se na Figura 4.2 a presença do controlador $PI_{V_{cc}}$, sendo este responsável por manter a tensão total do barramento CC no valor de referência desejado (v_{cc}^*). Esta referência

de tensão é fornecida pelo algoritmo de MPPT baseada em perturbação e observação (método P&O), descrita em detalhes no apêndice B. Além disso, no apêndice A é apresentado o sistema PLL adotado neste trabalho, sendo este o AF-PSD-3pPLL trifásico descrito em (Bacon e Silva, 2015).

Nas seções seguintes são explicitados o algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF - *Synchronous Reference Frame*), neste trabalho chamado de algoritmo SRF, utilizado para obtenção da componente da corrente da carga no eixo direto d (i_{Ld}), além da malha de controle *feed-forward* (MCFF).

4.3.1.1 Geração das referências de corrente

O conversor série impõe na rede elétrica a parcela ativa fundamental da corrente da carga, de modo que a supressão de harmônicos e compensação de reativos seja indiretamente realizada. Para isso, faz-se necessária a implementação de um algoritmo que realize constantemente a leitura das correntes da carga, de modo a separar as parcelas ativas fundamentais das parcelas harmônicas e reativas.

Diversos algoritmos têm sido propostos na literatura para desempenhar esta tarefa (Jou, 1995), podendo citar algoritmos baseados na teoria da potência ativa e reativa instantânea (teoria p-q) (Akagi, Kanazawa, Nabae, 1984), métodos de detecção de pico da componente fundamental (Cardenas et al., 2003), dentre outros. Outros algoritmos de compensação baseado no sistema SRF têm sido largamente utilizados). O algoritmo SRF foi inicialmente utilizado na compensação ativa de potência de um filtro série híbrido trifásico, atuando como isolador harmônico entre a fonte de alimentação e a carga (Bhattacharya et al., 1991). Outros trabalhos, abordando diversas aplicações como filtros ativos de potência monofásicos e trifásicos (Garcia Campanhol et al., 2014), sistemas UPS e UPQC monofásicos e trifásicos (Silva et al., 2002; Modesto et al., 2015) também adotaram algoritmos baseado no SRF.

Para separação da parcela ativa fundamental das parcelas harmônicas e reativas da corrente da carga, a adoção do algoritmo SRF apresenta algumas vantagens. Como exemplo, este algoritmo apresenta implementação relativamente fácil, pois necessita apenas de equações matemáticas básicas e um único filtro passa baixa (FPB). Além disso, é pouco influenciável por possíveis distúrbios presentes na tensão da rede elétrica. Em outras palavras, harmônicos e/ou desequilíbrios presentes nas tensões da rede elétrica, por exemplo, não afetam significativamente a geração das referências de compensação obtidas pelo algoritmo SRF. Isto

ocorre desde que o sistema de detecção do ângulo de fase da rede elétrica, como por exemplo um sistema PLL (*Phase-Locked Loop*), seja robusto o bastante para rejeitar tais distúrbios da rede (Silva e Bacon, 2015). Portanto, analisando tais características, é adotado neste trabalho o algoritmo SRF para obtenção da referência de corrente no referencial síncrono d (i_{csd}^*).

No sistema SRF, as correntes medidas da carga $i_{L_{abc}}$ são representadas no referencial d (i_{Ld}) pela soma das respectivas componentes ativas e harmônicas da carga, conforme mostra a equação (4.1):

$$i_{Ld} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_{pll} & -\frac{1}{2}\cos\theta_{pll} + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta_{pll} & -\frac{1}{2}\cos\theta_{pll} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta_{pll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

sendo $\sin\theta_{pll}$ e $\cos\theta_{pll}$ as coordenadas do vetor unitário síncrono, e θ_{pll} representa o ângulo de fase θ estimado da rede pelo PLL.

Como pode ser notado na Figura 4.2, um FPB é usado para extrair a componente contínua $i_{Ld_{cc}}$, a qual representa as componentes ativas totais das correntes da carga.

Portanto, a referência de corrente do conversor série, no eixo síncrono d , é dada por:

$$i_{csd}^* = i_{Ld_{cc}} + i_{cc} - i_{ff} \quad (4.2)$$

A grandeza i_{cc} determina a quantidade de potência ativa a ser absorvida ou fornecida para a rede, de modo que a tensão do barramento CC permanece regulada. Em outras palavras, i_{cc} ajusta a amplitude da corrente i_{csd}^* de modo que o fluxo de energia pelo sistema PV-UPQC seja controlado, garantindo o balanço de potência no sistema. Atuando em conjunto com i_{cc} , a corrente da malha de controle de *feed-forward* (i_{ff}) acelera o balanço de potência do sistema, conforme será discutido na seção seguinte.

Como é esperado que as correntes na rede sejam senoidais e equilibradas, tanto a componente em quadratura i_{csq}^* quanto a componente de sequência zero i_{cs0}^* devem ser definidas como zero, conforme pode ser observado na Figura 4.2.

4.3.1.2 Malha de controle *feed-forward*

Nesta seção, a funcionalidade da MCFF é enfatizada, uma vez que sua principal função é realizada quando mudanças bruscas de irradiação solar ocorrem no arranjo PV (Campanhol et al., 2017).

A MCFF é utilizada pois a resposta dinâmica da malha de controle da tensão do barramento CC é sempre mais lenta do que a malha de controle da corrente do conversor série. Desta forma, a MCFF atua em conjunto com o controlador da tensão CC, determinando a adequada amplitude das correntes do inversor série, de modo que o equilíbrio de potência do sistema PV-UPQC seja rapidamente alcançado. Em outras palavras, a MCFF auxilia na velocidade de cálculo das referências de corrente do inversor série durante a ocorrência de variações rápidas na irradiação solar. Como consequência, possíveis distúrbios na tensão do barramento CC, tais como oscilações de tensão e *overshoot/undershoot* de tensão são minimizados. Além disso, o tempo de assentamento da tensão CC também é reduzido durante transientes de irradiação solar.

A estratégia consiste em estimar, no referencial estacionário *abc*, o valor de pico da corrente fundamental do conversor série (I_{spico}) a ser injetada na rede. Após, I_{spico} é transformada do referencial estacionário *abc* para o síncrono *dq*, de modo a obter a corrente de *feed-forward* (i_{ff}).

A potência produzida pelo arranjo PV (P_{pv}) é dada por:

$$P_{pv} = v_{pv} i_{pv} = (v_{cc1} + v_{cc2}) i_{pv} \quad (4.3)$$

onde v_{pv} e i_{pv} são, respectivamente, a tensão e corrente do arranjo PV, enquanto v_{cc1} e v_{cc2} são as tensões do barramento CC.

Assumindo que tanto as correntes do inversor série quanto as tensões da rede são balanceadas, a potência ativa (P_s), extraída do arranjo PV e fornecida para a rede, pode ser definida por:

$$P_s = 3V_s I_s = \frac{3V_{spico} I_{spico}}{2} \quad (4.4)$$

onde V_s e I_s são, respectivamente, os valores eficazes de tensão e corrente da rede, enquanto que $V_{s_{pico}}$ e $I_{s_{pico}}$ são suas respectivas amplitudes.

Desconsiderando as perdas no sistema, têm-se que $P_{pv} = P_s$. Portanto, $I_{s_{pico}}$ pode ser estimada por:

$$I_{s_{pico}} = \frac{2v_{pv}i_{pv}}{3V_{s1_{pico}}} \quad (4.5)$$

onde $V_{s1_{pico}}$ representa a amplitude de pico da componente fundamental da tensão da rede (sequência positiva), a qual pode ser estimada pelo sistema PLL descrito no Apêndice A.

Finalmente, a corrente i_{ff} representada no sistema de referência síncrona dq é dada por:

$$i_{ff} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{s_{pico}} \quad (4.6)$$

Desta forma, i_{ff} é usada em (4.2) para calcular a referência de corrente do conversor série (i_{csd}^*).

Como pode ser observado, embora o balanço de potência do sistema PV-UPQC possa ser assegurado apenas pelo controlador de tensão do barramento CC, a corrente i_{ff} contribui na melhora da resposta dinâmica tanto das tensões do barramento CC como nos cálculos das correntes de referência das correntes da rede (conversor série). Além disso, não se faz necessário o uso de sensores adicionais de tensão ou corrente, uma vez que as grandezas empregadas no cálculo de i_{ff} já são previamente medidas (v_{pv} e i_{pv}) ou estimada ($V_{s1_{pico}}$).

4.3.2 Malha de controle das tensões do inversor NPC paralelo

O diagrama em blocos mostrado na Figura 4.3 representa a malha de controle do conversor paralelo no referencial $dq0$. Como as tensões de saída deste conversor são controladas para serem senoidais, reguladas e equilibradas, a referência de tensão no eixo d é definida como

conversor paralelo influenciam diretamente no desequilíbrio das tensões do barramento CC, a utilização desta malha faz com que tais tensões CA de saída apresentem componentes CC nulas em regime permanente.

4.4 Conclusão

Este capítulo apresentou a descrição do sistema PV trifásico a quatro-fios de único estágio proposto neste trabalho, sendo mostrada a estrutura de potência do sistema PV-UPQC, como também explicitada as suas principais características de operação e funcionalidades. As malhas de controle de ambos os conversores série e paralelo foram descritas, juntamente com o algoritmo SRF e a MCFF.

A estrutura de potência proposta mostra que o sistema PV proposto engloba também as funcionalidades de um UPQC. Desta forma, além de injetar potência ativa extraída do arranjo PV na rede elétrica, o sistema PV-UPQC realiza, simultaneamente, o condicionamento ativo de potência série-paralelo. Além disso, a direta conexão do arranjo PV ao barramento CC maximiza a eficiência deste sistema.

Diversas características apresentadas evidenciam as vantagens da utilização do modo dual de controle para o sistema PV-UPQC proposto. Como as referências das malhas de controle dos conversores série e paralelo são grandezas contínuas no eixo $dq0$, controladores PI clássicos podem ser utilizados de modo a garantir, em teoria, erro nulo em regime permanente. Além disso, nesse modo de controle, transições entre os modos de operação interconectado e ilhado não causam transitórios nas tensões fornecidas para as cargas pelo conversor paralelo.

Definidas as malhas de controle e grandezas de referência de corrente e tensão, faz-se necessária a obtenção dos modelos matemáticos de forma que os ganhos dos controladores sejam projetados. Assim, no próximo capítulo é apresentada a modelagem matemática dos conversores série e paralelo, de modo a obter as respectivas funções de transferência que representem seus sistemas físicos. Também é apresentada a modelagem matemática da planta de tensão do barramento CC.

5 MODELAGEM E PROJETO DOS CONTROLADORES

5.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada a modelagem do circuito de potência dos conversores série e paralelo do sistema PV-UPQC. Os modelos matemáticos são obtidos tanto no sistema de coordenadas estacionárias abc quanto no sistema de coordenadas síncronas $dq0$. É desenvolvida também a modelagem da planta de tensão total barramento CC. A partir disso, as respectivas funções de transferência (FT) de malha aberta e malha fechada são descritas, bem como são realizados os projetos dos controladores PI (Proporcional-Integral) e P (Proporcional) utilizados nestas malhas de controle.

O estudo de estabilidade das malhas de controle do sistema PV-UPQC é também apresentado, de modo a analisar a capacidade dos conversores série e paralelo em se manterem estáveis perante à ocorrência de distúrbios nas correntes das cargas ou nas tensões da rede.

5.2 Modelagem do inversor NPC série

Nesta seção é apresentada a modelagem da planta do inversor NPC série, bem como as malhas de controle de corrente no referencial estacionário abc e síncrono $dq0$, com as respectivas funções de transferência de malha aberta e fechada.

5.2.1 Modelagem do inversor NPC série no referencial estacionário abc

Para obtenção do modelo matemático de cada uma das fases do conversor série no referencial estacionário abc , considera-se inicialmente que as correntes trifásicas deste conversor são equilibradas, bem como que o conversor paralelo opera com uma fonte de tensão ideal. Assim, o conversor série pode ser representado conforme mostra a Figura 5.1. Neste estudo, as tensões do barramento CC (V_{cc1} e V_{cc2}) são assumidas constantes.

Figura 5.1 – Circuito trifásico do conversor NPC conectado em série com a rede.

Fonte: Próprio autor.

Para obtenção do modelo matemático de cada uma das fases do conversor série, é considerado que as indutâncias de acoplamento são iguais ($L_{fsa} = L_{fsb} = L_{fsc} = L_{fs}$), bem como suas respectivas resistências série equivalentes ($R_{Lfsa} = R_{Lfsb} = R_{Lfsc} = R_{Lfs}$). Considera-se também que os transformadores de acoplamento de cada uma das fases apresentam indutância total de dispersão (L_{dts}), bem como resistência série (R_{dts}). Assim, o circuito equivalente de cada uma das fases, considerando a impedância do indutor de acoplamento e a de dispersão do transformador, pode ser representado conforme mostra a Figura 5.2. Neste, v_s representa a tensão da rede elétrica e v_L a tensão da carga.

Figura 5.2 – Circuito equivalente considerando a impedância de dispersão do transformador série.

Fonte: Próprio autor.

Considerando as equações (5.1), (5.2) e (5.3), é possível refletir as impedâncias de dispersão e a queda de tensão $v_s - v_L$, do lado primário para o lado secundário do transformador. Assim, obtém-se o circuito equivalente mostrado na Figura 5.3.

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (5.1)$$

$$V_p = n \cdot V_s \quad (5.2)$$

$$Z_p = n^2 \cdot Z_s \quad (5.3)$$

Figura 5.3 – Circuito equivalente de cada fase do conversor série.

Fonte: Próprio autor.

Na operação em três níveis, têm-se a tensão do conversor série entre os pontos A e 0 (v_{A0s}) variando entre zero e $+V_{cc}/2$, e entre zero e $-V_{cc}/2$. Considerando o semi-ciclo positivo, o valor médio de v_{A0s} pode ser calculado pela equação (5.4).

$$\langle v_{A0s}(t) \rangle = d_s(t) \cdot \frac{V_{cc}}{2} \quad (5.4)$$

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

Assim, o circuito equivalente pode ser representado conforme mostra a Figura 5.4. Neste, considera-se $n = 1$, devido a relação de transformação unitária do transformador de acoplamento, bem como $L_{eqs} = L_{dts} + L_{fs}$ e $R_{eqs} = R_{dts} + R_{Lfs}$.

Figura 5.4 – Modelo equivalente de cada fase do conversor série no referencial abc .

Fonte: Próprio autor.

Desenvolvendo a análise deste circuito e considerando o valor médio das grandezas de corrente e tensão, é possível escrever a seguinte expressão:

$$\langle d_s(t) \rangle \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\langle i_{cs}(t) \rangle}{dt} + R_{eqs} \langle i_{cs}(t) \rangle + (\langle v_s(t) \rangle - \langle v_L(t) \rangle) \quad (5.5)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica $\langle d_s(t) \rangle$, na corrente média do circuito $\langle i_{cs}(t) \rangle$, na tensão média da rede $\langle v_s(t) \rangle$ e na tensão média carga $\langle v_L(t) \rangle$, estas grandezas podem ser reescritas conforme mostram as equações (5.6), (5.7), (5.8) e (5.9), respectivamente.

$$\langle d_s(t) \rangle = D_s + \hat{d}_s(t) \quad (5.6)$$

$$\langle i_{cs}(t) \rangle = I_{cs} + \hat{i}_{cs}(t) \quad (5.7)$$

$$\langle v_s(t) \rangle = V_s + \hat{v}_s(t) \quad (5.8)$$

$$\langle v_L(t) \rangle = V_L + \hat{v}_L(t) \quad (5.9)$$

onde D_s , I_{cs} , V_s e V_L representam as componentes CC, e $\hat{d}_s(t)$, $\hat{i}_{cs}(t)$, $\hat{v}_s(t)$ e $\hat{v}_L(t)$ representam as componentes oscilantes da razão cíclica, da corrente do circuito, da tensão da rede e da tensão da carga, respectivamente.

Substituindo (5.6), (5.7), (5.8) e (5.9) na equação (5.5), obtém-se:

$$D_s \frac{V_{cc}}{2} + \hat{d}_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{dI_{cs}}{dt} + L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{cs}(t)}{dt} + R_{eqs} I_{cs} + R_{eqs} \hat{i}_{cs}(t) + [(V_s + \hat{v}_s(t)) - (V_L + \hat{v}_L(t))] \quad (5.10)$$

Os termos CC da equação (5.10) referem-se à resposta em regime permanente do sistema. Portanto, desprezando estas componentes, obtém-se o modelo CA de pequenos sinais dado pela equação (5.11).

$$\hat{d}_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{cs}(t)}{dt} + R_{eqs} \hat{i}_{cs}(t) + (\hat{v}_s(t) - \hat{v}_L(t)) \quad (5.11)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* na equação (5.11) e isolando $\hat{i}_{cs}$, obtém-se:

$$\hat{i}_{cs}(s) = \frac{\hat{d}_s(s) V_{cc}/2 - (\hat{v}_s(s) - \hat{v}_L(s))}{(L_{eqs}s + R_{eqs})} \quad (5.12)$$

A diferença de tensão $\hat{v}_s(s) - \hat{v}_L(s)$ representa um distúrbio para o sistema, portanto, desconsiderando este, é possível obter a função de transferência de cada uma das fases do conversor série no referencial estacionário *abc* (G_{CS_abc}), dada por:

$$G_{CS_abc}(s) = \frac{\hat{i}_{cs}(s)}{\hat{d}_s(s)} = \frac{V_{cc}/2}{(L_{eqs}s + R_{eqs})} \quad (5.13)$$

5.2.1.1 Malha de controle da corrente do conversor série no referencial estacionário *abc*

A Figura 5.5 mostra o diagrama em blocos da malha de controle da corrente de cada uma das fases do conversor série, no referencial estacionário *abc*. Nesta, KP_{is} e KI_{is}

representam, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador PI de corrente do conversor série ($G_{PI_{is}}$), e K_{PWM} representa o ganho do modulador PWM, sendo este calculado conforme mostra a equação (5.14) (Matavelli e Buso, 2006).

$$K_{PWM} = \frac{1}{P_{PWM}} \quad (5.14)$$

onde P_{PWM} é o valor de pico da portadora triangular da modulação PWM.

Figura 5.5 – Diagrama da malha de controle de corrente do conversor série no referencial estacionário abc .

Fonte: Próprio autor.

A partir deste diagrama é possível escrever as funções de transferência de malha aberta (G_{MACS_abc}) e de malha fechada (G_{MFCs_abc}) de cada uma das fases do conversor série, conforme mostram as equações (5.15) e (5.16), respectivamente. É considerado unitário o ganho da malha de realimentação.

$$G_{MACS_abc} = \frac{(KP_{is}s + KI_{is})[K_{PWM}(V_{cc}/2)]}{L_{eqs}s^2 + R_{eqs}s} \quad (5.15)$$

$$G_{MFCs_abc} = \frac{\hat{i}_{cs_abc}(s)}{\hat{i}_{cs_abc}^*(s)} = \frac{(KP_{is}s + KI_{is})[K_{PWM}(V_{cc}/2)]}{L_{eqs}s^2 + [KP_{is}K_{PWM}(V_{cc}/2) + R_{eqs}]s + KI_{is}K_{PWM}(V_{cc}/2)} \quad (5.16)$$

5.2.2 Modelagem do inversor NPC série no referencial síncrono $dq0$

Para obtenção do modelo matemático do conversor série no sistema de eixos de coordenadas síncronas $dq0$, é inicialmente adotada a equação (5.11), sendo esta escrita para as três fases do conversor série, conforme mostram as equações (5.17), (5.18) e (5.19).

$$v_{A0s_{pwm}} = \hat{d}_{sa}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqsa} \frac{d\hat{i}_{csa}(t)}{dt} + R_{eqsa} \hat{i}_{csa}(t) + (\hat{v}_{sa}(t) - \hat{v}_{La}(t)) \quad (5.17)$$

$$v_{B0s_{pwm}} = \hat{d}_{sb}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqsb} \frac{d\hat{i}_{csb}(t)}{dt} + R_{eqsb} \hat{i}_{csb}(t) + (\hat{v}_{sb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t)) \quad (5.18)$$

$$v_{C0s_{pwm}} = \hat{d}_{sc}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqsc} \frac{d\hat{i}_{csc}(t)}{dt} + R_{eqsc} \hat{i}_{csc}(t) + (\hat{v}_{sc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t)) \quad (5.19)$$

Isolando as derivadas de (5.17), (5.18) e (5.19), obtêm-se, respectivamente, as equações dinâmicas de primeira ordem das correntes dos indutores das fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’, como segue:

$$\frac{d\hat{i}_{csa}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eqsa}} \left[-R_{eqsa} \hat{i}_{csa}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{sa}(t) - (\hat{v}_{sa}(t) - \hat{v}_{La}(t)) \right] \quad (5.20)$$

$$\frac{d\hat{i}_{csb}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eqsb}} \left[-R_{eqsb} \hat{i}_{csb}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{sb}(t) - (\hat{v}_{sb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t)) \right] \quad (5.21)$$

$$\frac{d\hat{i}_{csc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eqsc}} \left[-R_{eqsc} \hat{i}_{csc}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{sc}(t) - (\hat{v}_{sc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t)) \right] \quad (5.22)$$

As equações (5.20), (5.21) e (5.22) podem ser reescritas da forma matricial conforme mostra a equação (5.23). Nesta, $L_{eqs(a,b,c)} = L_{eqs}$ e $R_{eqs(a,b,c)} = R_{eqs}$.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{csa}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{csb}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{csc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{csa} \\ \hat{i}_{csb} \\ \hat{i}_{csc} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{sa} \\ \hat{d}_{sb} \\ \hat{d}_{sc} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$+ \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{v}_{sa} - \hat{v}_{La}) \\ (\hat{v}_{sb} - \hat{v}_{Lb}) \\ (\hat{v}_{sc} - \hat{v}_{Lc}) \end{bmatrix}$$

Seja o modelo em espaço de estados da malha de corrente do conversor série, representado pela seguinte equação:

$$\dot{x}_{is}(t) = A_{is}x_{is}(t) + B_{is}u_{is}(t) + F_{is}w_{is}(t) \quad (5.24)$$

onde $x_{is}(t)$ é o vetor de estado que representa as correntes do conversor série, $u_{is}(t)$ é o vetor de entrada que representa as razões cíclicas, e $w_{is}(t)$ é o vetor de distúrbio que representa as tensões aplicadas nos transformadores série.

Portanto, igualando (5.23) com (5.24) é possível escrever as seguintes equações:

$$\dot{x}_{is}(t) = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{csa}}{dt} & \frac{d\hat{i}_{csb}}{dt} & \frac{d\hat{i}_{csc}}{dt} \end{bmatrix}^T \quad x_{is}(t) = [\hat{i}_{csa} \quad \hat{i}_{csb} \quad \hat{i}_{csc}]^T \quad (5.25)$$

$$u_{is}(t) = [\hat{d}_{sa} \quad \hat{d}_{sb} \quad \hat{d}_{sc}]^T \quad w_{is}(t) = [(\hat{v}_{sa} - \hat{v}_{La}) \quad (\hat{v}_{sb} - \hat{v}_{Lb}) \quad (\hat{v}_{sc} - \hat{v}_{Lc})]^T$$

Também é possível obter a matriz de estados do sistema (A_{is}), a matriz de entrada (B_{is}) e a matriz de distúrbio (F_{is}), dadas por:

$$A_{is} = \frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad B_{is} = \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad F_{is} = \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Para realizar a transformação do sistema de eixos de coordenadas estacionárias abc para o sistema de eixos de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$, faz-se necessário utilizar a transformada de Clarke, dada pela equação (5.27). Já a transformação inversa de Clarke, a qual permitir retornar do sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ para abc , é dada pela equação (5.28). É importante mencionar que tais transformadas são invariantes em potência.

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

$$\begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

onde z_{abc} representam as grandezas nos sistema de coordenadas abc , enquanto que $z_{\alpha\beta 0}$ representam as grandezas nos sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$.

Assim, a matriz de transformação $[T_{\alpha\beta 0}]$ é dada pela equação (5.29), e a matriz de transformação inversa $[T_{\alpha\beta 0}^i]$ é dada pela equação (5.30).

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}^i] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Considerando $[T_{\alpha\beta 0}^i]$, é possível escrever a seguinte equação:

$$Z_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] Z_{\alpha\beta 0} \quad (5.31)$$

Portanto, os vetor $\dot{x}_{is}(t)$, $x_{is}(t)$, $u_{is}(t)$ e $w_{is}(t)$ podem ser representados conforme mostram as equações abaixo:

$$\dot{x}_{is}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.32)$$

$$x_{is}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.33)$$

$$u_{is}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] u_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.34)$$

$$w_{is}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.35)$$

onde:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) &= \left[\frac{d\hat{i}_{cs\alpha}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{cs\beta}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{cs0}}{dt} \right]^T & x_{is_ \alpha\beta 0}(t) &= [\hat{i}_{cs\alpha} \quad \hat{i}_{cs\beta} \quad \hat{i}_{cs0}]^T \\ u_{is_ \alpha\beta 0}(t) &= [\hat{d}_{s\alpha} \quad \hat{d}_{s\beta} \quad \hat{d}_{s0}]^T \\ w_{is_ \alpha\beta 0}(t) &= [(\hat{v}_{s\alpha} - \hat{v}_{L\alpha}) \quad (\hat{v}_{s\beta} - \hat{v}_{L\beta}) \quad (\hat{v}_{s0} - \hat{v}_{L0})]^T \end{aligned} \quad (5.36)$$

Substituindo (5.32), (5.33), (5.34) e (5.35) em (5.24), obtém-se:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) = A_{is} \left[\sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{is_ \alpha\beta 0}(t) \right] \\ + B_{is} \left[\sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] u_{is_ \alpha\beta 0}(t) \right] + F_{is} \left[\sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{is_ \alpha\beta 0}(t) \right] \end{aligned} \quad (5.37)$$

Simplificando e multiplicando ambos os lados por $[T_{\alpha\beta 0}]$, a equação (5.37) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} [T_{\alpha\beta 0}][T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) = [T_{\alpha\beta 0}]A_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i] x_{is_ \alpha\beta 0}(t) \\ + [T_{\alpha\beta 0}]B_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i] u_{is_ \alpha\beta 0}(t) + [T_{\alpha\beta 0}]F_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i] w_{is_ \alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (5.38)$$

Considerando apenas o termo relacionado a $\dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t)$ da equação (5.38), e conforme as matrizes das equações (5.29) e (5.30), encontra-se:

$$[T_{\alpha\beta 0}][T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} I \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} \dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.39)$$

Realizando o mesmo procedimento para os termos relacionados a $x_{is_ \alpha\beta 0}(t)$, $u_{is_ \alpha\beta 0}(t)$ e $w_{is_ \alpha\beta 0}(t)$ da equação (5.38), obtêm-se, respectivamente, as seguintes equações:

$$\begin{aligned} [T_{\alpha\beta 0}]A_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i] x_{is_ \alpha\beta 0}(t) \\ = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} x_{is_ \alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (5.40)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]A_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i] x_{is_ \alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} A_{is} x_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.41)$$

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]B_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i]u_{is_ \alpha\beta 0}(t) \\
&= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} u_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.42)
\end{aligned}$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]B_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i]u_{is_ \alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2}B_{is}u_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.43)$$

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]F_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i]w_{is_ \alpha\beta 0}(t) \\
&= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} w_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.44)
\end{aligned}$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]F_{is}[T_{\alpha\beta 0}^i]w_{is_ \alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2}F_{is}w_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.45)$$

Substituindo (5.39), (5.41), (5.43) e (5.45) na equação (5.38), obtém-se o modelo em espaço de estados no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, dado por:

$$\dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) = A_{is}x_{is_ \alpha\beta 0}(t) + B_{is}u_{is_ \alpha\beta 0}(t) + F_{is}w_{is_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.46)$$

Assim, é possível representar matricialmente o modelo conforme a equação (5.47).

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{cs\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{cs\beta}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{cs0}}{dt} \end{bmatrix} &= \frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{cs\alpha} \\ \hat{i}_{cs\beta} \\ \hat{i}_{cs0} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{s\alpha} \\ \hat{d}_{s\beta} \\ \hat{d}_{s0} \end{bmatrix} \\
&+ \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{v}_{s\alpha} - \hat{v}_{L\alpha}) \\ (\hat{v}_{s\beta} - \hat{v}_{L\beta}) \\ (\hat{v}_{s0} - \hat{v}_{L0}) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.47}$$

Para realizar a transformação do sistema de eixos de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ para o sistema de eixos de coordenadas síncronas $dq0$, faz-se necessário utilizar a transformada dada pela equação(5.48). Já a transformação inversa que permite retornar do sistema de coordenadas $dq0$ para $\alpha\beta 0$, é dada pela equação (5.49).

$$\begin{bmatrix} Z_d \\ Z_q \\ Z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \\ Z_0 \end{bmatrix} \tag{5.48}$$

$$\begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \\ Z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_d \\ Z_q \\ Z_0 \end{bmatrix} \tag{5.49}$$

onde $z_{\alpha\beta 0}$ representam as grandezas nos sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, enquanto que z_{dq0} representam as grandezas nos sistema de coordenadas $dq0$.

Assim, a matriz de transformação $[T_{dq0}]$ é dada pela equação (5.50), e a matriz de transformação inversa $[T_{dq0}^i]$ é dada pela equação (5.51).

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.50}$$

$$[T_{dq0}^i] = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.51}$$

Considerando $[T_{dq0}^i]$, é possível escrever a seguinte equação:

$$Z_{\alpha\beta 0} = [T_{dq0}^i]Z_{dq0} \quad (5.52)$$

Portanto, os vetores $x_{is_ \alpha\beta 0}(t)$, $\dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t)$, $u_{is_ \alpha\beta 0}(t)$ e $w_{is_ \alpha\beta 0}(t)$ podem ser representados conforme mostram as equações abaixo:

$$x_{is_ \alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i]x_{is_ dq0}(t) \quad (5.53)$$

$$\dot{x}_{is_ \alpha\beta 0}(t) = [\dot{T}_{dq0}^i]x_{is_ dq0}(t) + [T_{dq0}^i]\dot{x}_{is_ dq0}(t) \quad (5.54)$$

$$u_{is_ \alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i]u_{is_ dq0}(t) \quad (5.55)$$

$$w_{is_ \alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i]w_{is_ dq0}(t) \quad (5.56)$$

onde:

$$x_{is_ dq0}(t) = [\hat{i}_{csd} \quad \hat{i}_{csq} \quad \hat{i}_{cs0}]^T \quad \dot{x}_{is_ dq0}(t) = \left[\frac{d\hat{i}_{csd}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{csq}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{cs0}}{dt} \right]^T$$

$$u_{is_ dq0}(t) = [\hat{d}_{sd} \quad \hat{d}_{sq} \quad \hat{d}_{s0}]^T \quad (5.57)$$

$$w_{is_ dq0}(t) = [(\hat{v}_{sd} - \hat{v}_{Ld}) \quad (\hat{v}_{sq} - \hat{v}_{Lq}) \quad (\hat{v}_{s0} - \hat{v}_{L0})]^T$$

Substituindo (5.53), (5.54), (5.55) e (5.56) em (5.46), obtém-se:

$$[T_{dq0}^i]\dot{x}_{is_ dq0}(t) = A_{is}[T_{dq0}^i]x_{is_ dq0}(t) - [\dot{T}_{dq0}^i]x_{is_ dq0}(t) \\ + B_{is}[T_{dq0}^i]u_{is_ dq0}(t) + F_{is}[T_{dq0}^i]w_{is_ dq0}(t) \quad (5.58)$$

Multiplicando ambos os lados por $[T_{dq0}]$, a equação (5.58) pode ser reescrita como:

$$[T_{dq0}][T_{dq0}^i]\dot{x}_{is_ dq0}(t) = [T_{dq0}]A_{is}[T_{dq0}^i]x_{is_ dq0}(t) - [T_{dq0}][\dot{T}_{dq0}^i]x_{is_ dq0}(t) \\ + [T_{dq0}]B_{is}[T_{dq0}^i]u_{is_ dq0}(t) + [T_{dq0}]F_{is}[T_{dq0}^i]w_{is_ dq0}(t) \quad (5.59)$$

Considerando apenas o termo relacionado a $\dot{x}_{is_dq0}(t)$ da equação (5.59), e conforme as matrizes das equações (5.50) e (5.51), é possível escrever:

$$[T_{dq0}][T_{dq0}^i]\dot{x}_{is_dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dot{x}_{is_dq0}(t) \quad (5.60)$$

$$[T_{dq0}][T_{dq0}^i]\dot{x}_{is_dq0}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dot{x}_{is_dq0}(t) = \dot{x}_{is_dq0}(t) \quad (5.61)$$

Realizando o mesmo procedimento para os termos relacionados a $x_{is_dq0}(t)$, $u_{is_dq0}(t)$ e $w_{is_dq0}(t)$ da equação (5.59), obtêm-se, respectivamente, as seguintes equações:

$$\begin{aligned} & [T_{dq0}][A_{is}[T_{dq0}^i] - [T_{dq0}][\dot{T}_{dq0}^i]]x_{is_dq0}(t) \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ & - \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega \sin(\omega t) & -\omega \cos(\omega t) & 0 \\ \omega \cos(\omega t) & -\omega \sin(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_{is_dq0}(t) \end{aligned} \quad (5.62)$$

$$[T_{dq0}][A_{is}[T_{dq0}^i] - [T_{dq0}][\dot{T}_{dq0}^i]]x_{is_dq0}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} \end{bmatrix} x_{is_dq0}(t) = A_{is_ac}x_{is_dq0}(t) \quad (5.63)$$

$$[T_{dq0}][B_{is}[T_{dq0}^i]]u_{is_dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} u_{is_dq0}(t) \quad (5.64)$$

$$[T_{dq0}][B_{is}[T_{dq0}^i]]u_{is_dq0}(t) = B_{is}u_{is_dq0}(t) \quad (5.65)$$

$$[T_{dq0}][F_{is}[T_{dq0}^i]]w_{is_dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} w_{is_dq0}(t) \quad (5.66)$$

$$[T_{dq0}][F_{is}[T_{dq0}^i]]w_{is_dq0}(t) = F_{is}w_{is_dq0}(t) \quad (5.67)$$

Substituindo (5.61), (5.63), (5.65) e (5.67) na equação (5.59), encontra-se o modelo em espaço de estados no sistema de coordenadas $dq0$, dado pela seguinte equação:

$$\dot{x}_{is_dq0}(t) = A_{is_ac} x_{is_dq0}(t) + B_{is} u_{is_dq0}(t) + F_{is} w_{is_dq0}(t) \quad (5.68)$$

Assim, é possível representar matricialmente este modelo conforme a equação (5.69).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{csd}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{csq}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{cs0}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{eqs}}{L_{eqs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{csd} \\ \hat{i}_{csq} \\ \hat{i}_{cs0} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{2L_{eqs}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{sd} \\ \hat{d}_{sq} \\ \hat{d}_{s0} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{L_{eqs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{v}_{sd} - \hat{v}_{Ld}) \\ (\hat{v}_{sq} - \hat{v}_{Lq}) \\ (\hat{v}_{s0} - \hat{v}_{L0}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.69)$$

A partir da equação (5.69), desprezando os termos de acoplamento cruzado, é possível escrever as equações diferenciais (5.70), (5.71) e (5.72), as quais representam as correntes, os sinais de entrada da planta e os distúrbios, para cada uma das coordenadas $dq0$.

$$\frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eqs}} \left[-R_{eqs} \hat{i}_{csd}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{sd}(t) - (\hat{v}_{sd}(t) - \hat{v}_{Ld}(t)) \right] \quad (5.70)$$

$$\frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eqs}} \left[-R_{eqs} \hat{i}_{csq}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{sq}(t) - (\hat{v}_{sq}(t) - \hat{v}_{Lq}(t)) \right] \quad (5.71)$$

$$\frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eqs}} \left[-R_{eqs} \hat{i}_{cs0}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{s0}(t) - (\hat{v}_{s0}(t) - \hat{v}_{L0}(t)) \right] \quad (5.72)$$

Reescrevendo estas equações, obtêm-se as tensões sintetizadas nos terminais de saída do conversor série, conforme mostram as equações (5.73), (5.74) e (5.75).

$$\hat{d}_{sd}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{csd}(t)}{dt} + R_{eqs} \hat{i}_{csd}(t) + (\hat{v}_{sd}(t) - \hat{v}_{Ld}(t)) \quad (5.73)$$

$$\hat{d}_{sq}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{csq}(t)}{dt} + R_{eqs} \hat{i}_{csq}(t) + (\hat{v}_{sq}(t) - \hat{v}_{Lq}(t)) \quad (5.74)$$

$$\hat{d}_{s0}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eqs} \frac{d\hat{i}_{cs0}(t)}{dt} + R_{eqs} \hat{i}_{cs0}(t) + (\hat{v}_{s0}(t) - \hat{v}_{L0}(t)) \quad (5.75)$$

A partir destas equações, obtém-se o circuito equivalente do conversor série trifásico NPC no sistema de coordenadas $dq0$, conforme apresentado na Figura 5.6. Este é representado por três circuitos monofásicos desacoplados entre si, sendo um na coordenada d , outro na coordenada q e por fim outro na coordenada zero (0).

