

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA  
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

GUILHERME MASQUETTI PELZ

**SISTEMA FOTOVOLTAICO UTILIZANDO UM CONVERSOR  
MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM CONDICIONAMENTO ATIVO DE  
ENERGIA PARA APLICAÇÕES EM REDES MONOFÁSICAS RURAIS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO  
2016

GUILHERME MASQUETTI PELZ

**SISTEMA FOTOVOLTAICO UTILIZANDO UM CONVERSOR  
MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM CONDICIONAMENTO ATIVO DE  
ENERGIA PARA APLICAÇÕES EM REDES MONOFÁSICAS RURAIS**

Trabalho de Conclusão de Curso do Curso de  
Engenharia de Controle e Automação da  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná.  
Área de concentração: Engenharia de Controle e  
Automação

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da  
Silva

CORNÉLIO PROCÓPIO

2016



**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
**Campus Cornélio Procópio**  
**Departamento de Engenharia Elétrica**  
**Curso de Engenharia de Controle e Automação**



## **FOLHA DE APROVAÇÃO**

**Guilherme Masquetti Pelz**

**Sistema fotovoltaico utilizando um conversor monofásico-trifásico com condicionamento ativo de energia para aplicações em redes monofásicas rurais**

Trabalho de conclusão de curso apresentado às hs do dia como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação no programa de Graduação em Engenharia de Controle e Automação da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

---

Prof(a). Dr(a). Sergio Augusto Oliveira da Silva - Presidente (Orientador)

---

Prof(a). Dr(a). Leonardo Poltronieri Sampaio - (Membro)

---

Prof(a). Dr(a). Alessandro do Nascimento Vargas - (Membro)

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Princípio de funcionamento de um FAPP. Fonte: CAMPANHOL, 2012.....	21
Figura 2 - Diagrama simplificado de um sistema UPQC operando no modo de compensação tradicional. Fonte: MODESTO, 2015 .....	22
Figura 3 - Diagrama simplificado de um sistema UPQC operando no modo de compensação dual. Fonte: Adaptado de MODESTO, 2015 .....	23
Figura 4 - Sistema Fotovoltaico acoplado a um inversor monofásico trifásico. Fonte: Autoria Própria .....	26
Figura 5 - Circuito elétrico do inversor série. Fonte: Autoria Própria .....	27
Figura 6 - Circuito equivalente do conversor série. Fonte: Autoria Própria .....	28
Figura 7 - Conversor paralelo. Fonte: Autoria Própria.....	30
Figura 8 - Circuito Equivalente de um painel fotovoltaico. Fonte: DE BRITO et al, 2013 .....	36
Figura 9 - Curva característica I-V para diferentes níveis de irradiância e temperatura. Fonte: TAKAMI et al, 2014. ....	37
Figura 10 - Curva característica P-V para diferentes níveis de irradiância e de temperatura. Fonte: TAKAMI et al, 2014. ....	37
Figura 11 - Algoritmo SRF para geração de referência para o controlador do inversor série. Fonte: Adaptado de Negrão, 2015.....	40
Figura 12 - Sistema no espaço de estados em malha aberta. Fonte: Adaptado de OGATA, 2010 .....	43
Figura 13 - Sistema seguidor de referência por realimentação de estados em malha fechada. Fonte: Adaptado de OGATA, 2010.....	44
Figura 14 - Sistema de controle com controladores ressonantes em malha fechada. Fonte: Autoria Própria. ....	48
Figura 15 - Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor série. Fonte: Autoria Própria. ....	49
Figura 16 - Diagrama de controle do conversor paralelo. Fonte: Autoria Própria.....	50
Figura 17 - Resposta em frequência do sistema de controle do inversor série em malha fechada. Fonte: Autoria Própria.....	52
Figura 18 - Resposta em frequência do sistema de controle do inversor paralelo em malha fechada. Fonte: Autoria Própria.....	54
Figura 19 - Diagrama de Bode de $T_{is} + 1sGV_{cc}$ . Fonte: Autoria Própria .....	56
Figura 20 - Corrente e espectro harmônico da corrente drenada pela carga 1. Fonte: Autoria Própria .....	59
Figura 21 - Corrente e espectro harmônico da corrente drenada pela carga 2. Fonte: Autoria Própria. ....	60
Figura 22 - Tensão da rede elétrica $V_s$ , Tensão sobre o transformador $V_{trans}$ , Tensão de saída na fase "a" $V_{La}$ . Fonte: Autoria Própria. ....	61

Figura 23 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$ e $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ , $i_{Lb}$ e $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ , $V_{Lb}$ e $V_{Lc}$ ). Fonte: Autoria Própria .....	61
Figura 24 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase "a" ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase "a" ( $i_{La}$ ). Fonte: Autoria Própria.....	62
Figura 25 - Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), tensão sobre cada um dos capacitores do barramento CC ( $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$ ). Fonte: Autoria Própria .....	63
Figura 26 - Espectros harmônicos das tensões fornecidas às cargas ( $V_{La}$ , $V_{Lb}$ e $V_{Lc}$ ) e da corrente da rede $i_s$ . Fonte: Autoria Própria .....	63
Figura 27 - Tensão da rede elétrica $V_s$ , Tensão sobre o transformador $V_{trans}$ , Tensão de saída na fase "a" $V_{La}$ . Fonte: Autoria própria.....	65
Figura 28 - Espectro harmônico da tensão da rede elétrica ( $V_s$ ) e da tensão sobre o transformador ( $V_{transf}$ ). Fonte: Autoria própria. ....	65
Figura 29 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$ e $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ , $i_{Lb}$ e $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ , $V_{Lb}$ e $V_{Lc}$ ). Fonte: Autoria Própria .....	66
Figura 30 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase "a" ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase "a" ( $i_{La}$ ). Fonte: Autoria Própria.....	66
Figura 31 – Tensão de entrada ( $V_s$ ), Tensão de saída fase “a” ( $V_{La}$ ), Tensão sobre o transformador ( $V_{transf}$ ). Afundamento de tensão da rede de 4 a 4,2 segundos. Elevação da tensão da rede de 4,3 a 4,5 segundos. Fonte: Autoria Própria.....	67
Figura 32 - Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), tensão sobre cada um dos capacitores do barramento CC ( $V_{cc1}$ e $V_{cc2}$ ). Fonte: Autoria Própria .....	68
Figura 33 - Espectros harmônicos das tensões fornecidas às cargas ( $V_{La}$ , $V_{Lb}$ e $V_{Lc}$ ) e da corrente da rede $i_s$ . Fonte: Autoria Própria .....	68
Figura 34 - Tensão da rede elétrica $V_s$ , Tensão sobre o transformador $V_{trans}$ , Tensão de saída na fase "a" $V_{La}$ . Fonte: Autoria própria.....	69
Figura 35 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$ e $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ , $i_{Lb}$ e $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ , $V_{Lb}$ e $V_{Lc}$ ). Fonte: Autoria Própria .....	70
Figura 36 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase "a" ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase "a" ( $i_{La}$ ). Fonte: Autoria Própria.....	71
Figura 37 – Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), Tensão e corrente da rede elétrica ( $V_s$ ) e ( $i_s$ ). Conexão do arranjo fotovoltaico em 1,5 segundos. Fonte: Autoria própria.....	71
Figura 38 – Espectro harmônico da corrente da rede $i_s$ . Fonte: Autoria Própria.....	72
Figura 39 - Tensão da rede elétrica $V_s$ , Tensão sobre o transformador $V_{trans}$ , Tensão de saída na fase "a" $V_{La}$ . Fonte: Autoria própria.....	73
Figura 40 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$ e $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ , $i_{Lb}$ e $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ , $V_{Lb}$ e $V_{Lc}$ ). Fonte: Autoria Própria .....	73
Figura 41 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase "a" ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase "a" ( $i_{La}$ ). Fonte: Autoria Própria.....	74
Figura 42 – Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), Tensão e corrente da rede elétrica ( $V_s$ ) e ( $i_s$ ). Conexão do arranjo fotovoltaico em 1,5 segundos. Fonte: Autoria própria.....	74

Figura 43 - Espectros harmônicos das tensões fornecidas às cargas ( $V_{La}$ , $V_{Lb}$ e $V_{Lc}$ ) e da corrente da rede $i_s$ . Fonte: Autoria Própria .....	75
Figura 44 - pPLL monofásico baseado na teoria de potência ativa instantânea fictícia trifásica ( $\alpha\beta$ -pPLL). Fonte: SILVA et al, 2008 .....	83
Figura 45 - Filtro adaptativo (AF) acoplado ao $\alpha\beta$ -pPLL, formando o AF- $\alpha\beta$ -pPLL. Fonte: BACON et al, 2014 .....	84
Figura 46 - Sinal de $dPdV$ na curva $V_{xP}$ do arranjo fotovoltaico. Fonte: Adaptado de Jazayeri et al, 2014. ....	86
Figura 47 - Fluxograma do algoritmo do MPPT P&O. Fonte: Adaptado de Jazayeri et al, 2014. ....	87

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.....	18
Tabela 2 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão .....	18
Tabela 3 - Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração.....	19
Tabela 4 - Valores de referência da norma IEEE 1547 .....	24
Tabela 5 - Valores de referência presentes na norma IEC 61727. ....	25
Tabela 6 - Elementos passivos de filtragem e parâmetros de projeto do inversor série.....	51
Tabela 7 - Elementos passivos de filtragem e parâmetros de projeto do inversor paralelo. ....	53
Tabela 8 – Especificações para Projeto dos Controladores PI de Corrente.....	55
Tabela 9 - Parâmetros do Controlador PID de desbalanceamento de tensão no barramento CC .....	57
Tabela 10 - Parâmetros e especificações utilizados na simulação.....	58
Tabela 11 - Elementos da carga 1.....	59
Tabela 12 - Elementos da carga 2.....	60
Tabela 13 - Valores utilizados no AF- $\alpha\beta$ -pPLL. ....	85

## RESUMO

PELZ, Guilherme Masquetti. Sistema fotovoltaico utilizando um conversor monofásico-trifásico com condicionamento ativo de energia para aplicações em redes monofásicas rurais. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso. Engenharia de Controle e Automação. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2016.

Este trabalho propõe um sistema fotovoltaico acoplado a um conversor de energia de entrada monofásica e saída trifásica, com condicionamento de energia série e paralelo, chamado de PV-UPQC-Mono-Tri. Este sistema é capaz de injetar a energia drenada do painel fotovoltaico na rede elétrica, condicionar a energia drenada da rede para alimentar as cargas e fornecer tensões trifásicas (com neutro) às cargas, minimizando diversos problemas de qualidade de energia tanto para as cargas quanto para a rede, como: afundamentos e elevações de tensão, harmônicos na tensão e na corrente, entre outros. O sistema de potência é composto por quatro inversores *half-bridge*. O barramento CC é do tipo *Split-Capacitor*, com o neutro da rede elétrica ligado ao ponto central dos capacitores. Um dos inversores implementa o inversor série, composto por um filtro indutivo e um transformador de acoplamento à rede elétrica. Outros três inversores implementam o inversor paralelo trifásico. Cada um deles conta com um filtro LC de saída. O sistema fotovoltaico é ligado diretamente ao barramento CC do sistema UPQC. Com o intuito de maximizar o aproveitamento da energia disponibilizada pelo arranjo fotovoltaico, é implementado o método de MPPT Perturba e Observa (P&O). A UPQC opera no modo de compensação dual, onde os inversores série e paralelo são configurados para operar como fontes de corrente e de tensão senoidais, respectivamente. Para a geração da corrente senoidal de referência para o inversor série, é utilizado um algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrono (SRF), o qual recebe informações do ângulo de fase da rede elétrica, obtido por um algoritmo PLL, das correntes drenadas pelas cargas, da corrente de compensação de tensão no barramento CC e da estimação de corrente vinda do painel fotovoltaico a ser injetada na rede, chamado de algoritmo de *feedforward*. Para a geração das tensões de referência para os inversores paralelos, são utilizados apenas o valor de pico e o ângulo de fase da rede elétrica. Para controlar os sistemas envolvidos, foi desenvolvido uma estratégia de controle com controladores ressonantes no espaço de estados. Os ganhos de realimentação de estados foram calculados através do método LQR (*Linear-Quadratic Regulator*). Por fim, o desempenho do sistema é avaliado por meio de simulações computacionais, permitindo validar o estudo realizado.

**Palavras-Chave:** Sistema Fotovoltaico conectado à rede elétrica; Condicionador Unificado de Qualidade de Energia; Modo de compensação Dual; Controlador Ressonante no Espaço de Estados.

## ABSTRACT

PELZ, Guilherme Masquetti. Photovoltaic System Employing a Single-Phase to Three-Phase UPQC Topology applied to Rural Single-Phase Utilities. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso. Engenharia de Controle e Automação. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2016.

This work proposes a photovoltaic system connected to an inverter with single-phase input and three-phase output, with universal filtering capabilities. This system is able to inject the energy extracted from the photovoltaic system on the electrical grid, to condition the energy drained of the grid to provide the loads and to supply the three-phase four-wire or three-phase four-wire loads. In addition, current injected/drawn of the grid are sinusoidal and with low power factor, voltage harmonic suppression and voltage sag/swell compensation are achieved, such that the three-phase output voltages are balanced, regulated and sinusoidal with low harmonic contents. The power system is composed by four half-bridge PWM inverters. The topology of the single-phase to three-phase UPQC is composed of four half-bridge PWM converters coupled to a common DC-link. In this topology, one of the half-bridge converters is used to implement the series inverter, which operates as a sinusoidal current source synchronized with the utility voltage. The other three half-bridge converters are connected in parallel to the load. The PV array is connected directly to the DC-link. To maximize the energy drained from the photovoltaic panel is implemented the Observe and Perturb (P&O) MPPT. To the generation of the single-phase reference current is used a SRF algorithm, which receives information from: loads currents, a PLL system, DC-link voltage compensation current, and feedforward current. To the generation of the three-phase reference voltage is used the peak value and the PLL system. To control the systems, a control strategy based in resonant controllers in the state space was developed. The state-feedback gains were obtained by the LQR (Linear-Quadratic Regulator) method. Simulation results are presented to evaluate the performance of the system.

**Keywords:** Photovoltaic System; Unified Power Quality Conditioner; Compensation Mode Dual; Resonant Controllers in the State Space.

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	11
1.1	PROBLEMA A SER PESQUISADO .....	12
1.2	JUSTIFICATIVA .....	13
1.3	OBJETIVOS .....	14
1.3.1	Objetivo Geral.....	14
1.3.2	Objetivos Específicos .....	14
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	14
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	16
2.1	QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA .....	16
2.1.1	Tensão em Regime Permanente.....	17
2.1.2	Fator de Potência .....	17
2.1.3	Harmônicos .....	17
2.1.4	Flutuação de Tensão .....	19
2.1.5	Variação de Tensão de Curta Duração.....	19
2.1.6	Variação de Frequência .....	20
2.2	ESTRATÉGIAS DE FILTRAGEM DE CORRENTES HARMÔNICAS .....	20
2.3	CONDICIONADORES UNIFICADOS DE QUALIDADE DE ENERGIA (UPQC) .....	21
2.3.1	Estratégia de Compensação Dual .....	22
2.4	CONEXÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA .....	24
2.4.1	Norma IEEE 1547 .....	24
2.4.2	Norma IEC 61727 .....	24
2.5	CONCLUSÕES PARCIAIS .....	25
3	SISTEMA FOTOVOLTAICO E INVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM CONDICIONAMENTO ATIVO DE ENERGIA SÉRIE E PARALELO .....	26
3.1	INVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO.....	26
3.2	MODELAGEM MATEMÁTICA DOS INVERSORES .....	27
3.2.1	Modelagem Matemática do Inversor Série .....	27
3.2.2	Modelagem Matemática do Inversor Paralelo .....	30
3.2.3	Modelo Matemático da Dinâmica da Tensão sobre o Barramento CC .....	33
3.3	SISTEMA FOTOVOLTAICO .....	36
3.4	CONCLUSÕES PARCIAIS .....	38
4	SISTEMAS DE CONTROLE.....	39
4.1	ALGORITMOS DE GERAÇÃO DE REFERÊNCIA PARA OS CONTROLADORES DOS INVERSORES .....	39

4.1.1	Algoritmo de Geração de Referência para o Inversor Série .....	39
4.2	ALGORITMO DE GERAÇÃO DE REFERÊNCIA PARA O INVERSOR PARALELO .....	42
4.3	PROJETO DOS CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS....	42
4.3.1	Controlador Ressonante por Realimentação de Estados.....	45
4.4	DIAGRAMAS DE BLOCOS DOS SISTEMAS DE CONTROLE.....	49
4.4.1	Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do Inversor Série.....	49
4.4.2	Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do Inversor Paralelo .....	49
4.5	PROJETO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES .....	50
4.5.1	Projeto dos Ganhos de Controle do Inversor Série.....	51
4.5.2	Projeto dos Ganhos de Controle do Inversor Paralelo .....	53
4.5.3	Projeto dos Ganhos do Controlador Proporcional Integral (PI) da Tensão no Barramento CC.....	54
4.5.4	Cálculo dos Ganhos do Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) do Desbalanceamento de Tensão no entre os Capacitores do Barramento CC.....	57
4.6	CONCLUSÕES PARCIAIS .....	57
5	RESULTADOS .....	58
5.1	CARGAS UTILIZADAS .....	59
5.2	MODO DE OPERAÇÃO 1 .....	60
5.3	MODO DE OPERAÇÃO 2 .....	64
5.4	MODO DE OPERAÇÃO 3 .....	69
5.5	MODO DE OPERAÇÃO 4.....	72
5.6	CONCLUSÕES PARCIAIS .....	75
6	CONCLUSÕES.....	77
7	REFERÊNCIAS .....	79

# 1 INTRODUÇÃO

Os problemas de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) abrangem diversas anomalias nas tensões de uma rede elétrica, como variações de frequência, aumentos ou diminuições na amplitude da onda, interrupções, circulação de harmônicos, entre outros.