Figura 5.6 – Modelo equivalente do conversor série no referencial síncrono $dq0$:

(a) referencial d ; (b) referencial q ; (c) referencial zero (0).

(a)

(b)

(c)

Verifica-se a similaridade destes circuitos com o circuito obtido no modelo em coordenadas abc (Figura 5.4). Portanto, é possível escrever a função de transferência do conversor série para cada uma das coordenadas do referencial síncrono $dq0$ (G_{CS_dq0}), conforme equação (5.76). Neste diagrama, a diferença de tensão $\hat{v}_{s_dq0}(s) - \hat{v}_{L_dq0}(s)$ também é considerada um distúrbio.

$$G_{CS_dq0}(s) = \frac{\hat{i}_{cs_dq0}(s)}{\hat{d}_{s_dq0}(s)} = \frac{V_{cc}/2}{(L_{eqs}s + R_{eqs})} \quad (5.76)$$

5.2.2.1 Malha de controle da corrente do conversor série no referencial síncrono $dq0$

A Figura 5.7 mostra o diagrama em blocos da malha de controle da corrente do conversor série, para cada uma das coordenadas do referencial síncrono $dq0$.

Figura 5.7 – Diagrama da malha de controle de corrente do conversor série no referencial $dq0$.

Fonte: Próprio autor:

A partir deste diagrama é possível escrever as funções de transferência de malha aberta (G_{MACS_dq0}) e de malha fechada (G_{MFCs_dq0}), para este sistema de coordenadas, conforme mostram as equações (5.77) e (5.78), respectivamente. Verifica-se que estas funções são idênticas às funções obtidas para o sistema de coordenadas abc , ou seja, $G_{MACS_abc} = G_{MACS_dq0}$ e $G_{MFCs_abc} = G_{MFCs_dq0}$.

$$G_{MACS_dq0} = \frac{(KP_{is}s + KI_{is})[K_{PWM}(V_{cc}/2)]}{L_{eqs}s^2 + R_{eqs}s} \quad (5.77)$$

$$G_{MFCs_dq0} = \frac{\hat{i}_{cs_dq0}(s)}{\hat{i}_{cs_dq0}^*(s)} = \frac{(KP_{is}s + KI_{is})[K_{PWM}(V_{cc}/2)]}{L_{eqs}s^2 + [KP_{is}K_{PWM}(V_{cc}/2) + R_{eqs}]s + KI_{is}K_{PWM}(V_{cc}/2)} \quad (5.78)$$

5.3 Modelagem do inversor NPC paralelo

Nesta seção é apresentada a modelagem da planta do inversor NPC paralelo, juntamente com as malhas de controle da corrente e tensão no referencial estacionário abc e síncrono $dq0$, com as respectivas funções de transferência de malha aberta e fechada.

5.3.1 Modelagem do inversor NPC paralelo no referencial estacionário abc

Para obtenção do modelo matemático de cada uma das fases do conversor paralelo no referencial estacionário abc , considera-se inicialmente que as tensões trifásicas de saída deste conversor são equilibradas, e que o conversor série opera com uma fonte de corrente ideal. Assim, o conversor paralelo pode ser representado conforme mostra a Figura 5.8, onde V_{cc1} e V_{cc2} são assumidos constantes.

Figura 5.8 – Circuito trifásico do conversor NPC conectado em paralelo com a rede.

Fonte: Próprio autor.

Na operação em três níveis, a tensão entre os terminais “A” e “0” do conversor paralelo (v_{A0p}) varia entre zero e $+V_{cc}/2$, e entre zero e $-V_{cc}/2$, idêntico ao conversor série. Assim, têm-se o valor médio de v_{A0p} conforme apresentado na equação (5.4). Portanto, o circuito equivalente de cada uma das fases do conversor paralelo pode ser representado conforme mostra a Figura 5.9. Neste circuito, é considerado que as indutâncias de acoplamento são iguais, ou seja, $L_{fpa} = L_{fpb} = L_{fpc} = L_{fp}$, com suas respectivas resistências internas $R_{Lfpa} = R_{Lfpb} = R_{Lfpc} = R_{Lfp}$, bem como que os capacitores de filtragem $C_{fpa} = C_{fpb} = C_{fpc} = C_{fp}$.

Figura 5.9 – Modelo equivalente de cada fase do conversor paralelo.

Fonte: Próprio autor.

Desenvolvendo a análise deste circuito e considerando o valor médio das grandezas de corrente e tensão, é possível escrever as seguintes expressões:

$$\langle d_p(t) \rangle \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\langle i_{Lfp}(t) \rangle}{dt} + R_{Lfp} \langle i_{Lfp}(t) \rangle + \langle v_L(t) \rangle \quad (5.79)$$

$$\langle i_{Lfp}(t) \rangle = \langle i_{Cfp}(t) \rangle + \langle i_L(t) \rangle - \langle i_{cs}(t) \rangle \quad (5.80)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica $\langle d_p(t) \rangle$, na corrente média do indutor $\langle i_{Lfp}(t) \rangle$, na tensão média da carga $\langle v_L(t) \rangle$, na corrente média do capacitor $\langle i_{Cfp}(t) \rangle$, na corrente média da carga $\langle i_L(t) \rangle$ e na corrente média de compensação do conversor série $\langle i_{cs}(t) \rangle$, estas grandezas podem ser reescritas conforme mostram as equações (5.81), (5.82), (5.83), (5.84), (5.85) e (5.86), respectivamente:

$$\langle d_p(t) \rangle = D_p + \hat{d}_p(t) \quad (5.81)$$

$$\langle i_{Lfp}(t) \rangle = I_{Lfp} + \hat{i}_{Lfp}(t) \quad (5.82)$$

$$\langle v_L(t) \rangle = V_L + \hat{v}_L(t) \quad (5.83)$$

$$\langle i_{Cfp}(t) \rangle = I_{Cfp} + \hat{i}_{Cfp}(t) \quad (5.84)$$

$$\langle i_L(t) \rangle = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (5.85)$$

$$\langle i_{cs}(t) \rangle = I_{cs} + \hat{i}_{cs}(t) \quad (5.86)$$

onde D_p , I_{Lfp} , V_L , I_{Cfp} , I_L e I_{cs} representam as componentes CC, e $\hat{d}_p(t)$, $\hat{i}_{Lfp}(t)$, $\hat{v}_L(t)$, $\hat{i}_{Cfp}(t)$, $\hat{i}_L(t)$ e $\hat{i}_{cs}(t)$ representam as componentes oscilantes da razão cíclica, da corrente do indutor, da tensão da carga, da corrente do capacitor, da corrente da carga e da corrente de compensação do conversor série, respectivamente.

Substituindo (5.81), (5.82) e (5.83) em (5.79) obtém-se (5.87), e substituindo (5.82), (5.84), (5.85) e (5.86) em (5.80) obtém-se (5.88).

$$[D_p + \hat{d}_p(t)] \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d[I_{Lfp} + \hat{i}_{Lfp}(t)]}{dt} + R_{Lfp} [I_{Lfp} + \hat{i}_{Lfp}(t)] + V_L + \hat{v}_L(t) \quad (5.87)$$

$$(I_{Lfp} + \hat{i}_{Lfp}(t)) = (I_{Cfp} + \hat{i}_{Cfp}(t)) + (I_L + \hat{i}_L(t)) - (I_{cs} + \hat{i}_{cs}(t)) \quad (5.88)$$

Os termos CC destas equações referem-se à resposta em regime permanente do sistema. Portanto, desprezando tais componentes obtêm-se:

$$\hat{d}_p(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfp}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfp}(t) + \hat{v}_L(t) \quad (5.89)$$

$$\hat{i}_{Lfp}(t) = \hat{i}_{Cfp}(t) + \hat{i}_L(t) - \hat{i}_{cs}(t) \quad (5.90)$$

Considerando $\hat{i}_L(t) - \hat{i}_{cs}(t)$ como sendo um distúrbio para a planta, tal diferença pode ser desconsiderada no equacionamento matemático. Assim, (5.90) pode ser reescrita como:

$$\hat{i}_{Lfp}(t) = \hat{i}_{Cfp}(t) = C_{fp} \frac{d\hat{v}_L(t)}{dt} \quad (5.91)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* nas equações (5.89) e (5.91), têm-se:

$$\hat{d}_p(s) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \hat{i}_{Lfp}(s)s + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfp}(s) + \hat{v}_{Cfp}(s) \quad (5.92)$$

$$\hat{i}_{Lfp}(s) = \hat{i}_{Cfp}(s) = C_{fp} \hat{v}_L(s)s \quad (5.93)$$

Substituindo (5.93) em (5.92), é possível escrever a seguinte equação:

$$\hat{d}_p(s) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} C_{fp} \hat{v}_L(s)s^2 + R_{Lfp} C_{fp} \hat{v}_L(s)s + \hat{v}_L(s) \quad (5.94)$$

Reescrevendo a equação (5.94), obtém-se a função de transferência de cada uma das fases do conversor paralelo no referencial estacionário *abc* (G_{CP_abc}), dada por:

$$G_{CP_abc}(s) = \frac{\hat{v}_L(s)}{\hat{d}_p(s)} = \frac{V_{cc}/2}{L_{fp} C_{fp} s^2 + R_{Lfp} C_{fp} s + 1} \quad (5.95)$$

5.3.1.1 Malha de controle da tensão do conversor paralelo no referencial estacionário *abc*

A Figura 5.10 mostra o diagrama em blocos das malhas de controle da corrente (malha interna) e da tensão (malha externa) de cada uma das fases do conversor paralelo, no referencial estacionário *abc*. As malhas internas atuam no controle das correntes dos indutores de filtragem L_{fp} , sendo adotados nestas malhas controladores proporcionais (P) com os respectivos ganhos KP_{ip} . Já as malhas externas atuam no controle das tensões CA de saída do conversor paralelo, sendo adotados nestas malhas controladores proporcional-integral (PI), onde KP_{vp} e KI_{vp} representam, respectivamente, os ganhos proporcional e integral destes controladores. Observa-se também neste diagrama as correntes $\hat{i}_{Cfp_abc}$, sendo estas estimativas das correntes

consumidas pelos capacitores de filtragem C_{fp} . Estas são adicionadas às correntes $\hat{i}_{Lfp-abc}^*$ de modo a compensar a energia reativa consumida por estes capacitores. Já as diferenças entre as correntes $\hat{i}_{L-abc} - \hat{i}_{cs-abc}$ representam os distúrbios da planta.

Figura 5.10 – Diagrama da malha de controle de tensão do conversor paralelo no referencial abc .

Fonte: Próprio autor.

A partir do diagrama da Figura 5.10, é possível escrever as funções de transferência de malha aberta (G_{MACPi_abc}) e de malha fechada (G_{MFCPi_abc}), das malhas internas de controle da corrente dos indutores L_{fp} , para cada uma das fases conversor paralelo no referencial abc , conforme mostram as equações (5.96) e (5.97), respectivamente.

$$G_{MACPi_abc} = \frac{KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)}{L_{fp}s + R_{Lfp}} \quad (5.96)$$

$$G_{MFCPi_abc} = \frac{\hat{i}_{Lfp_abc}(s)}{\hat{i}_{Lfp_abc}^*(s)} = \frac{KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)}{L_{fp}s + [R_{Lfp} + KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)]} \quad (5.97)$$

Considerando $\hat{i}_{L-abc} - \hat{i}_{cs-abc}$ como distúrbio, é possível escrever a função de transferência G_{iv_abc} , que relaciona as tensões de saída $\hat{v}_{L-abc}$ com as correntes de referência $\hat{i}_{Lfp-abc}^*$, conforme mostra a equação (5.98):

$$G_{iv_abc} = \frac{\hat{v}_{L-abc}(s)}{\hat{i}_{Lfp_abc}^*(s)} = \frac{KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)}{L_{fp}C_{fp}s^2 + [R_{Lfp} + KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)]C_{fp}s + 1} \quad (5.98)$$

A equação (5.99) mostra a função de transferência de malha aberta (G_{MACPv_abc}) da malha externa de controle das tensões CA de saída, para cada uma das fases conversor paralelo no referencial abc . Já as equações (5.100) e (5.101) mostram, respectivamente, a função de transferência de malha fechada sem a realimentação da corrente $\hat{i}_{Cfp_abc}$ ($G_{MF_{CPv_abc_{sr}}}$) e com realimentação ($G_{MF_{CPv_abc_{cr}}}$).

$$G_{MACPv_abc} = G_{PI_{vp}} G_{iv_abc} = \frac{(KP_{vp}s + KI_{vp})K}{L_{fp}C_{fp}s^3 + [R_{Lfp} + K]C_{fp}s^2 + s} \quad (5.99)$$

$$G_{MF_{CPv_abc_{sr}}} = \frac{\hat{v}_{L_abc_{sr}}(s)}{\hat{v}_{L_abc_{sr}}^*(s)} = \frac{KP_{vp}Ks + KI_{vp}K}{L_{fp}C_{fp}s^3 + (R_{Lfp} + K)C_{fp}s^2 + (KP_{vp}K + 1)s + KI_{vp}K} \quad (5.100)$$

$$G_{MF_{CPv_abc_{cr}}} = \frac{\hat{v}_{L_abc_{cr}}(s)}{\hat{v}_{L_abc_{cr}}^*(s)} = \frac{\hat{C}_{fp}Ks^2 + KP_{vp}Ks + KI_{vp}K}{L_{fp}C_{fp}s^3 + (R_{Lfp} + K)C_{fp}s^2 + (KP_{vp}K + 1)s + KI_{vp}K} \quad (5.101)$$

onde $K = KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)$.

5.3.2 Modelagem do inversor NPC paralelo no referencial síncrono $dq0$

Para obtenção do modelo matemático do conversor paralelo no sistema de coordenadas $dq0$, é inicialmente adotada a equação (5.89), sendo esta escrita para as três fases do conversor paralelo, conforme mostram as equações (5.102), (5.103) e (5.104).

$$v_{A0p_{pwm}} = \hat{d}_{pa}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fpa} \frac{d\hat{i}_{Lfpa}(t)}{dt} + R_{Lfpa}\hat{i}_{Lfpa}(t) + \hat{v}_{La}(t) \quad (5.102)$$

$$v_{B0p_{pwm}} = \hat{d}_{pb}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fpb} \frac{d\hat{i}_{Lfpb}(t)}{dt} + R_{Lfpb}\hat{i}_{Lfpb}(t) + \hat{v}_{Lb}(t) \quad (5.103)$$

$$v_{C0p_{pwm}} = \hat{d}_{pc}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fpc} \frac{d\hat{i}_{Lfpc}(t)}{dt} + R_{Lfpc}\hat{i}_{Lfpc}(t) + \hat{v}_{Lc}(t) \quad (5.104)$$

Isolando as derivadas das equações (5.102), (5.103) e (5.104), obtêm-se, respectivamente, as equações dinâmicas de primeira ordem das correntes dos indutores das fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’, conforme seguem:

$$\frac{d\hat{i}_{Lfp a}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fpa}} \left(-R_{Lfp a} \hat{i}_{Lfp a}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{pa}(t) - \hat{v}_{La}(t) \right) \quad (5.105)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfp b}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fpb}} \left(-R_{Lfp b} \hat{i}_{Lfp b}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{pb}(t) - \hat{v}_{Lb}(t) \right) \quad (5.106)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfp c}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fpc}} \left(-R_{Lfp c} \hat{i}_{Lfp c}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{pc}(t) - \hat{v}_{Lc}(t) \right) \quad (5.107)$$

As equações (5.105), (5.106) e (5.107) podem ser reescritas da forma matricial conforme mostra a equação (5.108), considerando $L_{fp_abc} = L_{fp}$ e $R_{Lfp_abc} = R_{Lfp}$.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{Lfp a}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfp b}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfp c}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp a} \\ \hat{i}_{Lfp b} \\ \hat{i}_{Lfp c} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{2L_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{pa} \\ \hat{d}_{pb} \\ \hat{d}_{pc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{La} \\ \hat{v}_{Lb} \\ \hat{v}_{Lc} \end{bmatrix} \quad (5.108)$$

Seja o modelo em espaço de estados da malha interna de corrente do conversor paralelo, representado pela seguinte equação:

$$\dot{x}_{ip}(t) = A_{ip}x_{ip}(t) + B_{ip}u_{ip}(t) + F_{ip}w_{ip}(t) \quad (5.109)$$

onde $x_{ip}(t)$ é o vetor de estado que representa as correntes nos indutores do conversor paralelo, $u_{ip}(t)$ é o vetor de entrada que representa as razões cíclicas, e $w_{ip}(t)$ é o vetor de distúrbio que representa as tensões das cargas.

Portanto, igualando (5.108) com (5.109) é possível escrever as seguintes equações:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{ip}(t) &= \left[\frac{d\hat{i}_{Lfp a}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{Lfp b}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{Lfp c}}{dt} \right]^T & x_{ip}(t) &= [\hat{i}_{Lfp a} \quad \hat{i}_{Lfp b} \quad \hat{i}_{Lfp c}]^T \\ u_{ip}(t) &= [\hat{d}_{pa} \quad \hat{d}_{pb} \quad \hat{d}_{pc}]^T & w_{ip}(t) &= [\hat{v}_{La} \quad \hat{v}_{Lb} \quad \hat{v}_{Lc}]^T \end{aligned} \quad (5.110)$$

Também é possível obter a matriz de estados do sistema (A_{ip}), a matriz de entrada (B_{ip}) e a matriz de distúrbio (F_{ip}), como segue:

$$A_{ip} = \frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad B_{ip} = \frac{V_{cc}}{2L_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad F_{ip} = \frac{1}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.111)$$

Porém, para obtenção do modelo completo do conversor paralelo, é necessário obter a equação dinâmica das tensões nos capacitores de filtragem C_{fp_abc} . Assim, seja a equação (5.90), escrita para as três fases do conversor paralelo, conforme mostram as equações (5.112), (5.113) e (5.114).

$$\hat{i}_{cfpa}(t) = \hat{i}_{Lfp a}(t) - (\hat{i}_{La}(t) - \hat{i}_{csa}(t)) = C_{fpa} \frac{d\hat{v}_{La}(t)}{dt} \quad (5.112)$$

$$\hat{i}_{cfpb}(t) = \hat{i}_{Lfp b}(t) - (\hat{i}_{Lb}(t) - \hat{i}_{csb}(t)) = C_{fpb} \frac{d\hat{v}_{Lb}(t)}{dt} \quad (5.113)$$

$$\hat{i}_{cfpc}(t) = \hat{i}_{Lfp c}(t) - (\hat{i}_{Lc}(t) - \hat{i}_{csc}(t)) = C_{fpc} \frac{d\hat{v}_{Lc}(t)}{dt} \quad (5.114)$$

Isolando o termo derivativo das equações (5.112), (5.113) e (5.114) obtêm-se:

$$\frac{d\hat{v}_{La}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fpa}} [\hat{i}_{Lfp a}(t) - (\hat{i}_{La}(t) - \hat{i}_{csa}(t))] \quad (5.115)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Lb}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fpb}} [\hat{i}_{Lfp b}(t) - (\hat{i}_{Lb}(t) - \hat{i}_{csb}(t))] \quad (5.116)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Lc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fpc}} [\hat{i}_{Lfp c}(t) - (\hat{i}_{Lc}(t) - \hat{i}_{csc}(t))] \quad (5.117)$$

Estas equações podem ser reescritas na forma matricial, conforme mostra a equação (5.118), onde $C_{fp_abc} = C_{fp}$.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{v}_{La}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Lb}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Lc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{La} \\ \hat{v}_{Lb} \\ \hat{v}_{Lc} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp a} \\ \hat{i}_{Lfp b} \\ \hat{i}_{Lfp c} \end{bmatrix} \quad (5.118)$$

$$+ \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{i}_{La} - \hat{i}_{csa}) \\ (\hat{i}_{Lb} - \hat{i}_{csb}) \\ (\hat{i}_{Lc} - \hat{i}_{csc}) \end{bmatrix}$$

Seja o modelo em espaço de estados da malha externa de tensão do conversor paralelo, representado pela seguinte equação:

$$\dot{x}_{vp}(t) = A_{vp}x_{vp}(t) + B_{vp}u_{vp}(t) + F_{vp}w_{vp}(t) \quad (5.119)$$

onde $x_{vp}(t)$ é o vetor de estado que representa as tensões do conversor paralelo e $w_{vp}(t)$ é o vetor de distúrbio que representa a diferença entre as correntes $\hat{i}_{L_abc}$ e $\hat{i}_{cs_abc}$.

Portanto, igualando (5.118) com (5.119), obtêm-se:

$$\dot{x}_{vp}(t) = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{v}_{La}}{dt} & \frac{d\hat{v}_{Lb}}{dt} & \frac{d\hat{v}_{Lc}}{dt} \end{bmatrix}^T \quad x_{vp}(t) = [\hat{v}_{La} \quad \hat{v}_{Lb} \quad \hat{v}_{Lc}]^T \quad (5.120)$$

$$w_{vp}(t) = [(\hat{i}_{La} - \hat{i}_{csa}) \quad (\hat{i}_{Lb} - \hat{i}_{csb}) \quad (\hat{i}_{Lc} - \hat{i}_{csc})]^T$$

Também é possível obter a matriz de estados do sistema (A_{vp}) e a matriz de distúrbio (F_{is}), mostradas como segue:

$$A_{vp} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad F_{vp} = \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.121)$$

Para obtenção do modelo completo do conversor paralelo, considerando a malha interna de corrente e a malha externa de tensão, faz-se necessário unir as equações (5.108) e (5.118), Assim, obtém-se a seguinte representação matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{Lfp a}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfp b}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfp c}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{La}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Lb}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Lc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{ip} & N \\ A_{vp} & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp a} \\ \hat{i}_{Lfp b} \\ \hat{i}_{Lfp c} \\ \hat{v}_{La} \\ \hat{v}_{Lb} \\ \hat{v}_{Lc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{ip} \\ N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{pa} \\ \hat{d}_{pb} \\ \hat{d}_{pc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{ip} & N \\ N & F_{vp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{La} \\ \hat{v}_{Lb} \\ \hat{v}_{Lc} \\ (\hat{i}_{La} - \hat{i}_{csa}) \\ (\hat{i}_{Lb} - \hat{i}_{csb}) \\ (\hat{i}_{Lc} - \hat{i}_{csc}) \end{bmatrix} \quad (5.122)$$

onde:

$$N = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.123)$$

Desse modo, o modelo em espaço de estados completo que representa a malha interna de corrente em conjunto com a malha externa de tensão é mostrado na equação (5.124).

$$\dot{x}_{ivp}(t) = A_{ivp}x_{ivp}(t) + B_{ivp}u_{ivp}(t) + F_{ivp}w_{ivp}(t) \quad (5.124)$$

onde $x_{ivp}(t)$ é o vetor de estado que representa as correntes nos indutores e as tensões de saída do conversor paralelo, $u_{ivp}(t)$ é o vetor de entrada que representa as razões cíclicas, e $w_{ivp}(t)$ é o vetor de distúrbios. Tais vetores são escritos por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{ivp}(t) &= [\dot{x}_{ip}(t) \quad \dot{x}_{vp}(t)]^T & x_{ivp}(t) &= [x_{ip}(t) \quad x_{vp}(t)]^T \\ u_{ivp}(t) = u_{ip}(t) &= [\hat{d}_{pa} \quad \hat{d}_{pb} \quad \hat{d}_{pc}]^T & w_{ivp}(t) &= [w_{ip}(t) \quad w_{vp}(t)]^T \end{aligned} \quad (5.125)$$

Também é possível obter a matriz de estados do sistema (A_{ivp}), a matriz de entrada (B_{ivp}) e a matriz de distúrbio (F_{ivp}), dadas por:

$$A_{ivp} = \begin{bmatrix} A_{ip} & N \\ A_{vp} & N \end{bmatrix} \quad B_{ivp} = \begin{bmatrix} B_{ip} \\ N \end{bmatrix} \quad F_{ivp} = \begin{bmatrix} F_{ip} & N \\ N & F_{vp} \end{bmatrix} \quad (5.126)$$

Para realizar a transformação do sistema de eixos abc para o sistema de eixos $\alpha\beta 0$, utiliza-se a transformada dada pela equação (5.27). Já a transformada inversa é dada pela equação (5.28). Assim, é possível escrever as seguintes equações:

$$\dot{x}_{ivp}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \quad (5.127)$$

$$x_{ivp}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \quad (5.128)$$

$$u_{ivp}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{\alpha\beta 0}^i] u_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.129)$$

$$w_{ivp}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \quad (5.130)$$

onde:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{ip_ \alpha\beta 0}(t) &= \left[\frac{d\hat{l}_{fp\alpha}}{dt} \quad \frac{d\hat{l}_{fp\beta}}{dt} \quad \frac{d\hat{l}_{fp0}}{dt} \right]^T & \dot{x}_{vp_ \alpha\beta 0}(t) &= \left[\frac{d\hat{v}_{L\alpha}}{dt} \quad \frac{d\hat{v}_{L\beta}}{dt} \quad \frac{d\hat{v}_{L0}}{dt} \right]^T \\
x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) &= [\hat{l}_{fp\alpha} \quad \hat{l}_{fp\beta} \quad \hat{l}_{fp0}]^T & x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) &= [\hat{v}_{L\alpha} \quad \hat{v}_{L\beta} \quad \hat{v}_{L0}]^T \\
u_{ip_ \alpha\beta 0}(t) &= [\hat{d}_{p\alpha} \quad \hat{d}_{p\beta} \quad \hat{d}_{p0}]^T & w_{ip_ \alpha\beta 0}(t) &= [\hat{v}_{L\alpha} \quad \hat{v}_{L\beta} \quad \hat{v}_{L0}]^T \\
w_{vp_ \alpha\beta 0}(t) &= [(\hat{l}_{L\alpha} - \hat{l}_{cs\alpha}) \quad (\hat{l}_{L\beta} - \hat{l}_{cs\beta}) \quad (\hat{l}_{L0} - \hat{l}_{cs0})]^T
\end{aligned} \tag{5.131}$$

Substituindo (5.127), (5.128), (5.129) e (5.130) em (5.124), e realizando algumas simplificações, obtém-se:

$$\begin{aligned}
\left[[T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \quad [T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \right]^T &= A_{ivp} \left[[T_{\alpha\beta 0}^i] x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \quad [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \right]^T \\
&+ B_{ivp} [T_{\alpha\beta 0}^i] u_{ip_ \alpha\beta 0}(t) + F_{ivp} \left[[T_{\alpha\beta 0}^i] w_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \quad [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \right]^T
\end{aligned} \tag{5.132}$$

Multiplicando ambos os lados por $[T_{\alpha\beta 0}]$, têm-se:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] \dot{x}_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \\
= \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \\
+ \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{\alpha\beta 0}^i] u_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \\
+ \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{5.133}$$

onde:

$$[T_{\alpha\beta 0}][T_{\alpha\beta 0}^i] = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} I \quad (5.134)$$

Assim, a equação (5.133) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \dot{x}_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \\ &+ \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{\alpha\beta 0}^i] u_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \\ &+ \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] w_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (5.135)$$

Considerando apenas o termo relacionado a $x_{ivp_ \alpha\beta 0}(t)$ na equação (5.135), e conforme as matrizes das equações (5.29) e (5.30), é possível escrever:

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] \frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & N \\ [T_{\alpha\beta 0}] \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (5.136)$$

Manipulando (5.136), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}] & N \\ N & [T_{\alpha\beta 0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) & [T_{\alpha\beta 0}^i] x_{vp_ \alpha\beta 0}(t) \end{bmatrix}^T = \frac{3}{2} A_{ivp} x_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) \quad (5.137)$$

Realizando o mesmo procedimento para os termos relacionados a $u_{ip_αβ0}(t)$ e $w_{ivp_αβ0}(t)$ da equação (5.135), obtêm-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} [T_{αβ0}] & N \\ N & [T_{αβ0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{αβ0}^i] u_{ip_αβ0}(t) \\ = \begin{bmatrix} [T_{αβ0}] \frac{V_{cc}}{2L_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ N \end{bmatrix} [T_{αβ0}^i] u_{ip_αβ0}(t) \end{aligned} \quad (5.138)$$

$$\begin{bmatrix} [T_{αβ0}] & N \\ N & [T_{αβ0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{αβ0}^i] u_{ip_αβ0}(t) = \frac{3}{2} B_{ivp} u_{ip_αβ0}(t) \quad (5.139)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} [T_{αβ0}] & N \\ N & [T_{αβ0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{αβ0}^i] w_{ip_αβ0}(t) & [T_{αβ0}^i] w_{vp_αβ0}(t) \end{bmatrix}^T \\ = \begin{bmatrix} [T_{αβ0}] & N \\ N & [T_{αβ0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & N \\ N & \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} [T_{αβ0}^i] w_{ip_αβ0}(t) & [T_{αβ0}^i] w_{vp_αβ0}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (5.140)$$

$$\begin{bmatrix} [T_{αβ0}] & N \\ N & [T_{αβ0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{αβ0}^i] w_{ip_αβ0}(t) & [T_{αβ0}^i] w_{vp_αβ0}(t) \end{bmatrix}^T = \frac{3}{2} F_{ivp} w_{ivp_αβ0}(t) \quad (5.141)$$

Substituindo (5.137), (5.139) e (5.141) em (5.135) e simplificando, obtém-se o modelo em espaço de estados no sistema de coordenadas $αβ0$, dado pela seguinte equação:

$$\dot{x}_{ivp_αβ0}(t) = A_{ivp} x_{ivp_αβ0}(t) + B_{ivp} u_{ip_αβ0}(t) + F_{ivp} w_{ivp_αβ0}(t) \quad (5.142)$$

onde:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) &= [\dot{x}_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \quad \dot{x}_{vp_ \alpha\beta 0}(t)]^T & x_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) &= [x_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \quad x_{vp_ \alpha\beta 0}(t)]^T \\
u_{ip_ \alpha\beta 0}(t) &= [\hat{d}_{p\alpha} \quad \hat{d}_{p\beta} \quad \hat{d}_{p0}]^T & w_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) &= [w_{ip_ \alpha\beta 0}(t) \quad w_{vp_ \alpha\beta 0}(t)]^T
\end{aligned} \tag{5.143}$$

Este modelo pode ser representado matricialmente conforme (5.144).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{Lfp\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfp\beta}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfp0}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{L\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{L\beta}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{L0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{ip} & N \\ A_{vp} & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfp\alpha} \\ \hat{i}_{Lfp\beta} \\ \hat{i}_{Lfp0} \\ \hat{v}_{L\alpha} \\ \hat{v}_{L\beta} \\ \hat{v}_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{ip} \\ N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{p\alpha} \\ \hat{d}_{p\beta} \\ \hat{d}_{p0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{ip} & N \\ N & F_{vp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{L\alpha} \\ \hat{v}_{L\beta} \\ \hat{v}_{L0} \\ (\hat{i}_{L\alpha} - \hat{i}_{cs\alpha}) \\ (\hat{i}_{L\beta} - \hat{i}_{cs\beta}) \\ (\hat{i}_{L0} - \hat{i}_{cs0}) \end{bmatrix} \tag{5.144}$$

Para realizar a transformação do sistema de eixos de coordenadas $\alpha\beta 0$ para o sistema de eixos de coordenadas $dq0$, faz-se necessário utilizar a transformada dada pela equação (5.50). Já a transformação inversa é dada pela equação (5.51).

Portanto, é possível escrever as seguintes equações:

$$x_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) = [[T_{dq0}^i]x_{ip_ dq0}(t) \quad [T_{dq0}^i]x_{vp_ dq0}(t)]^T \tag{5.145}$$

$$\dot{x}_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) = [[\dot{T}_{dq0}^i]x_{ip_ dq0}(t) + [T_{dq0}^i]\dot{x}_{ip_ dq0}(t) \quad [\dot{T}_{dq0}^i]x_{vp_ dq0}(t) + [T_{dq0}^i]\dot{x}_{vp_ dq0}(t)]^T \tag{5.146}$$

$$u_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) = [T_{dq0}^i]u_{ivp_ dq0}(t) \tag{5.147}$$

$$w_{ivp_ \alpha\beta 0}(t) = [[T_{dq0}^i]w_{ip_ dq0}(t) \quad [T_{dq0}^i]w_{vp_ dq0}(t)]^T \tag{5.148}$$

onde:

$$\begin{aligned}
x_{ip_dq0}(t) &= [\hat{i}_{Lfpd} \quad \hat{i}_{Lfpq} \quad \hat{i}_{Lfp0}]^T & x_{vp_dq0}(t) &= [\hat{v}_{Ld} \quad \hat{v}_{Lq} \quad \hat{v}_{L0}]^T \\
\dot{x}_{ip_dq0}(t) &= \left[\frac{d\hat{i}_{Lfpd}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{Lfpq}}{dt} \quad \frac{d\hat{i}_{Lfp0}}{dt} \right]^T & \dot{x}_{vp_dq0}(t) &= \left[\frac{d\hat{v}_{Ld}}{dt} \quad \frac{d\hat{v}_{Lq}}{dt} \quad \frac{d\hat{v}_{L0}}{dt} \right]^T \\
u_{ivp_dq0}(t) &= [\hat{d}_{pd} \quad \hat{d}_{pq} \quad \hat{d}_{p0}]^T & w_{ip_dq0}(t) &= [\hat{v}_{Ld} \quad \hat{v}_{Lq} \quad \hat{v}_{L0}]^T \\
w_{vp_dq0}(t) &= [(\hat{i}_{Ld} - \hat{i}_{csd}) \quad (\hat{i}_{Lq} - \hat{i}_{csq}) \quad (\hat{i}_{L0} - \hat{i}_{cs0})]^T
\end{aligned} \tag{5.149}$$

Substituindo (5.145), (5.146), (5.147) e (5.148) em (5.142), obtém-se:

$$\begin{aligned}
& \left[[T_{dq0}^i] \dot{x}_{ip_dq0}(t) \quad [T_{dq0}^i] \dot{x}_{vp_dq0}(t) \right]^T \\
&= A_{ivp} \left[[T_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) \quad [T_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \right]^T - \left[[\dot{T}_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) \quad [\dot{T}_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \right]^T \\
& \quad + B_{ivp} [T_{dq0}^i] u_{ip_dq0}(t) + F_{ivp} \left[[T_{dq0}^i] w_{ip_dq0}(t) \quad [T_{dq0}^i] w_{vp_dq0}(t) \right]^T
\end{aligned} \tag{5.150}$$

Multiplicando ambos os lados por $[T_{dq0}]$, a equação (5.150) pode ser reescrita por:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} [T_{dq0}] \\ N \\ [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] \dot{x}_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] \dot{x}_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&= \begin{bmatrix} [T_{dq0}] \\ N \\ [T_{dq0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
& \quad - \begin{bmatrix} [T_{dq0}] \\ N \\ [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{T}_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [\dot{T}_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
& \quad + \begin{bmatrix} [T_{dq0}] \\ N \\ [T_{dq0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{dq0}^i] u_{ip_dq0}(t) \\
& \quad + \begin{bmatrix} [T_{dq0}] \\ N \\ [T_{dq0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] w_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] w_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{5.151}$$

Manipulando apenas o termo da equação (5.151) relacionado a $\dot{x}_{ip_dq0}(t)$ e $\dot{x}_{vp_dq0}(t)$, é possível escrever:

$$\begin{aligned}
& [\dot{x}_{ip_dq0}(t) \quad \dot{x}_{vp_dq0}(t)]^T \\
&= \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&- \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{T}_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [\dot{T}_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&+ \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{dq0}^i] u_{ip_dq0}(t) \\
&+ \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] w_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] w_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{5.152}$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{ivp_dq0}(t) &= \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&- \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{T}_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [\dot{T}_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&+ \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{dq0}^i] u_{ip_dq0}(t) \\
&+ \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] w_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] w_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{5.153}$$

Considerando apenas o termo da equação (5.151) relacionado a $x_{ip_dq0}(t)$ e $x_{vp_dq0}(t)$, e conforme as matrizes das equações (5.50) e (5.51), é possível escrever:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&- \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{T}_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [\dot{T}_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \end{bmatrix} & N \\ [T_{dq0}] & \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{fp}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{fp}} \end{bmatrix} & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
&- \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{T}_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [\dot{T}_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{5.154}$$

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} A_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
& - \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{T}_{dq0}^i] x_{ip_dq0}(t) & [\dot{T}_{dq0}^i] x_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
& = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \end{bmatrix} & N \\ \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{fp}} & \omega & 0 \\ -\omega & \frac{1}{C_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{fp}} \end{bmatrix} & N \end{bmatrix} x_{ivp_dq0}(t) = A_{ivpac} x_{ivp_dq0}(t)
\end{aligned} \tag{5.155}$$

Realizando o mesmo procedimento para o termo da equação (5.151) relacionado a $u_{ip_dq0}(t)$, bem como para os termos $w_{ip_dq0}(t)$ e $w_{vp_dq0}(t)$, obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{dq0}^i] u_{ip_dq0}(t) = \begin{bmatrix} [T_{dq0}] \frac{V_{cc}}{2L_{fp}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ N \end{bmatrix} [T_{dq0}^i] u_{ip_dq0}(t) \tag{5.156}$$

$$\begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} B_{ivp} [T_{dq0}^i] u_{ip_dq0}(t) = B_{ivp} u_{ip_dq0}(t) \tag{5.157}$$

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] w_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] w_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T \\
& = \begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & N \\ N & \frac{1}{C_{fp}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\
& \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] w_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] w_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{5.158}$$

$$\begin{bmatrix} [T_{dq0}] & N \\ N & [T_{dq0}] \end{bmatrix} F_{ivp} \begin{bmatrix} [T_{dq0}^i] w_{ip_dq0}(t) & [T_{dq0}^i] w_{vp_dq0}(t) \end{bmatrix}^T = F_{ivp} w_{ivp_dq0}(t) \tag{5.159}$$

Substituindo (5.155), (5.157) e (5.159) em (5.153), obtém-se o modelo em espaço de estados no sistema de coordenadas $dq0$, dado pela seguinte equação:

$$\dot{x}_{ivp_dq0}(t) = A_{ivp_ac} x_{ivp_dq0}(t) + B_{ivp} u_{ip_dq0}(t) + F_{ivp} w_{ivp_dq0}(t) \quad (5.160)$$

onde:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{ivp_dq0}(t) &= [\dot{x}_{ip_dq0}(t) \quad \dot{x}_{vp_dq0}(t)]^T & x_{ivp_dq0}(t) &= [x_{ip_dq0}(t) \quad x_{vp_dq0}(t)]^T \\ u_{ip_dq0}(t) &= [\hat{d}_{pd} \quad \hat{d}_{pq} \quad \hat{d}_{p0}]^T & w_{ivp_dq0}(t) &= [w_{ip_dq0}(t) \quad w_{vp_dq0}(t)]^T \end{aligned} \quad (5.161)$$

Portanto, é possível representar matricialmente este modelo conforme equação (5.162).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{Lfpd}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfpq}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lfp0}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Ld}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{Lq}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{L0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{Lfp}}{L_{fp}} \\ \frac{1}{C_{fp}} & \omega & 0 \\ -\omega & \frac{1}{C_{fp}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{fp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfpd} \\ \hat{i}_{Lfpq} \\ \hat{i}_{Lfp0} \\ \hat{v}_{Ld} \\ \hat{v}_{Lq} \\ \hat{v}_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{ip} \\ N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_{pd} \\ \hat{d}_{pq} \\ \hat{d}_{p0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{ip} & N \\ N & F_{vp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{Ld} \\ \hat{v}_{Lq} \\ \hat{v}_{L0} \\ (\hat{i}_{Ld} - \hat{i}_{csd}) \\ (\hat{i}_{Lq} - \hat{i}_{csq}) \\ (\hat{i}_{L0} - \hat{i}_{cs0}) \end{bmatrix} \quad (5.162)$$

Desprezando os termos de acoplamento cruzado da equação (5.162), é possível escrever as seguintes equações:

$$\frac{d\hat{i}_{Lfpd}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fp}} \left(-R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpd}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{pd}(t) - \hat{v}_{Ld}(t) \right) \quad (5.163)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfpq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fp}} \left(-R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpq}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{pq}(t) - \hat{v}_{Lq}(t) \right) \quad (5.164)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lfp0}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fp}} \left(-R_{Lfp} \hat{i}_{Lfp0}(t) + \frac{V_{cc}}{2} \hat{d}_{p0}(t) - \hat{v}_{L0}(t) \right) \quad (5.165)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Ld}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} [\hat{i}_{Lfpd}(t) - (\hat{i}_{Ld}(t) - \hat{i}_{csd}(t))] \quad (5.166)$$

$$\frac{d\hat{v}_{Lq}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} [\hat{i}_{Lfpq}(t) - (\hat{i}_{Lq}(t) - \hat{i}_{csq}(t))] \quad (5.167)$$

$$\frac{d\hat{v}_{L0}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{fp}} [\hat{i}_{Lfp0}(t) - (\hat{i}_{L0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t))] \quad (5.168)$$

Reescrevendo estas equações, obtêm-se as tensões sintetizadas nos terminais de saída do conversor paralelo, conforme mostram as equações (5.169), (5.170) e (5.171), bem como as correntes nos indutores de acoplamento, conforme as equações (5.172), (5.173) e (5.174).

$$\hat{d}_{pd}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpd}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpd}(t) + \hat{v}_{Ld}(t) \quad (5.169)$$

$$\hat{d}_{pq}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfpq}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfpq}(t) + \hat{v}_{Lq}(t) \quad (5.170)$$

$$\hat{d}_{p0}(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{Lfp0}(t)}{dt} + R_{Lfp} \hat{i}_{Lfp0}(t) + \hat{v}_{L0}(t) \quad (5.171)$$

$$\hat{i}_{Lfpd}(t) = \hat{i}_{cfpd} + \hat{i}_{Ld}(t) - \hat{i}_{csd}(t) \quad (5.172)$$

$$\hat{i}_{Lfpq}(t) = \hat{i}_{cfpq} + \hat{i}_{Lq}(t) - \hat{i}_{csq}(t) \quad (5.173)$$

$$\hat{i}_{Lfp0}(t) = \hat{i}_{cfp0} + \hat{i}_{L0}(t) - \hat{i}_{cs0}(t) \quad (5.174)$$

A partir destas equações, obtêm-se o circuito equivalente do conversor paralelo trifásico NPC no sistema de coordenadas $dq0$, conforme mostra a Figura 5.11. Este é representado por três circuitos monofásicos desacoplados nas coordenadas d , q e zero (0).

Figura 5.11 – Modelo equivalente do conversor paralelo no referencial síncrono $dq0$:

(a) referencial d ; (b) referencial q ; (c) referencial zero (0).

Considerando as correntes entre as correntes da carga e da rede $\hat{i}_{L_dq0} - \hat{i}_{cs_dq0}$ como distúrbios, é possível escrever a função de transferência G_{iv_dq0} , conforme mostra a equação (5.178):

$$G_{iv_dq0} = \frac{\hat{v}_{L_dq0}(s)}{\hat{i}_{Lfp_dq0}^*(s)} = \frac{KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)}{L_{fp}C_{fp}s^2 + [R_{Lfp} + KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)]C_{fp}s + 1} \quad (5.178)$$

A equação (5.179) mostra a função de transferência de malha aberta (G_{MACPv_dq0}) das malhas externas de controle das tensões CA de saída, para cada uma das fases conversor paralelo no referencial $dq0$. Já as equações (5.180) e (5.181) mostram, respectivamente, a função de transferência de malha fechada sem a realimentação das correntes $\hat{i}_{Cfp_dq0}$ (G_{MFCPv_dq0sr}), bem como incluindo esta realimentação (G_{MFCPv_dq0cr}).

$$G_{MACPv_dq0} = G_{PIvp} G_{iv_dq0} = \frac{(KP_{vp}s + KI_{vp})K}{L_{fp}C_{fp}s^3 + [R_{Lfp} + K]C_{fp}s^2 + s} \quad (5.179)$$

$$G_{MFCPv_dq0sr} = \frac{\hat{v}_{L_dq0sr}(s)}{\hat{v}_{L_dq0sr}^*(s)} = \frac{KP_{vp}Ks + KI_{vp}K}{L_{fp}C_{fp}s^3 + C_{fp}(R_{Lfp} + K)s^2 + (KP_{vp}K + 1)s + KI_{vp}K} \quad (5.180)$$

$$G_{MFCPv_dq0cr} = \frac{\hat{v}_{L_dq0cr}(s)}{\hat{v}_{L_dq0cr}^*(s)} = \frac{\hat{C}_{fp}Ks^2 + KP_{vp}Ks + KI_{vp}K}{L_{fp}C_{fp}s^3 + C_{fp}(R_{Lfp} + K)s^2 + (KP_{vp}K + 1)s + KI_{vp}K} \quad (5.181)$$

sendo $K = KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)$.

Verifica-se que estas funções são idênticas às funções obtidas para o sistema de coordenadas abc , ou seja, $G_{MACPi_abc} = G_{MACPi_dq0}$, $G_{MFCPi_abc} = G_{MFCPi_dq0}$, $G_{iv_abc} = G_{iv_dq0}$, $G_{MACPv_abc} = G_{MACPv_dq0}$, $G_{MFCPv_abc_{sr}} = G_{MFCPv_dq0_{sr}}$ e $G_{MFCPv_abc_{cr}} = G_{MFCPv_dq0_{cr}}$.

5.4 Modelagem da malha de tensão total do barramento CC

Conforme mostrado no diagrama da Figura 5.5, há a necessidade de uma malha de controle para manter constante a tensão total do barramento CC do sistema PV, sendo utilizado nesta malha um controlador PI ($G_{PI_{V_{cc}}}$). Porém, para o projeto dos ganhos deste controlador, faz-se necessário realizar a modelagem matemática desta malha para obtenção da sua respectiva função de transferência ($G_{B_{cc}}$). Assim, é apresentado na sequência esta modelagem, tendo como referência o desenvolvimento matemático apresentado em (Silva, 2001).

Seja um sistema trifásico, a potência ativa instantânea (p) é dada por:

$$p = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} \quad (5.182)$$

onde $v_{s_{abc}}$ e $i_{s_{abc}}$ representam as grandezas de corrente e tensão da rede, respectivamente.

Considerando que o sistema seja equilibrado, (5.182) pode ser reescrita como:

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} \quad (5.183)$$

Estas tensões e correntes podem ser representadas no referencial síncrono dq . Desta forma, a potência p pode ser calculada por:

$$p = v_d i_d + v_q i_q \quad (5.184)$$

Considerando que as tensões da rede são livres de harmônicos, bem como que o sistema PV-UPQC atua na compensação da potência reativa e na supressão das correntes harmônicas, têm-se que as tensões e correntes da rede serão senoidais e em fase com as respectivas tensões. Assim, a potência ativa instantânea fundamental (p_m) pode ser obtida por:

$$p_m = v_d i_d \quad (5.185)$$

sendo v_d e i_d , respectivamente, grandezas contínuas de tensão e corrente no eixo síncrono d .

A corrente de saída do sistema, ou seja, a corrente de carga no eixo síncrono d (i_{dL}) é formada por uma parcela fundamental (i_{dLm}) mais uma parcela harmônica (i_{dLh}). Desta forma, a potência ativa instantânea de saída (p_{out}) é calculada pela seguinte expressão:

$$p_{out} = v_d i_{dL} = v_d (i_{dLm} + i_{dLh}) \quad (5.186)$$

Considerando a corrente na rede compensada, é possível afirmar que $i_{dLm} = i_d$. Portanto, a equação (5.186) pode ser reescrita por:

$$p_{out} = p_m + v_d i_{dLh} \quad (5.187)$$

Pelas equações (5.185) e (5.187), a parcela de potência que flui pelos conversores (p_c) é dada por:

$$p_c = p_m - (p_m + v_d i_{dLh}) = p_{ch} \quad (5.188)$$

Admitindo a existência de uma parcela ativa de potência que circula pelos conversores (p_{cm}) para compensar as perdas nos elementos de chaveamento, têm-se uma parcela ativa de corrente (i_{cm}) circulando pelos mesmos. Portanto, a equação (5.188) pode ser reescrita como:

$$p_c = p_{cm} + p_{ch} = v_d i_{cm} + v_d i_{dLh} \quad (5.189)$$

Assumindo que a potência p_{cm} é igual a potência no barramento CC (p_{cc}), é possível escrever a seguinte equação:

$$p_{cm} = v_d i_{cm} = v_{cc} i_{cc} = p_{cc} \quad (5.190)$$

onde v_{cc} e i_{cc} representam a tensão e corrente no barramento CC, respectivamente.

A corrente i_{cc} pode ser expressa tanto por (5.191) como por (5.192), como segue:

$$i_{cc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (5.191)$$

$$i_{cc} = \frac{v_d i_{cm}}{v_{cc}} \quad (5.192)$$

Igualando (5.191) e (5.192), têm-se:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} \frac{v_d i_{cm}}{v_{cc}} \quad (5.193)$$

Adotando a modelagem por pequenos sinais, a equação (5.193) pode ser escrita considerando os valores médios instantâneos das grandezas v_{cc} e i_{cm} , assim obtêm-se:

$$\langle v_{cc}(t) \rangle \frac{d\langle v_{cc}(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} v_d \langle i_{cm}(t) \rangle \quad (5.194)$$

Aplicando perturbações na tensão média $\langle v_{cc}(t) \rangle$ e na corrente média $\langle i_{cm}(t) \rangle$, estas duas grandezas podem ser reescritas conforme as equações (5.195) e (5.196), respectivamente:

$$\langle v_{cc}(t) \rangle = V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t) \quad (5.195)$$

$$\langle i_{cm}(t) \rangle = I_{cm} + \hat{i}_{cm}(t) \quad (5.196)$$

Assim, a equação (5.194) pode ser reescrita por:

$$[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)] \left[\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \right] = \frac{1}{C_{cc}} [v_d (I_{cm} + \hat{i}_{cm}(t))] \quad (5.197)$$

Manipulando (5.197) encontra-se (5.198) como segue:

$$\frac{V_{cc} dV_{cc}}{dt} + \frac{V_{cc} d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_{cc}(t) dV_{cc}}{dt} + \frac{\hat{v}_{cc}(t) d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} [v_d I_{cm} + v_d \hat{i}_{cm}(t)] \quad (5.198)$$

Desconsiderando os termos CC e o termo AC não linear de (5.198), obtêm-se:

$$\frac{V_{cc} d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_{cc}(t) dV_{cc}}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} v_d \hat{i}_{cm}(t) \quad (5.199)$$

Como a derivada de uma constante é nula, (5.199) é reescrita como:

$$\frac{V_{cc} d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} v_d \hat{i}_{cm}(t) \quad (5.200)$$

Manipulando (5.200) e aplicando a transformada de *Laplace*, obtêm-se a função de transferência da planta do barramento CC, como segue.

$$G_{Bcc}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{cm}(s)} = \frac{v_d}{C_{cc} V_{cc} s} \quad (5.201)$$

5.4.1 Malha de controle da tensão total do barramento CC

A Figura 5.13 mostra o diagrama em blocos que representa a malha de controle da tensão do barramento CC. Esta malha opera em conjunto com a malha de controle da corrente do conversor série, conforme já mostrado na Figura 5.5, sendo esta responsável em manter constante e no valor de referência especificado a tensão no barramento CC. Para que a corrente de referência da malha de corrente não seja distorcida, esta malha de tensão deve apresentar uma ação lenta e atuar somente na amplitude da corrente de referência, de modo que o sistema PV-UPQC controle o fluxo de potência ativa entre a rede e o barramento CC.

Figura 5.13 – Diagrama em blocos da malha de controle da tensão do barramento CC.

Considerando este diagrama, as funções de transferência de malha aberta ($G_{MA_{Bcc}}$) e malha fechada ($G_{MF_{Bcc}}$) do barramento CC são, respectivamente, representadas pelas equações (5.202) e (5.203).

$$G_{MA_{Bcc}} = \frac{KP_{Vcc}v_d s + KI_{Vcc}v_d}{C_{cc}V_{cc}s^2} \quad (5.202)$$

$$G_{MF_{Bcc}} = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{v}_{cc}^*(s)} = \frac{KP_{Vcc}v_d s + KI_{Vcc}v_d}{C_{cc}V_{cc}s^2 + KP_{Vcc}v_d s + KI_{Vcc}v_d} \quad (5.203)$$

5.4.2 Dimensionamento dos capacitores do barramento CC

O dimensionamento do banco de capacitores que formam o barramento CC do sistema PV-UPQC foi realizado por meio da equação (5.204) (SILVA, 2001).

$$C_{ccd} = \frac{P_M}{\varepsilon \omega_{cc} V_{cc}^2} \quad (5.204)$$

onde P_M é a potência máxima do sistema PV-UPQC; V_{cc} é a tensão média do barramento CC e $\omega_{cc} = 2\pi f_{cc}$ (rad/s) é a frequência de ondulação da tensão V_{cc} . Já o termo ε é calculado por:

$$\varepsilon = \frac{V_{ccmax} - V_{ccmin}}{V_{cc}} \quad (5.205)$$

onde V_{ccmax} e V_{ccmin} são, respectivamente, os valores máximo e mínimo desejados de V_{cc} .

A Tabela 5.1 mostra os valores adotados para o dimensionamento do banco de capacitores do barramento CC do PV-UPQC, juntamente com o valor de capacitância obtido.

Tabela 5.1 – Especificações para o dimensionamento do banco de capacitores do barramento CC.

Potência máxima do sistema PV-UPQC considerada	$P_M = 5 \text{ kW}$
Tensão média do barramento CC	$V_{cc} = 616 \text{ V}$
Tensão mínima desejada no barramento CC	$V_{ccmin} = 615 \text{ V}$
Tensão máxima desejada no barramento CC	$V_{ccmax} = 617 \text{ V}$
Frequência de ondulação da tensão V_{cc}	$\omega_{cc} = 2 \cdot \pi \cdot 360$
Capacitância total dimensionada para o barramento CC	$C_{ccd} = 1,8 \text{ mF}$

Fonte: Próprio autor.

5.5 Projeto dos controladores

Nesta seção é realizado o projeto dos controladores P (Proporcional) e PI (Proporcional-Integral), utilizados nas malhas de controle de corrente e tensão dos conversores série e paralelo, bem como na malha de controle da tensão do barramento CC. Tais controladores foram dimensionados considerando a metodologia de projeto apresentada em (Angelico *et al.*, 2014; Campanhol, 2012), a qual é brevemente descrita no apêndice E. Essa metodologia de projeto é baseada no método de resposta em frequência, sendo margem de fase e frequência de cruzamento em 0 dB as especificações de projeto para determinar os ganhos dos controladores.

5.5.1 Projeto do controlador PI da malha de controle do conversor série

A Tabela 5.2 mostra as especificações adotadas para projeto do controlador PI, utilizado na malha de controle da corrente do conversor série.

Tabela 5.2 – Especificações para o projeto do controlador PI do inversor NPC série.

Frequência de chaveamento do inversor NPC série	$f_{ch_{cs}} = 20 \text{ kHz}$
Margem de fase desejada	$MF_{dis} = 85^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{cis} = 2 \cdot \pi \cdot f_{ch_{cs}} / 12$
Indutância de acoplamento	$L_{fs} = 3,5 \text{ mH}$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{L_{fs}} = 0,2 \Omega$
Indutância de dispersão do transformador de acoplamento série	$L_{dts} = 0,12 \text{ mH}$
Resistência total de dispersão do transformador de acoplamento série	$R_{dts} = 0,28 \Omega$
Tensão total do barramento CC	$V_{cc} = 460 \text{ V}$
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 0,0002$

Fonte: Próprio autor.

A partir destes parâmetros, considerando as equações descritas no apêndice E, é possível escrever a FT da planta de corrente do conversor série, conforme (5.206).

$$G_{p_{cs}}(s) = 0,0002 \frac{460/2}{3,62 \times 10^{-3}s + 0,48} \quad (5.206)$$

O ângulo de fase desta planta ($\varphi_{p_{cs}}$), na frequência ω_{cis} , é dado por:

$$\varphi_{p_{cs}} = tg^{-1} \left(\frac{-3,62 \times 10^{-3} * 10,472 \times 10^3}{0,48} \right) \rightarrow \varphi_{p_{cs}} = -89,274^\circ \quad (5.207)$$

Conhecido $\varphi_{p_{cs}}$ e especificado a MF_{dis} , determina-se o ângulo de fase da função C_{cs} e a constante T_{cs} , conforme seguem:

$$\varphi_{C_{cs}} = 85^\circ - (-89,274^\circ + 180^\circ) \rightarrow \varphi_{C_{cs}} = -5,726^\circ \quad (5.208)$$

$$T_{cs} = \frac{-1}{tg(-5,726) * 10,472 \times 10^3} \rightarrow T_{cs} = 9,524 \times 10^{-4} \quad (5.209)$$

A partir do valor da constante T_{cs} , são obtidas as funções $C_{cs}(s)$ e $G_{MAC_{cs}}(s)$, conforme mostram as equações (5.210) e (5.211), respectivamente.

$$C_{cs}(s) = \left(\frac{9,524 \times 10^{-4}s + 1}{s} \right) \quad (5.210)$$

$$G_{MAC_{cs}}(s) = \left(\frac{9,524 \times 10^{-4}s + 1}{s} \right) \left(\frac{0,046}{3,62 \times 10^{-3}s + 0,48} \right) \quad (5.211)$$

A partir do módulo de $G_{MAC_{cs}}$, determina-se o ganho K_{cs} , conforme equação (5.212).

$$K_{cs} = \frac{1}{1,1615 \times 10^{-6}} \rightarrow K_{cs} = 8,609 \times 10^5 \quad (5.212)$$

Com o valor de K_{cs} , obtém-se a função de transferência de malha aberta $G_{MAPI_{cs}}$, conforme dado pela equação (5.213).

$$G_{MAPI_{cs}}(s) = 8,609 \times 10^5 \left(\frac{9,524 \times 10^{-4}s + 1}{s} \right) \left(\frac{0,046}{3,62 \times 10^{-3}s + 0,48} \right) \quad (5.213)$$

A Figura 5.14 (a) mostra o diagrama em blocos do sistema parcialmente compensado $G_{MAC_{cs}}(s)$ enquanto que na Figura 5.14 (b) é mostrado o diagrama em blocos do sistema compensado $G_{MAPI_{cs}}(s)$.

Figura 5.14 – Diagrama em blocos da FT de laço aberto da malha de controle do conversor série:

Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.15 mostra a resposta em frequência de $G_{p_{cs}}$, $G_{MAC_{cs}}$ e $G_{MAPI_{cs}}$. Através deste diagrama, constata-se ângulo de fase de $G_{p_{cs}}$ de $-89,274^\circ$ em ω_{cis} . Já o sistema $G_{MAC_{cs}}$ apresenta ângulo de fase de -95° , mostrando que o sistema teve um atraso de fase de $5,726^\circ$. Após a inclusão de K_{cs} , a curva de magnitude passou a cruzar a linha de 0 dB em ω_{cis} . Portanto, o sistema compensado $G_{MAPI_{cs}}$ apresenta 85° de margem de fase na frequência de 10472 rad/s, comprovando que o controlador PI projetado atende as especificações desejadas.

Figura 5.15 – Resposta em frequência dos sistemas $G_{p_{cs}}$, $G_{MAC_{cs}}$ e $G_{MAPI_{cs}}$.

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 5.3 mostra os ganhos KP_{is} e KI_{is} calculados, sendo estes utilizados nos controladores PI da malha de controle da corrente do conversor série.

Tabela 5.3 – Ganhos dos controladores PI_{is} da malha de corrente do inversor NPC série.

$KP_{is} = 820,0543$	$KI_{is} = 8,609 \times 10^5$
----------------------	-------------------------------

Fonte: Próprio autor.

De forma a verificar a banda passante da malha de corrente do inversor NPC série com o controlador PI projetado, a Figura 5.16 mostra o diagrama de bode do sistema em malha fechada. Constata-se uma faixa de passagem de aproximadamente 1800Hz.

Figura 5.16 – Resposta em frequência da malha de controle de corrente com o controlador PI_{is} .

Fonte: Próprio autor.

5.5.2 Projeto dos controladores P e PI das malhas de controle do conversor paralelo

A Tabela 5.4 mostra as especificações adotadas para projeto dos controladores P e PI utilizados, respectivamente, nas malhas de controle da corrente (malha interna) e da tensão de saída do conversor paralelo (malha externa).

Tabela 5.4 – Especificações para o projeto dos controladores P e PI do inversor NPC paralelo.

Frequência de chaveamento do conversor série	$f_{chcp} = 20 \text{ kHz}$
Margem de fase desejada na malha de tensão	$MF_{dvp} = 85^\circ$
Frequência de cruzamento desejada na malha de tensão	$\omega_{cvp} = 2 \cdot \pi \cdot f_{chcp} / 32$
Frequência de cruzamento desejada na malha de corrente	$\omega_{cip} = 2 \cdot \pi \cdot f_{chcp} / 10$
Indutância de acoplamento	$L_{fp} = 1,73 \text{ mH}$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{Lfp} = 0,2 \Omega$
Capacitância de filtragem	$C_{fp} = 60 \mu\text{F}$
Tensão total do barramento CC	$V_{cc} = 460 \text{ V}$
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 0,0002$

Fonte: Próprio autor.

Inicialmente é realizado o projeto do controlador P, utilizado na malha interna de controle da corrente do indutor de acoplamento L_{fp} (Figura 5.12). Por se tratar de um controlador do tipo proporcional, é considerada somente a Etapa 3 da metodologia de projeto descrita no apêndice E para obtenção do ganho KP_{ip} . Desta forma, considerando os parâmetros apresentados na Tabela 5.4, é possível escrever a FT desta malha conforme (5.214).

$$G_{picp}(s) = 0,0002 \frac{460/2}{1,73 \times 10^{-3}s + 0,2} \quad (5.214)$$

Obtendo o valor do módulo de G_{picp} é possível calcular o ganho K_{cicp} , conforme equação (5.215). Este é o próprio ganho da controlador P, ou seja, $K_{cicp} = KP_{ip}$.

$$K_{cicp} = \frac{1}{0,002116} \rightarrow K_{cicp} = KP_{ip} = 472,624 \quad (5.215)$$

A Figura 5.17 mostra o diagrama em blocos do sistema compensado $G_{MAP_{icp}}(s)$.

Figura 5.17 – Diagrama em blocos da FT de malha aberta $G_{MAP_{icp}}$.

Fonte: Próprio autor.

Para a obtenção dos ganhos do controlador PI, da malha externa de tensão CA, foi considerado que a malha interna de controle da corrente apresenta ganho unitário, devido ao fato desta ser mais rápida que a malha externa. Desta forma, a seguinte FT pode ser escrita:

$$G_{p_{vcp}}(s) = \frac{1}{60 \times 10^{-6} s} \quad (5.216)$$

Tomando como referência os procedimentos descritos no apêndice E, constata-se que $G_{p_{vcp}}$ apresenta ângulo de fase $\varphi_{p_{vcp}} = -90^\circ$. Conhecido $\varphi_{p_{vcp}}$ e especificado a $MF_{d_{vp}}$, é possível determinar o ângulo de fase da função C_{vcp} ($\varphi_{C_{vcp}}$) e a constante T_{vcp} por:

$$\varphi_{C_{vcp}} = 85^\circ - (-90^\circ + 180^\circ) \rightarrow \varphi_{C_{vcp}} = -5^\circ \quad (5.217)$$

$$T_{vcp} = \frac{-1}{tg(-5) * 3,927 \times 10^3} \rightarrow T_{vcp} = 2,9106 \times 10^{-3} \quad (5.218)$$

A partir do valor da constante T_{vcp} , obtêm-se as funções $C_{vcp}(s)$ e $G_{MA_{C_{vcp}}}(s)$, conforme mostram as equações (5.219) e (5.220), respectivamente.

$$C_{vcp}(s) = \left(\frac{2,9106 \times 10^{-3} s + 1}{s} \right) \quad (5.219)$$

$$G_{MA_{C_{vcp}}}(s) = \left(\frac{2,9106 \times 10^{-3} s + 1}{s} \right) \left(\frac{1}{60 \times 10^{-6} s} \right) \quad (5.220)$$

A partir do módulo de $G_{MA_{C_{vcp}}}$ é possível calcular o ganho $K_{C_{vcp}}$ como:

$$K_{C_{vcp}} = \frac{1}{0,0124003} \rightarrow K_{C_{vcp}} = 80,643 \quad (5.221)$$

Com o valor de $K_{c_{vcp}}$ é possível escrever a FT $G_{MAPI_{vcp}}$, conforme equação (5.222).

$$G_{MAPI_{vcp}}(s) = 80,643 \left(\frac{2,9106 \times 10^{-3}s + 1}{s} \right) \left(\frac{1}{60 \times 10^{-6}s} \right) \quad (5.222)$$

A Figura 5.18 (a) mostra o diagrama em blocos do sistema parcialmente compensado $G_{MAC_{vcp}}(s)$ enquanto que a Figura 5.18 (b) mostra o diagrama em blocos do sistema compensado $G_{MAPI_{vcp}}(s)$, ambos em malha aberta.

Figura 5.18 – Diagrama em blocos da FT de laço aberto da malha de controle do conversor paralelo:

(a) sistema $G_{MAC_{vcp}}$; (b) sistema $G_{MAPI_{vcp}}$.

Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.19 mostra a resposta em frequência de $G_{p_{vcp}}$, $G_{MAC_{vcp}}$ e $G_{MAPI_{vcp}}$. Através deste diagrama, verifica-se que o ângulo de fase de $G_{p_{vcp}}$ é -90° . Além disso, constata-se que $G_{MAC_{vcp}}$ apresenta ângulo de fase de -95° em $\omega_{c_{vp}}$, mostrando que o sistema teve um atraso de fase de 5° . Após a inclusão de $K_{c_{vcp}}$, a curva de magnitude passou a cruzar a linha de 0 dB em $\omega_{c_{vp}}$. Portanto, o sistema compensado $G_{MAPI_{vcp}}$ apresenta 85° de margem de fase na frequência de 3927 rad/s, mostrando que o controlador PI projetado atende as especificações desejadas.

Figura 5.19 – Resposta em frequência dos sistemas $G_{p_{vcp}}$, $G_{MA_{C_{vcp}}}$ e $G_{MA_{PI_{vcp}}}$.

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 5.5 mostra o ganho KP_{ip} , do controlador P_{ip} da malha interna de corrente, e os ganhos KP_{vp} e KI_{vp} , do controlador PI_{vp} da malha externa de tensão.

Tabela 5.5 – Ganhos dos controladores P_{ip} e PI_{vp} das malhas de controle do inversor NPC paralelo.

$KP_{ip} = 472,624$	
$KP_{vp} = 0,2347$	$KI_{vp} = 80,643$

Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.20 mostra o diagrama de bode da malha de tensão do inversor NPC paralelo, em malha fechada, com o controlador PI projetado. Este diagrama corresponde à FT sem a realimentação da corrente $\hat{i}_{c_{fp}}$ ($G_{MF_{CPv_{ST}}}$) apresentada na equação (5.180). Verifica-se uma faixa de passagem de aproximadamente 810 Hz.

Figura 5.20 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão com o controlador PI_{vp} , sem $\hat{i}_{cfp}$.

Fonte: Próprio autor.

Por outro lado, na Figura 5.21 é mostrado o diagrama de bode desta malha de controle considerando a realimentação da corrente $\hat{i}_{cfp}$ ($G_{MF_{CPv_{cr}}}$), conforme apresentado na equação (5.181). Neste caso, verifica-se que a faixa de passagem do sistema passa a ser de aproximadamente 2640 Hz.

Figura 5.21 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão com o controlador PI_{vp} , com $\hat{i}_{cfp}$.

Fonte: Próprio autor.

5.5.3 Projeto do controlador PI da malha de controle da tensão total do barramento CC

Na Tabela 5.6 são mostradas as especificações adotadas para projeto do controlador PI, utilizado na malha de controle da tensão total do barramento CC.

Tabela 5.6 – Especificações para o projeto do controlador PI da tensão V_{cc} .

Frequência de ondulação do barramento CC	$f_o = 360 \text{ Hz}$
Margem de fase desejada	$MF_{d_{cc}} = 80^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{ccc} = 2 \cdot \pi \cdot f_o / 100$
Capacitância do barramento CC	$C_{cc} = 2,35 \text{ mF}$
Tensão no barramento CC	$V_{cc} = 460 \text{ V}$
Tensão de fase da rede no eixo síncrono d	$v_d = 220 \text{ V}$

Fonte: Próprio autor.

Considerando as especificações de projeto apresentadas na Tabela 5.6, a FT da planta de tensão do barramento CC ($G_{P_{cc}}$) é escrita como:

$$G_{P_{cc}}(s) = \frac{220}{2,35 \times 10^{-3} * 460s} \quad (5.223)$$

O ângulo de fase desta planta é $\varphi_{p_{cc}} = -90^\circ$. Obtido $\varphi_{p_{cc}}$ e especificado a $MF_{d_{cc}}$, determina-se o ângulo de fase da função C_{cc} e a constante T_{cc} , conforme seguem abaixo.

$$\varphi_{C_{cc}} = 80^\circ - (-90^\circ + 180^\circ) \rightarrow \varphi_{C_{cc}} = -10^\circ \quad (5.224)$$

$$T_{cc} = \frac{-1}{tg(-10) * 22,619} \rightarrow T_{cc} = 0,2507 \quad (5.225)$$

A partir do valor da constante T_{cc} , são obtidas as funções C_{cc} e $G_{MA_{C_{cc}}}$, conforme mostram as equações (5.226) e (5.227), respectivamente.

$$C_{cc}(s) = \left(\frac{0,2507s + 1}{s} \right) \quad (5.226)$$

$$G_{MA_{C_{cc}}}(s) = \left(\frac{0,2507s + 1}{s} \right) \left(\frac{220}{2,35 \times 10^{-3} * 460s} \right) \quad (5.227)$$

A partir de $G_{MA_{C_{cc}}}$, obtêm-se seu respectivo valor de módulo. Com este valor é possível calcular o ganho $K_{c_{cc}}$, conforme mostra a equação (5.228).

$$K_{c_{cc}} = \frac{1}{2,2904} \rightarrow K_{c_{cc}} = 0,4366 \quad (5.228)$$

Aplicando $K_{c_{cc}}$ em $G_{MA_{C_{cc}}}(s)$, obtêm-se a FT $G_{MA_{PI_{cc}}}(s)$, conforme equação (5.229):

$$G_{MA_{PI_{cc}}}(s) = 0,4366 \left(\frac{0,2507s + 1}{s} \right) \left(\frac{220}{2,35 \times 10^{-3} * 460s} \right) \quad (5.229)$$

As Figuras 5.22 (a) e (b) mostram o diagrama em blocos de $G_{MA_{C_{cc}}}(s)$ e $G_{MA_{PI_{cc}}}(s)$, respectivamente.

Figura 5.22 – Diagrama em blocos da FT de laço aberto da malha de controle da tensão do barramento CC:

(a) sistema $G_{MA_{C_{cc}}}$; (b) sistema $G_{MA_{PI_{cc}}}$.

Fonte: Próprio autor.

A Figura 5.23 mostra a resposta em frequência de $G_{p_{cc}}$, $G_{MA_{C_{cc}}}$ e $G_{MA_{PI_{cc}}}$. Observa-se que o ângulo de fase de $G_{p_{cc}}$ é -90° e que $G_{MA_{C_{cc}}}$ apresenta ângulo de fase de -100° em $\omega_{c_{cc}}$, mostrando que o sistema teve um atraso de fase de 10° . Após a inclusão de $K_{c_{cc}}$, a curva de magnitude passou a cruzar a linha de 0 dB em $\omega_{c_{cc}}$. Desta forma, o sistema compensado $G_{MA_{PI_{cc}}}$ apresenta 80° de margem de fase na frequência de 22,619 rad/s, de acordo com as especificações de projeto.

Figura 5.23 – Resposta em frequência dos sistemas $G_{p_{cc}}$, $G_{MA_{C_{cc}}}$ e $G_{MA_{PI_{cc}}}$.

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 5.7 mostra os ganhos $KP_{V_{cc}}$ e $KI_{V_{cc}}$ obtidos, os quais são utilizados no controlador $PI_{V_{cc}}$ da malha de controle da tensão total do barramento CC.

Tabela 5.7 – Ganhos do controlador $PI_{V_{cc}}$ da malha de controle da tensão total do barramento CC.

$KP_{V_{cc}} = 0,1095$	$KI_{V_{cc}} = 0,4366$
------------------------	------------------------

Fonte: Próprio autor.

Para verificar a banda passante da malha de tensão do barramento CC com o controlador $PI_{V_{cc}}$ projetado, a Figura 5.24 mostra o diagrama de bode do sistema em malha fechada, no qual constata-se uma faixa de passagem de aproximadamente 4,2 Hz. sendo este um valor aceitável para esta malha de controle de V_{cc} .

Figura 5.24 – Resposta em frequência da malha de controle da tensão V_{cc} com o controlador $PI_{V_{cc}}$.

Fonte: Próprio autor.