Com o avanço tecnológico dos dispositivos semicondutores, a gama de produtos elétricos e eletrônicos que os utilizam vem aumentando. Estes produtos representam cargas que consomem corrente com característica não-linear, mesmo quando alimentados com tensão alternada puramente senoidal. O uso crescente de cargas não-lineares em ambientes residenciais, industriais e comerciais vem contribuindo para uma forte degradação da QEE. Isto ocorre em função da interação das correntes harmônicas com a impedância da linha, ocasionando distorção nas tensões no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) do sistema elétrico de potência (DUGAN et al., 2002). Além disso, cargas não-lineares aliadas a cargas lineares indutivas ou capacitivas são responsáveis pela diminuição do fator de potência do sistema elétrico, o que resulta em aquecimento e diminuição da vida útil de condutores elétricos e transformadores.

A alternativa mais comum para a mitigação da circulação de correntes harmônicas e do baixo fator de potência são os Filtros Passivos de Potência (FPP), formados por elementos armazenadores de energia, tais como indutores e capacitores (DAS *et al.*, 2003). Um dos tipos mais utilizados de filtros passivos são filtros compostos de indutores e capacitores, sintonizados nas frequências dos harmônicos que se deseja eliminar. Paralelamente, seus capacitores são utilizados para corrigir o fator de potência. Porém, FPPs são pesados e volumosos, causam transitórios indesejados quando ligados e desligados do sistema, e principalmente, podem sofrer problemas de ressonância série e/ou paralela com a impedância da rede (SILVA, 2001).

No contexto da eletrônica de potência, diversos estudos vêm sendo feitos com o objetivo de minimizar ou até mesmo resolver os problemas de QEE, principalmente utilizando conversores estáticos (MODESTO, 2015). Uma das principais aplicações dos conversores estáticos é a sua utilização como Filtros Ativos de Potência (FAP), que atuam suprindo correntes ou tensões harmônicas e/ou compensando a energia reativa consumida pelas cargas. Normalmente os FAPs dividem-se em Filtros Ativos de Potência Série (FAPS) que atuam mitigando problemas de harmônicos das tensões da rede, e os Filtros Ativos de Potência Paralelo (FAPP) que atuam evitando que correntes harmônicas e reativas geradas por cargas não lineares circulem pela rede (CAMPANHOL, 2012).

Unindo as características dos Filtros Ativos de Potência Série e Paralelo, cria-se o conceito do Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (UPQC – *Unified Power Quality Conditioner*). Desta forma, a corrente drenada da rede será senoidal e com fator de potência unitário, assim como as tensões fornecidas às cargas serão senoidais, equilibradas e reguladas.

A proposta deste trabalho tem foco em áreas rurais brasileiras, onde é comum encontrar redes elétricas monofásicas, em função do baixo fluxo de energia que estes consumidores demandam, bem como pelo menor custo agregado na implementação das redes monofásicas quando comparada com redes trifásicas. Porém, algumas aplicações rurais utilizam cargas trifásicas, principalmente quando se necessita acionar motores de indução trifásicos. Neste caso, comumente, uma conversão CA-CC-CA precisa ser realizada. O estágio CA-CC é normalmente realizado por meio de um retificador monofásico, enquanto a conversão CC-CA é feita por um inversor trifásico. Neste caso, a eficiência no processo de conversão de energia acaba sendo reduzida. Para resolver este problema, diversas topologias de conversores monofásicos-trifásicos têm sido propostas na literatura. (SANTOS *et al*, 2012; NEGRÃO, 2015; BELLAR *et al*, 2004; ENJETI *et al*, 1993; WU *et al*, 2011). Em (NEGRÃO *et al*, 2015) além da conversão monofásica trifásica o sistema opera como UPQC. Neste trabalho, como principal contribuição, é conectado ao barramento CC do conversor um arranjo fotovoltaico. Sendo assim, além da função de UPQC o sistema em estudo também tem também a função de injetar energia ativa na rede elétrica.

## 1.1 PROBLEMA A SER PESQUISADO

No Brasil, um país de dimensões continentais, é comum encontrar unidades consumidoras distantes das linhas de transmissão da rede elétrica. Estes consumidores rurais dependem da energia elétrica para o consumo doméstico e para atividades produtivas. O programa de eletrificação rural do governo federal “LUZ PARA TODOS”, no Manual de Operacionalização para o Período de 2015 a 2018, indica que devem ser utilizados sistemas elétricos monofásicos Multiaterrados, bifásicos sem Neutro ou Monofilares por Retorno por Terra – MRT quando a extensão das instalações é superior a 60% do comprimento total da Rede Primária (BRASIL, 2015). Esta escolha se dá pelo menor custo de implementação de uma rede elétrica monofásica quando comparada com uma rede trifásica. Além disso, a demanda de energia destes consumidores é baixa, o que não justifica a implantação de três fases.

Este trabalho considera o problema de um produtor rural atendido por uma rede elétrica monofásica. Diversos dispositivos utilizados por estes consumidores no campo de trabalho, como motores de indução, são em sua grande maioria trifásicos. Desta forma, o atendimento pela rede monofásica limita o portfólio de equipamentos utilizáveis.

Paralelamente, a geração de energia oriunda de fontes renováveis vem sendo abundantemente utilizadas nos últimos anos devido ao aumento da demanda de energia elétrica global e a eminente preocupação com a preservação do meio ambiente (BRITO *et al*, 2012).

Além disso, é importante que a matriz energética brasileira seja cada vez mais diversificada e dependa menos das usinas hidroelétricas, tornando o país menos dependente da sazonalidade dos períodos chuvosos e não chuvosos, o que impacta a operação do sistema elétrico e o custo das tarifas (OLIVEIRA, 2016). A energia solar destaca-se pela sua grande disponibilidade. Porém, como a conversão de energia solar para energia elétrica gera corrente contínua, um estágio de conversão CC-CA torna-se necessário para a utilização desta energia em equipamentos ligados à rede elétrica

## 1.2 JUSTIFICATIVA

Considerando os consumidores rurais brasileiros atendidos por redes elétricas monofásicas e o fato de suas necessidades não serem completamente atendidas, justifica-se a aplicação de um conversor monofásico-trifásico. Além disso, a funcionalidade do referido conversor torna-se ainda mais atrativa se este for capaz de drenar da rede elétrica corrente senoidal e com fator de potência unitário, bem como fornecer tensões trifásicas senoidais, equilibradas e reguladas às cargas.

Sabe-se também que a maioria dos consumidores rurais brasileiros realizam suas atividades de maior consumo de energia durante o dia, instante em que há grande disponibilidade de energia solar. Desta forma, a utilização de um sistema fotovoltaico torna-se interessante, diminuindo a energia drenada da rede da distribuidora e, conseqüentemente, os custos da energia para o consumidor. Além disso, representa uma forma de geração de energia limpa, renovável e independente da energia gerada por usinas hidroelétricas, contribuindo para a diversificação da matriz energética. Neste caso, o sistema proposto neste estudo deve ser também capaz de fornecer energia ativa à rede elétrica, reduzindo o custo das tarifas mensais de energia.

Além disso, não foi encontrado na literatura nenhum trabalho explorando um sistema fotovoltaico acoplado a um condicionador unificado de qualidade de energia monofásico-

trifásico. Desta forma, este trabalho justifica-se não somente por sua aplicação prática, mas também por sua aplicação acadêmica, na qual deseja-se estudar o funcionamento da topologia de UPQC operando em conjunto com um sistema fotovoltaico.

### 1.3 OBJETIVOS

Esta subseção tem o intuito de mostrar os objetivos gerais e os objetivos específicos deste trabalho.

#### 1.3.1 Objetivo Geral

Estudar e implementar um sistema fotovoltaico acoplado a um inversor monofásico-trifásico com condicionamento ativo de energia voltado para aplicações rurais. O mesmo deve ser capaz de consumir corrente senoidal e com fator de potência unitário da rede monofásica e gerar tensões trifásicas senoidais, equilibradas e reguladas. Deve também ser capaz de injetar energia ativa na rede vinda de um arranjo fotovoltaico. Vale a pena ressaltar que o sistema é baseado no funcionamento de um sistema UPQC, sendo chamado de sistema PV-UPQC-Mono-Tri.

#### 1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudar os conceitos relacionados à QEE, bem como as normas e recomendações referentes aos harmônicos de tensão e corrente;
- Estudar as características de um sistema UPQC, com o intuito de obter base teórica para entender as características do sistema proposto;
- Estudar sistemas fotovoltaicos e os métodos de extração do ponto de máxima potência (MPPT);
- Realizar a modelagem matemática do inversor monofásico-trifásico;
- Selecionar, projetar e discretizar os controladores para as tensões dos inversores paralelos, para a corrente do inversor série, e para a tensão no barramento CC;
- Selecionar, projetar e discretizar um método de MPPT para o sistema fotovoltaico;
- Realizar simulações computacionais do sistema completo;
- A partir dos resultados obtidos na simulação computacional, analisar o desempenho dos inversores paralelos, do inversor série e analisar a influência da atuação do sistema fotovoltaico na dinâmica do inversor monofásico-trifásico.

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho de conclusão de curso é organizado de acordo com tópicos abaixo:

- O Capítulo 2 mostra os principais fundamentos teóricos utilizados para a realização do trabalho, como os conceitos relacionados à Qualidade de Energia Elétrica, as principais estratégias de filtragem de correntes harmônicas em uma rede elétrica e os conceitos relacionados aos sistemas UPQC, assim como o modo de compensação dual.
- O Capítulo 3 mostra o sistema estudado neste trabalho, assim como a modelagem matemática dos sistemas envolvidos, como: o inversor série, o inversor paralelo, a dinâmica da tensão sobre o barramento CC e o sistema fotovoltaico.
- O Capítulo 4 mostra os sistemas de controle utilizados no trabalho. Inicialmente, são mostrados os algoritmos de geração de referência para os conversores série e paralelo, os quais são diretamente conectados com o modo de compensação dual. Em seguida, é mostrado o projeto dos controladores ressonantes por realimentação de estados para os inversores série e paralelo e o projeto dos ganhos para estes controladores. São mostrados também os diagramas de blocos dos sistemas de controle. Por fim, são mostrados o projeto dos ganhos dos controladores clássicos utilizados para o controle das tensões no barramento CC.
- O Capítulo 5 mostra os resultados obtidos por meio de simulações computacionais, considerando 4 modos de operação para o sistema proposto.
- O Capítulo 6 apresenta as conclusões referentes ao trabalho, assim como as propostas de continuidade.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo fundamenta teoricamente os principais temas relacionados ao trabalho, como Qualidade de Energia Elétrica, as principais estratégias de filtragem de correntes harmônicas em uma rede elétrica e os conceitos relacionados aos sistemas UPQC, assim como o modo de compensação dual.

### 2.1 QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

A Qualidade da Energia Elétrica relaciona-se com diversos distúrbios de tensão existentes nos sistemas elétricos de potência, podendo-se citar harmônicos, afundamentos, elevações e flutuações de tensão, interrupções de curta duração, dentre outros. Nos últimos anos, pelo recente aprimoramento tecnológico de dispositivos semicondutores, a utilização de cargas não-lineares por consumidores residenciais, comerciais e industriais vem aumentando, contribuindo significativamente para a degradação da QEE. (SILVA, 2001; DUGAN *et al.*, 2002). Por outro lado, os equipamentos utilizados em residências, instalações comerciais e industriais, têm passado a exigir uma qualidade de energia elétrica cada vez maior para o seu funcionamento adequado.

Com o objetivo de diminuir a degradação da qualidade de energia elétrica, a *International Electrotechnical Commission* (IEC) apresentou uma norma que impõe aos fabricantes de equipamentos elétricos e eletrônicos um limite máximo de correntes harmônicas que os dispositivos podem drenar da rede elétrica. (IEC 1000-3-2). Há também a recomendação do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), que apresenta limites de harmônicos nas tensões e correntes dos sistemas elétricos de potência (IEEE Std 519-1992, 1992).

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) apresenta recomendações relacionadas aos distúrbios de tensão nos sistemas elétricos de potência, descritas nos Procedimentos de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (Prodist), no módulo 8. (PRODIST, 2012).

As seguintes subseções definem conceitos e parâmetros utilizados para estabelecer indicadores de qualidade de energia, conforme (SILVA, 2001; IEEE Std 519-1992, 1992; PRODIST, 2012).

### 2.1.1 Tensão em Regime Permanente

Para atender os níveis de tensão em regime permanente, são propostos limites adequados, precários e críticos, indicadores individuais e coletivos de conformidade de tensão elétrica, critérios de medição e registro, prazos para regularização e de compensação ao consumidor, considerando que as medições de tensão excedem os limites dos indicadores. A medição deve ser apropriada e ter uma metodologia padronizada para comparação com o valor de referência de contratação e os limites de regulação permitidos que são diferentes com o nível de tensão contratado (PRODIST, 2012).

### 2.1.2 Fator de Potência

O valor do fator de potência é obtido através dos valores da potência ativa (P) e potência reativa (Q), ou através dos valores da energia ativa (EA) e energia reativa (ER). Estes valores devem ser adquiridos por instrumentos de medição adequados e aprovados por órgão responsável pela conformidade metrológica. Os limites admitidos devem estar compreendidos entre 0,92 e 1 indutivo, e entre 1 e 0,92 capacitivo, considerando a tensão contratado com valor abaixo de 230kV. O fator de potência de um sistema elétrico pode ser calculado através da equação (3.1), considerando os valores de potência, ou através da equação (3.2), considerando os níveis de energia do sistema (PRODIST, 2012).

$$fp = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (3.1)$$

$$fp = \frac{EA}{\sqrt{EA^2+ER^2}} \quad (3.2)$$

### 2.1.3 Harmônicos

Harmônicos podem ser definidos como o conteúdo de um sinal, seja de tensão ou corrente senoidal, cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência fundamental do sistema. Ao decompor formas de onda distorcidas periodicamente tem-se uma soma da componente fundamental e seus harmônicos. A distorção harmônica é analisada através da taxa de distorção harmônica total da tensão (TDH) definida na equação 3.3 (PRODIST, 2012):

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100\% \quad (3.3)$$

Na qual:

- $V_h$  é a amplitude das componente harmônica de ordem  $h$  (valor eficaz);
- $V_1$  é a tensão nominal do sistema (valor eficaz);

Os valores de referência para as distorções harmônicas totais de tensão estão mostrados na Tabela 1 (IEEE Std 519-1992, 1992). Os níveis de referência para as harmônicas de tensão de cada ordem, em relação à fundamental estão mostrados na Tabela 2.

Tabela 1 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais

Tensão nominal (Ponto de Acoplamento Comum – PAC)	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) (%)
$V_n \leq 1kV$	10
$1kV < V_n \leq 13,8kV$	8
$13,8kV < V_N \leq 69kV$	6
$69kV < V_N < 230kV$	3

Tabela 2 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão

Ordem Harmônica	Distorção harmônica individual da tensão (%)				
	$V_n \leq 1kV$	$1kV < V_n \leq 13,8kV$	$13,8kV < V_N < 69kV$	$69kV < V_N < 230kV$	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

### 2.1.4 Flutuação de Tensão

Flutuação de tensão é caracterizada por uma variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz da tensão. A determinação da qualidade da tensão quanto a flutuação tem por finalidade analisar o incômodo provocado pelo efeito da cintilação luminosa em consumidores de baixa tensão, sendo verificada quanto à intensidade da oscilação luminosa e a repetitividade da mesma. Considerando a flutuação de tensão, o sistema de distribuição é classificado como adequado, precário ou crítico, de acordo com os valores de referência para as categorias.

### 2.1.5 Variação de Tensão de Curta Duração

Caracteriza-se como desvios no valor eficaz da tensão em curtos intervalos de tempo. A Tabela 3 mostra a classificação das variações de tensão de curta duração.

Tabela 3 - Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração

<b>Classificação</b>	<b>Denominação</b>	<b>Duração da variação</b>	<b>Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência</b>
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
	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1 pu
Variação Temporária de Tensão	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

Em um sistema elétrico, a tensão pode apresentar dois distúrbios relacionados com a variação no valor eficaz nominal da tensão, sendo estes: sobretensão (*swell*), caracterizado pela elevação a níveis superiores do valor eficaz da tensão; e subtensão (*sag*), caracterizado pela

redução no valor nominal da tensão. As principais causas do *swell* estão relacionadas com a desenergização de grandes cargas ou pela energização de grandes bancos de capacitores. Já as causas do *sag* estão relacionadas à energização de cargas pesadas ou à partida de grandes motores (SILVA, 2001).

#### 2.1.6 Variação de Frequência

As devidas faixas de variações de frequência são estabelecidas para sistemas de distribuição operando em regime permanente e em distúrbio transitório. O distúrbio deve ser determinado no caso em presença ou ausência no corte de geração ou de carga, para reestabelecimento do sistema. Para os sistemas de distribuição em condições normais de operação e em regime permanente, a frequência deve ser mantida entre 59,9 Hz e 60,1 Hz.

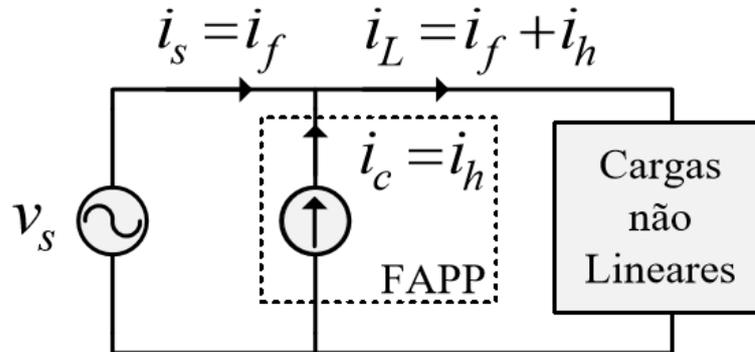
### 2.2 ESTRATÉGIAS DE FILTRAGEM DE CORRENTES HARMÔNICAS

Entre as alternativas de filtragem de correntes harmônicas, destacam-se os filtros:

- Passivos: Os Filtros Passivos de Potência (FPP) são uma alternativa bastante utilizada na indústria para a filtragem de harmônicos de corrente e para a compensação do fator de potência (DAS *et al*, 2003). O princípio de funcionamento de um filtro passivo é a utilização de um circuito formado por elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores), os quais trabalham como um filtro passa-faixa sintonizado na frequência do harmônico de corrente que se deseja eliminar, funcionando como um caminho de baixa impedância para as correntes de tal frequência. Sua principal vantagem é seu reduzido custo de implementação. Suas principais desvantagens são seu elevado peso e volume, e o aparecimento de problemas de ressonância série e paralela entre as impedâncias do filtro e do sistema elétrico (SILVA, 2001).