5.5.4 Discretização dos controladores PI_{is} , PI_{vp} e $PI_{V_{cc}}$

Seja a função de transferência do controlador PI dada por:

$$G_{PI}(s) = \frac{KPs + KI}{s} = KP \left(\frac{s + KI/KP}{s} \right) \quad (5.230)$$

Para a obtenção da função de transferência discreta (domínio z), foi adotado o método trapezoidal de discretização, também denominado método de *tustin* ou transformação bilinear. Neste método, a seguinte substituição na FT do controlador PI é realizada:

$$s \leftarrow \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.231)$$

Substituindo (5.231) em (5.230) e manipulando matematicamente obtêm-se:

$$G_{PI}(z) = \frac{(2KP + T_s KI)}{2} \left[1 + \frac{z^{-1}(T_s KI - 2KP)}{(2KP + T_s KI)} \right] \frac{1}{(1 - z^{-1})} \quad (5.232)$$

Desta forma, é possível escrever $G_{PI}(z)$ conforme equação (5.233):

$$G_{PI}(z) = a \left[\frac{1 + bz^{-1}}{(1 - z^{-1})} \right] \quad (5.233)$$

onde:

$$a = \frac{(2KP + T_s KI)}{2} \quad b = \frac{(T_s KI - 2KP)}{(2KP + T_s KI)} \quad (5.234)$$

A partir da equação (5.233), é possível obter a equação a diferenças do controlador PI, como segue:

$$G_{PI}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{a + abz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.235)$$

Isolando $U(z)$ em (5.235) e aplicando a transformada-z inversa, obtêm-se:

$$u(k) = ae(k) + ab e(k-1) + u(k-1) \quad (5.236)$$

onde k representa a amostra atual e $k - 1$ representa uma amostra anterior do sistema.

As equações a diferenças dos controladores PI, das malhas de controle da corrente do conversor série e da tensão do conversor paralelo, são dadas por (5.237) e (5.238), respectivamente. Já a equação (5.239) representa a equação a diferenças do controlador PI da malha de controle da tensão total do barramento CC. Foi adotada uma frequência de amostragem do conversor A/D (f_{ad}) de 60 kHz, o que resulta em $T_s = 16,666 \mu s$.

$$u(k)_{PI_{is}} = 827,22870044 e(k) - 812,87998543 e(k - 1) + u(k - 1) \quad (5.237)$$

$$u(k)_{PI_{vp}} = 0,23539487 e(k) - 0,23405082 e(k - 1) + u(k - 1) \quad (5.238)$$

$$u(k)_{PI_{Vcc}} = 0,10945894 e(k) - 0,10945167 e(k - 1) + u(k - 1) \quad (5.239)$$

5.6 Análise de estabilidade do sistema PV-UPQC

Nesta seção é apresentado o estudo envolvendo a estabilidade do sistema PV-UPQC, de modo a analisar a capacidade dos conversores série e paralelo em se manterem estáveis mediante a ocorrência de distúrbios, tanto nas correntes das cargas quanto nas tensões da rede.

5.6.1 Análise de estabilidade para variações de carga

Para o caso de variações de carga no sistema PV-UPQC, a análise de estabilidade do inversor NPC série pode ser realizada por meio da FT de malha fechada apresentada em (5.78), sendo esta:

$$G_{MF_{CS_{dq0}}} = \frac{\hat{i}_{cs_{dq0}}(s)}{\hat{i}_{cs_{dq0}}^*(s)} = \frac{(KP_{is}s + KI_{is})[K_{PWM}(V_{cc}/2)]}{L_{eqs}s^2 + [KP_{is}K_{PWM}(V_{cc}/2) + R_{eqs}]s + KI_{is}K_{PWM}(V_{cc}/2)} \quad (5.240)$$

Considerando o polinômio denominador de ordem dois desta equação, através do critério de estabilidade de *Routh-Hurwitz*, verifica-se que a condição necessária e suficiente para garantir a estabilidade é que todos os coeficientes do polinômio analisado tenham o mesmo sinal. Portanto, como pode ser observado em (5.240), todos os coeficientes são positivos, o que significa que o sistema é sempre estável. Neste caso, como esse conversor opera como uma

fonte de corrente senoidal, variações de carga influenciam somente na amplitude da referência de corrente da sua malha de controle, não afetando a estabilidade do sistema.

Já a malha de controle do inversor NPC paralelo é representada pelo diagrama em blocos mostrado na Figura 5.12, sendo a respectiva FT de malha fechada dada por (5.181), sendo esta:

$$G_{MF_{CPv_dq0cr}} = \frac{\hat{v}_{L_dq0cr}(s)}{\hat{v}_{L_dq0cr}^*(s)} = \frac{\hat{C}_{fp}Ks^2 + KP_{vp}Ks + KI_{vp}K}{L_{fp}C_{fp}s^3 + C_{fp}(R_{Lfp} + K)s^2 + (KP_{vp}K + 1)s + KI_{vp}K} \quad (5.241)$$

No entanto, por meio de (5.241) não é possível analisar se variações de carga influenciam na estabilidade da malha de controle das tensões de saída do conversor paralelo. Desta forma, a partir da Figura 5.12, é possível obter o diagrama em blocos mostrado na Figura 5.25, o qual considera as correntes da carga ($\hat{i}_{L_dq0}$) como entrada do sistema, enquanto que as tensões da carga ($\hat{v}_{L_dq0}$) são as saídas. No intuito de realizar uma adequada representação deste sistema, as correntes da rede ($\hat{i}_{s_dq0}$) são obtidas levando em conta tanto as indutâncias da rede (L_s) e de dispersão do transformador série (L_{dts}), de tal forma que a indutância equivalente é dada por $L_{eqrd} = L_s + L_{dts}$, como também a resistência R_{dts} . Além disso, as tensões da carga ($\hat{v}_{L_dq0}$), da rede ($\hat{v}_{s_dq0}$) e dos transformadores de acoplamento série ($\hat{v}_{Tcs_dq0}$) são também consideradas. Desta forma, a partir do diagrama da Figura 5.25, é possível escrever a FT de malha fechada conforme mostra a equação (5.242).

Figura 5.25 – Diagrama em blocos do modelo equivalente adotado na análise de estabilidade do inversor NPC paralelo considerando variações de carga.

Fonte: Próprio autor.

$$G_{\hat{v}_L/\hat{i}_L}(s) = \frac{\hat{v}_{L_dq0}(s)}{\hat{i}_{L_dq0}(s)} = \frac{X_1 s^3 + X_2 s^2 + X_3 s}{Y_1 s^4 + Y_2 s^3 + Y_3 s^2 + Y_4 s + Y_5} \quad (5.242)$$

onde:

$$\begin{aligned} X_1 &= -L_{fp}L_{eqrd}; & X_2 &= -L_{fp}R_{dts} - R_{Lfp}L_{eqrd} - L_{eqrd}K; \\ X_3 &= -R_{Lfp}R_{dts} - R_{dts}K; & Y_1 &= C_{fp}L_{fp}L_{eqrd}; \\ Y_2 &= C_{fp}L_{fp}R_{dts} + C_{fp}R_{Lfp}L_{eqrd} + C_{fp}L_{eqrd}K; \\ Y_3 &= C_{fp}R_{Lfp}R_{dts} + KP_{vp}L_{eqrd}K + L_{eqrd} + L_{fp} + C_{fp}R_{dts}K; \\ Y_4 &= KP_{vp}R_{dts}K + KI_{vp}L_{eqrd}K + R_{dts} + R_{Lfp} + K; \\ Y_5 &= KI_{vp}R_{dts}K; & K &= KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2). \end{aligned}$$

A partir do critério de estabilidade de *Routh-Hurwitz*, considerando o polinômio denominador de ordem quatro obtido em (5.242), verifica-se que três condições devem ser atendidas para que a estabilidade do sistema seja assegurada, sendo estas: i. todos os coeficientes polinomiais do denominador devem ter o mesmo sinal; ii. as desigualdades $Y_2 Y_3 > Y_1 Y_4$ e $Y_3 > (Y_2 Y_5 / Y_4) + (Y_1 Y_4 / Y_2)$ devem ser respeitadas.

Conforme pode ser visto em (5.242), todos os coeficientes do polinômio denominador analisado são positivos, o que garante que a primeira condição é sempre atendida. Por outro lado, as outras duas condições podem ser satisfeitas através do adequado ajuste dos ganhos KP_{vp} , KI_{vp} e KP_{ip} , dos respectivos controladores PI_{vp} e P_{ip} . Desta forma, de acordo com os ganhos obtidos em projeto, pode-se afirmar que o sistema sempre será estável mesmo na ocorrência de variações de carga.

A Figura 5.26 mostra os polos da FT $G_{\hat{v}_L/\hat{i}_L}(s)$ para diferentes valores de L_s , onde verifica-se que todos os polos da respectiva FT estão localizados no semi-plano esquerdo do plano s . Isso mostra que diferentes características de impedância da rede não afetam a estabilidade do sistema.

Figura 5.26 – Mapa de polos da FT de malha fechada adotada para a análise de estabilidade do inversor NPC paralelo ($5\mu\text{H} \leq L_s \leq 1500\mu\text{H}$).

Fonte: Próprio autor.

5.6.2 Análise de estabilidade para variações nas tensões da rede

A diferença entre as tensões de entrada v_s e saída v_L é caracterizada como um distúrbio para a malha de controle das correntes do inversor NPC série, conforme pode ser observado no diagrama em blocos mostrado na Figura 5.7. Desta forma, considerando esta Figura, é possível obter o diagrama em blocos mostrado na Figura 5.27, o qual relaciona as correntes de saída do conversor série ($\hat{i}_{cs_dq0}$) em função da tensão da rede ($\hat{v}_{s_dq0}$). A partir desse diagrama em blocos, obtêm-se a FT de malha fechada descrita em (5.243).

Figura 5.27 – Diagrama em blocos do modelo equivalente adotado na análise de estabilidade do inversor NPC série considerando variações nas tensões da rede.

Fonte: Próprio autor.

$$G_{i_{cs}/\hat{v}_s}(s) = \frac{\hat{i}_{cs_dq0}(s)}{\hat{v}_{s_dq0}(s)} = \frac{ns}{(L_{eqs} - L_{eqrd}n^2)s^2 + (R_{eqs} + KP_{is}W - R_{dts}n^2)s + KI_{is}W} \quad (5.243)$$

onde n é a relação de transformação do transformador série e $W = K_{PWM}(V_{cc}/2)$:

Utilizando o critério de estabilidade de *Routh-Hurwitz*, considerando o polinômio denominador de ordem dois obtido de (5.243), observa-se que a estabilidade do sistema é assegurada somente se todos os coeficientes polinomiais do denominador tenham o mesmo sinal. Neste caso, verifica-se que esta condição é sempre atendida desde que $L_{eqs} > L_{eqrd}n^2$ ou que $R_{eqs} + KP_{is}W > R_{dts}n^2$. Desta forma, mesmo que ocorram distúrbios nas tensões de entrada do PV-UPQC, a estabilidade do sistema é sempre assegurada.

A Figura 5.28 mostra os polos da FT $G_{i_{cs}/\hat{v}_s}(s)$ considerando diferentes valores de L_s , onde se observa que o sistema se mantém estável para tais características de impedância da rede.

Figura 5.28 – Mapa de polos da FT de malha fechada adotada para a análise de estabilidade do inversor NPC série ($5\mu\text{H} \leq L_s \leq 1500\mu\text{H}$).

Fonte: Próprio autor.

Para o caso de distúrbios nas tensões da rede, a análise de estabilidade do conversor paralelo pode ser realizada por meio da FT de malha fechada apresentada em (5.241). Considerando o polinômio denominador de ordem três desta equação, por meio do critério de estabilidade de *Routh-Hurwitz*, verifica-se que o sistema é estável somente se todos os

coeficientes polinomiais do denominador tenham o mesmo sinal, bem como que a desigualdade $C_{fp}(R_{Lfp} + K)(KP_{vp}K + 1) > L_{fp}C_{fp}KI_{vp}K$ seja atendida, sendo $K = KP_{ip}K_{PWM}(V_{cc}/2)$. Observa-se novamente que a estabilidade é garantida através de adequados ajustes nos ganhos KP_{vp} , KI_{vp} e KP_{ip} , dos respectivos controladores PI_{vp} e P_{ip} . Desta forma, como é adotada a estratégia de compensação dual, no qual o conversor paralelo sempre fornece para a carga tensões senoidais, balanceadas e reguladas, variações nas tensões da rede não influenciam na estabilidade do sistema.

5.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a modelagem matemática da planta de corrente do conversor série e da planta de tensão do conversor paralelo, as quais foram realizadas tanto no sistema de coordenadas abc quanto $dq0$. Os modelos matemáticos obtidos mostraram que os inversores NPC trifásicos podem ser tratados como três módulos monofásicos desacoplados entre si, tanto no referencial estacionário abc quanto no síncrono $dq0$. Desta forma, funções de transferência idênticas foram obtidas para ambos os referenciais. Além disso, foi apresentado também a modelagem matemática da planta de tensão do barramento CC.

Foram realizados os projetos dos controladores P e PI, utilizados nas malhas de controle do sistema PV-UPQC. A resposta em frequência de cada uma destas malhas foi apresentada, mostrando que os controladores projetados atenderam as especificações de projeto, pois os sistemas compensados em malha aberta apresentaram a margem de fase desejada na frequência de cruzamento em 0dB especificada. Além disso, foi apresentado o método utilizado para a discretização destes controladores, com as respectivas equações a diferenças, de modo que os mesmos sejam digitalmente implementados nas simulações computacionais, bem como no controlador digital de sinal (DSC - *Digital Signal Controller*) utilizado no protótipo experimental do sistema PV-UPQC implementado em laboratório.

Por fim, foi realizada a análise de estabilidade das malhas de controle de corrente do conversor série e de tensão do conversor paralelo, considerando como distúrbios as variações tanto das correntes da carga quanto das tensões da rede. Esta análise mostrou que, com os respectivos controladores P e PI projetados, a estabilidade destes conversores é sempre assegurada. Em outras palavras, variações nas tensões da rede ou nas correntes da carga não causarão a instabilidade nestas malhas de controle do sistema PV-UPQC.

6 FLUXO DE POTÊNCIA NO SISTEMA PV-UPQC

6.1 Introdução

Este capítulo apresenta um estudo quantitativo envolvendo os fluxos de potência que ocorrem através dos conversores série e paralelo do sistema PV-UPQC, tendo como referência o estudo apresentado em (Silva, 2001). Para efeito de análise, é assumido que o sistema opera em regime permanente, bem como que as tensões da rede são balanceadas e as correntes da rede são senoidais e também balanceadas. Além disso, considera-se que as cargas nas três fases são idênticas. A partir disso, o estudo é desenvolvido considerando um sistema equivalente monofásico do PV-UPQC.

Além de propiciar um melhor entendimento do funcionamento do sistema, o referido estudo deve oferecer subsídios para a realização de um adequado dimensionamento dos conversores de potência série e paralelo. Tais subsídios são representados em forma de curvas, nas quais as potências aparentes de ambos os conversores são normalizadas em função da potência aparente total da carga.

Essencialmente, as potências aparentes envolvidas no fluxo de energia através dos inversores NPC série e paralelo dependem das características da rede elétrica e da carga, bem como da energia produzida pelo arranjo PV. Tais características são descritas a seguir: i. relações entre as tensões eficazes da rede e da carga (V_s/V_L); ii. distorções harmônicas totais das tensões da rede (DHT_{v_s}) e das correntes da carga (DHT_{i_L}); iii. fator de potência fundamental da carga (FP_{L1}); iv. potência ativa absorvida pelo barramento CC (P_{Bcc}); v. potência ativa produzida pelo arranjo PV (P_{pv}).

6.2 Potência aparente dos conversores série e paralelo

Seja o inversor NPC série, a respectiva potência aparente complexa ($\dot{S}_{cs}$) é dada por:

$$\dot{S}_{cs} = \dot{V}_{Tcs} \dot{I}_s^* \quad (6.1)$$

onde $\dot{V}_{Tcs} = \dot{V}_s - \dot{V}_L$ é a tensão eficaz sobre o transformador de acoplamento série, $\dot{V}_s$ e $\dot{V}_L$ são as tensões eficazes na rede e na carga, respectivamente, e $\dot{I}_s^*$ é o conjugado da corrente eficaz da rede.

Em regime permanente, tanto as correntes da rede i_s quanto as tensões da carga v_L são controladas para serem senoidais e em fase com as componentes fundamentais de sequência positiva das tensões da rede v_s , uma vez que estas podem ser desbalanceadas e conterem harmônicos. Desta forma, em condições ideais, é assumido que tanto i_s quanto v_L possuem apenas componentes fundamentais. Já o valor eficaz da tensão da rede V_s é assumido ser composto por uma parcela fundamental (V_{s1}) e por parcelas harmônicas representadas por (V_{sH}). Desta forma, o módulo da potência aparente complexa do conversor série ($|S_{cs}|$) pode ser escrito por:

$$|S_{cs}| = \sqrt{[(V_{s1} - V_L)I_s]^2 + (V_{sH}I_s)^2} \quad (6.2)$$

O termo ($V_{sH}I_s$) em (6.2) representa a potência de distorção de tensão (D_{V_s}), a qual é definida em IEEE 1459 (IEEE, 2010) por:

$$D_{V_s} = V_{sH}I_s = S_{s1}DHT_{v_s} \quad (6.3)$$

onde $S_{s1} = V_{s1}I_s$ é a potência aparente fundamental da rede.

Substituindo (6.3) em (6.2) e após algumas manipulações matemáticas, encontra-se:

$$|S_{cs}| = \sqrt{\left[V_{s1}I_s \left(1 - \frac{V_L}{V_{s1}}\right)\right]^2 + (S_{s1}DHT_{v_s})^2} \quad (6.4)$$

Considerando que toda a potência aparente fundamental drenada da rede é igual a potência ativa consumida pela carga (P_L), ou seja, $S_{s1} = P_L$, (6.4) pode ser reescrita como:

$$|S_{cs}| = P_L \sqrt{\left(1 - \frac{V_L}{V_{s1}}\right)^2 + DHT_{v_s}^2} \quad (6.5)$$

Assumindo as tensões da carga senoidais e balanceadas, o módulo da potência aparente da carga ($|S_L|$) é definido por:

$$|S_L| = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} \quad (6.6)$$

onde Q_L e D_L são as potências reativa e harmônica da carga, respectivamente.

Desta forma, normalizando $|S_{cs}|$ em função de $|S_L|$ obtêm-se:

$$\frac{|S_{cs}|}{|S_L|} = \frac{P_L \sqrt{\left(1 - \frac{V_L}{V_{s1}}\right)^2 + DHT_{v_s}^2}}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}} \quad (6.7)$$

Assumindo as considerações mencionadas anteriormente, o fator de potência da carga (FP_L) pode ser escrito por:

$$FP_L = \frac{P_L}{S_L} = \frac{FP_{L1}}{\sqrt{1 + DHT_{i_L}^2}} \quad (6.8)$$

Assim, substituindo (6.8) em (6.7) e através de algumas manipulações matemáticas, obtêm-se:

$$\frac{|S_{cs}|}{|S_L|} = \frac{FP_{L1} \sqrt{\left(1 - \frac{V_L}{V_{s1}}\right)^2 + DHT_{v_s}^2}}{\sqrt{1 + DHT_{i_L}^2}} \quad (6.9)$$

Para o inversor NPC paralelo, a respectiva potência aparente complexa ($\dot{S}_{cp}$) é dada por:

$$\dot{S}_{cp} = \dot{S}_L - \dot{V}_L \dot{I}_s^* \quad (6.10)$$

onde $\dot{S}_L$ é a potência aparente complexa da carga.

Considerando a corrente da rede i_s senoidal e em fase com a tensão da rede v_s , bem como que $S_{s1} = P_L$, (6.10) pode ser reescrita como:

$$\dot{S}_{cp} = \dot{S}_L - P_L \frac{V_L}{V_{s1}} \quad (6.11)$$

A partir de (6.11) e utilizando (6.6), o módulo da potência aparente do inversor NPC paralelo ($|S_{cp}|$) pode ser calculado por:

$$|S_{cp}| = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} - P_L \left(\frac{V_L}{V_{s1}} \right) \quad (6.12)$$

Rearranjando (6.12), obtêm-se:

$$|S_{cp}| = \sqrt{\left[P_L \left(1 - \frac{V_L}{V_{s1}} \right) \right]^2 + Q_L^2 + D_L^2} \quad (6.13)$$

Manipulando matematicamente (6.13) e utilizando S_L obtido de (6.8), $|S_{cp}|$ pode ser calculado por:

$$|S_{cp}| = \sqrt{P_L^2 \left[\left(\frac{V_L}{V_{s1}} \right)^2 - 2 \left(\frac{V_L}{V_{s1}} \right) + \frac{1 + DHT_{i_L}^2}{FP_{L1}^2} \right]} \quad (6.14)$$

Normalizando $|S_{cp}|$ em função de $|S_L|$, encontra-se:

$$\frac{|S_{cp}|}{|S_L|} = \frac{\sqrt{P_L^2 \left[\left(\frac{V_L}{V_{s1}} \right)^2 - 2 \left(\frac{V_L}{V_{s1}} \right) + \frac{1 + DHT_{i_L}^2}{FP_{L1}^2} \right]}}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}} \quad (6.15)$$

Desta forma, substituindo (6.8) em (6.15) e através de algumas manipulações matemáticas, obtêm-se:

$$\frac{|S_{cp}|}{|S_L|} = \sqrt{\frac{FP_{L1}^2 \frac{V_L}{V_{s1}} \left(\frac{V_L}{V_{s1}} - 2 \right)}{1 + DHT_{i_L}^2} + 1} \quad (6.16)$$

6.2.1 Potência aparente normalizada considerando as grandezas P_{Bcc} e P_{pv}

Os módulos das potências aparentes S_{cs} e S_{cp} também podem ser calculados levando em conta duas parcelas adicionais de potência ativa que circulam pelo sistema PV-UPQC, sendo estas as potências do barramento CC (P_{Bcc}) e do arranjo PV (P_{pv}). A grandeza P_{Bcc} corresponde à potência ativa total absorvida pelo barramento CC para a compensação das perdas no sistema, ou seja, perdas nas chaves de potência que compõem os inversores NPC e nos elementos passivos de filtragem. Já a grandeza P_{pv} corresponde à potência ativa total produzida pelo arranjo PV.

Sendo assim, considera-se S_{s1} como:

$$S_{s1} = P_T = P_L + \frac{P_{Bcc}}{3} - \frac{P_{pv}}{3} = P_L + k_{Bcc}P_L - k_{pv}P_L \quad (6.17)$$

onde P_T é a potência ativa total do sistema por fase, enquanto que os termos k_{Bcc} e k_{pv} representam as respectivas relações entre as potências ativas P_{Bcc} e P_{pv} com P_L , ou seja:

$$k_{Bcc} = \frac{P_{Bcc}}{3P_L} \quad (6.18)$$

$$k_{pv} = \frac{P_{pv}}{3P_L} \quad (6.19)$$

Desta forma, substituindo (6.17), (6.18) e (6.19) em (6.4) e (6.11), e assumindo as considerações mencionadas anteriormente, as equações (6.9) e (6.16) podem ser reescritas como:

$$\frac{|S_{cs}|}{|S_L|} = \frac{FP_{L1} \sqrt{(1 + k_{Bcc} - k_{pv})^2 \left[\left(1 - \frac{V_L}{V_{s1}}\right)^2 + DHT_{v_s}^2 \right]}}{\sqrt{1 + DHT_{i_L}^2}} \quad (6.20)$$

$$\frac{|S_{cp}|}{|S_L|} = \sqrt{\frac{FP_{L1}^2 \frac{V_L}{V_{s1}} (1 + k_{Bcc} - k_{pv}) \left[\frac{V_L}{V_{s1}} (1 + k_{Bcc} - k_{pv}) - 2 \right]}{1 + DHT_{i_L}^2}} + 1 \quad (6.21)$$

6.3 Curvas das potências aparentes dos conversores série e paralelo

Nas Figuras 6.1 a 6.5 são mostradas, respectivamente, as curvas das potências aparentes dos conversores série e paralelo, normalizadas em função da potência aparente total da carga, ou seja, $|S_{cs}|/|S_L|$ e $|S_{cp}|/|S_L|$.

As Figuras 6.1 (a) e (b) mostram as curvas normalizadas de potência considerando os fatores $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 0$. Analisando a Figura 6.1 (a), observa-se que quando $DHT_{v_s} = 0$ % há processamento de potência pelo conversor série somente quando $V_s/V_L \neq 1$. Entretanto, quando $DHT_{v_s} > 0$ %, a potência processada aumenta em toda a faixa que abrange a relação V_s/V_L , ou seja, $0,75 < V_s/V_L < 1,25$. Na Figura 6.1 (b), analisando as curvas $|S_{cp}|/|S_L|$, verifica-se que quanto maior a DHT_{i_L} e menor o FP_{L1} , maior a potência processada pelo conversor paralelo.

Figura 6.1. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{BCC} = 0$ e $k_{pv} = 0$:

(a) conversor série ($|S_{cs}|/|S_L|$); (b) conversor paralelo ($|S_{cp}|/|S_L|$).

Fonte: Próprio autor.

As Figuras 6.2 (a) e (b) mostram as curvas de potência considerando $k_{BCC} = 0,1$ e $k_{pv} = 0$. Neste caso, admite-se que existe uma potência ativa sendo drenada da rede de modo a manter regulada a tensão do barramento CC, compensando assim as perdas no sistema. Portanto, para esta condição, há um aumento na potência processada pelo conversor série quando $V_s/V_L \neq 1$ ou $DHT_{v_s} > 0\%$, conforme mostra a Figura 6.2 (a). Além disso, em determinados pontos das curvas $|S_{cp}|/|S_L|$ mostradas na Figura 6.2 (b), verifica-se que há também um aumento na potência processada pelo conversor paralelo, como, por exemplo, na condição em que $V_s/V_L = 1$, $DHT_{i_L} = 0\%$ e $FP_{L1} = 1$. Por outro lado, dependendo da relação V_s/V_L , essa potência ativa pode ser processada por um dos conversores (série ou paralelo), ou ainda, simultaneamente por ambos.

Figura 6.2. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{Bcc} = 0,1$ e $k_{pv} = 0$:

(a) conversor série ($|S_{cs}|/|S_L|$); (b) conversor paralelo ($|S_{cp}|/|S_L|$).

Fonte: Próprio autor.

Para a condição em que $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 0,1$, quando $V_s/V_L \neq 1$ ou $DHT_{vs} > 0\%$, observa-se redução da potência processada pelo conversor série, conforme mostrado na Figura 6.3 (a). Isso ocorre devido ao fato de que parte da potência ativa da carga passa a ser fornecida pelo arranjo PV, reduzindo a potência a ser drenada da rede. Desta forma, dependendo do valor de V_s/V_L , o conversor paralelo processa toda a potência ativa extraída do arranjo PV, conforme mostra a Figura 6.3 (b).

Figura 6.3. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 0,1$:

(a) conversor série ($|S_{cs}|/|S_L|$); (b) conversor paralelo ($|S_{cp}|/|S_L|$).

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 6.4 (a) e (b) são mostradas as curvas de potência considerando $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 0,5$. Neste caso, do total de potência ativa consumida pela carga, 50 % é fornecida pelo arranjo PV. Desta forma, analisando as curvas mostradas na Figura 6.4 (a), verifica-se que quanto menor a potência drenada da rede, menor será a potência processada pelo conversor série. Entretanto, como toda a potência ativa gerada pelo arranjo PV circula pelo conversor paralelo, ou grande parte desta, verifica-se na Figura 6.4 (b) um aumento na potência processada por este conversor para essa condição de operação.

Figura 6.4. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 0,5$:

(a) conversor série ($|S_{cs}|/|S_L|$); (b) conversor paralelo ($|S_{cp}|/|S_L|$).

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 6.5 (a) e (b) são mostradas as curvas para um caso específico onde $P_{pv} > P_L$, ou seja, $k_{pv} = 1,5$. Para esta condição, têm-se uma potência ativa sendo injetada na rede equivalente a 50% da potência ativa da carga. Comparando as curvas mostradas nas Figuras 6.4 (a) e 6.5 (a), verifica-se para estes dois casos que, independentemente do sentido do fluxo de energia, o conversor série processa a mesma quantidade de potência. Já as curvas da Figura 6.5 (b) mostram que, dependendo da relação V_s/V_L , o conversor paralelo processa toda a potência ativa gerada pelo arranjo PV, sendo parte desta energia fornecida para a carga e o restante injetada na rede.

Figura 6.5. Curvas das potências aparentes normalizadas com $k_{Bcc} = 0$ e $k_{pv} = 1,5$:

(a) conversor série ($|S_{cs}|/|S_L|$); (b) conversor paralelo ($|S_{cp}|/|S_L|$).

Fonte: Próprio autor.

6.4 Fluxo de potência ativa através do sistema PV-UPQC

O fluxo de potência ativa que circula através do sistema PV-UPQC é apresentado nas Figuras 6.6 a 6.8. Este é determinado considerando os seguintes aspectos: i. quantidade de energia gerada pelo arranjo PV; ii. quantidade de energia consumida pela carga; iii. diferença entre os valores eficazes das tensões da rede (V_s) e da carga (V_L). Nesse estudo, as seguintes potências ativas são envolvidas na análise: potência da rede (P_s), potência do arranjo PV (P_{pv}), potência do conversor serie (P_{cs}), potência do conversor paralelo (P_{cp}) e potência da carga (P_L). Nesta análise não foi levado em conta as perdas nos elementos de chaveamento dos inversores NPC e nos elementos passivos do sistema PV-UPQC, ou seja, $k_{Bcc} = 0$. Na Tabela 6.1 são apresentadas as condições adotadas para determinar o fluxo de potência ativa no PV-UPQC.

Tabela 6.1 - Condições adotadas para determinar o fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC.

Condições	Tensões	Potência na carga	Potência do PV
1	$V_s > V_L$	$P_L > 0$ W	$P_{pv} = 0$ W
2	$V_s < V_L$	$P_L > 0$ W	$P_{pv} = 0$ W
3	$V_s > V_L$	$P_L = 0$ W	$P_{pv} > 0$ W
4	$V_s > V_L$	$P_L > 0$ W	$P_{pv} > P_L$
5	$V_s > V_L$	$P_L > 0$ W	$P_{pv} < P_L$
6	$V_s < V_L$	$P_L = 0$ W	$P_{pv} > 0$ W
7	$V_s < V_L$	$P_L > 0$ W	$P_{pv} > P_L$
8	$V_s < V_L$	$P_L > 0$ W	$P_{pv} < P_L$

Fonte: Próprio autor.

As Figuras 6.6 (a) e (b) mostram o fluxo de potência do sistema PV-UPQC para $P_{pv} = 0$ W. Neste caso, toda a energia ativa da carga é drenada da rede. Na Figura 6.6 (a), como $V_s > V_L$, parte da energia flui da rede para o conversor série e do conversor paralelo para a carga. Por outro lado, quando $V_s < V_L$, ocorre a inversão no sentido do fluxo de potência, conforme mostra a Figura 6.6 (b).

Figura 6.6. Fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC para $P_{pv} = 0$ W e $P_L > 0$ W: (a) $V_s > V_L$; (b) $V_s < V_L$.

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 6.7 (a), (b) e (c) $V_s > V_L$ e $P_{pv} > 0$ W. Na Figura 6.7 (a), como $P_L = 0$ W, toda a energia produzida pelo arranjo PV é fornecida para a rede por meio de ambos os conversores série e paralelo. Grande parte desta energia é sempre processada pelo conversor paralelo. Na Figura 6.7 (b) $P_L > 0$ W e $P_{pv} > P_L$. Neste caso, parte da energia produzida pelo arranjo PV é fornecida para a rede por meio dos conversores série e paralelo, e o restante é enviada para a carga através do conversor paralelo. Na Figura 6.7 (c) $P_L > 0$ W e $P_{pv} < P_L$. Neste

caso, toda a energia produzida pelo arranjo PV é fornecida para a carga via conversor paralelo, e o restante é drenada da rede. Verifica-se que parte da energia fornecida pela rede circula pelos conversores série e paralelo.

Figura 6.7. Fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC para $P_{pv} > 0$ W e $V_s > V_L$:

(a) $P_L = 0$ W; (b) $P_L < P_{pv}$; (c) $P_L > P_{pv}$.

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 6.8 (a), (b) e (c) $V_s < V_L$ e $P_{pv} > 0$ W. Na Figura 6.8 (a), como $P_L = 0$ W, toda a energia produzida pelo arranjo PV é fornecida para a rede por meio do conversor paralelo. Neste caso, a potência ativa consumida pelo conversor série passa pelo conversor paralelo. Já na Figura 6.8 (b), como $P_L > 0$ W e $P_{pv} > P_L$, parte da energia do arranjo PV é fornecida para a rede via conversor paralelo, e o restante é enviada para a carga. Nota-se que através do conversor série também circula potência ativa. Na Figura 6.8 (c), como $P_L > 0$ W e $P_{pv} < P_L$, a energia do arranjo PV é fornecida para a carga pelos conversores série e paralelo, e o restante drenada da rede.

Figura 6.8. Fluxo de potência ativa no sistema PV-UPQC para $P_{pv} > 0$ W e $V_s < V_L$:

(a) $P_L = 0$ W; (b) $P_L < P_{pv}$; (c) $P_L > P_{pv}$.

Fonte: Próprio autor.

Em condições ideais, quando $V_s = V_L$, não há fluxo de potência ativa pelo inversor NPC série, conforme pode ser verificado nas curvas mostradas nas Figuras 6.1 a 6.5.

6.5 Exemplos de dimensionamento dos inversores NPC série e paralelo

Considerando a análise do fluxo de potência apresentada anteriormente, nesta seção são realizados alguns exemplos de dimensionamento dos conversores série e paralelo considerando três condições de operação do sistema PV-UPQC. Em tais dimensionamentos é considerado que há uma carga conectada ao sistema e que esta consome uma potência ativa $P_L = 500$ W por fase.

Seja um caso ideal de operação do sistema PV-UPQC onde $DHT_{v_s} = 0\%$, $DHT_{i_L} = 0\%$, $FP_{L1} = 1$ e $V_s/V_L = 1$. Para este caso, considera-se que seja conectado ao barramento CC um arranjo PV com capacidade máxima de geração de energia equivalente ao dobro da potência ativa trifásica total consumida pela carga, ou seja, $k_{pv} = 2$. Assim, têm-se $|S_L| = 500$ VA, $|S_{cs}| = 0$ VA e $|S_{cp}| = 1000$ VA, o que resulta em $|S_{cs}|/|S_L| = 0$ e $|S_{cp}|/|S_L| = 2$. Isso mostra que cada uma das fases do conversor paralelo processa um terço da potência ativa extraída do arranjo PV, ou seja, toda a energia gerada pelo arranjo solar é processada pelo conversor paralelo. Desta forma, no dimensionamento deste conversor deve ser levado em conta a máxima potência ativa a ser fornecida pelo arranjo PV.

Em outro modo de operação analisado, admite-se que a tensão da rede possui elevado conteúdo harmônico ($DHT_{v_s} = 15\%$) e que existe uma situação de subtensão equivalente a 15% , ou seja $V_s/V_L = 0,85$. Considera-se também a existência de uma potência ativa sendo drenada pelo barramento CC de modo que $k_{BCC} = 0,2$. Assim, com $DHT_{i_L} = 0\%$, $FP_{L1} = 1$ e $k_{pv} = 0$, obtêm-se $|S_L| = 500$ VA, $|S_{cs}| = 138,96$ VA e $|S_{cp}| = 205,88$ VA, de modo que $|S_{cs}|/|S_L| = 0,278$ e $|S_{cp}|/|S_L| = 0,412$. Desta forma, mesmo considerando este cenário de rede elétrica envolvendo distúrbios de tensão, o conversor série pode ainda assim ser dimensionado para uma potência inferior a 30% da potência da carga. Portanto, verifica-se que um atrativo da estrutura do sistema PV-UPQC implementada é o nível da potência a ser processada pelo conversor série.

Para um cenário em que a carga apresenta elevado conteúdo harmônico de corrente, ou seja, $DHT_{i_L} = 100\%$, com $DHT_{v_s} = 15\%$, $FP_{L1} = 1$, $V_s/V_L = 0,85$ e $k_{pv} = 2$, têm-se

$|S_L| = 707,10 \text{ VA}$, $|S_{cs}| = 115,80 \text{ VA}$ e $|S_{cp}| = 1197,60 \text{ VA}$, o que resulta em $|S_{cs}|/|S_L| = 0,164$ e $|S_{cp}|/|S_L| = 1,694$. Desta forma, comparando com os casos 1 e 2, verifica-se que a potência processada pelo conversor paralelo aumenta. Isso mostra que o dimensionamento desse conversor deve ser realizado considerando também a potência não ativa consumida pela carga.

A Tabela 6.2 sintetiza os valores adotados nos exemplos de dimensionamento analisados para os conversores série e paralelo.

Tabela 6.2 - Casos analisados para dimensionamento dos inversores NPC série e paralelo.

Casos	DHT_{v_s}	DHT_{i_L}	FP_{L1}	V_s/V_L	k_{Bcc}	k_{pv}	$ S_L [\text{VA}]$	$ S_{cs} [\text{VA}]$	$ S_{cs} / S_L $	$ S_{cp} [\text{VA}]$	$ S_{cp} / S_L $
1	0 %	0 %	1	1	0	2	500	0	0	1000	2
2	15 %	0 %	1	0,85	0,2	0	500	138,96	0,278	205,88	0,412
3	15 %	100 %	1	0,85	0	2	707,10	115,80	0,164	1197,60	1,694

Fonte: Próprio autor.

6.6 Conclusão

Este capítulo apresentou o estudo referente aos fluxos de potência que ocorrem através dos inversores NPC série e paralelo do sistema PV-UPQC. As curvas normalizadas das potências aparentes de ambos os conversores foram mostradas, juntamente com a análise do fluxo de potência ativa que circula através do sistema PV-UPQC. Tais análises foram realizadas para diferentes características de tensão da rede e de carga, bem como para diferentes níveis de energia produzida pelo arranjo PV.

Analisando o fluxo de potência no inversor NPC série, verifica-se que o dimensionamento deste conversor deve ser realizado levando em conta os prováveis distúrbios presentes nas tensões da rede, tais como afundamentos/elevações e/ou harmônicos de tensão. Entretanto, para todos os casos analisados, constatou-se que a potência processada pelo conversor série sempre é inferior a potência da carga, como no caso apresentado em um exemplo de dimensionamento, o qual mostra que o conversor série pode ser projetado para processar uma potência inferior a 30 % da potência da carga. Isso representa um atrativo da estrutura do sistema PV-UPQC apresentada.

Já para o inversor NPC paralelo, verifica-se que o mesmo processa grande parte da potência ativa extraída do arranjo PV. Desta forma, o dimensionamento deste conversor deve ser realizado levando em conta não somente a potência da carga, mas também a máxima potência ativa a ser gerada pelo arranjo PV, como era de se esperar.

7 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

7.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações computacionais do sistema PV-UPQC, as quais foram realizadas utilizando a ferramenta computacional MATLAB/Simulink. Neste ambiente foi implementada toda a estrutura de potência do sistema PV-UPQC, com os respectivos controladores das malhas de controle dos inversores NPC série e paralelo, bem como as malhas de controle da tensão total e de desequilíbrio do barramento CC. Também foram implementados os algoritmos do SRF e do MPPT P&O, o sistema PLL e a técnica SMS de anti-ilhamento. Com o intuito de realizar as simulações mais próximas possíveis de um sistema real, todo o sistema de aquisição de dados, geração das referências de compensação e controle foram discretizados. Além disso, foram considerados também os atrasos nas aquisições das grandezas medidas de tensão e corrente, os quais são introduzidos pelos filtros *anti-aliasing*, bem como o tempo morto das chaves de potência e o atraso referente ao tempo de atuação dos conversores PWM.

As simulações foram realizadas considerando um sistema elétrico trifásico a quatro fios, alimentando cargas não lineares monofásicas e trifásica. A Tabela 7.1 mostra os parâmetros das três cargas utilizadas nas simulações e a Tabela 7.2 traz os valores eficazes das tensões da rede simuladas, onde V_{s1} representa a componente fundamental de 60 Hz, enquanto que V_{s3} e V_{s5} representam as componentes de 3° e 5° harmônico, respectivamente.

Tabela 7.1 – Parâmetros das três cargas simuladas.

	Fase 'a'	Fase 'b'	Fase 'c'
	Retificador monofásico de onda	Retificador monofásico de onda	Retificador monofásico de onda
Carga 1	completa com carga RL ($R = 7 \, \Omega$ e $L = 19,2 \, \text{mH}$)	completa com carga RL ($R = 8 \, \Omega$ e $L = 24,2 \, \text{mH}$)	completa com carga RC ($R = 53 \, \Omega$ e $C = 470 \, \mu\text{F}$)
Carga 2	Retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R = 7 \, \Omega$ e $L = 19,2 \, \text{mH}$) com indutor $L = 1,5 \, \text{mH}$ em série	-----	Retificador monofásico de onda completa com carga RC ($R = 53 \, \Omega$ e $C = 470 \, \mu\text{F}$)
Carga 3	Retificador trifásico de onda completa com carga R ($R = 40 \, \Omega$)		

Fonte: Próprio autor.

Tabela 7.2 – Valores eficazes das tensões da rede elétrica simulada.

	Fase 'a'	Fase 'b'	Fase 'c'
Sistema balanceado	$V_{sa1} = 127,27 \text{ V}$	$V_{sb1} = 127,27 \text{ V}$	$V_{sc1} = 127,27 \text{ V}$
Sistema desbalanceado	$V_{sa1} = 141,42 \text{ V}$	$V_{sb1} = 127,27 \text{ V}$	$V_{sc1} = 113,13 \text{ V}$
Componentes harmônicas	$V_{sa3} = 12,72 \text{ V}$	$V_{sb3} = 12,72 \text{ V}$	$V_{sc3} = 12,72 \text{ V}$
de 3° e 5° ordem	$V_{sa5} = 6,36 \text{ V}$	$V_{sb5} = 6,36 \text{ V}$	$V_{sc5} = 6,36 \text{ V}$

Fonte: Próprio autor.

A Figura 7.1 mostra o diagrama em blocos do sistema PV-UPQC simulado, enquanto que na Tabela 7.3 são mostrados alguns parâmetros utilizados nas simulações. Além disso, na Tabela 7.4 são apresentados os parâmetros do painel solar adotado neste trabalho, sendo o arranjo PV implementado por meio do modelo elétrico equivalente descrito no apêndice C.

Figura 7.1 - Diagrama em blocos do sistema PV-UPQC simulado.

Fonte: Próprio autor.

Tabela 7.3 - Parâmetros utilizados nas simulações.

Indutância estimada da rede elétrica	$L_s = 5 \mu\text{H}$
Resistência estimada da rede elétrica	$R_s = 0,1 \Omega$
Indutor de acoplamento do inversor NPC série	$L_{fs} = 3,5 \text{ mH}$
Resistência interna do indutor de acoplamento do inversor NPC série	$R_{Lfs} = 0,2 \Omega$
Indutância de dispersão do transformador de acoplamento série	$L_{dts} = 0,12 \text{ mH}$
Resistência total de dispersão do transformador de acoplamento série	$R_{dts} = 0,28 \Omega$
Indutor de acoplamento do inversor NPC paralelo	$L_{fp} = 1,73 \text{ mH}$
Resistência interna do indutor de acoplamento do inversor NPC paralelo	$R_{Lfp} = 0,2 \Omega$
Capacitor de filtragem do inversor NPC paralelo	$C_{fp} = 60 \mu\text{F}$
Capacitância total do barramento CC	$C_{cc} = 2,35 \text{ mF}$
Limite mínimo de operação da tensão total do barramento CC	$v_{ccmin}^* = 460 \text{ V}$
Frequência de amostragem do conversor A/D do DSC	$f_{ad} = 60 \text{ kHz}$
Frequência de chaveamento dos inversores NPC	$f_{ch} = 20 \text{ kHz}$
Frequência de amostragem do MPPT P&O	$f_{P\&O} = 10 \text{ Hz}$
Passo de incremento de tensão do MPPT P&O	$\Delta v = 1 \text{ V}$
Pico da triangular do modulador PWM	$P_{PWM} = 5000$

Fonte: Próprio autor.

Tabela 7.4 - Parâmetros da placa solar modelo *Sunmodule SW 245 poly*, fabricante *SolarWorld* (STC*).

Potência máxima	$P_{m\acute{a}x} = 245 \text{ W}$
Tensão de circuito aberto	$V_{oc} = 37,5 \text{ V}$
Tensão no ponto de máxima potência	$V_{mpp} = 30,8 \text{ V}$
Corrente de curto circuito	$I_{sc} = 8,49 \text{ A}$
Corrente no ponto de máxima potência	$I_{mpp} = 7,96 \text{ A}$

*STC (*Standard Test Conditions*) – Condições de teste padrão: 1000 W/m², 25°C, AM 1.5.

Fonte: (SolarWorld, 2017).

7.2 Comportamento estático do sistema PV-UPQC

As Figuras 7.2 a 7.4 apresentam os resultados obtidos em simulação para o sistema PV-UPQC operando somente como um UPQC (modo de operação 1), ou seja, quando não há geração de energia pelo arranjo PV ($P_{pv} = 0 \text{ W}$).

A Figura 7.2 mostra os resultados obtidos para um caso de operação em que as tensões da rede são senoidais e desbalanceadas, com a carga 1 conectada na saída do UPQC. Nessa

figura são mostradas as formas de onda das tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), tensões sobre os transformadores de acoplamento série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}) e tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), juntamente com as correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}), correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc}) e correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}), com as respectivas correntes de neutro (i_{sn} , i_{cpn} , i_{Ln}). É possível observar que, além da supressão de harmônicos de corrente, o UPQC realiza também a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero das correntes da carga. Como resultado, as correntes compensadas da rede tornam-se senoidais e balanceadas. Além disso, mesmo que as tensões na rede sejam desbalanceadas, o UPQC fornece para a carga tensões balanceadas, reguladas e praticamente senoidais. Observa-se que a diferença entre as tensões de entrada e saída do UPQC aparece sobre os transformadores de acoplamento série, o que já era previsto para esse sistema.

Figura 7.2 - Modo de operação 1 (carga 1): Sistema UPQC com tensões de entrada desbalanceadas:

- (a) tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}); (b) tensões dos transformadores de acoplamento série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}); (c) tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}); (d) correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}); (e) correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} , i_{cpn}); (f) correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}).

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 7.3 são mostrados os resultados obtidos para um caso em que as tensões da rede são balanceadas, porém não-senoidais, devido à presença de harmônicos de tensão de 3º e 5º ordem. Para este caso, foi adotada a carga 2. As Figuras 7.3 (a), (b) e (c) mostram as tensões da rede, dos transformadores série e da carga, respectivamente. Observa-se que as tensões fornecidas pelo UPQC para a carga são livres de harmônicos. Desta forma, os harmônicos de tensão encontram-se sobre os transformadores de acoplamento série. As Figuras 7.3 (d), (e) e (f) mostram as correntes da rede, do conversor paralelo e da carga. Observa-se novamente que a supressão dos harmônicos de corrente e compensação dos desbalanços de carga são realizadas pelo UPQC, pois as correntes compensadas na rede se tornam senoidais e balanceadas. Isso mostra que o equilíbrio das correntes da rede é sempre garantido, mesmo na ausência de carga em uma das fases do sistema. Além disso, observa-se na fase ‘a’ a compensação da potência reativa fundamental da carga, pois a corrente i_{sa} encontra-se em fase com a tensão v_{sa} .

Figura 7.3 - Modo de operação 1 (carga 2): Sistema UPQC com tensões de entrada balanceadas e distorcidas: (a) tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}); (b) tensões dos transformadores de acoplamento série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}); (c) tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}); (d) correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}); (e) correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} , i_{cpn}); (f) correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}).

Fonte: Próprio autor.

Em outro caso analisado, além de desbalanceadas, as tensões da rede são não-senoidais, conforme mostra a Figura 7.4 (a). Entretanto, observa-se que as componentes harmônicas e de desequilíbrio destas tensões estão sobre os transformadores de acoplamento série, pois o conversor paralelo assegura que as tensões de saída para a carga sejam senoidais e balanceadas, conforme pode ser verificado nas Figuras 7.4 (b) e (c), respectivamente. Por outro lado, analisando as correntes mostradas nas Figuras 7.4 (d), (e) e (f), verifica-se novamente que a supressão das correntes harmônicas é adequadamente realizada pelo UPQC, pois as correntes compensadas da rede são senoidais. Desta forma, ao invés de circularem pela rede, as componentes harmônicas das correntes da carga fluem pelo conversor paralelo.

Figura 7.4 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC com tensões de entrada desbalanceadas e distorcidas: (a) tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}); (b) tensões dos transformadores de acoplamento série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}); (c) tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}); (d) correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}); (e) correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} , i_{cpn}); (f) correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}).

Fonte: Próprio autor.

Já as Figuras 7.5 a 7.8 mostram os resultados obtidos para o sistema operando como PV-UPQC (modo de operação 2), o qual realiza, simultaneamente, o processamento da potência ativa advinda do arranjo PV e a compensação ativa de potência série e paralelo. Nessas Figuras são mostradas as formas de onda das tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}) juntamente com as correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}), as tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) juntamente com as correntes que circulam pelo conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc}), e as tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) juntamente com as correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}).

Os resultados obtidos para o sistema PV-UPQC realizando somente a injeção de potência ativa na rede, com as cargas desconectados, são mostrados na Figura 7.5. Neste caso, toda a potência ativa produzida pelo arranjo PV é injetada na rede, resultando em correntes na rede senoidais e equilibradas, porém em oposição de fase com as respectivas tensões. Nota-se que praticamente toda a energia extraída do arranjo PV é processada pelo conversor paralelo.

Figura 7.5 - Modo de operação 2 (sem carga): Sistema PV-UPQC realizando somente a injeção de potência ativa na rede, com $P_{pv} \cong 4900$ W: (a) tensões v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} ; (b) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} .

Fonte: Próprio autor.

Nos resultados mostrados na Figura 7.6, a carga 2 é conectada na saída do PV-UPQC, com o arranjo PV gerando uma potência ativa maior que a potência consumida pela carga, ou seja, $P_{pv} > P_L$. Analisando as formas de onda de corrente e tensão mostradas na Figura 7.6, verifica-se que toda a carga é alimentada pelo conversor paralelo, através da energia gerada pelo arranjo PV. Além disso, a energia ativa excedente é injetada na rede, com o conversor série sintetizando correntes senoidais, equilibradas e em oposição de fase com as respectivas tensões da rede.

Figura 7.6 - Modo de operação 2 (carga 2): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} > P_L$ e $P_{pv} \cong 4900$ W: (a) tensões v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} ; (b) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} ; (c) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

A Figura 7.7 mostra os resultados obtidos para uma situação em que potência gerada pelo arranjo PV é menor que a potência consumida pela carga, ou seja, $P_{pv} < P_L$, com a carga 1 conectada no sistema. Para este caso, comparando com as formas de onda das correntes da rede mostradas na Figura 7.2 (d), constata-se que há uma redução na amplitude da corrente drenada da rede. Isso mostra que, de toda a energia consumida pela carga, parte desta passa a ser fornecida pelo sistema PV-UPQC. Entretanto, a supressão dos harmônicos de corrente e compensação dos desbalanços de carga continuam sendo realizadas, pois as correntes compensadas na rede são senoidais e em fase com as respectivas tensões de alimentação.

Figura 7.7 - Modo de operação 2 (carga 1): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} < P_L$ e $P_{pv} \cong 2400$ W: (a) tensões v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} ; (b) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} ; (c) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

Já a Figura 7.8 mostra os resultados para uma caso em que a energia ativa extraída do arranjo PV é aproximadamente igual a potência ativa consumida pela carga ($P_{pv} \cong P_L$), com a carga 3 conectada no sistema. Conforme mostra a Figura 7.8 (a), as correntes drenadas da rede são praticamente nulas, o que já era esperado para este caso. Portanto, a carga passa a ser totalmente alimentada pelo sistema PV-UPQC, via conversor paralelo, conforme evidenciam os resultados mostrados nas Figuras 7.8 (b) e (c).

Figura 7.8 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_L \cong P_{pv} \cong 2400$ W: (a) tensões v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} ; (b) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} ; (c) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

7.3 Comportamento dinâmico do sistema PV-UPQC

A Figura 7.9 mostra o comportamento das tensões do barramento CC para degrau de entrada e saída de carga, com o sistema operando como UPQC ($P_{pv}=0$). As correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) e as tensões de barramento CC (v_{cc} , v_{cc1} , v_{cc2}) são mostradas nas Figuras 7.9 (a) e (b), respectivamente, para a entrada (0 % a 100 %) e saída (100 % a 0 %) de carga. Mesmo na ocorrência de tais variação, verifica-se que as tensões do barramento CC retornam ao valor de referência ajustado, além de se manterem balanceadas. Isso mostra que tanto a malha de controle quanto a de desequilíbrio de tensão do barramento CC foram adequadamente ajustadas.

Na Figura 7.10 são mostradas as tensões da rede, dos transformadores série e da carga, juntamente com as correntes da rede e da carga, perante a ocorrência de um afundamento de 30% nas tensões da rede, com duração de 50 ms (três ciclos da tensão). Como pode ser observado, tais distúrbios de tensão não causam alteração na forma de onda das tensões de saída do conversor paralelo, pois as mesmas permanecem reguladas, balanceadas e senoidais. Isso

comprova que o sistema UPQC garante que variações no valor eficaz das tensões da rede não sejam percebidas pela carga.

Figura 7.9 - Modo de operação 1 (carga 3): Tensões v_{cc} , v_{cc1} , v_{cc2} e correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} para variações de carga: (a) degrau de entrada de carga (0 % a 100 %); (b) degrau de saída de carga (100 % a 0 %).

Fonte: Próprio autor.

Figura 7.10 - Modo de operação 1 (carga 3): Comportamento dinâmico do UPQC para um afundamento de 30% nas tensões da rede: (a) tensões v_{s_abc} , v_{Tcs_abc} e v_{L_abc} ; (b) correntes i_{s_abc} e i_{L_abc} .

Fonte: Próprio autor.

Para análise do comportamento dinâmico do sistema PV-UPQC operando com diferentes índices de irradiação solar (G), na Figura 7.11 (a) são mostradas as potências estimada (P_{pv}^*) e extraída (P_{pv}) do arranjo PV, com a respectiva corrente (i_{pv}), bem como as tensões total do barramento CC (v_{cc}) e de referência fornecida pelo algoritmo de MPPT (v_{cc}^*). Além disso, na Figura 7.11 (b) são mostradas estas grandezas, porém, para diferentes valores de temperatura ambiente (T). Consta-se que mesmo para diferentes condições de irradiação solar e temperatura o MPP é sempre alcançado, demonstrando o adequado funcionamento do algoritmo P&O em conjunto com a malha de controle da tensão total do barramento CC.

Figura 7.11 - Modo de operação 1 (sem carga): Grandezas P_{pv}^* , P_{pv} , i_{pv} , v_{cc} e v_{cc}^* para diferentes condições de irradiação solar e temperatura: (a) variação de G com $T = 25^\circ\text{C}$; (b) variação de T com $G = 1000\text{W/m}^2$.

Fonte: Próprio autor.

Por fim, a Figura 7.12 mostra o comportamento das tensões e correntes da rede e da carga para variações abruptas na irradiação solar, de 0W/m^2 a 1000W/m^2 e vice-versa, com a carga 3 conectada na saída do PV-UPQC. Verifica-se que essas variações abruptas de irradiação solar praticamente não afetam as tensões de saída do conversor paralelo, ou seja, tais transientes influenciam somente na amplitude e no sentido das correntes na rede. Além disso, constata-se uma rápida resposta dinâmica da corrente da rede, devido ao uso da MCFF em conjunto com a malha de controle da corrente do conversor série.

Figura 7.12 – Transição entre os modos de operação 1 e 2 (carga 3): Correntes e tensões da rede (v_{s_abc} e i_{s_abc}) e da carga (v_{L_abc} e i_{L_abc}) para variações abruptas de irradiação solar, com $T = 25^\circ\text{C}$: (a) variação de 0 W/m^2 a 1000 W/m^2 na irradiação solar; (b) variação de 1000 W/m^2 a 0 W/m^2 na irradiação solar.

Fonte: Próprio autor.

7.3.1 Ilhamento do sistema PV-UPQC

A Figura 7.13 mostra os resultados obtidos para o ilhamento do sistema PV-UPQC, os quais foram realizados considerando uma carga RLC conectado ao PAC_1 deste sistema, conforme descrito no Apêndice D. Em tais ensaios foi utilizada a carga 3, considerando $P_{pv} > P_L$. Na Figura 7.13 (a) são mostradas as tensões e correntes da rede (v_{s_abc} , i_{s_abc}), enquanto que na Figura 7.13 (b) são mostradas as tensões e corrente do conversor paralelo (v_{L_abc} , i_{cp_abc}) juntamente com as correntes da carga (i_{L_abc}). Em $t = 3 \text{ s}$ ocorre uma falta na rede elétrica, ou seja, há uma interrupção momentânea no fornecimento de tensão no PAC_1 . Entretanto, como há uma carga RLC que consome toda a energia ativa injetada na rede pelo sistema PV-UPQC, continua havendo uma tensão neste ponto de acoplamento. Em aproximadamente 5 ciclos da rede, o algoritmo de anti-ilhamento SMS, implementado em conjunto com o PLL, detecta a ocorrência dessa falta. Neste momento, o conversor série é inibido e a chave estática é aberta, de modo que o sistema PV-UPQC seja desconectado da rede elétrica. Entretanto, como a energia gerada pelo arranjo PV é suficiente para alimentar a carga,

o sistema PV-UPQC passa a operar no modo ilhado, onde o conversor paralelo permanece em pleno funcionamento e alimentando a carga conectada ao PAC₂. Em $t = 3,3$ s o sistema elétrico retorna o fornecimento de tensão no PAC₁. O algoritmo de anti-ilhamento detecta esse retorno e, após um tempo aproximado de 0,16 segundos, a chave estática é fechada e o conversor série é ligado de modo que o sistema PV-UPQC seja novamente conectado ao sistema elétrico de potência. Como a estratégia dual de compensação é empregada, verifica-se que não há tempo de transição entre os modos de operação interconectado e ilhado, e vice-versa, não havendo distúrbios nas tensões de saída fornecidas para as cargas.

Figura 7.13 – Transições entre os modos de operação interconectado e ilhado, com $P_{pv} > P_L$ (carga 3):

(a) tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}) e correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}); (b) tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc}) e correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}).

Fonte: Próprio autor.

No modo de operação ilhado, tanto o algoritmo de MPPT quanto os sistemas PLL e SMS são desabilitados e as grandezas $\sin\theta_{pll}$ e $\cos\theta_{pll}$, utilizados na malha de controle do conversor paralelo, são geradas de forma fixa.

7.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos nas simulações computacionais do sistema PV-UPQC. Os comportamentos estático e dinâmico deste sistema foram analisados considerando diversas condições de operação e cargas, com diferentes tipos de distúrbios nas tensões na rede.

Através dos resultados obtidos, constata-se que o sistema PV-UPQC proposto realiza adequadamente o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV, juntamente com a compensação ativa de potência série e paralelo. Desta forma, mesmo para diferentes condições de operação e com níveis distintos de irradiação solar, correntes senoidais e balanceadas na rede foram sempre garantidas, bem como tensões senoidais, balanceadas e reguladas foram sempre fornecidas para a carga. Além disso, perante a ocorrência de variações abruptas de carga ou irradiação solar, o sistema PV-UPQC apresentou um desempenho dinâmico satisfatório, pois as tensões do barramento CC foram controladas de forma apropriada.

Dessa forma, conclui-se que os controladores, tanto da malha de controle das correntes do conversor série quanto da malha de controle das tensões de saída do conversor paralelo, foram adequadamente ajustados. Além disso, os ensaios dinâmicos confirmam um desempenho satisfatório, tanto das malhas de controle das tensões do barramento CC, quanto do algoritmo de MPPT adotado. Portanto, tais simulações demonstram a factibilidade para o desenvolvimento de ensaios práticos do sistema PV-UPQC.

Na ocorrência de falta no fornecimento de tensão pela rede elétrica, constatou-se o adequado funcionamento do algoritmo de anti-ilhamento adotado, pois o mesmo foi capaz de detectar a ocorrência dessa falta, mesma na presença da carga RLC conectada ao PAC₁. Além disso, o tempo de detecção foi de aproximadamente 80 ms, dentro dos limites estabelecidos pela ABNT NBR 62116-2012, a qual exige que um sistema PV seja desligado em no máximo 2 segundos após ocorrência do ilhamento. Além disso, os resultados comprovaram a capacidade do sistema PV-UPQC em operar no modo ilhado, pois o conversor paralelo foi mantido em operação de forma a alimentar a carga por meio da energia ativa fornecida pelo arranjo PV.

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

8.1 Introdução

Este capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos nos ensaios práticos, os quais foram realizados através de um protótipo do sistema PV-UPQC implementado em laboratório. Tais resultados são apresentados por meio de gráficos com as formas de onda das correntes e tensões medidas na rede, na carga e no sistema PV-UPQC. Além disso, são apresentados também os resultados de medição tanto do valor eficaz quanto da distorção harmônica total (DHT) das tensões e correntes, bem como os valores numéricos das grandezas de potência e fator de potência (FP) do sistema.

Inicialmente, são apresentados os resultados obtidos para o sistema PV-UPQC operando somente como UPQC, ou seja, quando não há geração de energia pelo arranjo PV (modo de operação 1). Tais ensaios foram realizados de modo a verificar a eficácia desse sistema na compensação ativa de potência série e paralelo perante diferentes distúrbios nas tensões da rede e nas correntes da carga. Em seguida, são apresentados os resultados para o sistema operando como PV-UPQC, o qual realiza também o processamento da potência ativa extraída do arranjo PV (modo de operação 2). Ambos os resultados permitem que a análise do comportamento estático e dinâmico deste sistema PV seja realizada, considerando diferentes condições de operação e cargas.

As formas de onda das tensões e correntes foram coletadas através de um osciloscópio digital TPS2024 da TEKTRONIX. Já as grandezas de FP (PF – *Power Factor*), FP_1 (DPF – *Displacement Power Factor*) e DHT (THD – *Total Harmonic Distortion*) foram medidas por meio do medidor de qualidade da energia elétrica monofásico modelo 43B da FLUKE. Para análise do fluxo de potência no sistema PV-UPQC, os valores eficazes das tensões e correntes, bem como os valores numéricos das grandezas de potência foram medidos por meio do analisador de potência WT3000 YOKOGAWA.

Na sequência é apresentada a descrição do protótipo do sistema PV-UPQC, bem como as características das cargas utilizadas nos ensaios práticos.

8.2 Descrição do protótipo experimental do sistema PV-UPQC

A Figura 8.1 mostra a foto do protótipo do sistema PV-UPQC implementado em laboratório e a Figura 8.2 mostra o diagrama em blocos que representa essa montagem.

Figura 8.1 - Foto do protótipo experimental do sistema PV-UPQC implementado em laboratório.

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.2 - Diagrama em blocos do protótipo do sistema PV-UPQC implementado em laboratório.

Fonte: Próprio autor.

No protótipo implementado, cada inversor NPC foi construído utilizando seis módulos IGBT SKM100GB 12T4, com os respectivos drivers SKHI 22B, ambos do fabricante Semikron, juntamente com seis diodos de recuperação rápida DSEI 60 06A, da marca IXYS. O inversor NPC série é acoplado à rede por intermédio de três indutores de filtragem (filtro L) e três transformadores de acoplamento série, enquanto que no inversor NPC paralelo é utilizado um acoplamento indutivo-capacitivo (filtro LC). O barramento CC é formado por 8 capacitores eletrolíticos modelo B43876-S9478-M ($C=4700\mu\text{F}$ - $V=400\text{V}$), da marca EPCOS, conectados de tal modo a resultar em uma capacitância equivalente de 2,35 mF e tensão nominal de 1600V. Por fim, vinte placas solares modelo *Sunmodule SW 245 poly*, do fabricante *SolarWorld*, conectadas em série formam o arranjo PV, sendo as fotos deste arranjo mostradas no anexo A.

No circuito de condicionamento de sinais, sensores de efeito hall modelo LA 100-P e LV 25-P, ambos da marca LEM, são utilizados para a medição das correntes e tensões, respectivamente. Os sinais medidos são condicionados por meio de circuitos eletrônicos para serem adquiridos no Controlador Digital de Sinais (DSC – *Digital Signal Controller*) modelo TMDXCNC28377D, da Texas Instruments. Como pode ser observado na área sombreada da Figura 8.2, os controladores de corrente e tensão, os algoritmos SRF e PLL, a MCFF, o método de MPPT P&O e a técnica de anti-ilhamento SMS foram digitalmente implementados no DSC.

A Tabela 8.1 apresenta os principais parâmetros do protótipo implementado.

Tabela 8.1 - Parâmetros do protótipo implementado do sistema PV-UPQC.

Tensão eficaz de fase da rede elétrica	$V_s = 127 \text{ V}$
Frequência da rede elétrica	$f_s = 60 \text{ Hz}$
Indutor de acoplamento do inversor NPC série	$L_{fs} = 3,5 \text{ mH}$
Resistência interna do indutor de acoplamento do inversor NPC série	$R_{Lfs} = 0,2 \Omega$
Indutância de dispersão do transformador de acoplamento série	$L_{dts} = 0,12 \text{ mH}$
Resistência série do transformador de acoplamento série	$R_{dts} = 0,28 \Omega$
Indutor de acoplamento do inversor NPC paralelo	$L_{fp} = 1,73 \text{ mH}$
Resistência interna do indutor de acoplamento do inversor NPC paralelo	$R_{Lfp} = 0,2 \Omega$
Capacitor de filtragem do inversor NPC paralelo	$C_{fp} = 60 \mu\text{F}$
Capacitância total do barramento CC	$C_{cc} = 2,35 \text{ mF}$
Limite mínimo de operação da tensão total do barramento CC	$v_{ccmin}^* = 460 \text{ V}$
Frequência de amostragem do conversor A/D do DSC	$f_{ad} = 60 \text{ kHz}$
Frequência de chaveamento dos inversores NPC	$f_{ch} = 20 \text{ kHz}$
Frequência de amostragem do MPPT P&O	$f_{p\&o} = 10 \text{ Hz}$
Passo de incremento de tensão do MPPT P&O	$\Delta v = 1 \text{ V}$

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 8.3 são mostrados os diagramas das três cargas utilizadas nos ensaios práticos, sendo estas:

- carga 1 – três retificadores monofásicos de onda completa com carga RL e RC;
- carga 2 – dois retificadores monofásicos de onda completa com carga RL e RC, sendo o retificador da fase ‘a’ conectado ao PAC₂ através de um indutor;
- carga 3 – um retificador trifásico de onda completa com carga R.

Verifica-se que estas cargas apresentam características muito similares às utilizadas nas simulações computacionais.

Figura 8.3 - Cargas utilizadas nos ensaios práticos: (a) carga 1; (b) carga 2; (c) carga 3.

8.3 Resultados experimentais do sistema operando como UPQC

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos, tanto do comportamento estático como dinâmico, para o sistema operando somente como um UPQC (modo de operação 1). Nestes ensaios práticos foram utilizadas as cargas 1, 2 e 3.

As Figuras 8.4 a 8.7 apresentam os resultados obtidos para o sistema UPQC alimentando a carga 1. Estes retificadores monofásicos de onda completa têm como característica drenar da rede uma corrente com elevado conteúdo harmônico, principalmente o retificador de onda completa com carga RC conectado na fase ‘c’. Além disso, como estas cargas são não-lineares e desbalanceadas, excessivas correntes circulam pelo condutor de neutro. Desta forma, utilizando tais cargas, é possível avaliar a capacidade do UPQC em realizar a compensação dos distúrbios de corrente presentes na rede, bem como em fornecer tensões de saída senoidais e equilibradas para uma condição de operação em que cargas não-lineares sejam conectadas ao sistema.

Na Figura 8.4 são mostradas as formas de onda das tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), tensões dos transformadores de acoplamento série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}) e tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), juntamente com as correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}), correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc}) e correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}), com as respectivas correntes de neutro (i_{sn} , i_{cpn} , i_{Ln}). Analisando as tensões, verifica-se que o conversor paralelo fornece para a carga tensões reguladas, balanceadas e praticamente senoidais. Além disso, observa-se também que a diferença entre as tensões de entrada e saída aparece sobre os transformadores de acoplamento série, sendo essa uma característica dessa topologia de UPQC. Por outro lado, analisando as correntes do sistema, verifica-se que tanto a supressão das correntes harmônicas quanto a compensação dos desbalanços de carga são adequadamente realizadas pelo UPQC, pois as correntes da rede tornam-se senoidais e balanceadas. Desta forma, ao invés de circularem pela rede, as componentes harmônicas e de desequilíbrio das correntes da carga fluem pelo conversor paralelo.

Na Figura 8.5 são apresentados os espectros harmônicos, DHTs e valores eficazes das tensões e correntes de entrada e saída do sistema UPQC, referentes aos resultados mostrados na Figura 8.4. Nas Figuras 8.5 (a), (b) e (c) são mostradas as grandezas referentes às tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), enquanto que nas Figuras 8.5 (d), (e) e (f) as grandezas correspondem às correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}). Já nas Figuras 8.5 (g), (h) e (i) são mostradas as medições relacionadas com as tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}), enquanto que as Figuras 8.5 (j), (k) e (l)

correspondem às medições das correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}). Através destes resultados, verifica-se que uma redução significativa na DHT das correntes da rede é obtida, principalmente na fase ‘c’, onde houve uma redução de 77,1 % para 2,2 %. Já as tensões da carga apresentam DHT em torno de 3 %, as quais estão abaixo dos limites de 10% recomendado pelo PRODIST, como de 5% recomendado pela IEEE 519. Além disso, os valores eficazes medidos comprovam que tanto as correntes de entrada como as tensões de saída do UPQC são equilibradas.

É importante ressaltar que, devido ao fato de que correntes harmônicas são um distúrbio para a malha de controle das tensões de saída do conversor paralelo, o elevado conteúdo harmônico da corrente i_{Lc} causou uma deformação na forma de onda da tensão v_{Lc} , conforme pode ser observado na Figura 8.4 (c). Entretanto, mesmo para este caso, o conversor paralelo foi capaz de fornecer tensões praticamente senoidais, com DHT em torno de 3 %.

Figura 8.4 - Modo de operação 1 (carga 1): Sistema UPQC realizando o condicionamento ativo de potência série e paralelo (50V/div, 20A/div, 5ms/div): (a) tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}); (b) tensões dos transformadores série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}); (c) tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}); (d) correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}); (e) correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} , i_{cpn}); (f) correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}).

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.5 – Modo de operação 1 (carga 1): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{sa} ; (e) corrente i_{sb} ; (f) corrente i_{sc} ; (g) tensão v_{La} ; (h) tensão v_{Lb} ; (i) tensão v_{Lc} ; (j) corrente i_{La} ; (k) corrente i_{Lb} ; (l) corrente i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

No intuito de propiciar uma melhor visualização, na Figura 8.6 é mostrada a tensão v_s juntamente com a corrente i_s e a tensão v_L juntamente com a corrente i_L , para cada uma das fases do sistema. Verifica-se que, além de senoidais e equilibradas, as correntes da rede encontram-se em fase com a respectiva tensão de alimentação. Já na Figura 8.7 são mostradas as grandezas de potência, FP e FP₁ medidas na rede e na carga. Verifica-se que uma efetiva correção é alcançada, pois os FP torna-se unitário em ambas as fases da rede.

Figura 8.6 - Modo de operação 1 (carga 1): Tensões e correntes da rede e da carga (100V/div, 20A/div, 5ms/div):

(a) fase 'a' (v_{sa} , i_{sa} , v_{La} , i_{La}); (b) fase 'b' (v_{sb} , i_{sb} , v_{Lb} , i_{Lb}); (c) fase 'c' (v_{sc} , i_{sc} , v_{Lc} , i_{Lc}).

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.7 - Modo de operação 1 (carga 1): Potências, FP e FP₁ da entrada e saída do UPQC: (a) fase 'a' da rede; (b) fase 'b' da rede; (c) fase 'c' da rede; (d) fase 'a' da carga; (e) fase 'b' da carga; (f) fase 'c' da carga.

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 8.8 a 8.11 são mostrados os resultados obtidos para o UPQC alimentando a carga 2. Neste caso, quando comparado com a carga 1, há um maior desequilíbrio de corrente devido à ausência de carga na fase 'b'. Além disso, um indutor é conectado entre o PAC₂ e o retificador da fase 'a', o que causa uma defasagem entre a componente fundamental da corrente da carga e a tensão da rede. Portanto, utilizando a carga 2, será possível avaliar o desempenho do UPQC, não somente na supressão dos harmônicos de corrente e compensação dos desequilíbrios de carga, mas também na compensação de reativos na frequência fundamental.

As formas de onda das tensões da rede, dos transformadores de acoplamento série e da carga são, respectivamente, mostradas nas Figuras 8.8 (a), (b) e (c). Analisando essas tensões, verifica-se que os resultados obtidos são muito similares aos apresentados nas Figuras 8.4 (a), (b) e (c). Já as Figuras 8.8 (d), (e) e (f) mostram, respectivamente, as formas de onda das correntes da rede, do conversor paralelo e da carga. Verifica-se novamente que o sistema UPQC realizada adequadamente a supressão das correntes harmônicas e a compensação dos desbalanços de carga, resultando em correntes senoidais e balanceadas na rede. Desta forma, mesmo na ausência de carga em uma das fases do sistema, o equilíbrio das correntes da rede é garantido pelo UPQC.