- Ativos: Os Filtros Ativos de Potência (FAP) podem ser conectados em série ou em paralelo com as cargas. O FAP série (FAPS) é utilizado na compensação de distúrbios de tensão da rede como harmônicos, afundamentos e elevações de tensão, dentre outros. (BHATTACHARYA *et al*, 1991; AREDES; WATANABE; 1995). O FAP paralelo (FAPP) atua como uma fonte de corrente não-senoidal, suprimindo a circulação das correntes harmônicas drenadas por cargas não-lineares. Os mesmos também podem compensar a potência reativa. Tanto a supressão dos harmônicos das correntes de carga, como a compensação da potência reativa implicam diretamente no aumento do fator de potência da rede elétrica. Porém, quando há a compensação de energia reativa, a potência a ser processada pelo FAPP aumenta,

aumentando por consequência, seu custo de implementação e as perdas em suas chaves de potência, o que pode tornar sua utilização inviável. O princípio de funcionamento de um FAPP é mostrado na Figura 1:



**Figura 1 - Princípio de funcionamento de um FAPP.**  
**Fonte: CAMPANHOL, 2012.**

Como mostrado na Figura 1, cargas não lineares drenam uma corrente formada por uma parcela de frequência fundamental ( $i_f$ ) junto de uma parcela composta por frequências harmônicas ( $i_h$ ). Em condições ideais, o FAPP assume a função de fornecer para a carga não linear toda a parcela harmônica ( $i_h$ ). Para isso, o FAPP deve injetar uma corrente de compensação ( $i_c$ ) que seja igual à parcela harmônica ( $i_h$ ). Conseqüentemente, a corrente fornecida pela rede elétrica ( $i_s$ ) passa a ser igual à parcela fundamental ( $i_f$ ). Desta maneira o FAPP atua na supressão dos harmônicos.

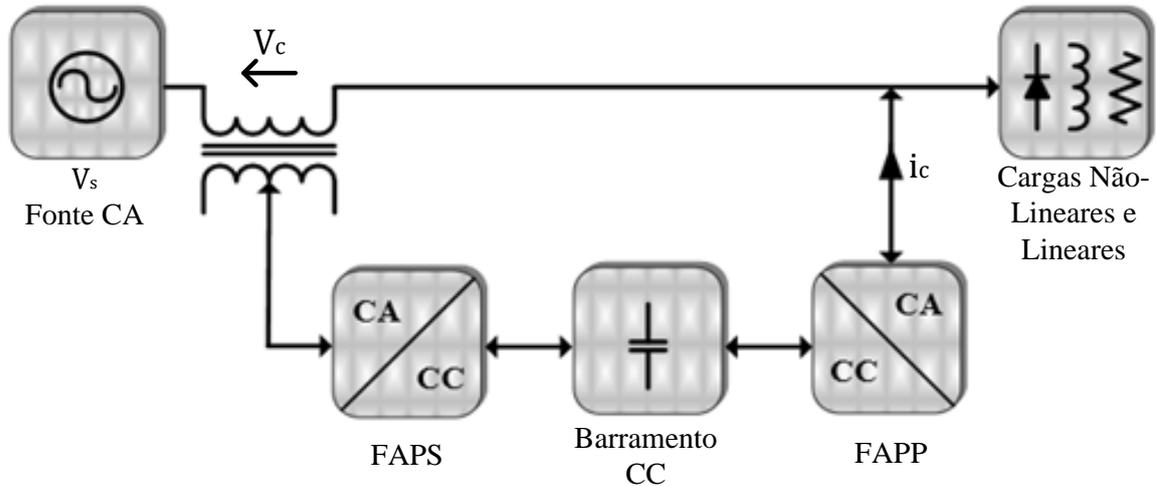
No caso da corrente fundamental ( $i_f$ ) apresentar uma parcela reativa ( $i_{fr}$ ), o FAPP também pode assumir a função de compensar tal parcela. Para isso, deve ser acrescentada à corrente de compensação ( $i_c$ ) a parcela ( $i_{fr}$ ). Neste caso, o FAPP atuará também na compensação da potência reativa da carga.

- Híbridos: Os Filtros Híbridos se caracterizam por utilizar filtros passivos operando em conjunto com filtros ativos (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005, SILVA et. al., 2010; BHATTACHARYA et al., 1991). Tais filtros são classificados por Filtros Ativos Híbridos série e paralelos.

### 2.3 CONDICIONADORES UNIFICADOS DE QUALIDADE DE ENERGIA (UPQC)

Um Condicionador de Qualidade de Energia Unificado (UPQC – *Unified Power Quality Conditioner*) reúne, em apenas uma estrutura, um filtro ativo série e um filtro ativo paralelo, os quais compartilham o mesmo barramento CC. Esta ligação é também conhecida

por ligação *back-to-back*. A Figura 2 mostra um diagrama simplificado de uma UPQC operando no modo de compensação tradicional.



**Figura 2 - Diagrama simplificado de um sistema UPQC operando no modo de compensação tradicional.**

Fonte: MODESTO, 2015

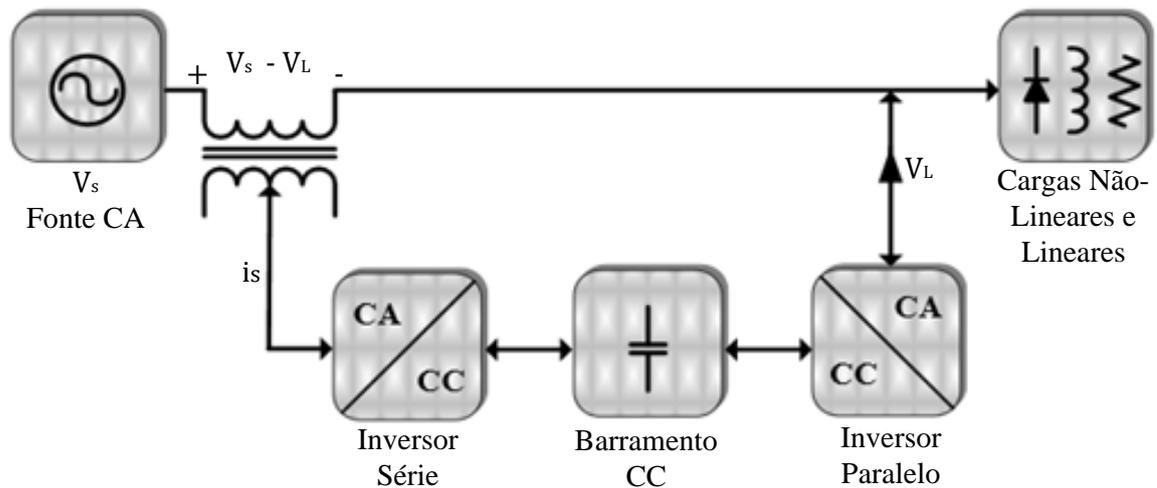
Com a UPQC operando no modo tradicional, são implementados um FAPS e um FAPP, que operam como na subseção 2.2. O FAPS é utilizado para eliminar as distorções na forma de onda da tensão, balancear e regular a tensão. Este o faz somando à tensão de alimentação a tensão de compensação  $V_c$ , que é composta por: componentes de compensação com amplitudes iguais e com fases opostas às tensões harmônicas; e a parcela fundamental responsável por manter as tensões de saída reguladas e equilibradas. Já o FAPP é utilizado para eliminar harmônicos de corrente e compensar a energia reativa consumida pelas cargas. Este o faz injetando uma corrente de compensação  $i_c$ , iguais e em fase oposta as componentes que se deseja eliminar.

No entanto, também é possível modelar e controlar os conversores de um sistema UPQC como fontes de corrente e tensão senoidais, para o FAPS e para o FAPP, respectivamente. Este modo de compensação, chamado de compensação dual, foi apresentado por (SILVA, 2001), e será comentado na subseção 2.3.1.

### 2.3.1 Estratégia de Compensação Dual

Na estratégia de controle dual, o conversor série é controlado para operar como uma fonte de corrente senoidal, tornando a corrente de entrada senoidal e em fase com a respectiva tensão da rede elétrica. No caso de um sistema trifásico, as correntes devem ser também equilibradas. Consequentemente, a impedância do conversor série se torna suficientemente

elevada para isolar as correntes harmônicas geradas pelas cargas não-lineares. Já o conversor paralelo atua como fonte de tensão senoidal, mantendo tensões senoidais, equilibradas, reguladas e em fase com a tensão da rede elétrica. Neste caso, a impedância da fonte de tensão se torna baixa o suficiente para absorver as correntes harmônicas da carga (SILVA, 2001). A Figura 3 mostra um diagrama simplificado de um sistema UPQC operando no modo de compensação dual.



**Figura 3 - Diagrama simplificado de um sistema UPQC operando no modo de compensação dual.**  
Fonte: Adaptado de MODESTO, 2015

Quando o sistema é controlado no modo dual, as correntes harmônicas das cargas fluem através do conversor paralelo, e não influenciam nas correntes drenadas da rede. Por outro lado, as tensões harmônicas e os desequilíbrios de tensão são compensados assegurando que as tensões de saída do conversor paralelo sejam controladas para seguir referências senoidais e equilibradas, de modo que as diferenças de amplitude entre as tensões de entrada e as tensões de saída apareçam entre os terminais dos transformadores série.

Desta forma, o sistema atuará com fator de potência muito próximo de um, e fornecerá tensões equilibradas, em fase e com distorção harmônica próxima de zero.

A estratégia de controle dual apresenta vantagens quando comparada à estratégia de controle convencional, tais como:

- Não é necessário utilizar nenhum algoritmo de cálculo de tensões de compensação utilizando métodos como a teoria p-q, ou métodos baseados no sistema de eixo de referência síncrona (SRF – Synchronous Reference Frame), pois a referência dos controladores do conversor paralelo serão simplesmente sinais senoidais defasados em  $120^\circ$ .

- Maior facilidade para os sistemas de controle seguirem as referências, pois as mesmas serão senoidais em abc e contínuas no referencial síncrono  $dq0$ .

## 2.4 CONEXÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA

Pelo crescente interesse e uso de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, houve a necessidade de regulamentar diversos aspectos como a Qualidade da Energia Elétrica injetada na rede, a proteção contra surtos de tensão e anti-ilhamento. Desta forma, esta subseção visa mostrar resumidamente os principais tópicos quanto às regulamentações da conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica. As normas consideradas são: a IEEE 1547, a qual normatiza a conexão de sistemas de geração distribuídas à rede elétrica, e a IEC 61727, a qual normatiza a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica.

### 2.4.1 Norma IEEE 1547

Esta norma fornece requisitos importantes para o desempenho de sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica. As exigências desta norma são aplicáveis a todas as tecnologias de geração distribuída com capacidade menor ou igual a 10MVA, interligados ao sistema elétrico em tensões de rede primária ou secundária de distribuição.

A Tabela 4 mostra os valores de referência exigidos pela norma IEEE 1547.

Tabela 4 - Valores de referência da norma IEEE 1547

	<b>IEEE 1547</b>
Máxima Injeção de Corrente Contínua (Em relação à de saída)	0,5%
Taxa de distorção harmônica máxima	5%
Tempo máximo de operação em ilha (s)	2
Tempo máximo de reconexão à rede após falha (s)	300
Faixa de frequência (Hz)	$59,3 < f < 60,5$
Tempo Máximo Fora da Faixa de Frequência (s)	0,16
Faixa de tensão – Operação Normal	$88\% \leq V < 110\%$

Quanto à operação em ilha, a norma recomenda que o sistema deixa de fornecer tensão à rede em 2 segundos ou menos. A norma IEEE 1547 não apresenta especificações quanto a fator de potência.

### 2.4.2 Norma IEC 61727

As recomendações presentes nesta norma contêm orientações sobre equipamentos e funções necessárias para garantir um funcionamento compatível de sistemas fotovoltaicos que estão conectados à rede elétrica de distribuição.

A mesma aplica-se a sistemas fotovoltaicos conectados à rede de distribuição em baixa tensão, que utilizam inversores estáticos. Este documento descreve as recomendações específicas para sistemas de potência nominal de 10 kVA ou menos, monofásicos ou trifásicos.

A Tabela 5 mostra os valores de referência exigidos pela norma IEC 61727.

Tabela 5 - Valores de referência presentes na norma IEC 61727.

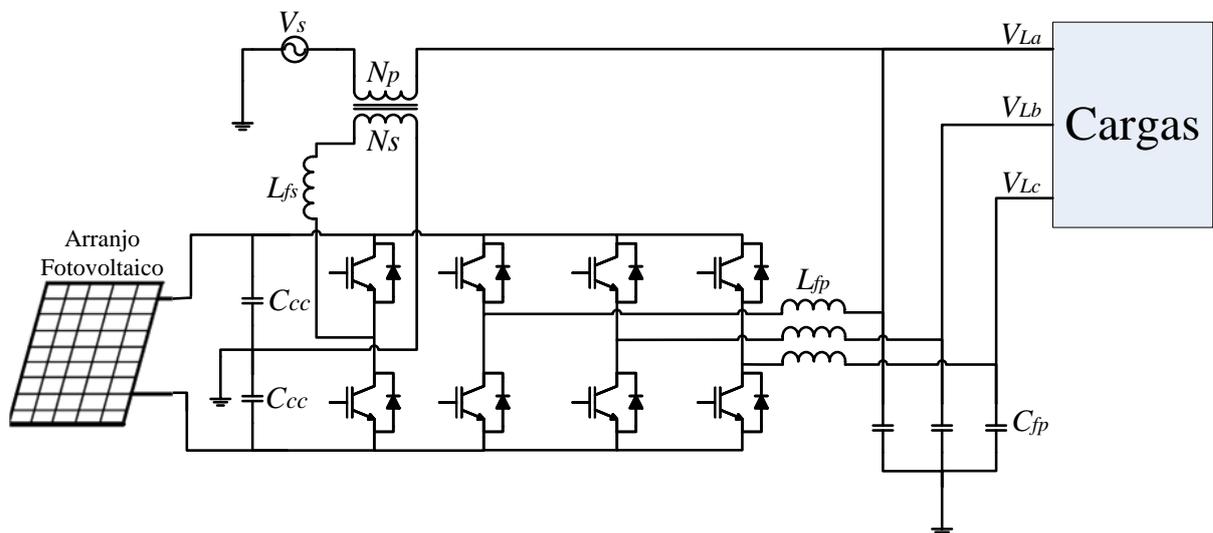
	<b>IEC 61727</b>
Máxima Injeção de Corrente Contínua (Em relação à de saída)	1%
Taxa de distorção harmônica máxima	5%
Fator de potência mínimo	90%
Tempo máximo de operação em ilha (s)	2
Tempo máximo de reconexão à rede após falha (s)	300
Faixa de frequência (Hz)	$59 < f < 61$
Tempo Máximo Fora da Faixa de Frequência (s)	0,2
Faixa de tensão – Operação Normal	$85\% \leq V < 110\%$

## 2.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo discutiu brevemente conceitos relacionados a Qualidade da Energia Elétrica, estratégias de filtragem de correntes harmônicas e Condicionadores Unificados de Qualidade de Energia (UPQC), incluindo o modo de compensação Dual. Além disso, foram discutidas as principais normas de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica.

### 3 SISTEMA FOTOVOLTAICO E INVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM CONDICIONAMENTO ATIVO DE ENERGIA SÉRIE E PARALELO

Neste capítulo são apresentados o arranjo fotovoltaico e o inversor monofásico-trifásico com condicionamento ativo de energia série e paralelo (NEGRÃO, 2015) que serão estudados neste trabalho. A Figura 4 mostra o diagrama do sistema fotovoltaico acoplado ao condicionador ativo de energia, que será chamado de PV-UPQC-Mono-Tri.



**Figura 4 - Sistema Fotovoltaico acoplado a um inversor monofásico trifásico.**  
Fonte: Autoria Própria

#### 3.1 INVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO

O inversor monofásico-trifásico estudado é mostrado na Figura 4 e é composto por quatro braços inversores *half-bridge* acoplados ao mesmo barramento CC. O barramento CC é da forma *Split-capacitor*, com dois capacitores conectados em série. Entre os dois capacitores, no ponto central, é conectado o neutro da rede elétrica. Desta forma, é possível alimentar cargas monofásicas e trifásicas a três e quatro fios.

Um dos quatro braços inversores é usado para implementar o filtro ativo série, que funciona como uma fonte de corrente senoidal em fase com a tensão da rede, garantindo que a corrente drenada da rede terá baixa distorção harmônica e alto fator de potência. Além disso, um indutor e um transformador monofásico de acoplamento conectado em série entre a rede e a carga, completam a formação do filtro ativo série.