Nas Figuras 8.9 (a), (b) e (c) são apresentados os espectros harmônicos, DHTs e valores eficazes das tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} , respectivamente, enquanto que as Figuras 8.9 (d), (e) e (f) mostram estas grandezas correspondentes às correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} . Já nas Figuras 8.9 (g), (h) e (i) são mostradas as medições relacionadas com as tensões v_{La} , v_{Lb} e v_{Lc} , enquanto que as Figuras 8.9 (j) e (k) correspondem às medições das correntes da carga i_{La} e i_{Lc} . Verifica-se que, além de equilibradas, as correntes da rede apresentam DHT em torno de 3 %, as quais estão abaixo do limite de 5% recomendado pela IEEE 519. Além disso, as tensões da carga apresentam DHT menor que 3%, atendendo as recomendações.

A Figura 8.10 (a) mostra a forma de onda tanto da tensão v_{sa} juntamente com a corrente i_{sa} quanto a tensão v_{La} juntamente com a corrente i_{La} , enquanto que nas Figuras 8.10 (b) e (c) são mostradas a tensão v_s juntamente com a corrente i_s e a tensão v_L juntamente com a corrente i_L , respectivamente, para as fases 'b' e 'c'. Além de senoidais e equilibradas, nota-se que as correntes da rede encontram-se em fase com a respectiva tensão de alimentação. Verifica-se também que as tensões de saída do UPQC estão sincronizadas com as respectivas tensões da rede.

A Figura 8.11 mostra as medições dos valores numéricos de potência, FP e FP_1 da rede e da carga. Analisando a Figura 8.11 (d), verifica-se que o retificador monofásico de onda completa, conectado na fase ‘a’ através de um indutor, apresenta FP_1 menor que 1. Isso mostra que há defasagem entre a componente fundamental da corrente i_{La} e a tensão v_{sa} . Desta forma, através dos resultados mostrados nas Figuras 8.11 (a), (b) e (c), verifica-se que uma efetiva correção tanto do FP quanto do FP_1 é realizada. Isso comprova que o sistema UPQC promove na rede, não somente a supressão dos harmônicos de corrente, mas também a compensação da potência reativa fundamental da carga.

Figura 8.8 - Modo de operação 1 (carga 2): Sistema UPQC realizando o condicionamento ativo de potência série e paralelo (50V/div, 20A/div, 5ms/div): (a) tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}); (b) tensões dos transformadores série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}); (c) tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}); (d) correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}); (e) correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} , i_{cpn}); (f) correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}).

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.9 – Modo de operação 1 (carga 2): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{sa} ; (e) corrente i_{sb} ; (f) corrente i_{sc} ; (g) tensão v_{La} ; (h) tensão v_{Lb} ; (i) tensão v_{Lc} ; (j) corrente i_{La} ; (k) corrente i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.10 - Modo de operação 1 (carga 2): Tensões e correntes da rede e da carga (100V/div, 20A/div, 5ms/div): (a) fase 'a' (v_{sa} , i_{sa} , v_{La} , i_{La}); (b) fase 'b' (v_{sb} , i_{sb} , v_{Lb} , i_{Lb}); (c) fase 'c' (v_{sc} , i_{sc} , v_{Lc} , i_{Lc}).

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.11 - Modo de operação 1 (carga 2): Potências, FP e FP_I da entrada e saída do UPQC: (a) fase 'a' da rede; (b) fase 'b' da rede; (c) fase 'c' da rede; (d) fase 'a' da carga; (e) fase 'c' da carga.

Fonte: Próprio autor.

Os resultados experimentais para o sistema UPQC alimentando a carga 3 são apresentados nas Figuras 8.12 a 15. Este retificador trifásico é utilizado nos ensaios práticos de modo a analisar o desempenho do UPQC para uma condição de operação em que cargas não-lineares trifásicas sejam conectadas ao sistema.

Na Figura 8.12 são mostradas as formas de onda das tensões da rede, dos transformadores série e da carga, juntamente com as formas de onda das correntes que circulam pela rede, pelo conversor paralelo e na carga. Estes resultados mostram que as correntes compensadas na rede são senoidais, comprovando que a supressão das correntes harmônicas da carga são adequadamente realizadas pelo UPQC. Além disso, tensões senoidais, reguladas e equilibradas são garantidas para a carga.

Os espectros harmônicos, DHTs e valores eficazes das tensões e correntes do UPQC são mostrados na Figura 8.13, os quais se referem aos resultados apresentados na Figura 8.12. Verifica-se que houve uma redução considerável na DHT das correntes da rede, passando de 27 % para aproximadamente 2,7 %. Já as tensões da carga apresentam uma DHT de aproximadamente 2,3 %, sendo este um valor abaixo dos limites recomendados pelo PRODIST e IEEE 519. Além disso, os valores eficazes medidos comprovam que tanto as correntes de entrada como as tensões de saída do UPQC são praticamente equilibradas.

Figura 8.12 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC realizando o condicionamento ativo de potência série e paralelo (50V/div, 10A/div, 5ms/div): (a) tensões da rede (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}); (b) tensões dos transformadores série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}); (c) tensões da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}); (d) correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn}); (e) correntes do conversor paralelo (i_{cpa} , i_{cpb} , i_{cpc} , i_{cpn}); (f) correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , i_{Ln}).

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.13 – Modo de operação 1 (carga 3): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{sa} ; (e) corrente i_{sb} ; (f) corrente i_{sc} ; (g) tensão v_{La} ; (h) tensão v_{Lb} ; (i) tensão v_{Lc} ; (j) corrente i_{La} ; (k) corrente i_{Lb} ; (l) corrente i_{Lc} .

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

(f)

(g)

(h)

(i)

(j)

(k)

(l)

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 8.14 são mostradas a tensão v_s com a corrente i_s e a tensão v_L com a corrente i_L , respectivamente, para as três fases do sistema, enquanto que na Figura 8.15 são mostradas as potências, FP e FP₁ correspondentes às estas grandezas. Verifica-se que as correntes da rede são senoidais e estão em fase com as respectivas tensões de alimentação, resultando numa efetiva correção do FP em ambas as fases da rede.

Figura 8.14 - Modo de operação 1 (carga 3): Tensões e correntes da rede e da carga (100V/div, 10A/div, 5ms/div): (a) fase 'a' (v_{sa} , i_{sa} , v_{La} , i_{La}); (b) fase 'b' (v_{sb} , i_{sb} , v_{Lb} , i_{Lb}); (c) fase 'c' (v_{sc} , i_{sc} , v_{Lc} , i_{Lc}).

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.15 - Modo de operação 1 (carga 3): Potências, FP e FP₁ da entrada e saída do UPQC: (a) fase 'a' da rede; (b) fase 'b' da rede; (c) fase 'c' da rede; (d) fase 'a' da carga; (e) fase 'b' da carga; (f) fase 'c' da carga.

Fonte: Próprio autor.

A Figura 8.16 mostra o comportamento das tensões do barramento CC do UPQC para degrau de entrada e saída de carga. Tais ensaios foram realizados considerando o modo de operação 1 com a carga 3. Na Figura 8.16 (a) são mostradas a tensão total do barramento CC (v_{cc}) e as correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) para a ocorrência de degrau de entrada de carga (0 % a 100 %), enquanto que na Figura 8.16 (b) estas grandezas são mostradas para a ocorrência de degrau de saída de carga (100 % a 0 %). Já nas Figuras 8.16 (c) e (d) são mostradas as tensões total (v_{cc}), superior (v_{cc1}) e inferior (v_{cc2}) do barramento CC, juntamente com a corrente i_{La} . Verifica-se satisfatório desempenho tanto da malha de controle da tensão total do barramento CC quanto da malha de controle do desequilíbrio de tensão, pois mesmo para tais variações abruptas de carga, as tensões do barramento CC se mantêm constantes, equilibradas e no valor de referência desejado.

Figura 8.16 - Modo de operação 1 (carga 3): Comportamento dinâmico do UPQC para degrau de entrada e saída de carga (100V/div, 20A/div, 250ms/div): (a) tensão v_{cc} e correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} para degrau de 0 % a 100 %; (b) tensão v_{cc} e correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} para degrau de 100 % a 0 %; (c) tensões v_{cc} , v_{cc1} , v_{cc2} e corrente i_{La} para degrau de 0 % a 100 %; (d) tensões v_{cc} , v_{cc1} , v_{cc2} e corrente i_{La} para degrau de 100 % a 0 %.

Fonte: Próprio autor.

A Figura 8.17 (a) mostra a tensão v_{cc} e a corrente i_{sa} durante as etapas de pré-carga do banco de capacitores do barramento CC e partida do UPQC. Tomando como referência o diagrama em blocos mostrado na Figura 8.2, considera-se inicialmente que K1 está fechado e que K2 e K3 estão abertos. Na etapa 1, o barramento CC apresenta $v_{cc} \cong 35V$, sendo esta tensão fornecida pela fonte de alimentação dos drivers dos inversores NPC. Na 2ª etapa K3 é fechado, promovendo a pré-carga do banco de capacitores do barramento CC. Neste intervalo, as chaves de potência encontram-se abertas e o inversor NPC paralelo comporta-se como um retificador não controlado, drenando uma corrente da rede de forma a elevar a tensão CC para $v_{cc} \cong 360V$. Observa-se que, na transição entre a etapa 1 e 2, a corrente drenada da rede apresenta amplitude reduzida, devido ao fato da utilização de resistores de pré-carga. Já na etapa 3, K2 é fechado e K3 é aberto. Por fim, na 4ª etapa K1 é aberto e a partida do UPQC é realizada, onde os inversores NPC são ligados simultaneamente, sendo o conversor série controlado em corrente e o conversor paralelo controlado em tensão (modo dual de operação). Nesta etapa, a tensão v_{cc}^* é incrementada em rampa até o valor mínimo de operação da tensão CC ($v_{cc_{min}}^* = 460V$). É possível observar que uma pequena parcela de corrente é drenada da rede de modo a manter a tensão v_{cc} no valor de referência desejado. Nas Figuras 8.17 (b) e (c) são mostradas as tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} e v_{cc} para as transições da etapa 1 para a 2 e da etapa 3 para a 4, respectivamente. Verifica-se que não há interrupção no fornecimento das tensões para a carga durante o processo de pré-carga do banco de capacitores CC e partida do UPQC.

Figura 8.17 - Comportamento dinâmico para a pré-carga do banco de capacitores e partida do sistema UPQC:
 (a) tensão v_{cc} e corrente i_{sa} (100V/div, 10A/div, 2,5s/div); (b) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (500V/div) e v_{cc} (200V/div, 25ms/div) durante a transição da etapa 1 para a 2; (c) tensões v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (500V/div) e v_{cc} (200V/div, 10ms/div) durante a transição da etapa 3 para a 4.

Fonte: Próprio autor.

8.3.1 Ensaios práticos com o UPQC conectado em uma fonte CA programável

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos para o sistema UPQC conectado em uma fonte CA programável, modelo FCATH 450-22-50 da SUPPLIER. Essa fonte possibilita a realização de ensaios práticos com perturbações nas tensões de entrada do UPQC, tais como desequilíbrios, harmônicos e afundamentos. Tais ensaios foram realizados utilizando a carga 3.

A Figura 8.18 mostra os resultados obtidos para o UPQC operando com tensões de entrada senoidais, porém desbalanceadas. Tais ensaios foram realizados considerando um desequilíbrio de 10 % nas tensões de entrada. Nas Figuras 8.18 (a), (b) e (c) são mostradas, respectivamente, as tensões de entrada (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), dos transformadores série (v_{Tcsa} , v_{Tcsb} , v_{Tcsc}) e da carga (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}). Verifica-se que, mesmo para uma condição de desequilíbrio nas tensões da rede, o conversor paralelo garante tensões balanceadas para carga. A diferença entre as tensões de entrada e saída do sistema aparece sobre os transformadores de acoplamento série, o que já era esperado. Nas Figuras 8.18 (d) e (e) são mostradas as formas de onda das correntes da rede e da carga, respectivamente. Verifica-se novamente que as correntes compensadas na rede são senoidais.

Figura 8.18 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC conectado em uma fonte CA com tensões de entrada desbalanceadas (50V/div, 5A/div, 5ms/div): (a) tensões da rede; (b) tensões dos transformadores de acoplamento série; (c) tensões da carga; (d) correntes da rede; (e) correntes da carga.

Fonte: Próprio autor.

Já para os resultados apresentados na Figura 8.19, além de desbalanceadas, as tensões de entrada do UPQC são distorcidas, devido à presença de harmônicos de tensão de 3º e 5º ordem. Nas Figuras 8.19 (a), (b) e (c) são mostradas as tensões da rede, dos transformadores série e da carga, respectivamente. Mesmo para um cenário de tensões desbalanceadas e com elevado conteúdo harmônico, o UPQC continua fornecendo para a carga tensões balanceadas, reguladas e livres de harmônicos. Nas Figuras 8.19 (d) e (e) são mostradas, respectivamente, as formas de onda das correntes da rede e da carga, para este caso de operação.

Figura 8.19 - Modo de operação 1 (carga 3): Sistema UPQC conectado em uma fonte CA com tensões de entrada desbalanceadas e distorcidas (50V/div, 5A/div, 5ms/div): (a) tensões da rede; (b) tensões dos transformadores de acoplamento série; (c) tensões da carga; (d) correntes da rede; (e) correntes da carga.

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 8.20 são mostrados os espectros harmônicos, DHTs e valores eficazes das tensões e correntes do UPQC, referentes aos resultados da Figura 8.19. Nas Figuras 8.20 (a), (b) e (c) são mostradas as grandezas referentes às tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} . É possível constatar que tais tensões são compostas por uma parcela fundamental (60 Hz) mais as parcelas harmônicas de 3º e 5º ordem, resultando em uma DHT de aproximadamente 11 %. Já nas Figuras 8.20 (d), (e) e (f) as grandezas correspondem às correntes da rede. Analisando estes espectros, observa-se a presença de componentes harmônicas de 3º e 5º nas correntes compensadas da rede. Isso já era um comportamento esperado no sistema, devido ao fato de

que as componentes harmônicas da tensão da rede estão sobre os transformadores de acoplamento série, sendo estas um distúrbio para a malha de controle das correntes do conversor série. Entretanto, mesmo para este cenário, verifica-se um desempenho satisfatório do UPQC na supressão de harmônicos de corrente, pois DHT das correntes da rede continuam abaixo dos limites recomendados pela IEEE 519. Por fim, os resultados mostrados nas Figuras 8.20 (g), (h) e (i) mostram que as tensões v_{La} , v_{Lb} e v_{Lc} são equilibradas, com DHT bem abaixo do valor encontrado nas tensões de entrada v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} .

Figura 8.20 - Modo de operação 1 (carga 3): Espectro harmônico, DHT e valor eficaz das tensões e correntes de entrada e saída do UPQC para tensões na rede desbalanceadas e distorcidas: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{sa} ; (e) corrente i_{sb} ; (f) corrente i_{sc} ; (g) tensão v_{La} ; (h) tensão v_{Lb} ; (i) tensão v_{Lc} .

(a)

(b)

(c)

(d)

(e)

(f)

(g)

(h)

(i)

Fonte: Próprio autor.

Por fim, a Figura 8.21 mostra o comportamento dinâmico do sistema UPQC perante a ocorrência de um afundamento de 30 % na tensão da rede, com duração de 50 ms (três ciclos da tensão da rede). Na Figura 8.21 (a) são mostradas as tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} juntamente com v_{La} . Observa-se que tal distúrbio não influencia no comportamento das tensões de saída do conversor paralelo. A Figura 8.21 (b) mostra as tensões v_{sa} , v_{La} e v_{Tcsa} , demonstrando que a diferença entre as tensões v_{sa} e v_{La} aparece sobre o transformador série. Já a Figura 8.21 (c) mostra as tensões v_{cc} , v_{sa} e v_{La} , evidenciando a capacidade da malha de controle da tensão do barramento CC em manter v_{cc} no valor de referência desejado.

Figura 8.21 - Modo de operação 1 (carga 3): Comportamento dinâmico do UPQC para um afundamento de 30% nas tensões da rede: (a) tensões v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e v_{La} (100V/div, 10ms/div); (b) tensões v_{sa} , v_{La} e v_{Tcsa} (200V/div, 10ms/div); (c) tensões v_{sa} , v_{La} (200V/div) e v_{cc} (100V/div, 250ms/div).

Fonte: Próprio autor.

É importante mencionar que nos resultados mostrados nas Figuras 8.18 a 8.21, o valor eficaz das tensões de saída para a carga foi reduzido para aproximadamente 100 V. Isso se deve ao fato da limitação do nível máximo de tensão fornecido pela fonte CA utilizada.

8.3.2 Análise do fluxo de potência do sistema UPQC

Nesta seção são apresentados os resultados de medição das grandezas de tensão, corrente e potências ativa e aparente do sistema UPQC, de modo a analisar seu fluxo de potência para os casos em que $V_s \cong V_L$, $V_s > V_L$ e $V_s < V_L$. Nas Figuras 8.22 a 8.24 são mostrados os valores eficazes, medidos na três fases, das tensões e correntes da rede (V_{s_abc} , I_{s_abc}), da carga (V_{L_abc} , I_{L_abc}) e dos inversores NPC série (V_{Tcs_abc} , I_{s_abc}) e paralelo (V_{L_abc} , I_{cp_abc}), com seus respectivos valores de potências aparente (S_{s_abc} , S_{L_abc} , S_{cs_abc} , S_{cp_abc}) e ativa (P_{s_abc} , P_{L_abc} , P_{cs_abc} , P_{cp_abc}). Esses ensaios foram realizados com o UPQC alimentando a carga 3, sendo as grandezas medidas por meio do analisador de potência YOKOGAWA WT3000.

Nas Figuras 8.22 (a), (b) e (c) são mostrados os resultados das medições realizadas, respectivamente, nas fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’ do sistema UPQC, para uma condição de operação em que $V_s \cong V_L$. Para este caso, confirma-se que praticamente não há fluxo de potência ativa pelo inversor NPC série. Por outro lado, observa-se que há uma parcela de potência ativa sendo drenada da rede que circula pelo inversor NPC paralelo. Essa potência é absorvida pelo barramento CC (P_{BCC}) para a compensação das perdas no sistema, ou seja, perdas nos elementos de chaveamento dos inversores NPC e nos elementos passivos de filtragem.

Figura 8.22 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, da carga e dos conversores série e paralelo para o caso em que $V_s \cong V_L$: (a) fase ‘a’; (b) fase ‘b’; (c) fase ‘c’.

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA Trq: Integ: Reset									
Fase ‘a’									
U _{rms1}	127.210 V	S1	0.82841 kVA	Rede Elétrica (V_{s1}, I_{s1})					
I _{rms1}	6.5117 A	P1	0.82188 kW	(S_{s1}, P_{s1})					
U _{rms2}	127.756 V	S2	0.78292 kVA	Carga (V_{L2}, I_{L2})					
I _{rms2}	6.1278 A	P2	0.74754 kW	(S_{L2}, P_{L2})					
U _{rms3}	127.797 V	S3	0.23973 kVA	Inversor Paralelo (V_{L3}, I_{cp3})					
I _{rms3}	1.8746 A	P3	-0.07858 kW	(S_{cp3}, P_{cp3})					
U _{rms4}	8.484 V	S4	0.05514 kVA	Inversor Série (V_{Tcs4}, I_{sa})					
I _{rms4}	6.4984 A	P4	-0.00370 kW	(S_{cs4}, P_{cs4})					

(a)

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA Trq: Integ: Reset									
Fase ‘b’									
U _{rms1}	127.308 V	S1	0.80147 kVA	Rede Elétrica (V_{s1}, I_{s1})					
I _{rms1}	6.2951 A	P1	0.79673 kW	(S_{s1}, P_{s1})					
U _{rms2}	127.011 V	S2	0.77793 kVA	Carga (V_{L2}, I_{L2})					
I _{rms2}	6.1245 A	P2	0.74179 kW	(S_{L2}, P_{L2})					
U _{rms3}	127.081 V	S3	0.22842 kVA	Inversor Paralelo (V_{L3}, I_{cp3})					
I _{rms3}	1.7960 A	P3	-0.06047 kW	(S_{cp3}, P_{cp3})					
U _{rms4}	8.552 V	S4	0.05396 kVA	Inversor Série (V_{Tcs4}, I_{sb})					
I _{rms4}	6.3091 A	P4	0.00056 kW	(S_{cs4}, P_{cs4})					

(b)

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA Trq: Integ: Reset									
Fase ‘c’									
U _{rms1}	126.844 V	S1	0.79887 kVA	Rede Elétrica (V_{s1}, I_{s1})					
I _{rms1}	6.2977 A	P1	0.79397 kW	(S_{s1}, P_{s1})					
U _{rms2}	127.546 V	S2	0.78392 kVA	Carga (V_{L2}, I_{L2})					
I _{rms2}	6.1458 A	P2	0.74980 kW	(S_{L2}, P_{L2})					
U _{rms3}	127.575 V	S3	0.22751 kVA	Inversor Paralelo (V_{L3}, I_{cp3})					
I _{rms3}	1.7819 A	P3	-0.05335 kW	(S_{cp3}, P_{cp3})					
U _{rms4}	7.668 V	S4	0.04846 kVA	Inversor Série (V_{Tcs4}, I_{sc})					
I _{rms4}	6.3188 A	P4	-0.00601 kW	(S_{cs4}, P_{cs4})					

(c)

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 8.23 (a), (b) e (c) são mostrados os resultados para uma condição de operação onde $V_s > V_L$. Observa-se que, de toda a potência ativa drenada da rede, parte desta flui da rede para o conversor série e do conversor paralelo para a carga. Por outro lado, há inversão no sentido do fluxo de potência quando $V_s < V_L$, conforme mostram os resultados da Figura 8.24. Além disso, comparando com os resultados mostrados na Figura 8.22, verifica-se que para essas duas condições de operação a potência processada pelo conversor série aumenta.

Figura 8.23 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, da carga e dos conversores série e paralelo para o caso em que $V_s > V_L$: (a) fase ‘a’; (b) fase ‘b’; (c) fase ‘c’.

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA Trq: Integ: Reset									
Fase ‘a’									
U _{rms1}	127.870 V	S1	0.65556 kVA	Rede Elétrica (V_{s1}, I_{s1})					
I _{rms1}	5.1263 A	P1	0.65226 kW	(S_{s1}, P_{s1})					
U _{rms2}	113.447 V	S2	0.61547 kVA	Carga (V_{L2}, I_{L2})					
I _{rms2}	5.4247 A	P2	0.58760 kW	(S_{L2}, P_{L2})					
U _{rms3}	113.489 V	S3	0.17227 kVA	Inversor Paralelo (V_{L3}, I_{cp3})					
I _{rms3}	1.5163 A	P3	0.00631 kW	(S_{cp3}, P_{cp3})					
U _{rms4}	16.439 V	S4	0.08402 kVA	Inversor Série (V_{Tcs4}, I_{sa})					
I _{rms4}	5.1104 A	P4	0.07241 kW	(S_{cs4}, P_{cs4})					

(a)

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA Trq: Integ: Reset									
Fase ‘b’									
U _{rms1}	128.940 V	S1	0.63855 kVA	Rede Elétrica (V_{s1}, I_{s1})					
I _{rms1}	4.9518 A	P1	0.63564 kW	(S_{s1}, P_{s1})					
U _{rms2}	112.307 V	S2	0.60905 kVA	Carga (V_{L2}, I_{L2})					
I _{rms2}	5.4226 A	P2	0.58061 kW	(S_{L2}, P_{L2})					
U _{rms3}	112.330 V	S3	0.17127 kVA	Inversor Paralelo (V_{L3}, I_{cp3})					
I _{rms3}	1.5231 A	P3	0.02312 kW	(S_{cp3}, P_{cp3})					
U _{rms4}	18.434 V	S4	0.09115 kVA	Inversor Série (V_{Tcs4}, I_{sb})					
I _{rms4}	4.9442 A	P4	0.08107 kW	(S_{cs4}, P_{cs4})					

(b)

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA Trq: Integ: Reset									
Fase ‘c’									
U _{rms1}	128.769 V	S1	0.63748 kVA	Rede Elétrica (V_{s1}, I_{s1})					
I _{rms1}	4.9500 A	P1	0.63434 kW	(S_{s1}, P_{s1})					
U _{rms2}	113.201 V	S2	0.61932 kVA	Carga (V_{L2}, I_{L2})					
I _{rms2}	5.4706 A	P2	0.59221 kW	(S_{L2}, P_{L2})					
U _{rms3}	113.244 V	S3	0.17396 kVA	Inversor Paralelo (V_{L3}, I_{cp3})					
I _{rms3}	1.5345 A	P3	0.03073 kW	(S_{cp3}, P_{cp3})					
U _{rms4}	17.122 V	S4	0.08500 kVA	Inversor Série (V_{Tcs4}, I_{sc})					
I _{rms4}	4.9640 A	P4	0.07589 kW	(S_{cs4}, P_{cs4})					

(c)

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.24 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, da carga e dos conversores série e paralelo para o caso em que $V_s < V_L$: (a) Fase ‘a’; (b) Fase ‘b’; (c) Fase ‘c’.

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA			
Fase 'a'			
Urms1	127.320 V	S1	1.02459 kVA Rede Elétrica (V_{sa}, I_{sa})
Irms1	8.0471 A	P1	1.00693 kW (S_{sa}, P_{sa})
Urms2	141.853 V	S2	0.96531 kVA Carga (V_{La}, I_{La})
Irms2	6.8047 A	P2	0.92264 kW (S_{La}, P_{La})
Urms3	141.903 V	S3	0.38388 kVA Inversor Paralelo (V_{Lsa}, I_{cpa})
Irms3	2.7043 A	P3	-0.20779 kW (S_{cpa}, P_{cpa})
Urms4	17.456 V	S4	0.14117 kVA Inversor Série (V_{Tcas}, I_{sa})
Irms4	8.0868 A	P4	-0.11815 kW (S_{cas}, P_{cas})

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA			
Fase 'b'			
Urms1	127.784 V	S1	0.99343 kVA Rede Elétrica (V_{sb}, I_{sb})
Irms1	7.7740 A	P1	0.98507 kW (S_{sb}, P_{sb})
Urms2	141.398 V	S2	0.95954 kVA Carga (V_{Lb}, I_{Lb})
Irms2	6.7857 A	P2	0.91592 kW (S_{Lb}, P_{Lb})
Urms3	141.382 V	S3	0.33768 kVA Inversor Paralelo (V_{Lsb}, I_{cpb})
Irms3	2.3874 A	P3	-0.18315 kW (S_{cpb}, P_{cpb})
Urms4	16.494 V	S4	0.12821 kVA Inversor Série (V_{Tcas}, I_{sb})
Irms4	7.7727 A	P4	-0.10625 kW (S_{cas}, P_{cas})

Normal Mode Uover: Spd: Update: 100msec ASSP YOROGANA			
Fase 'c'			
Urms1	127.490 V	S1	0.99687 kVA Rede Elétrica (V_{sc}, I_{sc})
Irms1	7.8188 A	P1	0.98562 kW (S_{sc}, P_{sc})
Urms2	141.521 V	S2	0.96540 kVA Carga (V_{Lc}, I_{Lc})
Irms2	6.8212 A	P2	0.92296 kW (S_{Lc}, P_{Lc})
Urms3	141.550 V	S3	0.34187 kVA Inversor Paralelo (V_{Lsc}, I_{cpc})
Irms3	2.4141 A	P3	-0.17089 kW (S_{cpc}, P_{cpc})
Urms4	16.657 V	S4	0.12934 kVA Inversor Série (V_{Tcas}, I_{sc})
Irms4	7.7648 A	P4	-0.11119 kW (S_{cas}, P_{cas})

(a)

(b)

(c)

Fonte: Próprio autor.

8.4 Resultados experimentais do sistema operando como PV-UPQC

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos para o sistema PV operando como PV-UPQC, ou seja, realizando simultaneamente o processamento da energia ativa produzida pelo arranjo PV e a compensação ativa de potência série e paralelo (modo de operação 2). Em tais ensaios foi utilizada a carga 3.

Nas Figuras 8.25 e 8.26 são mostrados os resultados experimentais obtidos para o sistema PV-UPQC realizando somente o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV, ou seja, quando não há carga conectada no PAC₂ ($P_L = 0$ W). Tais ensaios foram realizados com o arranjo PV fornecendo uma potência ativa $P_{pv} \cong 3300$ W. Na Figura 8.25 (a) são mostradas as correntes da rede (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) juntamente com a tensão da rede da fase ‘a’ (v_{sa}). Verifica-se que as correntes injetadas na rede são senoidais e equilibradas, porém em oposição de fase com as respectivas tensões. Já na Figura 8.25 (b) são mostradas as correntes que circulam pelo conversor paralelo ($i_{cpa}, i_{cpb}, i_{cpc}$) juntamente com a tensão de saída da fase ‘a’ do conversor paralelo (v_{La}). Constata-se que praticamente toda a energia que é extraída do arranjo PV e injetada na rede circula pelo conversor paralelo. Os espectros harmônicos, DHTs e valores eficazes destas correntes injetadas na rede são mostrados nas Figuras 8.26 (a), (b) e (c). Estes resultados mostram que, além de balanceadas, tais correntes apresentam DHT em torno de 2,7 %, comprovando que o sistema PV proposto atende aos limites máximos de DHT estabelecidos pela norma NBR 16149-2013. Por fim, as grandezas de potência, FP e FP₁ mostradas nas Figuras 8.26 (d), (e) e (f) mostram que o sistema PV-UPQC fornece somente energia ativa, dividida entre as três fases da rede.

Figura 8.25 - Modo de operação 2 (sem carga): Sistema PV-UPQC realizando somente a injeção de potência ativa na rede, com $P_{pv} \cong 3300$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div): (a) tensão v_{sa} e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (b) tensão v_{La} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} e i_{cpc} .

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.26 – Modo de operação 2 (sem carga): Espectros harmônicos, potências, FP e FP₁ da rede para o sistema PV-UPQC, com $P_{pv} \cong 3300$ W: (a) corrente i_{sa} ; (b) corrente i_{sb} ; (c) corrente i_{sc} ; (d) grandezas da fase ‘a’ da rede; (e) grandezas da fase ‘b’ da rede; (f) grandezas da fase ‘c’ da rede.

Fonte: Próprio autor.

Nos resultados mostrados nas Figuras 8.27 e 8.28, a carga 3 é conectada no PAC₂, com o arranjo PV gerando uma potência ativa maior que a potência consumida pela carga, ou seja, $P_{pv} > P_L$. Analisando as formas de onda mostradas nas Figuras 8.27 (a), (b) e (c), verifica-se que o sistema PV-UPQC alimenta toda a carga via conversor paralelo. Além disso, o excedente de energia ativa é injetado na rede, com o conversor série sintetizando correntes senoidais, equilibradas e em oposição de fase com as respectivas tensões.

Figura 8.27 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} > P_L$ e $P_{pv} \cong 3600$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div): (a) tensão v_{sa} e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (b) tensão v_{La} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} e i_{cpc} ; (c) tensão v_{La} e correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

Para este caso em que $P_{pv} > P_L$, na Figura 8.28 são mostrados os espectros harmônicos, DHTs e valores eficazes das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , bem como as grandezas de potência, FP e FP₁ medidas na rede. Tais resultados comprovam que o sistema PV-UPQC realiza, não somente o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV, mas também a compensação ativa de potência.

Figura 8.28 – Modo de operação 2 (carga 3): Espectros harmônicos, potências, FP e FP_1 da rede para o sistema PV-UPQC, com $P_{pv} > P_L$ e $P_{pv} \cong 3600$ W: (a) corrente i_{sa} ; (b) corrente i_{sb} ; (c) corrente i_{sc} ; (d) grandezas da fase ‘a’ da rede; (e) grandezas da fase ‘b’ da rede; (f) grandezas da fase ‘c’ da rede.

Fonte: Próprio autor.

Já nas Figuras 8.29 e 8.30 são mostrados os resultados obtidos para um caso de operação em que potência ativa gerada pelo arranjo PV é menor que a potência ativa consumida pela carga, ou seja, $P_{pv} < P_L$. Através das formas de onda mostradas na Figura 8.29, verifica-se que o sistema PV-UPQC, em conjunto com a rede, alimenta a carga. Além disso, a supressão dos harmônicos de corrente continua sendo realizada, pois as correntes compensadas na rede são senoidais. Os espectros harmônicos, DHTs e valores eficazes das correntes de entrada do sistema, juntamente com as grandezas de potência, FP e FP_1 medidas na rede, são mostrados na Figura 8.30. Verifica-se que um FP muito próximo da unidade é alcançado.

Figura 8.29 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_{pv} < P_L$ e $P_{pv} \cong 1200$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div): (a) tensão v_{sa} e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (b) tensão v_{La} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} e i_{cpc} ; (c) tensão v_{La} e correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.30 – Modo de operação 2 (carga 3): Espectros harmônicos, potências, FP e FP_1 da rede para o sistema PV-UPQC, com $P_{pv} < P_L$ e $P_{pv} \cong 1200$ W: (a) corrente i_{sa} ; (b) corrente i_{sb} ; (c) corrente i_{sc} ; (d) grandezas da fase ‘a’ da rede; (e) grandezas da fase ‘b’ da rede; (f) grandezas da fase ‘c’ da rede.

Fonte: Próprio autor.

Por fim, na Figura 8.31 são mostrados os resultados obtidos para uma caso de operação em que a energia ativa extraída do arranjo PV é igual a potência ativa consumida pela carga, ou seja, $P_{pv} \cong P_L$. Neste caso, como já era esperado, praticamente não há corrente sendo drenada da rede, conforme mostra a Figura 8.31 (a). Desta forma, a carga passa a ser totalmente alimentada pelo sistema PV-UPQC, via conversor paralelo, conforme pode ser observado nas Figuras 8.31 (b) e (c).

Figura 8.31 - Modo de operação 2 (carga 3): Sistema PV-UPQC realizando simultaneamente injeção de potência ativa e filtragem ativa de potência, com $P_L \cong P_{pv} \cong 2480$ W (50V/div, 10A/div, 5ms/div): (a) tensão v_{sa} e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (b) tensão v_{La} e correntes i_{cpa} , i_{cpb} e i_{cpc} ; (c) tensão v_{La} e correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .

Fonte: Próprio autor.

A Figura 8.32 mostra os resultados do comportamento dinâmico do sistema PV-UPQC para degrau de saída e entrada de carga, de 100 % a 0 % e 0 % a 100 %, respectivamente, com $P_{pv} > P_L$. Tais ensaios foram realizados considerando $P_{pv} \cong 3750$ W e $P_L \cong 1600$ W (carga 3 com $R = 60 \Omega$). Nas Figuras 8.32 (a), (b) e (c) são mostradas as formas de onda de v_{sa} , i_{sa} , v_{La} , e i_{La} . Quando a carga é desconectada, observa-se que a energia injetada na rede aumenta, enquanto que o oposto ocorre quando a carga é novamente conectada. Já as Figuras 8.32 (d) e (e) mostram que a tensão do barramento CC (v_{cc}) é normalmente controlada perante essa variação, considerando esse caso de operação.

Figura 8.32 - Modo de operação 2 (carga 3 com $R = 60 \Omega$): Comportamento dinâmico do sistema PV-UPQC para degrau de entrada e saída de carga, com $P_{pv} > P_L$ (100V/div, 10A/div, 10ms/div): (a) tensões v_{sa} e v_{La} com as correntes i_{sa} e i_{La} ; (b) degrau de saída de carga (100 % a 0 %); (c) degrau de entrada de carga (0 % a 100 %); (d) v_{cc} , i_{sa} e i_{La} para degrau de saída de carga; (e) v_{cc} , i_{sa} e i_{La} para degrau de entrada de carga (25ms/div).

Fonte: Próprio autor.

A curva de rendimento do sistema PV-UPQC é mostrada na Figura 8.33 (a). Essa foi levantada por meio dos valores das potências ativas das três fases da rede (P_{sa} , P_{sb} , P_{sc}) e do arranjo PV (P_{pv}), medidas simultaneamente com o analisador de potência YOKOGAWA WT3000. Tais medições foram realizadas considerando o modo de operação 2 e sem carga ($P_L = 0$ W), para diferentes níveis de P_{pv} . Essa curva de rendimento mostra que, de toda e potência ativa gerada pelo arranjo PV, 80 % a 89 % é injetada na rede pelo sistema PV-UPQC. O restante é consumido pelo barramento CC para suprir as perdas nas chaves de potência dos inversores NPC e nos elementos passivos de filtragem. Nas Figuras 8.33 (b), (c), (d) e (e) são mostradas algumas medições realizadas para levantamento desta curva de rendimento.

Figura 8.33 –Modo de operação 2 (sem carga): Medição de potências na rede e no arranjo PV para levantamento da curva de rendimento do sistema PV-UPQC: (a) curva de rendimento do sistema PV-UPQC; (b) medição para $P_{pv} \cong 1020$ W; (b) medição para $P_{pv} \cong 2300$ W; (b) medição para $P_{pv} \cong 3050$ W; (b) medição para $P_{pv} \cong 3550$ W.