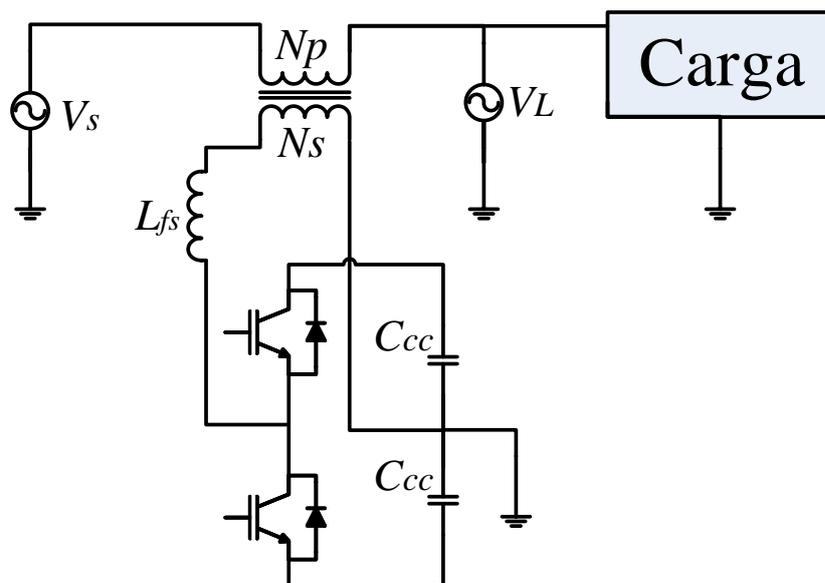
Um segundo conversor PWM, chamado de inversor trifásico *Split-Capacitor*, é utilizado para alimentar a carga com tensões senoidais, equilibradas e reguladas. Neste caso, um braço inversor controla a tensão da fase “a” para ser senoidal e em fase com a tensão da rede (fonte de tensão senoidal). Qualquer diferença entre a tensão da rede e a tensão imposta na fase “a”, inclusive diferenças geradas por tensões harmônicas, aparecerá entre os terminais do transformador do conversor série. Desta forma, os harmônicos da tensão da rede serão indiretamente compensados. Os outros dois braços inversores que correspondem às fases “b” e “c” da carga, também atuam como fontes de tensão senoidais e equilibradas, porém defasadas em  $\pm 120^\circ$  da tensão da rede. As saídas do inversor trifásico são conectadas a filtros passa-baixa LC de segunda ordem, de forma a extrair as componentes fundamentais de tensão por fase.

### 3.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DOS INVERSORES

Esta subseção destina-se à obtenção dos modelos matemáticos dos inversores série e paralelo e da dinâmica da tensão sobre os capacitores do barramento CC. Os controladores serão projetados de acordo com os modelos obtidos.

#### 3.2.1 Modelagem Matemática do Inversor Série

Seja o conversor estático de potência monofásico, chamado de inversor série, operando como fonte de corrente senoidal, conforme Figura 5. Considera-se que a tensão gerada pelo conversor paralelo é senoidal, chamada de  $V_L$ .



**Figura 5 - Circuito elétrico do inversor série.**  
**Fonte: Autoria Própria**

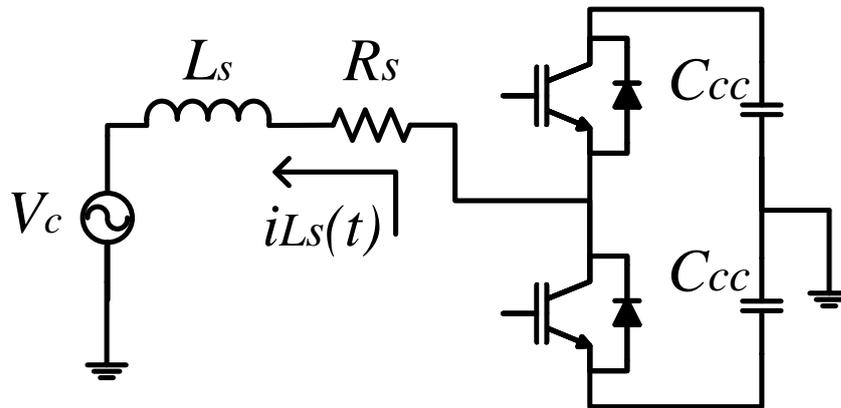
O transformador de acoplamento apresenta indutância e resistência de dispersão do primário  $L_{dp}$  e  $R_{dp}$  e indutância e resistência de dispersão do secundário  $L_{ds}$  e  $R_{ds}$  (FITZGERALD *et al*, 2006).  $L_{fs}$  representa o indutor de filtragem e  $R_{Lfs}$  a resistência do mesmo. A tensão sobre o arranjo de capacitores  $C_{cc}$ , chamada  $V_{cc}$ , é considerada constante para um período de comutação. As equações (3.1) (3.2) e (3.3) também são consideradas.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = 1 \quad (3.1)$$

$$V_{primário} = V_{secundário} \cdot n \quad (3.2)$$

$$Z_p = Z_s \cdot n^2 \quad (3.3)$$

Refletindo as impedâncias de dispersão e a queda de tensão  $V_c = V_s - V_L$  do lado secundário para o lado primário do transformador e considerando  $L_s = L_{dp} + L_{ds} + L_{fs}$  e  $R_s = R_{ds} + R_{Lfs}$  obtém-se o circuito equivalente da Figura 6.



**Figura 6 - Circuito equivalente do conversor série.**

**Fonte: Autoria Própria**

Considerando o valor médio das grandezas de corrente e tensão em um período de chaveamento do circuito equivalente da Figura 6, é possível extrair a seguinte equação diferencial que rege o sistema (3.4):

$$d_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_s \frac{d\langle i_{Ls}(t) \rangle}{dt} + R_s \langle i_{Ls}(t) \rangle + \langle V_c(t) \rangle \quad (3.4)$$

Na qual:

- A função  $\langle \cdot \rangle$  indica o valor médio da grandeza em um período de chaveamento;
- $d_s(t)$  é a razão cíclica de comando das chaves.

A frequência da rede elétrica é muito menor que a frequência de chaveamento. Desta forma, pode-se considerar que a tensão  $V_c(t)$  é constante em um período de comutação e, portanto, pode ser representada por uma grandeza CC, conforme a equação (3.5):

$$\langle V_c(t) \rangle = V_c \quad (3.5)$$

Conforme a técnica de modelagem por pequenos sinais, aplica-se perturbações na razão cíclica  $\langle d_s(t) \rangle$  e na corrente média  $\langle i_L(t) \rangle$ . Desta forma, estas podem ser reescritas conforme as equações (3.6) e (3.7) (ERIKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$\langle d_s(t) \rangle = D_s + \hat{d}_s(t) \quad (3.6)$$

$$\langle i_L(t) \rangle = I_{Ls} + \hat{i}_{Ls}(t) \quad (3.7)$$

Na qual:

- $D_s$  e  $I_{Ls}$  representam as componentes CC da razão cíclica e da corrente no circuito, respectivamente;

- $\hat{d}_s(t)$  e  $\hat{i}_{Ls}(t)$  representam as componentes oscilantes (CA) da razão cíclica e da corrente no circuito, respectivamente.

Substituindo (3.5), (3.6) e (3.7) em (3.4), obtém-se (3.8):

$$D_s \frac{V_{cc}}{2} + \hat{d}_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_s \left( \frac{dI_{Ls}}{dt} + \frac{d\hat{i}_{Ls}(t)}{dt} \right) + R_s (I_{Ls} + \hat{i}_{Ls}(t)) + V_c \quad (3.8)$$

Como os termos CC da equação (3.8) se cancelam, é possível obter o modelo CA do inversor série, conforme equação (3.9).

$$\hat{d}_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_s \frac{d\hat{i}_{Ls}(t)}{dt} + R_s \hat{i}_{Ls}(t) \quad (3.9)$$

O sistema pode ser representado na forma de variáveis de estado, que é dado da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A x(t) + B u(t) \\ y(t) &= C x(t) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Assim, a equação diferencial que modela o inversor série pode ser representada no espaço de estados, conforme (3.11):

$$\begin{aligned}\hat{i}_{Ls}(t) &= \left[ \frac{-R_{Ls}}{L_{fs}} \right] \hat{i}_{Ls} + \left[ \frac{K_{PWM} V_{cc}}{2L_{fs}} \right] \hat{d}_s(t) \\ y(t) &= \hat{i}_{Ls}\end{aligned}\quad (3.11)$$

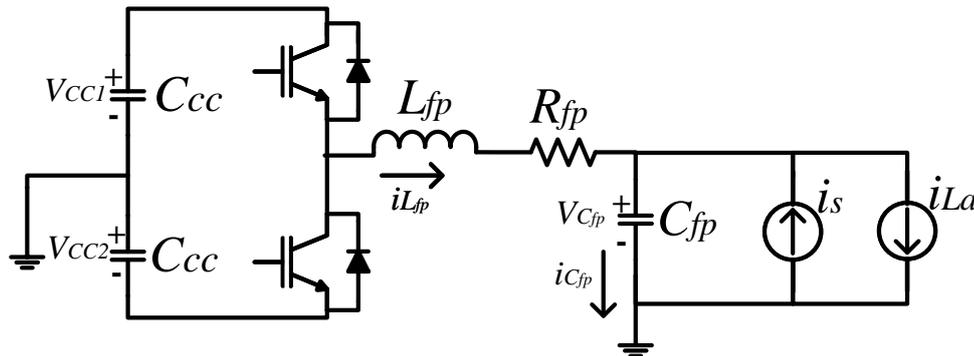
Na qual:

- $K_{PWM}$  é o ganho do modulador PWM.

### 3.2.2 Modelagem Matemática do Inversor Paralelo

Para a modelagem do inversor paralelo, será considerado cada um dos braços separadamente. Inicialmente, será considerado o inversor que é conectado em paralelo com o transformador de acoplamento do inversor série. Em seguida, considerações serão realizadas para obter o modelo dos outros dois inversores.

A Figura 7 mostra o circuito de potência do inversor paralelo conectado em paralelo com o transformador de acoplamento do inversor série.



**Figura 7 - Conversor paralelo.**  
Fonte: Autoria Própria

Na qual:

- $i_s$  é a corrente da rede;
- $i_{La}$  é a corrente da carga;

O inversor de tensão será analisado sem a influência direta das impedâncias do conversor série, que será considerada uma fonte de corrente senoidal ideal, sem a influência da impedância de dispersão do transformador de acoplamento e da impedância da rede.

Quanto ao filtro LC conectado à saída do braço inversor, é considerado o indutor de filtragem  $L_{fp}$ , a resistência deste indutor, chamada  $R_{Lfp}$ , e o capacitor de filtragem  $C_{fp}$ . A tensão sobre o arranjo de capacitores  $C_{cc}$ , chamada  $V_{cc}$ , é considerada constante para um período de comutação.

Aplicando a Lei de Kirchhoff, é possível obter as equações diferenciais que regem o sistema, como as equações (3.12) e (3.13).

$$d_p(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\langle i_{Lfp}(t) \rangle}{dt} + R_{Lfp} \langle i_{Lfp}(t) \rangle + \langle V_{Cfp} \rangle \quad (3.12)$$

$$\langle i_{Lfp}(t) \rangle = \langle i_{Cfp}(t) \rangle + \langle i_{La}(t) \rangle - \langle i_s(t) \rangle \quad (3.13)$$

As frequências da corrente da rede ( $i_s$ ) e da corrente da carga ( $i_{La}$ ) são muito menores que a frequência de chaveamento. Por isso, pode-se considerar que as mesmas são constantes em um período de comutação e podem ser representadas por grandezas CC, conforme (3.14) e (3.15).

$$\langle i_s(t) \rangle = i_s \quad (3.14)$$

$$\langle i_{La}(t) \rangle = i_{La} \quad (3.15)$$

Substituindo as equações (3.14) e (3.15) em (3.13), obtém-se:

$$\langle i_{Lfp}(t) \rangle = \langle i_{Cfp}(t) \rangle + i_{La} - i_s \quad (3.16)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica  $d_p(t)$ , na corrente média do indutor  $\langle i_{Lfp}(t) \rangle$ , na tensão de saída  $\langle V_{Cfp}(t) \rangle$  e na corrente do capacitor  $\langle i_{Cfp}(t) \rangle$ , estas podem ser reescritas conforme mostrado nas equações (3.17), (3.18) (3.19) e (3.20), respectivamente (ERIKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

$$\langle d_p(t) \rangle = D_p + \hat{d}_p(t) \quad (3.17)$$

$$\langle i_{Lfp}(t) \rangle = I_{Lfp} + \hat{i}_{Lfp}(t) \quad (3.18)$$

$$\langle V_{Cfp}(t) \rangle = V_{Cfp} + \hat{v}_{Cfp}(t) \quad (3.19)$$

$$\langle i_{Cfp}(t) \rangle = I_{Cfp} + \hat{i}_{Cfp}(t) \quad (3.20)$$

Substituindo (3.17), (3.18), (3.19) e (3.20) em (3.12) e (3.16), obtém-se (3.21) e (3.22):

$$(D_p + \hat{d}_p(t)) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d(I_{Lfp} + \hat{i}_{Lfp}(t))}{dt} + R_{Lfp} (I_{Lfp} + \hat{i}_{Lfp}(t)) + V_{Cfp} + \hat{v}_{Cfp}(t) \quad (3.21)$$

$$I_{L_{fp}} + \hat{i}_{L_{fp}}(t) = I_{C_{fp}} + \hat{i}_{C_{fp}}(t) + i_{La} - i_s \quad (3.22)$$

A diferença entre grandezas CC ( $i_{La} - i_s$ ) não contribui para o transitório do sistema e é considerada um distúrbio no sistema de controle. Desta forma, o modelo obtido é válido também para os inversores que não são conectados em paralelo com a rede elétrica. As demais grandezas CC das equações (3.21) e (3.22) se cancelam. Assim, obtém-se as equações (3.23) e (3.24).

$$\hat{d}_p(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{fp} \frac{d\hat{i}_{L_{fp}}(t)}{dt} + R_{L_{fp}} \hat{i}_{L_{fp}}(t) + \hat{v}_{C_{fp}}(t) \quad (3.23)$$

$$\hat{i}_{L_{fp}}(t) = \hat{i}_{C_{fp}}(t) \quad (3.24)$$

Sabe-se ainda que:

$$\hat{i}_{C_{fp}}(t) = C_{fp} \frac{d\hat{v}_{C_{fp}}(t)}{dt} \quad (3.25)$$

Manipulando (3.23) e aplicando (3.25) em (3.24), obtém-se (3.26) e (3.27):

$$\frac{d\hat{i}_{L_{fp}}(t)}{dt} = -\frac{R_{L_{fp}}}{L_{fp}} \hat{i}_{L_{fp}}(t) - \frac{1}{L_{fp}} \hat{v}_{C_{fp}}(t) + \frac{V_{cc}}{2L_{fp}} d_p(t) \quad (3.26)$$

$$\frac{d\hat{v}_{C_{fp}}(t)}{dt} = \frac{\hat{i}_{L_{fp}}(t)}{C_{fp}} \quad (3.27)$$

Desta forma, este sistema pode ser representado no espaço de estados, conforme (3.28):

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fp}}(t) \\ \hat{v}_{C_{fp}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_{fp}}}{L_{fp}} & -\frac{1}{L_{fp}} \\ \frac{1}{C_{fp}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fp}}(t) \\ \hat{v}_{C_{fp}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{PWM} V_{cc}}{2L_{fp}} \\ 0 \end{bmatrix} d_p(t) \quad (3.28)$$

$$y(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{fp}}(t) \\ \hat{v}_{C_{fp}}(t) \end{bmatrix}$$

Na qual:

- $K_{PWM}$  é o ganho do modulador PWM.

### 3.2.3 Modelo Matemático da Dinâmica da Tensão sobre o Barramento CC

O controle da tensão sobre o barramento CC é realizado através da amplitude da corrente imposta pelo inversor série, ou seja, alterando a potência ativa de entrada do sistema. Assim, se a tensão do barramento CC for maior ou menor que a referência, o sistema de controle altera a amplitude da corrente imposta pelo inversor série, fazendo com que a potência ativa na entrada do sistema (rede elétrica) seja maior ou menor do que na saída (cargas). Se a potência ativa de entrada for maior que a de saída, os capacitores do barramento acabam por serem carregados, e a tensão aumenta. O caso contrário também é verdadeiro.

Para o caso em que há um arranjo fotovoltaico fornecendo energia para o sistema, um algoritmo de estimação da amplitude da corrente a ser injetada na rede elétrica, neste trabalho chamado de algoritmo *feedforward*, estima a potência fornecida pelo arranjo e, através dela, estima a corrente a ser injetada na rede  $i_{ff}$ . Este algoritmo é mostrado no Anexo 3. Desta forma, idealmente, a tensão do barramento CC não é alterada pelas alterações de potência disponível no arranjo fotovoltaico.

Esta subseção descreve a modelagem da dinâmica da tensão sobre o barramento CC pela corrente média de compensação no barramento CC (SILVA, 2001). Inicialmente considera-se o sistema monofásico de entrada, no qual  $v_s$  e  $i_s$  são a tensão e a corrente da rede eficazes, consideradas senoidais e em fase. A potência ativa instantânea de entrada ( $p_{in}$ ) é dada por (3.29).

$$p_{in} = v_s i_s \quad (3.29)$$

Considerando um conversor sem perdas, a potência ativa instantânea  $p_{in}$  pode ser representada no eixo  $dq$ , conforme (3.30).

$$p_{in} = \frac{v_d i_d}{2} \quad (3.30)$$

Na qual  $v_d$  e  $i_d$  são a tensão e corrente de entrada no eixo de referência síncrono  $dq$ , respectivamente.

Representando a tensão e a corrente da carga,  $v_{dL}$  e  $i_{dL}$ , respectivamente, também no eixo  $dq$ , a potência de saída é representada por (3.31).

$$p_L = \frac{v_{dL}i_{dL}}{2} \quad (3.31)$$

A tensão e a corrente  $v_{dL}$  e  $i_{dL}$  são parcelas contínuas quando representadas no eixo  $dq$ . A corrente de entrada  $i_d$  é composta por (3.32):

$$i_d = i_{dL} + i_p \quad (3.32)$$

Na qual  $i_p$  é a corrente que flui da rede para o conversor paralelo, a fim de carregar ou descarregar o barramento CC.