(a)

Normal Mode Uover: ■ ■ ■ Spd: ■ Update: 500msec EAMP YOKOGAWA Iover: ■ ■ ■ Trq: ■ Integ: Reset			
Urms1	129.027 V	S1	0.28293 kVA Rede Elétrica (V_{sa}, I_{sa})
Irms1	2.1928 A	P1	-0.27418 kW (S_{sa}, P_{sa})
Urms2	128.906 V	S2	0.27843 kVA Rede Elétrica (V_{sb}, I_{sb})
Irms2	2.1600 A	P2	-0.27118 kW (S_{sb}, P_{sb})
Urms3	129.257 V	S3	0.27572 kVA Rede Elétrica (V_{sc}, I_{sc})
Irms3	2.1331 A	P3	-0.26907 kW (S_{sc}, P_{sc})
Udc4	590.647 V	S4	1.02098 kVA Arranjo PV (V_{pv}, I_{pv})
Idc4	1.72857 A	P4	1.02099 kW (S_{pv}, P_{pv})

(b)

Normal Mode Uover: ■ ■ ■ Spd: ■ Update: 500msec EAMP YOKOGAWA Iover: ■ ■ ■ Trq: ■ Integ: Reset			
Urms1	129.356 V	S1	0.70345 kVA Rede Elétrica (V_{sa}, I_{sa})
Irms1	5.4381 A	P1	-0.69682 kW (S_{sa}, P_{sa})
Urms2	128.980 V	S2	0.69234 kVA Rede Elétrica (V_{sb}, I_{sb})
Irms2	5.3678 A	P2	-0.68504 kW (S_{sb}, P_{sb})
Urms3	129.061 V	S3	0.68035 kVA Rede Elétrica (V_{sc}, I_{sc})
Irms3	5.2715 A	P3	-0.67385 kW (S_{sc}, P_{sc})
Udc4	540.346 V	S4	2.33442 kVA Arranjo PV (V_{pv}, I_{pv})
Idc4	4.32024 A	P4	2.33445 kW (S_{pv}, P_{pv})

(c)

Normal Mode Uover: ■ ■ ■ Spd: ■ I1: 100mVrms YOKOGAWA Iover: ■ ■ ■ Trq: ■ Integ: Reset			
Urms1	130.100 V	S1	0.92850 kVA Rede Elétrica (V_{sa}, I_{sa})
Irms1	7.1368 A	P1	-0.92011 kW (S_{sa}, P_{sa})
Urms2	130.272 V	S2	0.90970 kVA Rede Elétrica (V_{sb}, I_{sb})
Irms2	6.9831 A	P2	-0.90090 kW (S_{sb}, P_{sb})
Urms3	130.364 V	S3	0.90078 kVA Rede Elétrica (V_{sc}, I_{sc})
Irms3	6.9097 A	P3	-0.89298 kW (S_{sc}, P_{sc})
Udc4	542.541 V	S4	3.05148 kVA Arranjo PV (V_{pv}, I_{pv})
Idc4	5.62441 A	P4	3.05151 kW (S_{pv}, P_{pv})

(d)

Normal Mode Uover: ■ ■ ■ Spd: ■ Update: 500msec EAMP YOKOGAWA Iover: ■ ■ ■ Trq: ■ Integ: Reset			
Urms1	128.901 V	S1	1.07495 kVA Rede Elétrica (V_{sa}, I_{sa})
Irms1	8.3394 A	P1	-1.06730 kW (S_{sa}, P_{sa})
Urms2	128.575 V	S2	1.05012 kVA Rede Elétrica (V_{sb}, I_{sb})
Irms2	8.1673 A	P2	-1.04174 kW (S_{sb}, P_{sb})
Urms3	128.833 V	S3	1.03876 kVA Rede Elétrica (V_{sc}, I_{sc})
Irms3	8.0628 A	P3	-1.03073 kW (S_{sc}, P_{sc})
Udc4	546.858 V	S4	3.55008 kVA Arranjo PV (V_{pv}, I_{pv})
Idc4	6.49177 A	P4	3.55010 kW (S_{pv}, P_{pv})

(e)

Fonte: Próprio autor.

8.4.1 Análise do fluxo de potência do sistema PV-UPQC

Nesta seção são apresentados os resultados de medição, tanto das grandezas de tensão e corrente quanto das potências ativa e aparente, para análise do fluxo de potência do sistema PV-UPQC com geração de energia pelo arranjo PV. Nas Figuras 8.34 e 8.35 são mostrados os valores eficazes, medidos na três fases, das tensões e correntes da rede (V_{s_abc} , I_{s_abc}) e dos inversores NPC série (V_{Tcs_abc} , I_{s_abc}) e paralelo (V_{L_abc} , I_{cp_abc}), com seus respectivos valores de potências aparente (S_{s_abc} , S_{cs_abc} , S_{cp_abc}) e ativa (P_{s_abc} , P_{cs_abc} , P_{cp_abc}). Adicionalmente são apresentados os valores de tensão, corrente e potências aparente e ativa do arranjo PV (V_{pv} , I_{pv} , S_{pv} , P_{pv}).

Nas Figuras 8.34 (a), (b) e (c) são mostrados os resultados de medições realizadas, respectivamente, nas fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’, considerando o modo de operação 2 com $P_{pv} > 0$ W e $P_L = 0$ W. Verifica-se que cada uma das fases do conversor paralelo processa aproximadamente 30 % da potência ativa extraída do arranjo PV, sendo esta energia injetada na rede. Desta forma, como $V_s \cong V_L$, praticamente não há fluxo de potência ativa pelo conversor série, ou seja, grande parte da potência ativa extraída do arranjo PV é processada pelo conversor paralelo.

Figura 8.34 - Grandezas de tensão, corrente e potências aparente e ativa da rede, dos conversores série e paralelo e do arranjo PV para o modo de operação 2 ($P_{pv} > 0$ W e $P_L = 0$ W): (a) fase ‘a’; (b) fase ‘b’; (c) fase ‘c’.

Normal Mode					Over: ■■■ Spd: ■■■ Update: 500msec EAMP	YOROGANA				
					Lower: ■■■ Trq: ■■■	Integ: Reset				
Fase "a"										
U _{ms1}	128.402	V	S1	1.07016	kVA	Rede Elétrica (V_{ab} , I_{ab}) (S_{ab} , P_{ab})				
I _{ms1}	8.3344	A	P1	-1.06238	kW					
U _{ms2}	11.438	V	S2	0.09589	kVA	Inversor Série (V_{Tcsa} , I_{sa}) (S_{csa} , P_{csa})				
I _{ms2}	8.3834	A	P2	-0.00876	kW					
U _{ms3}	127.686	V	S3	1.07416	kVA	Inversor Paralelo (V_{La} , I_{cpa}) (S_{cpa} , P_{cpa})				
I _{ms3}	8.4125	A	P3	1.06639	kW					
U _{dc4}	533.845	V	S4	3.52150	kVA	Arranjo PV (V_{pv} , I_{pv}) (S_{pv} , P_{pv})				
I _{dc4}	6.59649	A	P4	3.52153	kW					

(a)

Normal Mode					Over: ■■■ Spd: ■■■ Update: 500msec EAMP	YOROGANA				
					Lower: ■■■ Trq: ■■■	Integ: Reset				
Fase "b"										
U _{ms1}	128.282	V	S1	1.04005	kVA	Rede Elétrica (V_{ab} , I_{ab}) (S_{ab} , P_{ab})				
I _{ms1}	8.1075	A	P1	-1.03031	kW					
U _{ms2}	12.219	V	S2	0.09970	kVA	Inversor Série (V_{Tcsb} , I_{sb}) (S_{csb} , P_{csb})				
I _{ms2}	8.1598	A	P2	-0.00310	kW					
U _{ms3}	127.842	V	S3	1.04241	kVA	Inversor Paralelo (V_{Lb} , I_{cpb}) (S_{cpb} , P_{cpb})				
I _{ms3}	8.1539	A	P3	1.03593	kW					
U _{dc4}	533.844	V	S4	3.51566	kVA	Arranjo PV (V_{pv} , I_{pv}) (S_{pv} , P_{pv})				
I _{dc4}	6.58556	A	P4	3.51569	kW					

(b)

Normal Mode					Over: ■■■ Spd: ■■■ Update: 500msec EAMP	YOROGANA				
					Lower: ■■■ Trq: ■■■	Integ: Reset				
Fase "c"										
U _{ms1}	129.224	V	S1	1.03786	kVA	Rede Elétrica (V_{ac} , I_{ac}) (S_{ac} , P_{ac})				
I _{ms1}	8.0315	A	P1	-1.02958	kW					
U _{ms2}	11.006	V	S2	0.08876	kVA	Inversor Série (V_{Tcsc} , I_{sc}) (S_{csc} , P_{csc})				
I _{ms2}	8.0643	A	P2	-0.01235	kW					
U _{ms3}	127.833	V	S3	1.02245	kVA	Inversor Paralelo (V_{Lc} , I_{cpc}) (S_{cpc} , P_{cpc})				
I _{ms3}	7.9983	A	P3	1.01472	kW					
U _{dc4}	532.311	V	S4	3.53498	kVA	Arranjo PV (V_{pv} , I_{pv}) (S_{pv} , P_{pv})				
I _{dc4}	6.64081	A	P4	3.53501	kW					

(c)

Fonte: Próprio autor.

Já na Figura 8.35 a carga 3 é conectada no PAC₂, com $P_{pv} > P_L$. Verifica-se novamente que grande parte de P_{pv} é processada pelo conversor paralelo, sendo uma parte dessa potência consumida pela carga ($P_{La} \cong P_{Lb} \cong P_{Lc} \cong 750$ W) e o excedente injetada na rede.

Figura 8.36 - Modo de operação 2 (sem carga): Tensão v_{cc} , correntes i_{cc} e i_{ff} , e potência P_{pv} para variações abruptas de irradiação solar sem MCFF (50V/div, 14A/div, 2kW/div): (a) transientes de irradiação solar (2,5s/div); (b) saída de irradiação solar (250ms/div); (c) entrada de irradiação solar (250ms/div).

Fonte: Próprio autor.

Figura 8.37 - Modo de operação 2 (sem carga): Tensão v_{cc} , correntes i_{cc} e i_{ff} , e potência P_{pv} para variações abruptas de irradiação solar com MCFF (50V/div, 14A/div, 2kW/div): (a) transientes de irradiação solar (2,5s/div); (b) saída de irradiação solar (250ms/div); (c) entrada de irradiação solar (250ms/div).

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 8.38 (a) e (b) são mostradas as correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , juntamente com a tensão v_{cc} , quando a MCFF não é utilizada, enquanto que nas Figuras 8.38 (c) e (d) a MCFF é empregada. Estes resultados mostram que, na ocorrência de variações abruptas na irradiação solar, a resposta dinâmica da corrente da rede é mais rápida quando a MCFF é utilizada.

Figura 8.38 - Modo de operação 2 (sem carga): Tensão v_{cc} e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} para variações abruptas na irradiação solar (50V/div, 20A/div, 50ms/div): (a) degrau de saída da irradiação solar sem a MCFF; (b) degrau de entrada da irradiação solar sem a MCFF; (c) degrau de saída da irradiação solar com a MCFF; (d) degrau de entrada da irradiação solar com a MCFF.

Fonte: Próprio autor.

Nas Figuras 8.39 (a) e (b) são mostradas as tensões v_{sa} e v_{La} , a corrente i_{sa} e a corrente i_{pv} para variação abrupta na irradiação solar, considerando operação com e sem a MCFF, respectivamente. Como pode ser notado, enquanto o arranjo PV está desconectado (até 30 ms), o sistema PV-UPQC realiza somente a filtragem ativa de potência (modo de operação 1). Na sequência, quando o arranjo PV é conectado (após 30 ms), o sistema PV-UPQC fornece energia tanto para a carga quanto para a rede (modo de operação 2 com $P_{pv} > P_L$). Comparando os resultados mostrados nas Figuras 8.39 (a) e (b), verifica-se novamente que a resposta dinâmica da corrente da rede é bem mais rápida quando a MCFF é utilizada. Além disso, observa-se que tais variações não afetam as tensões de entrada e saída do sistema PV-UPQC.

Figura 8.39 – Tensões v_{sa} e v_{La} (200V/div, 10ms/div), corrente i_{sa} (20A/div) e corrente i_{pv} (10A/div) para variação abrupta na irradiação solar, com $P_{pv} > P_L$ (carga 3 com $R = 60 \Omega$): (a) variação na irradiação solar com MCFF; (b) variação na irradiação solar sem MCFF.

Fonte: Próprio autor.

8.4.3 Ilhamento do sistema PV-UPQC

Na Figura 8.40 são mostrados os resultados obtidos nos ensaios experimentais de ilhamento do sistema PV-UPQC, sendo apresentadas as tensões do barramento CC (v_{cc} , v_{cc1} , v_{cc2}), a corrente da rede (i_{sa}), e a tensão e corrente da carga (v_{La} e i_{La}). Na Figura 8.40 (a) é mostrado o comportamento do sistema PV-UPQC para o modo de operação 2, com $P_{pv} > P_L$. Já a Figura 8.40 (b) mostra a operação do sistema no modo ilhado, onde o conversor série é desligado enquanto que o conversor paralelo é mantido ligado, alimentando a carga por meio da energia ativa fornecida pelo arranjo PV. A Figura 8.40 (c) mostra o comportamento do sistema para as transições, do modo de operação 2 para o modo ilhado e do modo ilhado para o modo de operação 2. É possível observar um aumento na tensão do barramento CC (v_{cc}) durante o modo de operação ilhado devido ao fato do algoritmo de MPPT ser desabilitado. Neste caso, a tensão do barramento CC assume um determinado valor de operação, o qual depende do nível de energia a ser drenado do arranjo PV. As Figuras 8.40 (d) e (e) mostram com mais detalhes as grandezas i_{sa} , v_{La} e i_{La} durante a ocorrência entre estas transições. Verifica-se que, caso haja energia suficiente no barramento CC, não há interrupção no fornecimento de energia para a carga. Além disso, tais transições não afetam as tensões de saída do conversor paralelo. Por fim, a Figura 8.40 (e) mostra as tensões v_{cc} , v_{cc1} e v_{cc2} , junto com a corrente i_{sa} . Verifica-se que o equilíbrio entre as tensões v_{cc1} e v_{cc2} é garantido mesmo para o modo de operação ilhado, haja visto que a malha de controle dos desbalanços das tensão do barramento CC é implementada em conjunto com a malha de controle das tensões de saída do conversor paralelo.

Figura 8.40 – Tensões v_{cc} , v_{cc1} e v_{cc2} (100V/div), tensão v_{La} (100V/div), correntes i_{sa} (10A/div) e i_{La} (5A/div) para as transições entre os modos interconectado e ilhado, com $P_{pv} > P_L$: (a) modo interconectado (5ms/div), (b) modo ilhado (5ms/div); (c) transição entre os modos interconectado e ilhado (250ms/div); (d) transição do modo interconectado para o ilhado (10ms/div); (e) transição do modo ilhado para o interconectado (10ms/div); (f) comportamento de v_{cc} , v_{cc1} e v_{cc2} durante as transições (250ms/div).

Fonte: Próprio autor.

8.4.4 Monitoramento das grandezas do arranjo PV

Nesta seção são apresentados os resultados de medições realizadas através de um sistema de monitoramento desenvolvido no LEPQER (Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis), o qual é implementado na plataforma LabVIEW da *Nationals Instruments*. Esse sistema possibilita o monitoramento das grandezas de tensão, corrente e potência do arranjo PV em tempo real. Simultaneamente, o mesmo realiza a estimação dessas grandezas do arranjo PV considerando o Ponto de Máxima Potência (MPP), fornecendo os valores de V_{MPP} , I_{MPP} e P_{MPP} . Essa estimação é realizada por meio de um modelo matemático da placa solar juntamente com as informações reais de irradiação solar e temperatura, medidas por sensores instalados nas placas solares.

Na Figura 8.41 (a) são mostradas as curvas e os valores numéricos das grandezas reais de tensão, corrente e potência medidas no arranjo PV, juntamente com as respectivas grandezas estimadas pelo modelo. Através destes resultados, verifica-se que o sistema PV-UPQC consegue extrair a máxima potência fornecida pelo arranjo PV. Além disso, na Figura 8.41 (b) são mostradas as curvas $I_{pv} \times V_{pv}$ e $P_{pv} \times V_{pv}$, estimadas através do modelo, juntamente com o MPP rastreado pelo algoritmo de MPPT. Consta-se que o MPP é adequadamente rastreado pelo algoritmo de MPPT P&O utilizado.

Figura 8.41 – Imagem da interface gráfica do sistema de monitoramento implementado em laboratório:

(a) Formas de onda e valores medidos e estimados das grandezas de tensão, corrente e potência do arranjo PV;

(b) curvas características do arranjo PV.

(a)

(b)

Fonte: Próprio autor.

8.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos nos ensaios experimentais, realizados através do protótipo do sistema PV-UPQC implementado em laboratório. Tais resultados possibilitaram a análise do comportamento estático e dinâmico perante a diferentes condições de operação e distúrbios que possam ocorrer para este sistema PV proposto.

Para os ensaios realizados considerando o sistema operando somente como um UPQC, verificou-se que uma adequada compensação ativa de potência série e paralelo foi alcançada. Desta forma, mesmo para diferentes características de tensão de entrada ou corrente de saída, o UPQC foi capaz de garantir correntes na rede senoidais e balanceadas, como também fornecer para às cargas tensões senoidais, reguladas e balanceadas. Além disso, verificou-se uma efetiva correção do FP na rede.

Os resultados apresentados do sistema PV proposto comprovam que o PV-UPQC realiza adequadamente o processamento da potência ativa gerada pelo arranjo PV, juntamente com a compensação ativa de potência. Os resultados mostraram que, mesmo para diferentes níveis de potência extraída no arranjo PV, as correntes injetadas na rede são senoidais e equilibradas. Além disso, as medições de potência mostraram que grande parte a energia ativa gerada pelo arranjo PV é processada pelo conversor paralelo, comprovando o estudo sobre fluxo de potência do sistema PV-UPQC, conforme apresentado no capítulo 6. Além disso, os ensaios referentes ao ilhamento mostraram que o sistema PV-UPQC continua fornecendo para a carga a energia disponível no arranjo PV, mesmo na ausência da rede.

Na análise dos resultados do comportamento dinâmico, constatou-se o satisfatório desempenho tanto da malha de controle da tensão total do barramento CC quanto da malha de controle do desequilíbrio de tensão, pois as tensões do barramento CC se mantiveram constantes e balanceadas em todos os casos avaliados. Além disso, o comportamento dinâmico perante variações abruptas de irradiação solar comprovou a eficiência da MCFF. Por fim, o adequado funcionamento dos algoritmos de MPPT P&O e PLL também foram confirmados por meio dos resultados práticos apresentados.

9 CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

9.1 Conclusão

Este trabalho apresentou o estudo, projeto e implementação experimental de um novo sistema PV multifuncional, de estágio único e aplicado em sistemas elétricos trifásicos a quatro-fios, o qual engloba as funcionalidades de um UPQC operando com estratégia dual de compensação ativa de potência. O sistema PV-UPQC proposto foi implementado por meio de dois inversores NPC trifásicos a quatro fios com conexão série e paralela com a rede elétrica. Ambos os conversores são conectados ao mesmo barramento de tensão CC, juntamente com um arranjo PV formado por um conjunto de vinte painéis fotovoltaicos.

Modelos matemáticos das plantas dos referidos conversores série e paralelo foram obtidos, tanto no sistema de coordenadas estacionárias abc quanto em coordenadas síncronas $dq0$. Adicionalmente, o modelo matemático da planta de tensão do barramento CC também foi apresentado. Sendo assim, a partir de tais modelos, os ganhos dos controladores utilizados nas malhas de controle do sistema PV-UPQC foram devidamente projetados. As análises de estabilidade do sistema mostraram que, com os respectivos controladores de tensão e corrente adotados, a estabilidade do sistema de controle é sempre assegurada, mesmo perante ocorrências de distúrbios nas correntes das cargas e tensões da rede, considerando diferentes características da impedância da rede.

Estudos referentes aos fluxos de potência que ocorrem através dos conversores série e paralelo do sistema PV-UPQC foram apresentados, tendo como base curvas normalizadas das potências aparentes de ambos os conversores. Além disso, análises envolvendo o fluxo de potência ativa que circula através do sistema foram realizadas. Tal estudo permitiu avaliar quantitativamente o dimensionamento dos referidos conversores de potência, levando em consideração não somente a influência de alguns distúrbios presentes nas tensões da rede e as características não lineares da carga, como também a potência máxima gerada pelo arranjo PV.

Os desempenhos estáticos e dinâmicos do sistema PV-UPQC foram validados tanto através de simulações computacionais, quanto experimentalmente por meio de um protótipo construído em laboratório. Tais ensaios foram realizados considerando diversas condições de operação do sistema e diversos tipos de carga, considerando diferentes tipos de distúrbios de tensão da rede, tais como harmônicos e afundamentos. Em todos os resultados apresentados,

pôde-se comprovar um adequado funcionamento do sistema PV-UPQC perante as diferentes condições de operação analisadas.

Quando conectado à rede elétrica, o sistema PV-UPQC realizou, de forma simultânea, o processamento da energia ativa gerada pelo arranjo PV e o condicionamento ativo de potência série e paralela. Desta forma, correntes senoidais e balanceadas na rede elétrica foram sempre garantidas, bem como tensões senoidais, balanceadas e reguladas foram sempre fornecidas para as cargas. Isso mostra que, além de atuar como um sistema de GD baseado em uma fonte alternativa e renovável de geração de energia, essa nova estrutura PV-UPQC multifuncional pode ser empregada também na minimização dos problemas de QEE comumente encontrados nos sistemas elétricos de energia.

No modo de operação ilhado, a desconexão do sistema foi devidamente realizada, uma vez que o conversor paralelo permaneceu realizando o processamento da energia gerada pelo arranjo PV de forma a alimentar as cargas. Isso mostra a capacidade do sistema PV-UPQC em atuar de forma similar a um UPS, garantindo que as cargas sejam alimentadas mesmo perante a ausência da rede elétrica. Tais resultados evidenciam e ressaltam as multifuncionalidades do sistema proposto em aplicações envolvendo não somente GD, mas também no contexto de microrredes CA, ou seja, o sistema é capaz de atuar tanto como formador de rede ou quanto como supridor de rede. Além disso, uma vez que a estratégia de compensação dual foi empregada no controle do sistema PV-UPQC, destaca-se que as transições entre os modos de operação do sistema interconectado para o ilhado não afetaram a dinâmica das tensões de saída fornecidas às cargas.

9.2 Propostas de continuidade

As propostas de continuidade deste trabalho estão descritas como segue:

- Empregar o sistema PV-UPQC proposto em ambientes de microrredes CA;
- Implementar um conversor CC/CC entre o arranjo PV e o barramento CC, e realizar uma análise comparativa de desempenho entre os sistemas PV-UPQC de simples e duplo estágios;

- Adicionar ao barramento CC um sistema de armazenamento de energia utilizando baterias, de modo que o sistema PV-UPQC continue fornecendo energia às cargas, tanto na ausência da rede elétrica quanto na condição que não haja geração de energia elétrica pelo arranjo PV;
- Empregar a estratégia de compensação convencional no controle do PV-UPQC, de forma a realizar uma análise comparativa de desempenho com a estratégia de compensação dual adotada.

9.3 Artigos publicados

Ao longo da realização deste trabalho, os seguintes artigos foram publicados:

- L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, A. A. de Oliveira Jr. and V. D. Bacon. Single-Stage Three-Phase Grid-Tied PV System with Universal Filtering Capability Applied to DG systems and AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 32, no. 12, pp. 9131-9142, 2017.
- L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, A. A. de Oliveira Jr. and V. D. Bacon. 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**, vol. 64, no. 3, pp. 2092-2101, 2017.
- L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, V. D. Bacon and A. A. de Oliveira Jr. Three-phase grid-connected PV system operating with feed-forward control loop and active power-line conditioning using NPC inverter. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, 2016.
- L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva and A. A. de Oliveira Jr. A three-phase four-wire grid-connected photovoltaic system using a dual unified power quality conditioner. IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, 2015.

- L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, L. P Sampaio e A. A. de Oliveira Jr. Sistema fotovoltaico com condicionamento ativo de potência em sistemas trifásicos a quatro fios. Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Belo Horizonte, 2014.
- L. B. G. Campanhol, S. A. O. da Silva, L. P. Sampaio and A. A. de Oliveira Jr. A grid-connected photovoltaic power system with active power injection, reactive power compensation and harmonic filtering. IEEE 12th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Gramado, 2013.

REFERÊNCIAS

ABDEL-RAHIM, O.; ORABI, M.; AHMED, M. E. High gain single-stage inverter for photovoltaic AC modules. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011, 6-11 March 2011. p.1961-1967.

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**. 2012. (Dissertação de Mestrado). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, PR.

AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Nov/Dec 1996.

AKAGI, H. Active Harmonic Filters. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2128-2141, 2005. ISSN 0018-9219.

AKAGI, H.; KANAGAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. Ia-20, no. 3, pp. 625, 1984.

ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. Modulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica. 2015.

ANGELICO, B. A.; CAMPANHOL, L. B. G.; OLIVEIRA DA SILVA, S. A. Proportional-integral/proportional-integral-derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram. **Power Electronics, IET**, v. 7, n. 10, p. 2647-2659, 2014. ISSN 1755-4535.

AREDES, M. **Active power line conditioners**. 1996. (Dr-Ing. Thesis). Technischen Universität Berlin, Berlin, Germany.

AREDES, M.; FERNANADES, R. M. A dual topology of Unified Power Quality Conditioner: The iUPQC. 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, 2009, pp. 1-10.

AREDES, M.; HEUMANN, K.; WATANABE, E. H. An universal active power line conditioner. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 13, no. 2, pp. 545-551, Apr 1998.

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. ISSN 0885-8977.

BACON, V. D. **Estudo e Análise Comparativa de Topologias de Filtros Ativos de Potência Paralelos Implementados em Sistemas Elétricos Trifásicos a Quatro Fios**. 2015. (Dissertação de Mestrado). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, PR.

BACON, V. D.; OLIVEIRA DA SILVA, S. A.; GARCIA CAMPANHOL, L. B. Single-phase frequency detector algorithm applied to grid-connected power conditioning systems. Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, 2013, 2-6 Sept. 2013. p.1-10.

BACON, V. D. et al. Stability analysis and performance evaluation of a single-phase phase-locked loop algorithm using a non-autonomous adaptive filter. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 8, p. 2081-2092, 2014. ISSN 1755-4535.

BACON, V. D. e SILVA, S. A. O. D. Performance improvement of a three-phase phase-locked-loop algorithm under utility voltage disturbances using non-autonomous adaptive filters. **IET Power Electronics**, 2015.

BHATTACHARYA, A.; CHAKRABORTY, C.; BHATTACHARYA, S. Shunt compensation. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, vol. 3, no. 3, pp. 38-49, Sept. 2009

BARRIVIERA, R.; SILVA, S. A. O.; KASTER, M. S.; MODESTO, R. A. Implementação de um sistema UPS monofásico com condicionamento ativo de potência série e paralelo. **Eletrônica de Potência**, v. 17, n. 4, p. 753-762, 2012.

BARRIVIERA, R.; SILVA, S. A. O.; MODESTO, R. A.; GOEDTEL, A. e Kaster, M. Power quality conditioner with series-parallel compensation applied to single-phase systems. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, Birmingham, 2011, pp. 1-10.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter. 4th EPE, 1991, Florence. p.030-035.

BHAVARAJU, V. B.; ENJETI, P. N. An Active Line Conditioner to Balance Voltages in a Three-Phase System. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 32, no. 2, March/April 1996.

BRANDÃO, D. I. et al. Estratégia de controle multifuncional para sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica. **Eletrônica de Potência**, vol. 18, no. 4, p. 1206-1214, 2013.

BRITO, M. A. G. de. **Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica**. 2013. (Tese de Doutorado). Universidade Estadual Paulista, SP.

BRITO, M. A. G. D. et al. Research on photovoltaics: Review, trends and perspectives. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, 2011, 11-15 Sept. 2011. p.531-537.

BUSQUETS-MONGE, S. et al. Multilevel Diode-Clamped Converter for Photovoltaic Generators With Independent Voltage Control of Each Solar Array. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2713-2723, 2008. ISSN 0278-0046.

CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro Ativo de Potência Paralelo Utilizando Inversores Monofásicos FULL-BRIDGE Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro-Fios**. 2012. (Dissertação de Mestrado). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, PR.

CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O.; GOEDTEL, A. Filtro Ativo de Potência Paralelo Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro-Fios. **Eletrônica de Potência**, v. 18, n. 1, p. 782-792, 2013.

CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. da; OLIVEIRA, A. A. de; 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**, vol. 64, no. 3, pp. 2092-2101, March 2017.

CARDENAS, V. et al. Comparative analysis of real time reference generation techniques for four-wire shunt active power filters. Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, 2003, 15-19 June 2003. p.791-796 vol.2.

CAVALCANTI, M. C. et al. A photovoltaic generation system with unified power quality conditioner function. Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005, 6-10 Nov. 2005.

_____. A Grid Connected Photovoltaic Generation System with Compensation of Current Harmonics and Voltage Sags. **Eletrônica de Potência**, v. 11, n. 2, p. 93-101, 2006a. ISSN 1414-8862.

_____. Unified Power Quality Conditioner in a Grid Connected Photovoltaic System. **Electrical Power Quality and Utilisation Journal**, v. XII, n. 2, p. 59-69, 2006b.

CAVALCANTI, M. C.; FARIAS, A. M.; OLIVEIRA, K. C.; NEVES, F. A. S.; AFONSO, J. L. Eliminating Leakage Currents in Neutral Point Clamped Inverters for Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 59, no. 1, pp. 435-443, Jan. 2012.

CEPEL. **Atlas Solarimétrico do Brasil: banco de dados solarimétrico**. UFPE, 2000.

DA SILVA, S. A. O. et al. Single-phase Power Quality Conditioners with series-parallel filtering capabilities. *Industrial Electronics (ISIE)*, 2011 IEEE International Symposium on, 2011, 27-30 June 2011. p.1124-1130.

DE BRITO, M. A. G. et al. Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 3, p. 1156-1167, 2013. ISSN 0278-0046.

DEVASSY, S.; SINGH, B. Dynamic performance of solar PV integrated UPQC-P for critical loads. 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), New Delhi, 2015, pp. 1-6.

DUGAN, R. C. et al. **Electrical Power Systems Quality**. 2. New York: McGraw, 2002.

EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: a review. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, vol. 147, no. 5, pp. 403-413, Sep 2000.

EIA. **International Energy Outlook 2016**. U. S. Energy Information and Administration - EIA 2016.

FARIAS, A. M. et al. Modulation for three-phase transformerless neutral point clamped inverter in photovoltaic systems. *Power Electronics Conference (COBEP)*, 2011 Brazilian, 2011, 11-15 Sept. 2011. p.850-857.

FEI, L. et al. An improved MPPT arithmetic and grid-connected control strategy for single-stage three-phase PV converter with LCL filter. *Industrial Electronics and Applications*, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on, 2008, 3-5 June 2008. p.808-813.

FRANÇA, B. W.; AREDE, M. Comparisons between the UPQC and its dual topology (iUPQC) in dynamic response and steady-state. *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, 2011, pp. 1232-1237.

FRANÇA, B. W.; SILVA, L. F. da; AREDES, M. A.; AREDES, M. An Improved iUPQC Controller to Provide Additional Grid-Voltage Regulation as a STATCOM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 62, no. 3, pp. 1345-1352, March 2015.

FRANÇA, B. W.; SILVA, L. F. da; AREDES, M. Comparison between alpha-beta and DQ-PI controller applied to IUPQC operation. XI Brazilian Power Electronics Conference, Praiaamar, 2011, pp. 306-311.

FUJITA, H. A Single-Phase Active Filter Using an H-Bridge PWM Converter With a Sampling Frequency Quadruple of the Switching Frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 24, no. 4, pp. 934-941, April 2009.

FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 27, no. 6, pp. 1020-1025, Nov/Dec 1991.

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. ISSN 0885-8993.

GARCIA CAMPANHOL, L. B.; OLIVEIRA DA SILVA, S. A.; GOEDTEL, A. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 11, p. 2825-2836, 2014. ISSN 1755-4535.

GONZALEZ, R.; GUBIA, E.; LOPEZ, J.; MARROYO, L. Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 55, no. 7, pp. 2694-2702, July 2008.

GRINO, R.; CARDONER, R.; COSTA-CASTELLO, R.; FOSSAS, E. Digital Repetitive Control of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 54, no. 3, pp. 1495-1503, June 2007.

GRUZS, T. M. A survey of neutral currents in three-phase computer power systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 26, no. 4, pp. 719-725, Jul/Aug 1990.

HAN, B.; BAE, B.; KIM, H.; BAEK, S. Combined operation of unified power-quality conditioner with distributed generation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 21, no. 1, pp. 330-338, Jan. 2006.

HO, C. N. M.; CHUNG, H. S. H. Implementation and Performance Evaluation of a Fast Dynamic Control Scheme for Capacitor-Supported Interline DVR. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 25, no. 8, pp. 1975-1988, Aug. 2010.

HSU, C. Y.; WU, H. Y. A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity. **IEE Electric Power Applications**, vol. 143, no. 1, pp. 25-30, Jan 1996.

HUANG, S.; WU, J. A control algorithm for three-phase three-wired active power filters under nonideal mains voltages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 14, no. 4, pp. 753-760, Jul 1999.

HYO-RYONG, S. et al. Harmonics and reactive power compensation method by grid-connected Photovoltaic generation system. Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on, 2009, 15-18 Nov. 2009. p.1-5.

IEC. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase) 2014.

IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1-29, 2014.

IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems. **IEEE Std 929-2000**, p. i, 2000.

IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. **IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)**, vol., no., pp.1-50, March 19 2010.

JAVADI, A.; GEISS, N.; BLANCHETTE, H. F.; AL-HADDAD, K. Series active conditioners for reliable Smart grid: A comprehensive review. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, 2012, pp. 6320-6327.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 5, p. 1928-1940, 2007. ISSN 0885-8993.

JEON, S.; CHO, G. A series-parallel compensated uninterruptible power supply with sinusoidal input current and sinusoidal output voltage. PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference, 1997, pp. 297-303 vol.1.

JOU, H. L. Performance comparison of the three-phase active-power-filter algorithms. **IEE Generation, Transmission and Distribution**, v. 142, n. 6, p. 646-652, 1995. ISSN 1350-2360.

KANJIYA, P.; KHADKIKAR, V.; Zeineldin, H. H. A Noniterative Optimized Algorithm for Shunt Active Power Filter Under Distorted and Unbalanced Supply Voltages. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, no. 12, pp. 5376-5390, Dec. 2013.

KARANKI, S. B.; GEDDADA, N.; MISHRA, M. K.; KUMAR, B. K. A Modified Three-Phase Four-Wire UPQC Topology With Reduced DC-Link Voltage Rating. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, no. 9, pp. 3555-3566, Sept. 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. ISSN 0093-9994.

KHADKIKAR, V. Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 5, p. 2284-2297, 2012. ISSN 0885-8993.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. An Independent Control Approach for Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Based on Three H-Bridge Topology under Unbalanced Load Conditions. in Proc. of PESC, pp. 4643-4649, 2008.

_____. A Novel Structure for Three-Phase Four-Wire Distribution System Utilizing Unified Power Quality Conditioner (UPQC). **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 45, no. 5, pp. 1897-1902, Sept.-oct. 2009.

_____. UPQC-S: A Novel Concept of Simultaneous Voltage Sag/Swell and Load Reactive Power Compensations Utilizing Series Inverter of UPQC. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 26, no. 9, pp. 2414-2425, Sept. 2011.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A; SINGH, B. Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters. **IET Power Electronics**, vol. 4, no. 4, pp. 463-470, April 2011.

KIM, Y.; CHA, H.; SONG, B. M.; LEE, K. Y. Design and control of a grid-connected three-phase 3-level NPC inverter for Building Integrated Photovoltaic systems. 2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), Washington, DC, 2012, pp. 1-7.

KIM, S.; ENJETI, P. N. Control strategies for active power filter in three-phase four-wire systems. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, New Orleans, LA, 2000, pp. 420-426 vol.1.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, no. 5, p. 1292-1306, 2005. ISSN 0093-9994.

KOMURCUGIL, H.; Kukrer, O. A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a Lyapunov function. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 53, no. 1, pp. 305-312, Feb. 2006.

LI, Y. W.; BLAABJERG, F.; VILATHGAMUWA, D. M.; LOH, P. C. Design and Comparison of High Performance Stationary-Frame Controllers for DVR Implementation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 22, no. 2, pp. 602-612, March 2007.

LI, W.; GU, Y.; LUO, H.; CUI, W.; HE, X.; XIA, C. Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 62, no. 7, pp. 4537-4551, July 2015.

LIANG, T. J.; KUO, Y. C.; CHEN, J. F. Single-stage photovoltaic energy conversion system. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, v. 148, n. 4, p. 339-344, 2001. ISSN 1350-2352.

LIBO, W.; ZHENGMIN, Z.; JIANZHENG, L. A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 22, no. 4, pp. 881-886, Dec. 2007.

LIN, C. et al. Design and Implementation of Three-Phase Two-Stage Grid-Connected Module Integrated Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 3881-3892, 2014. ISSN 0885-8993.

LINDEKE, D.; MUSSA, S. A.; SOUZA, F. P. de; BARBI, I. Single phase active power filter controlled with a digital signal processor - DSP. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference

LIU, Q.; PENG, L.; KANG, Y.; TANG, S.; WU, D.; QI, Y. A Novel Design and Optimization Method of an LCL Filter for a Shunt Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 61, no. 8, pp. 4000-4010, Aug. 2014.

LOHIA, P.; MISHRA, M. K.; KARTHIKEYAN, K.; VASUDEVAN, K. A Minimally Switched Control Algorithm for Three-Phase Four-Leg VSI Topology to Compensate Unbalanced and Nonlinear Load. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 23, no. 4, pp. 1935-1944, July 2008.

MARAFÃO, F. P.; DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A.; MACHADO, R. Q. Selective disturbance compensation and comparisons of active filtering strategies. Proceedings of the 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Rio de Janeiro, BR, 2002, pp. 484-489.

MARQUES, G. D. A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions. Industrial Electronics Society, 1998. IECON 98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Aachen, 1998, pp. 444-449 vol.1.

MARTINS, D. C.; DEMONTI, R. Aproveitamento Viável de Módulos Fotovoltaicos Através do Envio da Energia à Rede Comercial Utilizando Conversores Estáticos de Energia. **Eletrônica de Potência**, v. 1, n. 10, p. 59-66, 2005. ISSN 1414-8862.

MATAVELLI, P.; BUSO, S. **Digital Control in Power Electronics**. Morgan & Claypool, 2006.

MATAVELLI, P.; MARAFÃO, F. P. Repetitive-Based Control for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 5, p. 1018-1024, October 2004.

MENDALEK, N.; AL-HADDAD, K. Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame. Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings, Orlando, FL, 2000, pp. 30-35 vol.1.

MODESTO, R. A. et al. Power quality improvement using a dual unified power quality conditioner/uninterruptible power supply in three-phase four-wire systems. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 9, p. 1595-1605, 2015. ISSN 1755-4535.

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**, vol. 31, nº 8, pp. 5503-5514, Agosto 2016.

MORAN, S. A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation. Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, CA, USA, 1989, pp. 947-951 vol.1.

MORAN, L. A.; DIXON, J. W.; WALLACE, R. R. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 42, no. 4, pp. 402-408, Aug. 1995.

NIELSEN, J. G.; NEWMAN, M.; NIELSEN, H.; BLAABJERG, F. Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 19, no. 3, pp. 806-813, May 2004.

NÚÑEZ-ZÚÑIGA, T. E.; POMILIO, J. A. Shunt active power filter synthesizing resistive loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 2, p. 273-278, March 2002.

OLIVEIRA, F. M.; SILVA, S. A. O.; DURAND, F. R.; SAMPAIO, L. P.; BACON, V. D.; CAMPANHOL, L. B. G. Grid-tied photovoltaic system based on PSO MPPT technique with active power line conditioning. **IET Power Electronics**, vol. 9, no. 6, pp. 1180–1191, 2016.

OZDEMIR, S.; ALTIN, N.; SEFA, I. Single stage three level grid interactive MPPT inverter for PV systems. **Energy Conversion and Management**, Volume 80, 2014, Pages 561-572.

PAL, Y.; SWARUP, A.; SINGH, B. A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement. 2008 Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference, New Delhi, 2008, pp. 1-8.

PATIDAR, R. D.; SINGH, S. P.; KHATOD, D. K. Single-phase single-stage grid-interactive photovoltaic system with active filter functions. Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE, 2010, 25-29 July 2010. p.1-7.

PENG, F. Z. Application issues of active power filters. **IEEE Industry Applications Magazine**, vol. 4, no. 5, pp. 21-30, Sep/Oct 1998.

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems - A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 26, no. 6, November/December 1990.

_____. Compensation Characteristics of a Combined Systems of Shunt Passive and Series Active Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 29, no. 1, January/February 1993.

PETRELLA, R.; BUONOCUNTO, N.; REVELANT, A.; STOCCO, P. DC bus voltage equalization in single-phase split-capacitor three-level neutral-point-clamped half-bridge inverters for PV applications. 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fort Worth, TX, 2011, pp. 931-938.

QUINN, C. A.; MOHAN, N. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC 92. Conference Proceedings 1992. Seventh Annual, 1992, 23-27 Feb 1992. p.829-836.

RAHMANI, S.; HAMADI, A.; AL-HADDAD, K.; KANAAN, H. Y. A multifunctional power flow controller for photovoltaic generation systems with compliance to power quality standards. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, 2012, pp. 894-903.

REN21. **Renewables 2016 Global Status Report**. Renewable Energy Policy Network for 21st Century. 2016.

ROCABERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRÍGUEZ, P. Control of Power Converters in AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 27, no. 11, pp. 4734-4749, Nov. 2012.

RONCERO-CLEMENTE, C.; HUSEV, O.; ROMERO-CADAVAL, E.; MARTINS, J.; VINNIKOV, D.; MILANES-MONTERO, M. I. Three-phase three-level neutral-point-clamped qZ source inverter with active filtering capabilities. 2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE), Costa da Caparica, 2015, pp. 216-220.

RUBILAR, I. A.; ESPINOZA, J. R.; MUNOZ, J. A.; MORAN, L. A. DC Link Voltage Unbalance Control in Three-Phase UPQCs based on NPC Topologies. 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, New Orleans, LA, 2007, pp. 597-602.

SAMPAIO, L. P. **Controle da injeção de potências ativa e reativa em inversor de Geração Distribuída conectado à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMIs com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade**. 2013. (Tese de Doutorado). Universidade Estadual Paulista, SP.

SANT, A. V. et al. Adaptive control of grid connected photovoltaic inverter for maximum VA utilization. Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 2013, 10-13 Nov. 2013. p.388-393.

SANTOS, E. C. dos; JACOBINA, C. B.; DIAS, J. A. A.; ROCHA, N. Single-Phase to Three-Phase Universal Active Power Filter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol. 26, no. 3, pp. 1361-1371, July 2011

SANTOS FILHO, R. M. et al. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, p. 2923-2932, 2008. ISSN 0278-0046.

MILLNITZ DOS SANTOS, R. J.; DA CUNHA, J. C.; MEZARROBA, M. A Simplified Control Technique for a Dual Unified Power Quality Conditioner. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 61, no. 11, pp. 5851-5860, Nov. 2014.

SCHONARDIE, M. F. et al. Control of the active and reactive power using dq0 transformation in a three-phase grid-connected PV system. Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on, 2012, 28-31 May 2012. p.264-269.

SEBAALY, F.; KANAAN. H. Y.; MOUBAYED, N. Three-level neutral-point-clamped inverters in transformerless PV systems — State of the art. MELECON 2014 - 2014 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Beirut, 2014, pp. 1-7.

SEITA, K. et al. A study of operation characteristics of UPFC type dispersed power supply system with FC, PV and EDLC by improved EMAP model. Power Systems Conference and Exposition, 2004. IEEE PES, 2004, 10-13 Oct. 2004. p.289-294 vol.1.

SEZEN, S.; AKTAS, A.; UCAR, M.; OZDEMIR, E. A three-phase three-level NPC inverter based grid-connected photovoltaic system with active power filtering. 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), Antalya, 2014, pp. 1331-1335.

SILVA, S. A. O. **Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interactive Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela**. 2001. (Tese de Doutorado). Universidade Federal de Minas Gerais, MG.

SILVA, S. A. O.; BACON, V. D. A Three-Phase Adaptive Phase-Locked Loop Scheme for Utility Grid-Connected Systems. European Conference on Power Electronics, 2015. EPE 15, 2015.

SILVA, S. A. O. et al. A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 6, p. 1581-1590, 2002. ISSN 0093-9994.

SILVA, S. A. O.; NOVOCHADLO, R.; MODESTO, R. A. Single-phase PLL structure using modified p-q theory for utility connected systems. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, 15-19 June 2008. p.4706-4711.

SILVA, S. A. O. et al. PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions. IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, 2006, 6-10 Nov. 2006. p.2636-2641.

SILVA, S. A. O. D. et al. Single-phase grid-connected photovoltaic system with active power line conditioning. **Eletrônica de Potência**, v. 20, n. 1, p. 8-18, 2015. ISSN 1414-8862.

SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 960-971, 1999. ISSN 0278-0046.

SINGH, M. et al. Grid Interconnection of Renewable Energy Sources at the Distribution Level With Power-Quality Improvement Features. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 26, n. 1, p. 307-315, 2011. ISSN 0885-8977.

SOLAR WORLD, **Sunmodule - SW 245 poly / Version 2.5 Frame**. Disponível em: <http://la.solarworld.com/~media/www/files/datasheets/sunmodule-poly/sunmodule-solar-panel-245-poly-ds.pdf>. Acessado em 10 de junho de 2017.

SOUZA, K. C. A.; COELHO, R. F.; MARTINS, D. C. Proposta de um Sistema Fotovoltaico de dois Estágios Conectado à Rede Elétrica Comercial. **Eletrônica de Potência**, v. 12, n. 2, p. 129-136, 2007. ISSN 1414-8862.

SOUZA, K. C. A.; SANTOS, W. M. D.; MARTINS, D. C. Optimization of the magnetic core volume in a single-phase grid-connected pv system with active and reactive power control. **Eletrônica de Potência**, v. 18, n. 4, p. 1224-1234, 2013. ISSN 1414-8862.

SOARES, A. C. M.; VIEIRA, E.; CASARO, M. M. Simulation of a photovoltaic model using bisection method. XI Brazilian Power Electronics Conference, Praiamar, 2011, pp. 807-811.

TANG, Y.; LOH, P. C.; WANG, P.; CHOO, F. H.; GAO, F.; BLAABJERG, F. Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 59, no. 3, pp. 1443-1452, March 2012.

TSAI-FU, W. et al. 1 ϕ 3W grid-connection PV power inverter with partial active power filter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 39, n. 2, p. 635-646, 2003. ISSN 0018-9251.

TSAI-FU, W. et al. PV Power Injection and Active Power Filtering With Amplitude-Clamping and Amplitude-Scaling Algorithms. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 3, p. 731-741, 2007. ISSN 0093-9994.

TUYEN, N. D.; FUJITA, G. PV-Active Power Filter Combination Supplies Power to Nonlinear Load and Compensates Utility Current. **Power and Energy Technology Systems Journal, IEEE**, v. 2, n. 1, p. 32-42, 2015.

VODYAKHO, O.; MI, C. C. Three-Level Inverter-Based Shunt Active Power Filter in Three-Phase Three-Wire and Four-Wire Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1350-1363, 2009. ISSN 0885-8993.

WATANABE, E. H.; AREDES, M.; AKAGI, H. The p-q theory for active filter control: some problems and solutions. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 15, p. 78-84, 2004. ISSN 0103-1759.

WU, T. F.; CHANG, C. H.; LIN, L. C.; KUO, C. L. Power Loss Comparison of Single- and Two-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 26, no. 2, pp. 707-715, June 2011.

WU, T. F.; NIEN, H. S.; SHEN, C. L.; CHEN, T.M. A single-phase inverter system for PV power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 41, no. 4, pp. 1075-1083, July-Aug. 2005.

WU, T. F.; SHEN, C. L.; CHANG, C. H.; CHIU, J. 1 ϕ 3W grid-connection PV power inverter with partial active power filter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, vol. 39, no. 2, pp. 635-646, April 2003.

XUE, Y.; CHANG, L.; KJAER, S. B.; BORDONAU, J.; SHIMIZU, T. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 19, no. 5, pp. 1305-1314, Sept. 2004.

YANG, C.; SMEDLEY, K. M. A cost-effective single-stage inverter with maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1289-1294, 2004. ISSN 0885-8993.

YEONG-CHAN, K.; TSORNG-JUU, L.; JIANN-FUH, C. A high-efficiency single-phase three-wire photovoltaic energy conversion system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 1, p. 116-122, 2003. ISSN 0278-0046.

ZHANG, L.; WAITE, M. J.; CHONG, B. Three-phase four-leg flying-capacitor multi-level inverter-based active power filter for unbalanced current operation. **IET Power Electronics**, vol. 6, no. 1, pp. 153-163, Jan. 2013.

ZILLES, R.; MACÊDO, W. N.; GALHARDO, M. A. B.; OLIVEIRA, S. H. F. de. **Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica**. São Paulo, Oficina de Textos, 2012.

ZOU, Z.; WANG, Z.; CHENG, M. Design and analysis of operating strategies for a generalised voltage-source power supply based on internal model principle. **IET Power Electronics**, vol. 7, no. 2, pp. 330-339, February 2014.

APÊNDICE A – SISTEMA PLL TRIFÁSICO

Em determinadas aplicações envolvendo conversores estáticos de potência, algumas informações da rede elétrica necessitam ser obtidas, tais como ângulo de fase e frequência, as quais são utilizadas, por exemplo, para realizar o sincronismo entre estes conversores e a rede. Para tanto, sistemas PLL (*Phase-Locked Loop*) podem ser adotados para realizar esta tarefa. Na literatura, diversas topologias monofásicas (Santos Filho *et al.*, 2008; Silva *et al.*, 2008; Bacon *et al.*, 2013; Bacon *et al.*, 2014) e trifásicas (Silva *et al.*, 2006; Kaura e Blasko, 1997; Silva e Bacon, 2015) de sistemas PLL têm sido propostas.

Em algumas situações, as tensões da rede elétrica podem apresentar perturbações, tais como harmônicos, desbalanços, afundamentos, variações de frequência, dentre outros, que podem afetar negativamente o desempenho dos sistemas PLL. Portanto, rápido rastreamento do ângulo de fase, elevada imunidade aos distúrbios e robustez são requisitos prioritários para que um sistema PLL apresente satisfatório desempenho. Entretanto, independentemente dos possíveis distúrbios presentes nas tensões, sistemas PLL monofásicos devem fornecer sinais de saída sincronizados com a componente fundamental da tensão de rede (Santos Filho *et al.*, 2008). Por outro lado, em sistemas trifásicos, a sincronização deve ser realizada em relação componente de sequência positiva da tensão, na frequência fundamental (Silva e Bacon, 2015).

O sistema PLL trifásico descrito em (Bacon e Silva, 2015) se baseia na teoria da potência ativa convencional (3pPLL). Este opera interligado com filtros adaptativos (AF – *Adaptive Filter*), cujas funções são extrair as componentes fundamentais das tensões de entrada. Isto permite que o PLL tenha alta imunidade à harmônicos de tensão. Além disso, problemas relacionados aos desequilíbrios de tensão são atenuados por meio de um detector de sequência positiva (PSD – *Positive Sequence Detector*) na frequência fundamental da tensão da rede, o qual é baseado no método de componentes simétricas. Portanto, neste trabalho é adotado este sistema AF-PSD-3pPLL, pois este apresenta rápida resposta dinâmica, bem como elevada imunidade aos distúrbios presentes nas tensões da rede.

A Figura A.1 mostra o diagrama em blocos do sistema AF-PSD-3pPLL. O objetivo deste é anular a componente CC da potência ativa instantânea fictícia ($\bar{p}'$). Assim, quando $\bar{p}'$ for anulada, o sinal de saída do PLL estará atracado com a componente fundamental de sequência positiva da tensão da rede. Para isso, a dinâmica do PLL deverá ajustar a saída do controlador PI na frequência angular de referência $\hat{\omega} = 2\pi f_s$, onde f_s é a frequência nominal

da rede elétrica. O ângulo de fase $\hat{\theta}_{pll}$ é obtido pela integração de $\hat{\omega}$, a qual deverá ser idêntica à frequência angular da rede ω . Desse modo, $\hat{\theta}_{pll}$ é usado para calcular as correntes fictícias de realimentação i'_{sa} e i'_{sc} . Nota-se que para garantir o cancelamento de $\bar{p}'$, i'_{sa} e i'_{sc} devem ser ortogonais às tensões v_{s1ba_N} e v_{s1bc_N} , respectivamente. Observa-se na Figura A.1 a presença de uma frequência de realimentação inicial $\omega_{ff} = 377$, adotada para melhorar a dinâmica inicial do sistema PLL.

Figura A.1 – Diagrama em blocos do sistema PLL adotado (AF-PSD-3pPLL).

Fonte: (Bacon e Silva, 2015).

No AF-PSD-3pPLL, as tensões da rede (v_{s_abc}) são lidas e submetidas aos filtros adaptativos (AF). Assim, obtêm-se suas respectivas componentes fundamentais (v_{s1_abc}), escritas em função do ângulo $\hat{\theta}_{pll}$ de saída do PLL, conforme mostram as equações (A.1), (A.2) e (A.3), respectivamente.

$$v_{s1a} = w_{1a} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) - w_{2a} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll}) \quad (\text{A.1})$$

$$v_{s1b} = w_{1b} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 7\pi/6) - w_{2b} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 2\pi/3) \quad (\text{A.2})$$

$$v_{s1c} = w_{1c} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + \pi/6) - w_{2c} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + 2\pi/3) \quad (\text{A.3})$$

Tais equações podem ser rescritas como:

$$v_{s1a} = V_{pka}(\text{sen}(\theta) \cos(\varphi) + \cos(\theta) \text{sen}(\varphi)) \quad (\text{A.4})$$

$$v_{s1b} = V_{pkb}(\text{sen}(\theta - 2\pi/3) \cos(\varphi) + \cos(\theta - 2\pi/3) \text{sen}(\varphi)) \quad (\text{A.5})$$

$$v_{s1c} = V_{pkc}(\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \cos(\varphi) + \cos(\theta + 2\pi/3) \text{sen}(\varphi)) \quad (\text{A.6})$$

onde θ é o ângulo de fase da rede; φ é a diferença entre o ângulo de fase estimado da rede ($\hat{\theta}_{pll}$) e o ângulo de fase do sinal de saída do AF (θ_y), ou seja, $\varphi = \hat{\theta}_{pll} - \theta_y$; e V_{pk_abc} são as amplitudes das tensões fundamentais v_{s1_abc} .

De acordo com as equações (A.1) a (A.6), os pesos w_{1_abc} e w_{2_abc} dos AFs podem ser obtidos por:

$$w_{1_abc} = V_{pk_abc} \cos(\varphi) = V_{pk_abc} \cos(\hat{\theta} - \theta_y) \quad (A.7)$$

$$w_{2_abc} = V_{pk_abc} \sin(\varphi) = V_{pk_abc} \sin(\hat{\theta} - \theta_y) \quad (A.8)$$

Quando o PLL está atracado com a rede, considera-se que $\theta_y = \hat{\theta}_{pll} = \theta$. Assim, em regime estacionário, $w_{1_abc} = V_{pk_abc}$ e $w_{2_abc} = 0$.

Já as componentes fundamentais de sequência positiva ($v_{s1_abc}^+$) são obtidas usando o PSD. Baseado no método de componentes simétricas (Teorema de Fortescue), as componentes de sequência positiva, negativa e zero pode ser representadas conforme (A.9).

$$\begin{bmatrix} v_{s1}^0 \\ v_{s1}^+ \\ v_{s1}^- \end{bmatrix} = (1/3) \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1a} \\ v_{s1b} \\ v_{s1c} \end{bmatrix} \quad (A.9)$$

sendo $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{j120}$

Assim, substituindo (A.1), (A.2) e (A.3) em (A.9), as componentes fundamentais de sequência positiva, negativa e zero podem, respectivamente, ser obtidas por:

$$v_{s1a}^+ = \left(\frac{w_{1a} + w_{1b} + w_{1c}}{3} \right) \sin(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) - \left(\frac{w_{2a} + w_{2b} + w_{2c}}{3} \right) \sin(\hat{\theta}_{pll}) \quad (A.10)$$

$$\begin{aligned} v_{s1a}^- = & \left(\frac{1}{3} w_{1a} - \frac{1}{6} (w_{1b} + w_{1c}) - \frac{\sqrt{3}}{6} (w_{2b} - w_{2c}) \right) \sin(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) \\ & - \left(\frac{1}{3} w_{2a} - \frac{1}{6} (w_{2b} + w_{2c}) + \frac{\sqrt{3}}{6} (w_{1b} - w_{1c}) \right) \cos(\hat{\theta}_{pll}) \end{aligned} \quad (A.11)$$

$$v_{s1a}^0 = \left(\frac{1}{3}w_{1a} - \frac{1}{6}(w_{1b} + w_{1c}) - \frac{\sqrt{3}}{6}(w_{2c} - w_{2b}) \right) \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) \\ - \left(\frac{1}{3}w_{2a} - \frac{1}{6}(w_{2b} + w_{2c}) + \frac{\sqrt{3}}{6}(w_{1c} - w_{1b}) \right) \text{cos}(\hat{\theta}_{pll}) \quad (\text{A.12})$$

Em regime estacionário e considerando $\hat{\theta}_{pll} \cong \theta_y$, a partir da (A.10), obtém-se a amplitude média (A) dos sinais de entrada, conforme mostra a equação (A.13).

$$A = \sqrt{z_1^2 + z_2^2} \cong z_1 \quad (\text{A.13})$$

onde:

$$z_1 = (w_{1a} + w_{1b} + w_{1c})/3 \quad (\text{A.14})$$

$$z_2 = (w_{2a} + w_{2b} + w_{2c})/3 \quad (\text{A.15})$$

Assim, utilizando A obtêm-se as tensões de entrada normalizadas ($v_{s1_abcN}^+$) do sistema PLL, conforme mostram as equações (A.16), (A.17) e (A.18).

$$v_{s1aN}^+ = v_{s1a}^+/A = [z_1 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) - z_2 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll})]/A \quad (\text{A.16})$$

$$v_{s1bN}^+ = v_{s1b}^+/A = [z_1 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 7\pi/6) - z_2 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 2\pi/3)]/A \quad (\text{A.17})$$

$$v_{s1cN}^+ = v_{s1c}^+/A = [z_1 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + \pi/6) - z_2 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + 2\pi/3)]/A \quad (\text{A.18})$$

Desta forma, a potência ativa instantânea fictícia é calculada conforme equação (A.19):

$$p' = (v_{s1aN}^+ - v_{s1bN}^+)i'_{sa} + (v_{s1cN}^+ - v_{s1bN}^+)i'_{sc} = \bar{p}' + \tilde{p}' \quad (\text{A.19})$$

Portanto, em regime estacionário, assumindo que o ângulo de fase estimado $\hat{\theta}_{pll}$ é aproximadamente igual ao ângulo de fase da rede θ , bem como que z_2 tende a zero, têm-se que a componente $\bar{p}'$ seja igual a p^* , ou seja, $\bar{p}' = 0$.

APÊNDICE B – TÉCNICA DE MPPT

O arranjo PV do sistema PV-UPQC é formado por um conjunto de vinte placas solares ligadas em série, as quais são diretamente conectadas ao barramento CC. Assim, para extração da máxima energia ativa produzida por estas placas, faz-se necessário a implementação de uma técnica de rastreamento da máxima potência (MPPT – *maximum power point tracking*) disponível nos terminais do arranjo PV. Diversas técnicas de MPPT são encontradas na literatura (De Brito et al., 2013), sendo adotada neste trabalho a técnica de MPPT baseada em perturbação e observação (P&O – *perturb and observe*).

A técnica de MPPT P&O realiza periodicamente o incremento ou decremento da tensão e/ou corrente nos terminais de saída do arranjo PV. A partir disso, é comparada a potência de saída obtida no ciclo atual com a obtida no ciclo anterior. Conforme o resultado obtido, o sistema de controle atua na planta de modo a buscar o ponto de máxima potência do arranjo PV. Em outras palavras, esta técnica periodicamente perturba o sistema até localizar o ponto de máxima potência do arranjo PV (De Brito et al., 2013).

Neste trabalho, a técnica de MPPT P&O é implementada em conjunto com a malha de controle da tensão total do barramento CC, conforme mostrado na Figura 4.2 (Silva *et al.*, 2015). O P&O atua periodicamente incrementando ou decrementando a tensão dos terminais de saída do arranjo PV. A partir disso, é realizada a comparação entre valores de potência e tensão do obtidos no ciclo atual com os respectivos valores obtidos no ciclo anterior. Se a potência aumenta e a tensão também aumenta, então a tensão de referência v_{cc}^* também aumenta. Entretanto, se a potência aumenta e a tensão diminui, então v_{cc}^* é reduzida. Isso ocasiona uma alteração no valor corrente i_{cc} , resultando no aumento ou redução da corrente ativa a ser imposta pelo conversor série na rede elétrica. Já no caso de redução da potência, a lógica inversa é realizada. A Figura B.1 mostra o fluxograma da técnica de MPPT implementada.

Figura B.1 – Fluxograma da técnica de MPPT P&O implementada.

Fonte: Próprio autor.

Além do método de MPPT, um algoritmo adicional é usado para regular a tensão de referência do barramento CC (v_{cc}^*), pois esta é regulada considerando a potência disponibilizada pelo arranjo PV. A Figura B.2 mostra o diagrama em blocos deste algoritmo.

Figura B.2 – Diagrama em blocos do algoritmo de regulação da tensão v_{cc}^* .

Fonte: Próprio autor.

Quando as condições ambientais (irradiação solar e temperatura ambiente) são favoráveis, há geração de energia ativa pelo arranjo PV. Neste caso, a referência de tensão do barramento CC é considerada igual a tensão de saída do arranjo PV, ou seja, $v_{cc}^* = v_{pv}$. Neste caso, a energia ativa drenada deste arranjo alimenta o barramento CC, e a energia excedente é sintetizada pelo conversor série na rede elétrica. Entretanto, para uma condição ambiental desfavorável, onde a energia proveniente do arranjo PV não é suficiente para manter a tensão do barramento CC, o algoritmo torna a tensão de referência do barramento em um valor constante, ou seja, $v_{cc}^* = 460$. Este é o limite mínimo de tensão solicitado para o adequado funcionamento do UPQC. Nesta condição, a tensão do barramento CC é controlada pela energia ativa proveniente da rede, e o sistema PV-UPQC passa a operar como um UPQC convencional, sendo toda a potência ativa da carga consumida da rede elétrica.

APÊNDICE C – MODELO EQUIVALENTE DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

Nas simulações computacionais deste trabalho, o arranjo solar foi implementado por meio de um circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica (SOARES; VIEIRA; CASARO, 2011), o qual é representado por uma fonte de corrente conectada em paralelo com um capacitor, conforme mostra a Figura C.1.

Figura C.1 – Diagrama em blocos do modelo equivalente do sistema PV.

Fonte: Próprio autor.

Neste modelo, v_{pv} e i_{pv} representam, respectivamente, a tensão e corrente do arranjo fotovoltaico; T representa a temperatura ambiente, em Kelvin; e G representa a intensidade de irradiação solar.

A corrente i_{pv} pode ser obtida por:

$$i_{pv} = I \cdot M_p \quad (C.1)$$

onde M_p representa o número de placas fotovoltaicas conectadas em paralelo, enquanto que a grandeza I é calculada por:

$$I = I_{ph} - I_r \left[e^{q \cdot \frac{V + I \cdot R_s}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (C.2)$$

onde V e I representam, respectivamente, a tensão e a corrente nos terminais de saída da célula fotovoltaica; I_{ph} é a fotocorrente; I_r é a corrente de saturação reversa; R_s e R_p são as resistências série e paralela, respectivamente; q é a carga dos elétrons; η é o fator de qualidade da junção p-n; e k é a constante de Boltzmann (SOARES; VIEIRA; CASARO, 2011).

A equação (C.2) não pode ser resolvida algebricamente, devido a relação não-linear entre a corrente I e a tensão V . Portanto, para resolver esta equação é adotado o método numérico de Newton-Raphson, de modo que corrente do arranjo fotovoltaico seja calculada. Os parâmetros do sistema fotovoltaico são: tensão de saída (v_{pv}), intensidade de irradiação solar (G), e temperatura ambiente (T), obtidos em STC. A partir destas considerações, a corrente i_{pv} é obtida por uma rotina de cálculo implementada no ambiente computacional de simulação.

APÊNDICE D – ALGORITMO DE ANTI-ILHAMENTO

Neste trabalho, a detecção do ilhamento do sistema é realizada por meio da técnica SMS (*Slip-Mode Frequency Shift*) implementada em conjunto com o sistema PLL (Brito, 2013), conforme mostra o diagrama em blocos da Figura D.1.

Figura D.1 – Diagrama em blocos do sistema SMS implementado em conjunto com o PLL.

Fonte: Próprio autor.

Este método realiza a realimentação positiva de fase nos vetores unitários síncronos, obtidos na saída do PLL, os quais são utilizados para obtenção das referências de corrente do inversor série. Neste caso, a fase entre a corrente de saída do inversor série e a tensão da rede não é controlada para ser sempre nula, mas sim para ser uma função da frequência da tensão.

Em operação nominal, a frequência da rede irá sempre se manter em 60 Hz. Por outro lado, na ocorrência de uma falha na rede, pequenas perturbações de frequência geradas pelo SMS no PAC₁ serão realimentadas positivamente, levando a frequência nominal para um valor acima do limite máximo estabelecido. Desta forma, o método SMS utiliza a realimentação positiva de fase na tensão para deslocar a frequência a tal ponto que as proteções possam atuar.

Considerando a Figura D.1, o ângulo de fase obtido na saída do algoritmo SMS (θ_{SMS}) é calculado por:

$$\theta_{SMS} = \theta_{max} \text{sen} \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_{pll} - f_n}{f_{max} - f_n} \right) \quad (D.1)$$

onde f_{pll} é a frequência detectada pelo PLL e f_n é a frequência nominal da rede. Já θ_{max} é o ângulo de fase de perturbação máximo e f_{max} é a frequência máxima, sendo estes valores limites especificados no algoritmo. Nestes ensaios, foi considerado $f_{max} = 62$ Hz e $\theta_{max} = 8^\circ$.

Os ensaios de ilhamento do sistema PV-UPQC foram realizados considerando uma carga RLC conectada em cada uma das fase da rede elétrica, conforme mostra a Figura D.2.

Figura D.2 – Diagrama em blocos do sistema implementado para realizações dos ensaios de ilhamento.

Fonte: Próprio autor.

O dimensionamento deste circuito RLC foi realizado levando em conta as seguintes equações (Brito, 2013):

$$R = \frac{V_s^2}{P_s} \quad (D.2)$$

$$L = \frac{V_s^2}{2\pi f_n Q_f P_s} \quad (D.3)$$

$$C = \frac{Q_f P_s}{2\pi f_n V_s^2} \quad (\text{D.4})$$

onde V_s é o valor eficaz da tensão da rede; P_s é a potência ativa na rede; e Q_f é o fator de qualidade (Sampaio, 2013).

A carga 3 está conectada ao UPQC, sendo $P_L = 2430 \text{ W}$. Portanto, considerando a potência total do arranjo PV de $P_{pv} = 4900 \text{ W}$, têm-se $P_{sa} = P_{sb} = P_{sc} = 823 \text{ W}$. Sendo $f_n = 60 \text{ Hz}$, $V_s = 127,27 \text{ V}$ e $Q_f = 2$, obtêm-se $R = 19,7 \text{ } \Omega$, $L = 26,10 \text{ mH}$ e $C = 269,55 \text{ } \mu\text{F}$.

APÊNDICE E – METODOLOGIA PARA PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste trabalho é adotada a metodologia de projeto de controladores PI apresentada em (Angelico et al., 2014; Campanhol, 2012), a qual utiliza como parâmetros de projeto a margem de fase e frequência de cruzamento do sistema compensado.

Essa metodologia de projeto é dividida em três etapas (Campanhol, 2012), sendo estas:

- Etapa 1 – Obtenção do ângulo de fase desejado para a frequência de cruzamento especificada, utilizando a função de transferência da planta;
- Etapa 2 – Inclusão de um compensador de fase em série com a planta, de modo a ajustar o ângulo de fase do sistema compensado, em malha aberta, de acordo com a margem de fase desejada;
- Etapa 3 – Inclusão de um ganho em série com o sistema compensado, de modo a fazer com que o módulo do sistema compensado em malha aberta cruze 0dB na frequência de cruzamento especificada.

Inicialmente, considera-se a FT de uma determinada planta (G_p) dada por:

$$G_p(s) = \frac{K}{Ls + R} \quad (\text{E.1})$$

O ângulo de fase desta planta (φ_p), em uma dada frequência de cruzamento ω_c , pode ser obtido por:

$$\varphi_p = \angle G_p(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (\text{E.2})$$

Substituindo s por $j\omega_c$, a equação (E.1) pode ser reescrita como:

$$G_p(j\omega_c) = \frac{K}{Lj\omega_c + R} \quad (\text{E.3})$$

Multiplicando ambos os termos de (E.3) por $R - Lj\omega_c$ e através de algumas manipulações matemáticas, obtêm-se:

$$G_p(j\omega_c) = \left(\frac{KR}{R^2 + (L\omega_c)^2} \right) - j \left(\frac{KL\omega_c}{R^2 + (L\omega_c)^2} \right) \quad (E.4)$$

A Figura E.1 mostra o plano complexo referente à equação (E.4).

Figura E.1 – Plano complexo com as coordenadas de G_p .

Fonte: Campanhol, 2012.

A partir deste plano de coordenadas, é possível escrever a seguinte expressão:

$$\operatorname{tg}(\varphi_p) = \left(\frac{-KL\omega_c}{R^2 + (L\omega_c)^2} \right) \left(\frac{R^2 + (L\omega_c)^2}{KR} \right) \quad (E.5)$$

Manipulando (E.5) obtém-se (E.6), sendo esta a equação para o cálculo do ângulo de fase da planta (φ_p) na frequência de cruzamento especificada (ω_c).

$$\varphi_p = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{-L\omega_c}{R} \right) \quad (E.6)$$

Obtido φ_p , é inserido um compensador de fase em série com a planta para que o sistema compensado apresente, em malha aberta, ângulo de fase em ω_c de acordo com a margem de fase desejada (MF_d). Portanto, considera-se a FT escrita na equação (E.7):

$$C(s) = \left(\frac{Ts + 1}{s} \right) \quad (E.7)$$

Substituindo s por $j\omega_c$ e através de algumas manipulações matemáticas, obtêm-se

$$C(j\omega_c) = T - \frac{j}{\omega_c} \quad (\text{E.8})$$

A Figura E.2 mostra o plano complexo referente à equação (E.8).

Figura E.2 – Plano complexo com as coordenadas de C .

Fonte: Campanhol, 2012.

A partir da Figura E.2 é possível determinar a constante T , conforme equação (E.9);

$$T = \frac{-1}{\operatorname{tg}(\varphi_C)\omega_c} \quad (\text{E.9})$$

onde $\varphi_C = MF_d - (\varphi_p + 180^\circ)$ representa a compensação angular a ser imposta pelo controlador.

Aplicando a constante T na equação (E.7) e inserindo esta em série com G_p , obtêm-se a FT em malha aberta do sistema compensado (G_{MAC}), conforme mostra a equação (E.10).

$$G_{MAC}(s) = \left(\frac{Ts + 1}{s}\right) \left(\frac{K}{Ls + R}\right) \quad (\text{E.10})$$

Para garantir a margem de fase desejada MF_d , deve-se encontrar o valor do ganho a ser aplicado no sistema compensado de modo que a curva de magnitude cruze a linha 0dB na frequência ω_c . Para isso, substitui-se s por $j\omega_c$ em (E.10) e, através de algumas manipulações matemáticas, obtêm-se:

$$G_{MAC}(j\omega_c) = \left(\frac{KTR\omega_c^2 - KL\omega_c^2}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2}\right) + \left(\frac{-KTLj\omega_c^3 - KRj\omega_c}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2}\right) \quad (\text{E.11})$$

onde o módulo desta função é obtido por:

$$|G_{MAC}(j\omega_c)| = \sqrt{\left(\frac{KTR\omega_c^2 - KL\omega_c^2}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2}\right)^2 + \left(\frac{-KTL\omega_c^3 - KR\omega_c}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2}\right)^2} \quad (E.12)$$

O valor do módulo de G_{MAC} , em dB , pode ser calculado por (E.13):

$$|G_{MAC}|_{dB} = 20 \log_{10}(|G_{MAC}|) \quad (E.13)$$

A partir disso, obtêm-se o valor do ganho K_c a ser aplicado no sistema, conforme (E.14):

$$K_c = 10^{\left(\frac{K_{c,dB}}{20}\right)} = \frac{1}{|G_{MAC}|} \quad (E.14)$$

Portanto, a FT em malha aberta do controlador em série com a planta é escrita por:

$$G_{MAPI}(s) = K_c \left(\frac{Ts + 1}{s}\right) \left(\frac{K}{Ls + R}\right) \quad (E.15)$$

Assim, a FT do controlador PI (G_{PI}) é dada por:

$$G_{PI}(s) = \left(\frac{K_c Ts + K_c}{s}\right) = \left(\frac{KPs + KI}{s}\right) \quad (E.16)$$

ANEXO A – FOTOS DO ARRANJO PV

Fotos do arranjo PV instalado no telhado do laboratório.