Considera-se que a tensão de entrada  $v_d$  e a tensão de saída  $v_{dL}$  são iguais, conforme (3.33).

$$v_d = v_{dL} \quad (3.33)$$

A potência de entrada pode ser escrita como (3.34):

$$p_{in} = p_L + p_p \quad (3.34)$$

Na qual  $P_p$  é a potência que flui pelo conversor paralelo, a fim de carregar ou descarregar o barramento CC. Substituindo (3.30), (3.31), (3.32) e (3.33) em (3.34), encontra-se (3.35):

$$\frac{v_d i_d}{2} = \frac{v_d i_{dL}}{2} + \frac{v_d i_{dp}}{2} \quad (3.35)$$

Considerando que as correntes  $i_{dL}$  e  $i_p$  possuem uma parcela média e uma parcela oscilante no eixo  $dq$ , pode-se escrever (3.36):

$$\frac{v_d i_d}{2} = \frac{v_d (i_{dLm} + i_{dLh})}{2} + \frac{v_d (i_{dpm} + i_{dph})}{2} \quad (3.36)$$

Considerando que é conversor paralelo supre as correntes harmônicas da carga, as parcelas  $i_{dLh}$  e  $i_{dph}$  se anulam, pode-se considerar (3.37):

$$\frac{v_d i_d}{2} = \frac{v_d i_{dLm}}{2} + \frac{v_d i_{dpm}}{2} \quad (3.37)$$

A parcela  $v_d i_{dpm}$  representa uma potência ativa de compensação para o carregamento e descarregamento do barramento CC. A potência no barramento CC é (3.38).

$$P_{cc} = V_{cc} i_{cc} = \frac{v_d i_{dpm}}{2} \quad (3.38)$$

Manipulando os termos, é possível obter (3.39):

$$C_{ccT} \frac{dV_{cc}}{dt} V_{cc} = \frac{v_d i_{dpm}}{2} \quad (3.39)$$

Aplicando a técnica de pequenos sinais, extrai-se a média dos sinais variantes no tempo, conforme (3.40).

$$\langle v_{cc}(t) \rangle \frac{d\langle v_{cc}(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{2C_{ccT}} v_d \langle i_{dpm}(t) \rangle \quad (3.40)$$

Pode-se reescrever a tensão média sobre o barramento CC  $\langle v_{cc}(t) \rangle$  e a corrente média  $\langle i_{dpm}(t) \rangle$  por um valor contínuo e uma perturbação, como em (3.41) e (3.42).

$$\langle v_{cc}(t) \rangle = V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t) \quad (3.41)$$

$$\langle i_{dpm}(t) \rangle = I_{dpm} + \hat{i}_{dpm}(t) \quad (3.42)$$

Substituindo (3.41) e (3.42) em (3.40), obtém-se:

$$(V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)) \left( \frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \right) = \frac{1}{2C_{ccT}} \left[ v_d (I_{dpm} + \hat{i}_{dpm}(t)) \right] \quad (3.43)$$

Manipulando a equação (3.43), percebe-se que os termos CC se anulam. Os termos AC não-lineares são desprezados e, assim, obtém-se (3.44):

$$V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{1}{2C_{ccT}} v_d \hat{i}_{dpm}(t) \quad (3.44)$$

Aplicando a transformada de Laplace, considerando condições iniciais nulas e manipulando a equação (3.44), obtém-se a função de transferência da tensão do barramento CC pela corrente média de compensação.

$$\hat{v}_{cc}(s)sV_{cc} = \frac{v_d \hat{i}_{dpm}(s)}{2C_{cc}T} \quad (3.45)$$

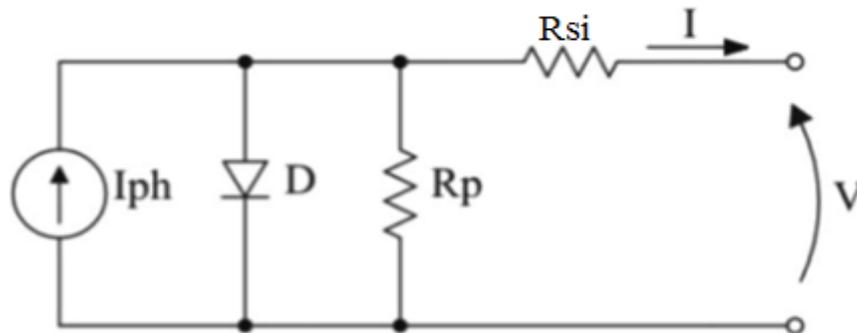
$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{dpm}(s)} = \frac{v_d}{2sV_{cc}C_{cc}T} \quad (3.46)$$

### 3.3 SISTEMA FOTOVOLTAICO

O arranjo fotovoltaico mostrado na Figura 4 é conectado em paralelo com o barramento CC dos inversores série e paralelo.

Um arranjo fotovoltaico é um conversor de energia solar para energia elétrica na forma de corrente contínua. Nesta conversão são utilizados painéis fotovoltaicos (PV), geralmente fabricados de silício monocristalino, policristalino ou amorfo.

A Figura 8 apresenta o circuito equivalente de uma célula fotovoltaico, composto por uma fonte de corrente em antiparalelo com um diodo:



**Figura 8 - Circuito Equivalente de um painel fotovoltaico.**

Fonte: DE BRITO *et al*, 2013

Este circuito pode ser representado matematicamente pela equação não-linear (3.47) (GOW; MANNING, 1999):

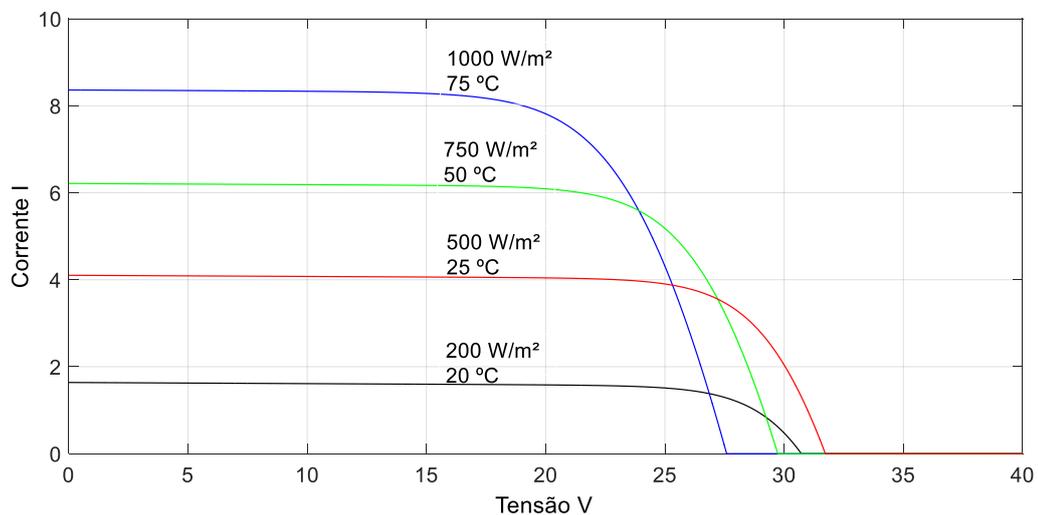
$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left[ e^{q \cdot (V + I \cdot R_{si}) / \eta \cdot k \cdot T} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_{si}}{R_p} \quad (3.47)$$

Na qual:

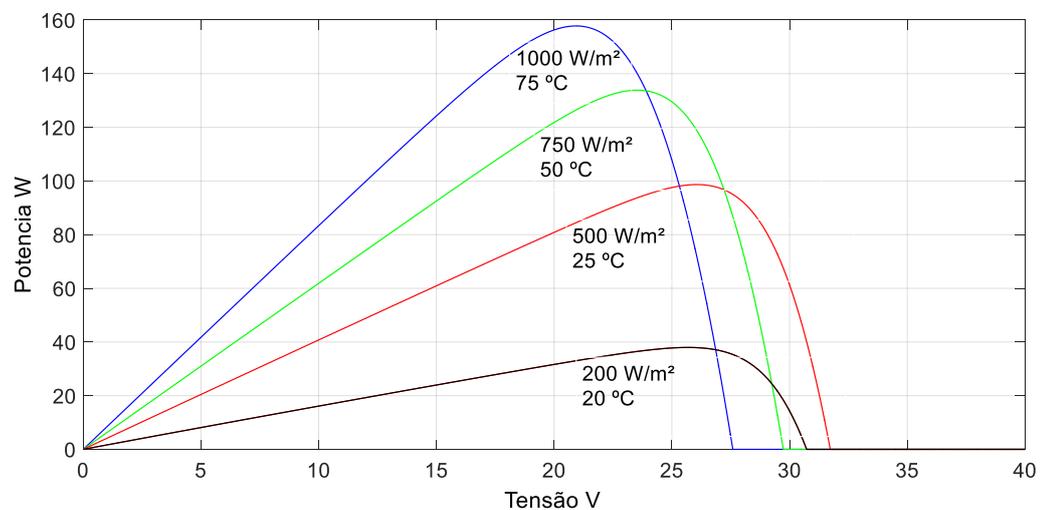
- $V$  e  $I$  são a tensão e a corrente de saída do PV, respectivamente;
- $I_{ph}$  é a foto corrente;

- $I_r$  é a corrente de saturação reversa da célula;
- $q$  é a carga do elétron;
- $\eta$  é o fator de idealidade da junção p-n;
- $k$  é a constante de Boltzmann;
- $T$  é a temperatura ambiente em Kelvin.

Estes painéis apresentam curvas características I-V (corrente-tensão de saída) e P-V (potência-tensão de saída) não-lineares, e que são influenciados por fatores climáticos como a irradiância solar incidente sobre os painéis e a temperatura dos mesmos (CASARO; MARTINS, 2008; TAKAMI *et al*, 2012). Na Figura 9 e na Figura 10 são mostrados exemplos de curvas I-V e P-V de um painel fotovoltaico, respectivamente, considerando diversos níveis de irradiância e de temperatura.



**Figura 9 - Curva característica I-V para diferentes níveis de irradiância e temperatura.**  
**Fonte: TAKAMI *et al*, 2014.**



**Figura 10 - Curva característica P-V para diferentes níveis de irradiância e de temperatura.**  
**Fonte: TAKAMI *et al*, 2014.**

Como percebe-se na Figura 9 e na Figura 10, há pontos em que a potência de saída do painel é máxima. Porém, de acordo com a variação da temperatura e da irradiância, a tensão e a corrente de máxima potência variam muito. Ao longo do dia, a irradiância solar incidente sobre os painéis e a temperatura variam. Além disso, o índice de eficiência da conversão de energia solar em energia elétrica, que atualmente se encontra entre 13% e 18%, é baixo. Portanto, torna-se necessária a aplicação de métodos de extração da máxima potência (MPPT) dos painéis fotovoltaicos.

O método de extração da máxima potência utilizado neste trabalho foi o método P&O, e foi escolhido por sua eficácia e simplicidade de implementação. A saída do método de MPPT P&O é a tensão de referência  $V_{MPP}$  para o controlador de tensão do barramento CC, ou seja, controlando a tensão sobre o barramento CC, controla-se a tensão sobre o arranjo fotovoltaico. O método P&O é mostrado no Anexo 2.

### 3.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo mostrou as principais características do sistema investigado neste trabalho. Os modelos matemáticos dos inversores série e paralelo foram mostrados no espaço de estados, assim como a modelagem da dinâmica da tensão sobre o barramento de capacitores. Também foram mostradas as principais características de um sistema fotovoltaico, incluindo sua modelagem matemática.

De posse destas informações, será possível projetar os controladores, tanto para a corrente para o inversor série como para as tensões de saída do inversor paralelo trifásico e para o barramento CC.

## 4 SISTEMAS DE CONTROLE

Este capítulo destina-se a descrever os sistemas de controle desenvolvidos para a implementação da PV-UPQC-Mono-Tri. Serão mostrados nas subseções a seguir: os algoritmos de geração de referência para os sistemas de controle, o projeto dos controladores e as estruturas de controle, com seus diagramas de blocos.

### 4.1 ALGORITMOS DE GERAÇÃO DE REFERÊNCIA PARA OS CONTROLADORES DOS INVERSORES

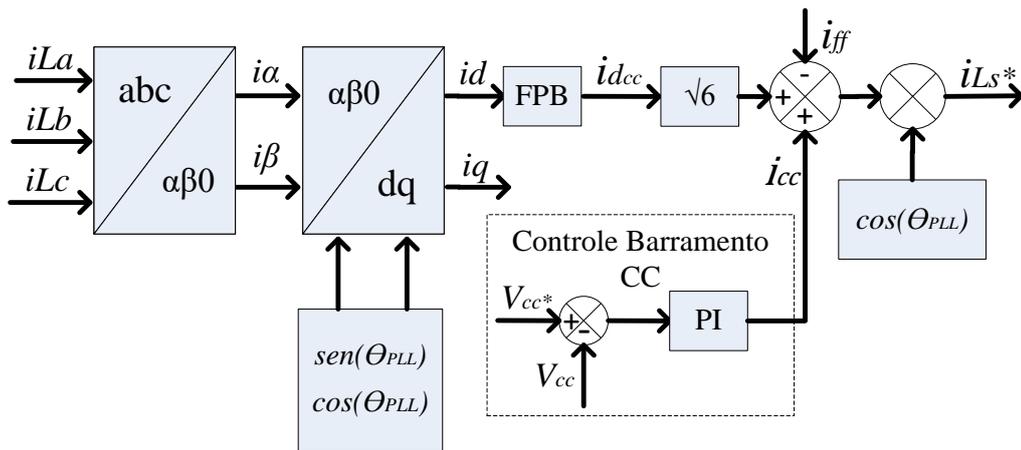
Esta subseção destina-se a mostrar os algoritmos de geração de referência para os controladores dos inversores, levando em consideração o modo de compensação Dual.

#### 4.1.1 Algoritmo de Geração de Referência para o Inversor Série

O algoritmo de geração de referência para a corrente do inversor série é baseado no Sistema de Eixos de Referência Síncrona (SRF), e o faz relacionando a corrente drenada pelas cargas com a corrente de entrada. O Sistema de Eixos de Referência Síncrona foi primeiramente utilizado por (BHATTACHARYA *et al*, 1991), como uma estratégia de geração de referência para um Filtro Ativo Série Híbrido, o qual atua como isolador harmônico entre a fonte de alimentação e a carga.

A estratégia é baseada na transformação das grandezas no sistema de eixos estacionário  $abc$  em grandezas contínuas no sistema de eixos síncrono  $dq$ , as quais giram em velocidade síncrona em relação aos vetores espaciais de tensão/corrente. Os termos correspondentes à parcela fundamental da grandeza analisada aparecem no eixo  $dq$  como um valor constante, de valor igual ao pico da onda fundamental em  $abc$ . Já as componentes correspondentes às parcelas harmônicas aparecem no eixo  $dq$  como fatores oscilantes sobrepostas ao termo contínuo fundamental. Desta forma, utilizando filtros, é possível extrair cada uma das parcelas do sinal analisado.

Para o sistema considerado neste trabalho, o algoritmo de geração de referência de corrente para o inversor série é mostrado na Figura 11.



**Figura 11 - Algoritmo SRF para geração de referência para o controlador do inversor série.**  
**Fonte: Adaptado de Negrão, 2015.**

Conforme a Figura 11, as correntes das cargas ( $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ ) são medidas e transformadas do sistema de referência estacionário trifásico  $abc$  para o sistema de referência estacionário bifásico  $\alpha\beta 0$ , através da transformada de Clarke, mostrada na equação (4.1).

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Uma vez encontradas as correntes ( $i_{\alpha}, i_{\beta}$  e  $i_0$ ) no sistema de eixos estacionário bifásico  $\alpha\beta 0$ , as correntes ( $i_{\alpha}, i_{\beta}$ ) são transformadas para o sistema de eixos bifásico síncrono  $dq$ , utilizando a transformada de Park, através da equação (4.2).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{PLL} & \text{sen } \theta_{PLL} \\ -\text{sen } \theta_{PLL} & \cos \theta_{PLL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

A transformada de Park necessita da informação do ângulo de fase da rede,  $\theta_{PLL}$ . Para a obtenção desta informação, foi utilizado um algoritmo de sincronia do ângulo de fase da rede chamado *Phase Locked Loop* (PLL), mostrado no Anexo 1.

As correntes  $i_d$  e  $i_q$  representam as parcelas ativa e reativa da corrente das cargas, somadas às componentes oscilantes, que representam os harmônicos.

Após a filtragem, utilizando um filtro de Butterworth de segunda ordem passa-baixas sintonizado em 12Hz (uma década abaixo da menor frequência a ser cortada do sinal (120Hz)), a corrente  $i_{d_{cc}}$  é obtida, e representa a parcela fundamental ativa da corrente da carga.

Para que a amplitude da corrente a ser sintetizada pelo inversor monofásico série seja adequada ao sistema monofásico-trifásico, é necessário que a potência ativa de entrada seja igual à potência ativa drenada pelas cargas trifásicas (NEGRÃO *et al*, 2015). A fim de realizar este ajuste, considera-se o sistema é ideal (sem perdas) e não há potência disponível no arranjo fotovoltaico. Desta forma, no eixo  $dq$ , a potência instantânea ativa drenada da rede monofásica ( $p_s$ ) é definida em (4.3) e a potência instantânea ativa das cargas ( $p_L$ ) é definida em (4.4).

$$p_s = \frac{V_{p_s} I_{p_s}}{2} \quad (4.3)$$

$$p_L = v d_{dc} i d_{dc} \quad (4.4)$$

Na qual:

- $V_{p_s}$  e  $I_{p_s}$ , que representam os valores de pico da tensão e da corrente da rede monofásica, respectivamente;

- $v d_{dc}$  e  $i d_{dc}$  são os valores médios da tensão de saída e da corrente das cargas no eixo  $dq$ .

Considerando que a amplitude das tensões de saída  $V_{p_L}$  é igual à amplitude da tensão da rede monofásica  $V_{p_s}$ , a equação (4.5) pode ser encontrada. A partir dela e considerando que o sistema é ideal, onde a potência ativa de entrada é igual à potência de saída, é possível encontrar a relação entre a corrente  $i d_{cc}$  e a corrente de pico de entrada  $I_{p_s}$ , dada por (4.6).

$$v d_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{p_L} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{p_s} \quad (4.5)$$

$$I_{p_s} = \sqrt{6} i d_{cc} \quad (4.6)$$

A corrente  $I_{p_s}$  representa o valor de pico da corrente senoidal e em fase com a tensão da rede necessária para que o conversor paralelo possa alimentar as cargas. As perdas no inversor, assim como a energia proveniente do painel fotovoltaico são compensadas pelo controlador de tensão no barramento CC.

A corrente de referência para o inversor série é, portanto (4.7):

$$i_{L_s}^* = (I_{p_s} + i_{cc} - i_{ff}) \cos(\theta_{PLL}) \quad (4.7)$$

Na qual:

- $i_{cc}$  é a corrente de compensação vinda do controlador de tensão do barramento CC.
- $i_{ff}$  é a corrente de *feedforward*, responsável por indicar ao sistema a amplitude da corrente que deve ser injetada na rede pelo inversor série para compensar a energia recebida do arranjo fotovoltaico diretamente no barramento CC. O algoritmo de geração da corrente de *feedforward* é mostrado no Anexo 3.

#### 4.2 ALGORITMO DE GERAÇÃO DE REFERÊNCIA PARA O INVERSOR PARALELO

As tensões de referência para o controle do inversor paralelo ( $V_{La}^*$ ,  $V_{Lb}^*$ ,  $V_{Lc}^*$ ) são obtidas diretamente através do ângulo de fase da rede elétrica ( $\theta_{PLL}$ ) fornecido pelo algoritmo PLL. As referências de tensão de saída para cada um dos inversores são definidas por (4.8), nas quais ( $V_{Lp}$ ) é o valor desejado da amplitude de tensão na carga.

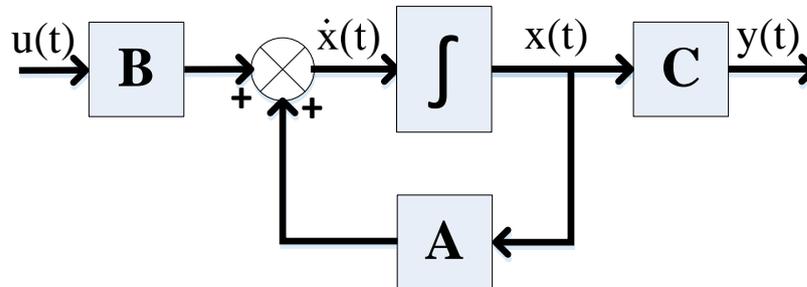
$$\begin{aligned} V_{La}^* &= V_{Lp} \cos(\theta_{PLL}) + v_{des_{cc}} \\ V_{Lb}^* &= V_{Lp} \cos(\theta_{PLL} + 120^\circ) + v_{des_{cc}} \\ V_{Lc}^* &= V_{Lp} \cos(\theta_{PLL} - 120^\circ) + v_{des_{cc}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

A parcela  $v_{des_{cc}}$  é o sinal de saída de um controlador de desbalanceamento de tensão entre os capacitores do barramento CC. Trata-se de um sinal contínuo a ser adicionado à tensão alternada de saída do inversor paralelo. Desta forma, em um instante em que houver maior nível de tensão sobre um dos capacitores do barramento do que sobre outro, o sistema irá consumir mais energia do capacitor sobrecarregado. Desta forma, é possível regular as tensões dos capacitores, mantendo-as iguais, o que é fundamental para o correto funcionamento dos inversores.

#### 4.3 PROJETO DOS CONTROLADORES POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

Esta subseção tem como objetivo mostrar o projeto dos controladores por realimentação de estados. Esta técnica surge como uma alternativa aos controladores clássicos PI comumente utilizados no controle de sistemas UPQC/UPS (BARRIVIERA *et al*, 2012; MODESTO *et al*, 2015), filtros ativos (CAMPANHOL, 2013), entre outros, e destaca-se por utilizar informações de todos os estados do sistema, sem a necessidade da implementação de controladores multimalhas. Além disso, são inseridos no sistema de controle os controladores

ressonantes, com o objetivo de garantir erro nulo em regime permanente e a rejeição aos conteúdos harmônicos. Inicialmente, a Figura 12 mostra o diagrama de blocos de um sistema linear e invariante no tempo representado no espaço de estados, conforme a equação (4.9).



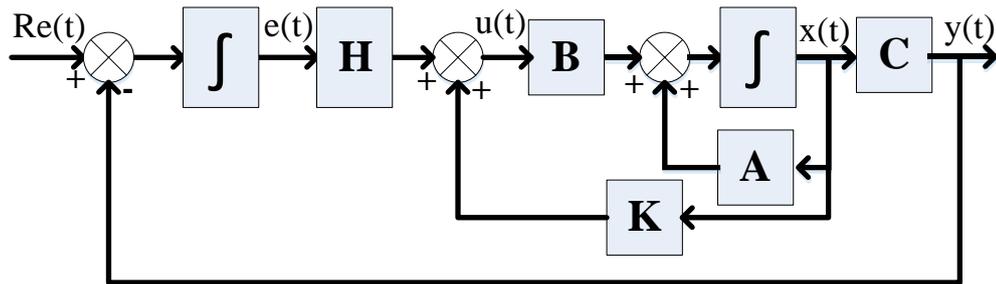
**Figura 12 - Sistema no espaço de estados em malha aberta.**  
**Fonte: Adaptado de OGATA, 2010**

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A x(t) + B u(t) \\ y(t) &= C x(t)\end{aligned}\quad (4.9)$$

Idealmente, o controle por realimentação de estados é capaz de estabilizar qualquer sistema, desde que o par  $(A, B)$  seja controlável. Porém, deseja-se o sistema de controle seja não somente estável, mas também capaz de seguir um sinal de referência. Segundo (OGATA, 2010), para o seguimento de uma referência, além de realimentar os estados é necessário adicionar um novo estado  $q(t)$  ao sistema original, chamado de integral do erro na malha de controle. Este é calculado pela integral da diferença entre a referência e a saída do sistema. Portanto, o sistema em malha aberta com o estado extra, chamado de sistema aumentado é da forma (4.10).

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} Re(t) \\ y(t) &= [C \quad 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (4.10)$$

Fechando a malha do sistema (4.10), obtém-se (4.11). O diagrama de blocos do sistema em malha fechada é mostrado na Figura 13.



**Figura 13 - Sistema seguidor de referência por realimentação de estados em malha fechada.**  
**Fonte: Adaptado de OGATA, 2010.**

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A + BK & BH \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} Re(t) \\ y(t) &= [C \quad 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.11)$$

O sinal de controle  $u(t)$  é definido por (4.12):

$$u(t) = K_T \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Na qual:

$$K_T = [K \ H] \quad (4.13)$$

Este sistema de controle tem efeito semelhante com o de um controlador clássico Proporcional-Integral quanto ao erro em regime permanente. Ambos garantem erro em regime permanente nulo para referência constante para sistemas de tipo 0. A diferença se dá na capacidade de alocação de polos de malha fechada. Enquanto o controlador por realimentação de estados é capaz de alocar os polos em qualquer ponto desejado pelo projetista (se o sistema for controlável), o controlador PI possui ação limitada. Esta diferença se dá porque o controlador por realimentação de estados leva em consideração informações de todos os estados do sistema, enquanto o controlador PI utiliza informações apenas da variável que se deseja controlar.

De acordo com as subseções 4.1 e 4.2, os sinais de referência para os sistemas de controle da PV-UPQC-Mono-Tri serão senoidais, na frequência da rede elétrica. Além disso, sistemas como estes devem possuir boa rejeição à componentes harmônicas, tanto nos inversores de tensão, nos quais as correntes não-lineares drenadas pelas cargas tendem a

distorcer a tensão de saída, quanto nos inversores de corrente, no qual a tensão harmônica sobre os terminais do transformador de acoplamento gera correntes harmônicas, degradando a corrente drenada da rede.

O sistema de controle da Figura 13, se bem sintonizado, é capaz de seguir uma referência senoidal de 60Hz, porém um erro de fase surge entre a saída e a referência. Quanto às harmônicas, este sistema de controle tem baixa capacidade de rejeição.

Para rejeitar harmônicos em sistemas senoidais e anular o erro de fase na frequência fundamental, diversas estratégias de controle vêm sendo propostas na literatura, como o controlador repetitivo (COSTA-CASTELLÓ *et al*, 2009; LANFANG *et al*, 2016), e o controlador ressonante (CASTILLA *et al*, 2009). Este trabalho aborda controladores ressonantes no espaço de estados.

#### 4.3.1 Controlador Ressonante por Realimentação de Estados

Segundo FUKUDA; YODA, 2001 e OLIVEIRA *et al*, 2016, a função de transferência de um controlador ressonante é dada por (4.14):

$$G_{res_n}(s) = \frac{Y_{res_n}(s)}{Q(s)} = \frac{s}{s^2 + n\omega_o^2} \quad (4.14)$$

Na qual:

- $\omega_o$  é a frequência fundamental do sistema;
- $n$  é a ordem harmônica que deseja-se eliminar;
- $Y_{res_n}(s)$  é a ação de controle do controlador ressonante de ordem  $n$ ;
- $Q(s)$  é o erro na malha de controle.

Manipulando (4.14), é obtém-se (4.15):

$$Y_{res_n}(s)s^2 + Y_{res_n}(s)n\omega_o^2 = Q(s)s \quad (4.15)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (4.15), obtém-se (4.16):

$$\ddot{y}_{res_n}(t) + y_{res_n}(t)n\omega_o^2 = \dot{q}(t) \quad (4.16)$$

Integrando ambos os lados de (4.16), obtém-se (4.17):

$$\dot{y}_{res_n}(t) + \int y_{res_n}(t)dt n\omega_o^2 = q(t) \quad (4.17)$$

Considerando (4.18), (4.19) e (4.20):

$$\dot{y}_{res1_n}(t) = \dot{y}_{res_n}(t) \quad (4.18)$$

$$y_{res2_n}(t) = \int y_{res_n}(t)dt \quad (4.19)$$

$$\dot{y}_{res2_n}(t) = y_{res1_n}(t) \quad (4.20)$$

Aplicando (4.18) e (4.19) em (4.17), obtém-se (4.21):

$$\dot{y}_{res1_n}(t) = -y_{res2_n}(t)n\omega_o^2 + q(t) \quad (4.21)$$

A partir de (4.20) e (4.21), é possível representar o controlador ressonante no espaço de estados, conforme (4.22):

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_{res1_n}(t) \\ \dot{y}_{res2_n}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -n\omega_o^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{res1_n}(t) \\ y_{res2_n}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} q(t) \quad (4.22)$$

Combinando a equação (4.10) com a equação (4.22), obtém-se o sistema de controle com o controlador ressonante em malha aberta (4.23), considerando  $m$  o controlador ressonante de ordem máxima.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{q}(t) \\ \dot{y}_{res1_1}(t) \\ \dot{y}_{res2_1}(t) \\ \vdots \\ \dot{y}_{res1_m}(t) \\ \dot{y}_{res2_m}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -C & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -n_1\omega_o^2 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -n_m\omega_o^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \\ y_{res1_1}(t) \\ y_{res2_1}(t) \\ \vdots \\ y_{res1_m}(t) \\ y_{res2_m}(t) \end{bmatrix} + \dots \\
&\dots + \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [u(t) \quad q(t)] + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} Re(t) \tag{4.23} \\
y(t) &= [C \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \\ y_{res1_1}(t) \\ y_{res2_1}(t) \\ \vdots \\ y_{res1_m}(t) \\ y_{res2_m}(t) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

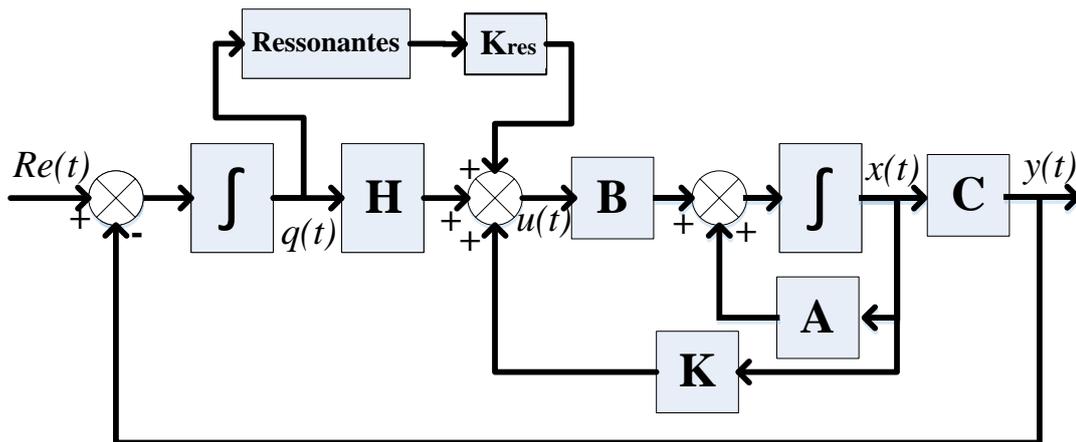
Da forma como a equação (4.23) é apresentada, o sistema ganha uma entrada. Porém, percebe-se que a entrada adicional é o erro na malha de controle, estado já obtido quando do aumento do sistema para seguimento de referência. Desta forma, o sistema é possível manter o sistema como de entrada única, alterando apenas parâmetros da matriz de dinâmica, conforme (4.24):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{q}(t) \\ \dot{y}_{res1_1}(t) \\ \dot{y}_{res2_1}(t) \\ \vdots \\ \dot{y}_{res1_m}(t) \\ \dot{y}_{res2_m}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -C & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -n_1\omega_o^2 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -n_m\omega_o^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \\ y_{res1_1}(t) \\ y_{res2_1}(t) \\ \vdots \\ y_{res1_m}(t) \\ y_{res2_m}(t) \end{bmatrix} + \dots$$

$$\dots + \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u(t)] + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} Re(t) \tag{4.24}$$

$$y(t) = [C \ 0 \ 0 \ 0 \ \cdots \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \\ y_{res1_1}(t) \\ y_{res2_1}(t) \\ \vdots \\ y_{res1_m}(t) \\ y_{res2_m}(t) \end{bmatrix}$$

A Figura 14 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle com os controladores ressonantes, em malha fechada.



**Figura 14 - Sistema de controle com controladores ressonantes em malha fechada. Fonte: Autoria Própria.**

Neste sistema, a ação de controle é dada por (4.25):

$$u(t) = K_{Tres} \begin{bmatrix} x(t) \\ q(t) \\ y_{res1_1}(t) \\ y_{res2_1}(t) \\ \vdots \\ y_{res1_m}(t) \\ y_{res2_m}(t) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Na qual:

$$K_{Tres} = [K \ H \ K_{res}] \quad (4.26)$$

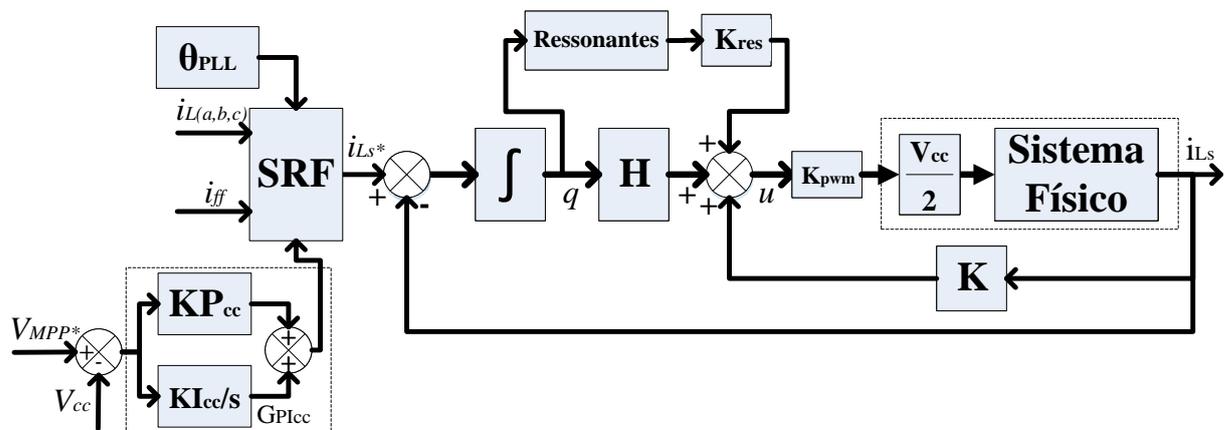
$$K_{res} = [K_{res1} \ \cdots \ K_{resm}] \quad (4.27)$$

#### 4.4 DIAGRAMAS DE BLOCOS DOS SISTEMAS DE CONTROLE

Esta subsecção destina-se a mostrar os diagramas de blocos dos sistemas de controle da PV-UPQC-Mono-Tri.

##### 4.4.1 Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do Inversor Série

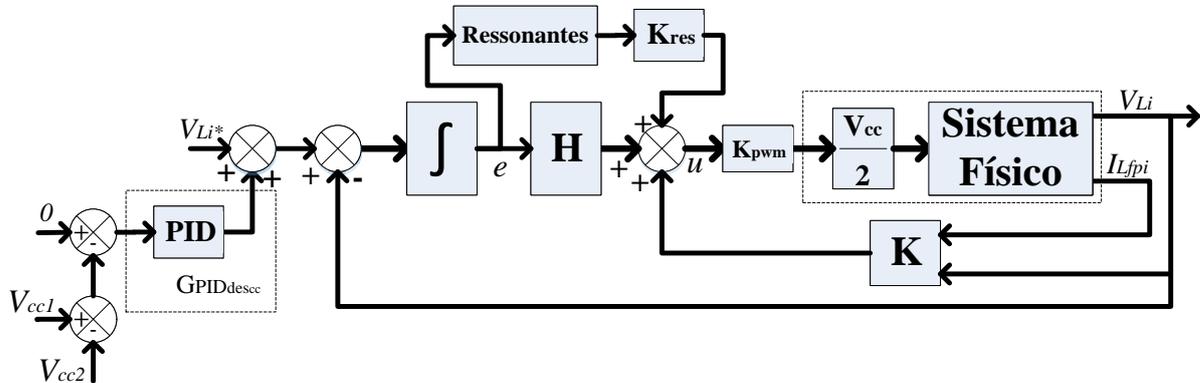
A Figura 15 mostra o diagrama de blocos da malha de controle de corrente do inversor série. Como mostrado na Figura 11, a corrente de referência para o inversor série é gerada pelo algoritmo SRF, pela corrente de controle de tensão de barramento CC e pela corrente de *feedforward*.



**Figura 15 - Diagrama de blocos do sistema de controle do inversor série.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

##### 4.4.2 Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do Inversor Paralelo

O inversor paralelo é formado por três inversores monofásicos e cada um deles é controlado de forma independente. Assim, a Figura 16 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle de tensão de cada um dos inversores paralelos. A referência do controlador é conforme a equação (4.8).



**Figura 16 - Diagrama de controle do conversor paralelo.**  
Fonte: Autoria Própria.

O controlador  $G_{PID\_desc}$  é o responsável por manter as tensões dos capacitores do barramento CC iguais, no qual:

- $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$  são as tensões sobre o capacitor superior e inferior, respectivamente.

#### 4.5 PROJETO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES

O método de cálculo dos ganhos dos controladores por realimentação de estados utilizado neste trabalho foi o LQR (*Linear-Quadratic Regulator*). Este método considera um sistema representado no espaço de estados, e determina os ganhos de controle  $K_{LQR}$  através da minimização do índice de desempenho (4.28) (OLALLA, 2009):

$$J = \int_0^{\infty} (x_s(t)^T Q x_s(t) + u_{LQR}(t)^T R_o u_{LQR}(t)) dt \quad (4.28)$$

Na qual:

- $x_s(t)$  são todos os estados do sistema abordado;
- $Q$  e  $R_o$  são matrizes simétricas positivas;

E ainda:

$$u_{LQR}(t) = K_{LQR} x_s(t) \quad (4.29)$$

Neste trabalho a matriz  $Q$  será formada apenas por valores iguais ou maiores que zero em sua diagonal principal. Cada uma das linhas faz referência à prioridade dada a um estado pelo sistema de controle, conforme (4.30):

$$Q = \begin{bmatrix} P(e_1(t)) & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & P(e_n(t)) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Na qual o vetor de estados é:

$$x_e = \begin{bmatrix} e_1(t) \\ \vdots \\ e_n(t) \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

#### 4.5.1 Projeto dos Ganhos de Controle do Inversor Série

A Tabela 6 mostra os elementos passivos de filtragem acoplados ao inversor série e os parâmetros de funcionamento.

Tabela 6 - Elementos passivos de filtragem e parâmetros de projeto do inversor série.

Frequência de chaveamento	$f_s = 20kHz$
Indutância de filtragem	$L_s = 3mH$
Resistência série do indutor de filtragem	$R_s = 0,05\Omega$
Indutância de dispersão do transformador	$L_{dt} = 0,1mH$
Resistência série do enrolamento do transformador	$R_{dt} = 0,085 \Omega$
Tensão do barramento CC	480V
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 2/3750$

Os ganhos de controle  $K_{TSres}$  para o inversor série foram calculados conforme a subseção 4.5. Uma dificuldade da aplicação do LQR é que não se conhece uma maneira analítica de relacionar os valores de  $Q$  e  $R_o$  com a localização dos polos de malha fechada ou com índices de desempenho da resposta do sistema. Por isso, assim como em (DUPONT *et al*, 2011), foi necessário encontrar valores para  $Q$  e  $R_o$  empiricamente.

Desta forma, as matrizes  $Q_s$  e  $R_{o_s}$  foram definidas como (4.32):

$$Q_S = \begin{bmatrix} Q_{S_{IL}} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & Q_{S_e} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{S_{res1}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{S_{res1}} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & Q_{S_{resm}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & Q_{S_{resm}} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$R_{O_S} = [0,01]$$

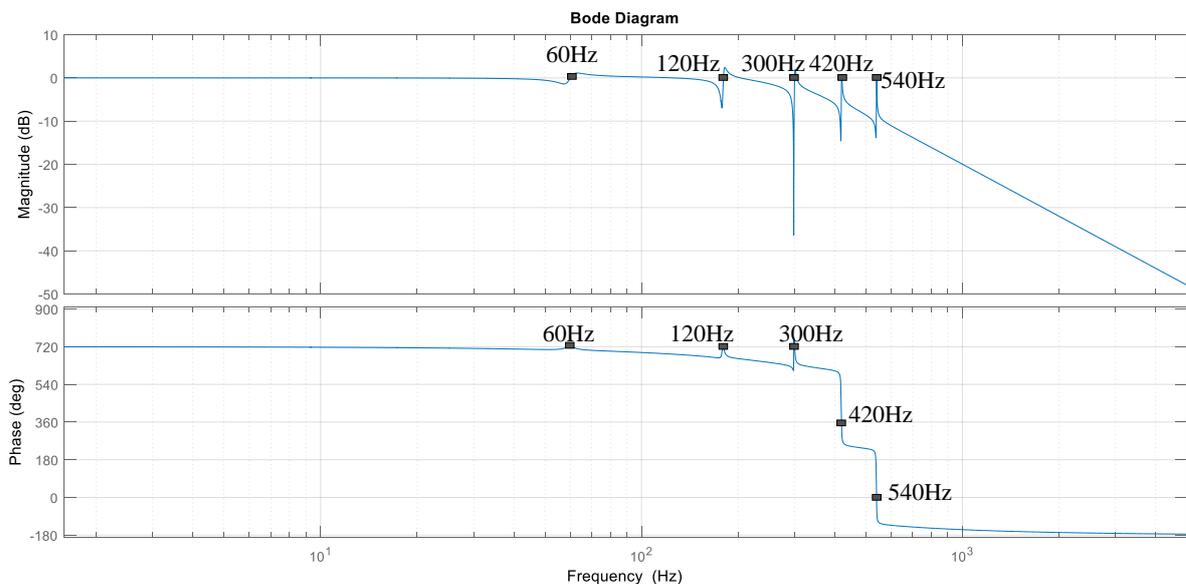
Foram projetados controladores ressonantes de 1ª, 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem. Portanto, os valores utilizados foram (4.33):

$$\begin{aligned} Q_{S_{IL}} &= 0 \\ Q_{S_e} &= 8 \cdot 10^7 \\ Q_{S_{res1}} &= Q_{S_{res3}} = Q_{S_{res5}} = Q_{S_{res7}} = Q_{S_{res9}} = 5 \cdot 10^{10} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Desta forma, os valores encontrados para  $K_{TS_{res}}$  foram (4.34):

$$\begin{aligned} K_{TS_{res}} &= [67,09 \quad -9,58 \cdot 10^4 \quad -3,02 \cdot 10^6 \quad 3,42 \cdot 10^8 \quad -1,42 \cdot 10^6 \quad 1,94 \cdot 10^9 \quad \dots \\ &\dots \quad -1,38 \cdot 10^5 \quad 4,2 \cdot 10^6 \quad 8,5 \cdot 10^5 \quad 5,45 \cdot 10^9 \quad 1,38 \cdot 10^6 \quad 5,96 \cdot 10^9] \end{aligned} \quad (4.34)$$

É possível analisar a resposta em frequência do sistema de controle do inversor série em malha fechada, conforme a Figura 17:



**Figura 17 - Resposta em frequência do sistema de controle do inversor série em malha fechada. Fonte: Autoria Própria.**

Analisando a resposta em frequência do sistema em malha fechada, percebe-se a ação do controlador integral, que garante erro em regime nulo para entradas do tipo degrau e atua principalmente nos sinais de frequências baixas. Quanto aos ressonantes, percebe-se que o sistema garante erro nulo em regime permanente para a referência na frequência fundamental e rejeita completamente as frequências harmônicas, visto que o gráfico da magnitude cruza 0dB nas frequências de ressonância e o gráfico da fase cruza ângulos iguais a 0 ou múltiplos de 360°.

#### 4.5.2 Projeto dos Ganhos de Controle do Inversor Paralelo

A Tabela 7 mostra os elementos passivos de filtragem acoplados ao inversor paralelo e os parâmetros de projeto.

Tabela 7 - Elementos passivos de filtragem e parâmetros de projeto do inversor paralelo.

Frequência de chaveamento	$f_s = 20kHz$
Indutância de filtragem	$L_{fp} = 1,75mH$
Resistência série do indutor de filtragem	$R_{Lfp} = 0,17\Omega$
Capacitância de filtragem	$C_{fp} = 50\mu F$
Tensão do barramento CC	480V
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 2/3750$

Os ganhos de controle  $K_{TPres}$  para o inversor paralelo também foram calculados conforme a subseção 4.5.

Da mesma forma, as matrizes  $Q_p$  e  $R_{op}$  foram definidas como (4.35):

$$Q_p = \begin{bmatrix} Q_{P_{IL}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & Q_{P_{VC}} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{P_e} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{P_{res1}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{P_{res1}} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & Q_{P_{resm}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & Q_{P_{resm}} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$R_{op} = [0,01]$$

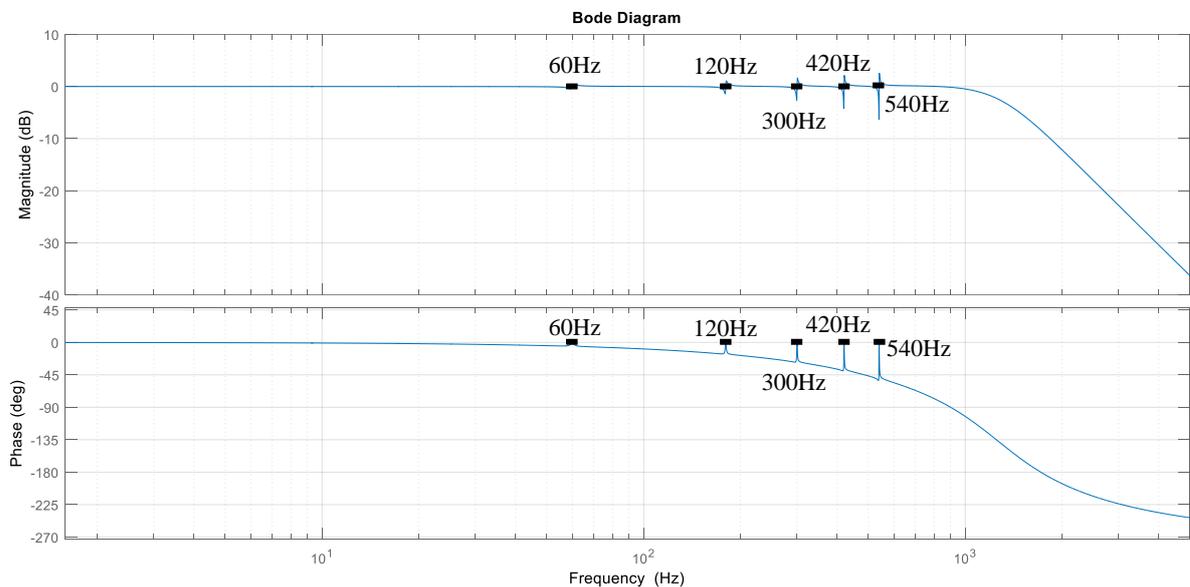
Foram projetados controladores ressonantes de 1ª, 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem. Portanto, os valores utilizados foram (4.36):

$$\begin{aligned}
 Q_{P_{I_L}} &= 0 \\
 Q_{P_{V_C}} &= 0 \\
 Q_{P_e} = Q_{P_{res1}} = Q_{P_{res3}} = Q_{P_{res5}} = Q_{P_{res7}} = Q_{P_{res9}} &= 10 \cdot 10^6
 \end{aligned}
 \tag{4.36}$$

Desta forma, os valores encontrados para  $K_{TPres}$  foram (4.37):

$$\begin{aligned}
 K_{TPres} &= [197,38 \quad 72,20 \quad -3,2 \cdot 10^5 \quad -3,14 \cdot 10^6 \quad 1,19 \cdot 10^8 \quad -3,03 \cdot 10^6 \quad \dots \\
 &\dots \quad 9,99 \cdot 10^8 \quad -2,81 \cdot 10^6 \quad 2,7 \cdot 10^9 \quad -2,49 \cdot 10^6 \quad -2,06 \cdot 10^6 \quad 8,12 \cdot 10^9]
 \end{aligned}
 \tag{4.37}$$

É possível analisar a resposta em frequência do sistema de controle do inversor paralelo em malha fechada, conforme a Figura 18:



**Figura 18 - Resposta em frequência do sistema de controle do inversor paralelo em malha fechada.**

**Fonte: Autoria Própria.**

Analisando o gráfico da resposta em frequência, percebe-se que o sistema de controle cruza as frequências de ressonância em 0dB e em 0°. Desta forma, garante-se erro nulo em regime permanente para o sinal de referência na frequência fundamental e garante-se que sinais de frequências harmônicas sejam completamente rejeitados. A ação do controlador integral também é percebida, garantindo erro em regime permanente nulo para entradas constantes e tratando bem sinais de frequências baixas.

#### 4.5.3 Projeto dos Ganhos do Controlador Proporcional Integral (PI) da Tensão no Barramento CC.

Para o controle da tensão sobre o barramento CC, foi utilizado um controlador PI, que tem função de transferência conforme (4.38):

$$G_{PI_{CC}} = K_c \frac{T_i s + 1}{s} \quad (4.38)$$

O método de projeto do controlador PI utilizada neste trabalho foi apresentado por (ANGÉLICO *et al*, 2012), e leva como base a teoria clássica de controle (OGATA, 2010). Este método leva em consideração uma frequência desejada de cruzamento em 0dB  $\omega_c$  e uma margem de fase desejada  $MF_d$ , para o sistema em malha fechada.

A Tabela 8 mostra os parâmetros para o projeto do controlador PI da tensão no barramento CC.

Tabela 8 – Especificações para Projeto dos Controladores PI de Corrente.

Capacitância total do barramento	$C_{ccT} = 4700\mu F$
Tensão da rede no eixo $d$	$v_d = 179,6V$
Tensão sobre o barramento CC	$V_{cc} = 480V$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{ccc} = 14\pi$
Margem de fase desejada	$MF_{dcc} = 75^\circ$

De acordo com a equação (3.46), a função de transferência do sistema é (4.39):

$$G_{V_{cc}} = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{dpm}(s)} = \frac{39,81}{s} \quad (4.39)$$

De acordo com (ANGÉLICO *et al*, 2012), inicialmente deve-se calcular o ângulo de fase a ser compensado pelo controlador. O ângulo de fase da função de transferência na frequência de cruzamento desejada  $\omega_{ccc}$  é  $\varphi_{ccc} = -90^\circ$ . Assim, o ângulo de fase a ser compensado pelo controlador é dado por:

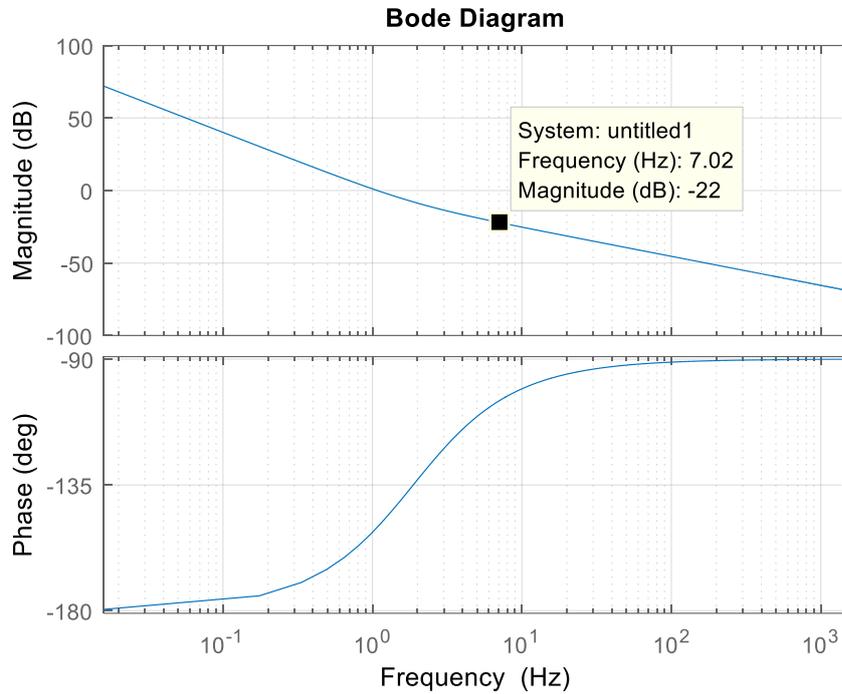
$$\varphi_{C_{cc}} = MF_{dcc} - (\varphi_{ccc} + 180^\circ) = -15^\circ \quad (4.40)$$

O valor  $T_i$  é encontrado a partir da seguinte relação (4.41):

$$T_i = \frac{\tan(\varphi_{C_{cc}} + 90^\circ)}{\omega_{ccc}} = 0,0849 \quad (4.41)$$

O passo seguinte é traçar o diagrama de bode de (4.42), conforme a Figura 19:

$$\frac{T_i s + 1}{s} G_{V_{cc}} = \frac{0,0849s + 1}{s} \frac{39,81}{s} \quad (4.42)$$



**Figura 19 - Diagrama de Bode de  $\frac{T_i s + 1}{s} G_{V_{cc}}$ .**  
**Fonte: Autoria Própria**

A magnitude do sistema na frequência de cruzamento desejada  $\omega_{c_{cc}}$  é  $G_{CG} = -22dB$ , conforme a Figura 19. Para que o sistema cruze por zero na frequência desejada, é necessário multiplicar o sistema pelo ganho  $K_c$ , que é calculado por (4.43):

$$K_c = 10^{\frac{G_{CG}}{20}} = 6,2889 \quad (4.43)$$

Logo, a função de transferência do controlador PI utilizado é dada por (4.44):

$$G_{PI_{cc}} = 6,2889 \frac{0,0849s + 1}{s} \quad (4.44)$$

Os ganhos  $KP_{cc}$  e  $KI_{cc}$  do controlador podem ser encontrados a partir de (4.45):

$$\begin{aligned} KI_{cc} &= K_c = 6,2889 \\ KP_{cc} &= K_c T_i = 0,5336 \end{aligned} \quad (4.45)$$

#### 4.5.4 Cálculo dos Ganhos do Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) do Desbalanceamento de Tensão no entre os Capacitores do Barramento CC.

O controlador Proporcional-Integral-Derivativo utilizado para controlar a diferença de tensão entre os capacitores do barramento CC foi sintonizado empiricamente, pela indisponibilidade de modelo matemático para este sistema. A função de transferência discreta para o controlador é (4.46):

$$G_{PID_{descc}}(z) = P \left( 1 + I \frac{T_s}{2} \frac{z+1}{z-1} + D \frac{N}{1 + N \frac{T_s}{2} \frac{z+1}{z-1}} \right) \quad (4.46)$$

A Tabela 9 mostra os parâmetros utilizados no controlador PID:

Tabela 9 - Parâmetros do Controlador PID de desbalanceamento de tensão no barramento CC

Ganho Proporcional $P$	0,5
Ganho Integral $I$	0,35
Ganho Derivativo $D$	0,1
Coefficiente do Filtro Derivativo $N$	100
Tempo de Amostragem $T_s$	$1,6667 \cdot 10^{-5} = 60kHz$

#### 4.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo mostrou os algoritmos de cálculo de referência para os sistemas de controle dos inversores série e paralelo. Foi projetado e mostrado um novo sistema de controle ressonante por realimentação de estados. Os ganhos de realimentação de estados foram calculados utilizando LQR e foi possível analisar as respostas em frequência dos sistemas em malha fechada.

Também foram mostrados os diagramas de controle dos sistemas controlados, incluindo as malhas de controle externas. Com os sistemas projetados, foi possível obter os resultados mostrados no capítulo seguinte.

## 5 RESULTADOS

Este capítulo mostra os resultados obtidos através de simulações computacionais. O software utilizado foi o MATLAB/Simulink, no qual as simulações foram realizadas em tempo discreto, com tempo de amostragem de  $1,6667 \cdot 10^{-5}$  s (60kHz). A estrutura completa mostrada no trabalho foi implementada no *software*. A Tabela 10 mostra os parâmetros e especificações utilizados nas simulações.

Tabela 10 - Parâmetros e especificações utilizados na simulação.

Tensão eficaz da rede monofásica	$V_s = 127V$
Frequência da rede elétrica	$f_{V_s} = 60Hz$
Tensão de linha eficaz de saída	$V_L = 127V$
Tensão total sobre o barramento CC (MPPT fora de operação, valor de projeto)	$V_{cc} = 480V$
Frequência de chaveamento dos inversores	$f_s = 20kHz$
Capacitância total do barramento CC	$C_{cc} = 4700\mu F$
Indutor de filtragem do indutor Série	$L_{fs} = 3mH$
Resistência série do indutor de filtragem	$R_{Lfs} = 0,05\Omega$
Indutância total de dispersão do transformador série	$L_{dp} + L_{ds} = 0,1mH$
Resistência total do enrolamento do transformador série	$R_{ds} = 0,085\Omega$
Indutâncias de filtragem dos inversores paralelos	$L_{fp} = 1,75mH$
Resistência dos indutores de filtragem dos inversores paralelos	$R_{Lfp} = 0,17\Omega$
Capacitores de filtragem dos inversores paralelos	$C_{fp} = 50\mu F$
Células fotovoltaicas por painel	60
Número de painéis fotovoltaicos em série	16
Resistência série da célula fotovoltaico	$R_{si} = 3,05m\Omega$
Resistência paralela da célula	$R_p = 18\Omega$

São mostrados resultados para o sistema operando em 4 modos diferentes, sendo eles:

- Modo de operação 1: Sistema operando apenas como UPQC, com arranjo fotovoltaico desconectado e com tensão da rede senoidal.
- Modo de operação 2: Sistema operando apenas como UPQC, com arranjo fotovoltaico desconectado. Tensão da rede possui harmônicos. Acontece um afundamento de tensão e logo em seguida uma elevação de tensão.
- Modo de operação 3: Sistema opera injetando energia vinda do painel fotovoltaico na rede elétrica. Tensão da rede possui harmônicos. Nenhuma carga está conectada ao sistema.
- Modo de operação 4: Sistema opera injetando energia vinda do painel fotovoltaico na rede elétrica. Tensão da rede possui harmônicos. As cargas estão conectadas.

## 5.1 CARGAS UTILIZADAS

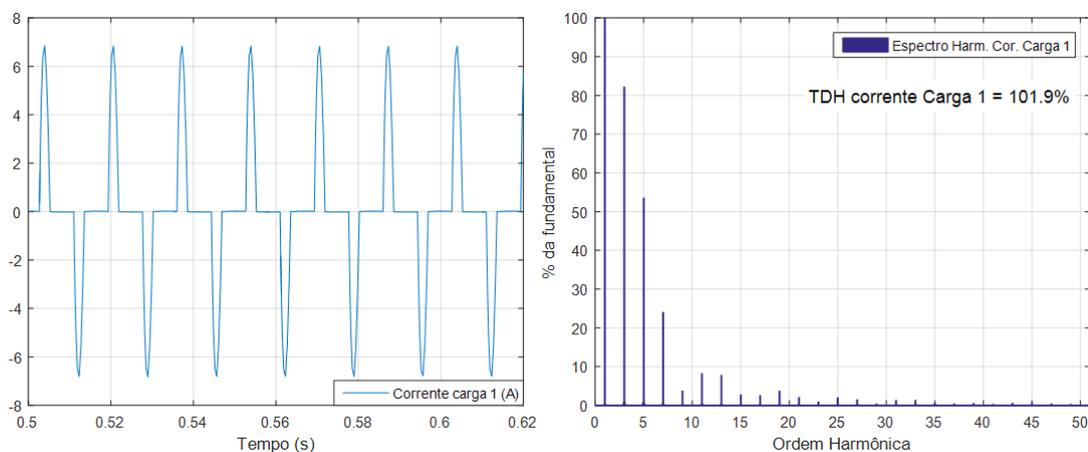
Em todas as simulações que serão mostradas, o sistema terá as seguintes cargas que drenam correntes com características não-lineares conectadas a ele:

- Carga 1: Retificador monofásico em ponte completa, com carga RC, com resistência e capacitância conforme a Tabela 11. Esta carga estará conectada ao sistema nas fases “a” e “c” nos modos de operação 1, 2 e 4.

Tabela 11 - Elementos da carga 1.

Resistência da carga 1	$R_{c1} = 115\Omega$
Capacitância da carga 1	$C_{c1} = 0,6mF$

A Figura 20 mostra a corrente e o espectro harmônico da corrente drenada pela carga 1, para rede elétrica puramente senoidal.



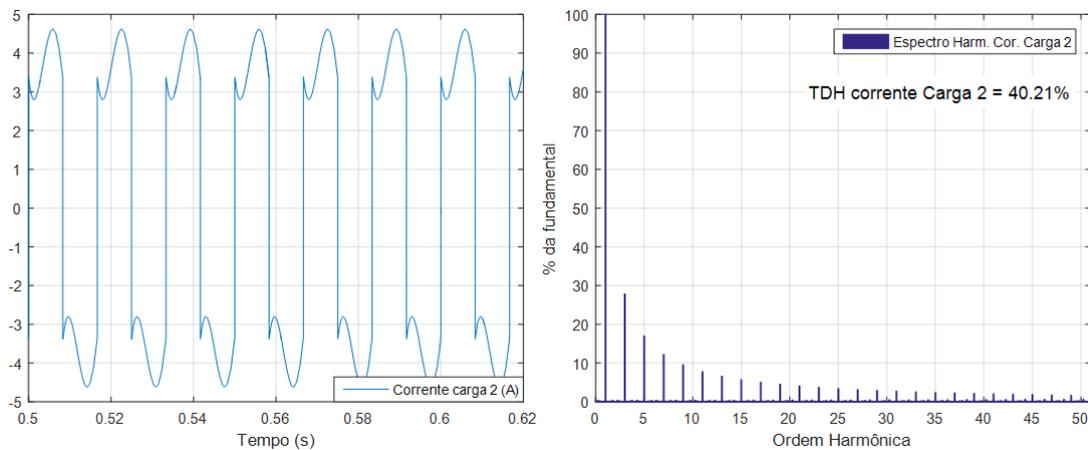
**Figura 20 - Corrente e espectro harmônico da corrente drenada pela carga 1.**  
**Fonte: Autoria Própria**

•Carga 2: Retificador monofásico em ponte completa, com carga RL, com resistência e indutância conforme a Tabela 12. Esta carga estará conectada ao sistema na fase “b” nos modos de operação 1, 2 e 4.

Tabela 12 - Elementos da carga 2.

Resistência da carga 2	$R_{c2} = 115\Omega$
Indutância da carga 2	$L_{c2} = 100mH$

A Figura 21 mostra a corrente e o espectro harmônico da corrente drenada pela carga 1, para rede elétrica puramente senoidal.

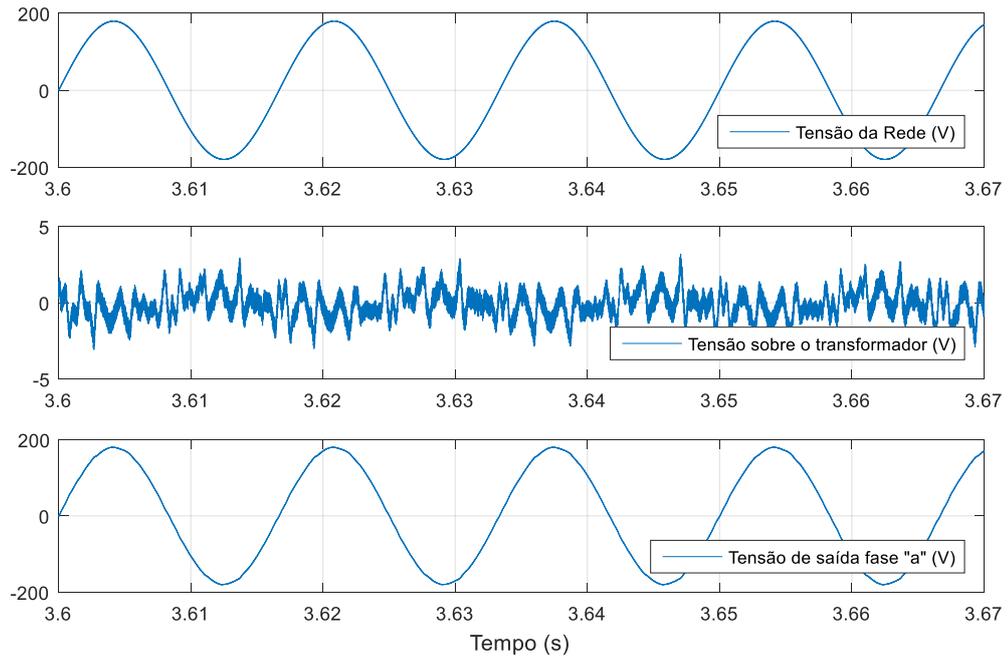


**Figura 21 - Corrente e espectro harmônico da corrente drenada pela carga 2.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

## 5.2 MODO DE OPERAÇÃO 1

Este capítulo mostra os resultados das simulações computacionais para o sistema no modo de operação 1. Neste modo, o sistema opera simplesmente como UPQC, ou seja, o arranjo fotovoltaico está desconectado, e a rede elétrica é puramente senoidal.

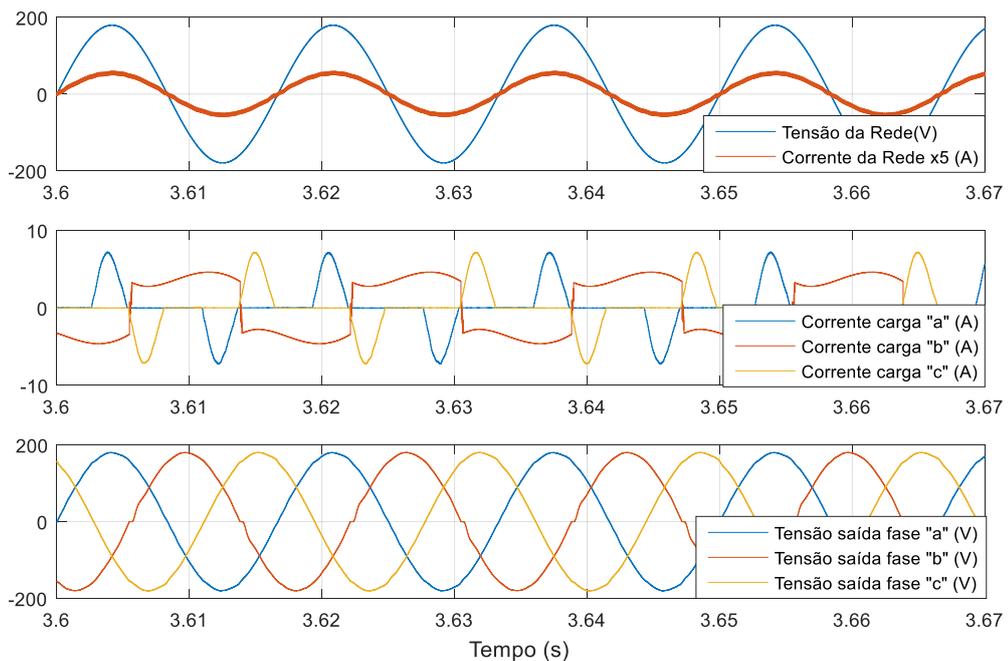
A Figura 22 mostra a tensão da rede elétrica  $V_S$ , a tensão sobre o transformador  $V_{transf}$  e a tensão de saída na fase “a”  $V_{La}$ . A diferença de tensão  $V_S - V_{La}$  aparece entre os terminais do transformador. Como a tensão da rede é puramente senoidal e a tensão  $V_{La}$  é muito pouco distorcida, conforme a Figura 26, apesar de estar alimentando uma carga não-linear, a tensão sobre o transformador é baixa.



**Figura 22 - Tensão da rede elétrica  $V_s$ , Tensão sobre o transformador  $V_{trans}$ , Tensão de saída na fase "a"  $V_{La}$ .**

**Fonte: Autoria Própria.**

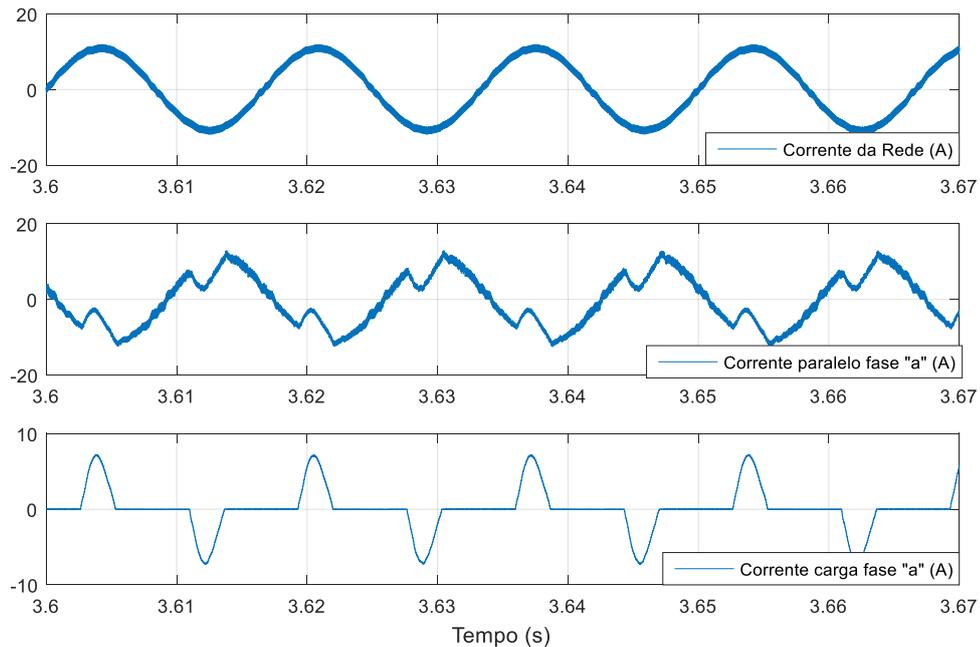
A Figura 23 mostra a tensão da rede e a corrente drenada da rede (multiplicada por 5, para facilitar a visualização), as correntes não-lineares drenadas pelas cargas e as tensões fornecidas às cargas. Como pode-se perceber, as correntes das cargas possuem grande conteúdo harmônico, mas a corrente drenada da rede possui baixa distorção harmônica, conforme a Figura 26.



**Figura 23 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$  e  $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$  e  $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$  e  $V_{Lc}$ ).**

**Fonte: Autoria Própria**

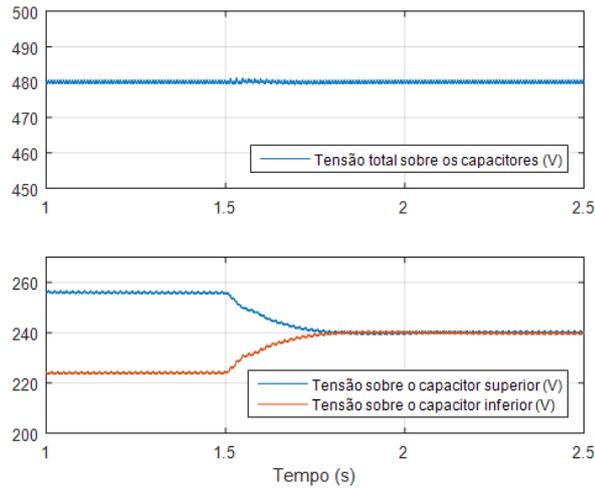
A Figura 24 mostra a corrente da rede  $i_s$ , a do inversor paralelo fase “a”  $i_{fpa}$  e a corrente de carga da fase “a”  $i_{La}$ . A corrente da rede possui baixa distorção harmônica, e a corrente da carga possui grande conteúdo harmônico. A corrente do inversor paralelo fase “a” é composta não apenas da corrente necessária para alimentar a carga ligada ao inversor “a” somada à corrente do capacitor de filtragem, mas também é composta pela corrente ativa necessária para alimentar as cargas das fases “b” e “c”.



**Figura 24 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase "a" ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase "a" ( $i_{La}$ ).**

**Fonte: Autoria Própria.**

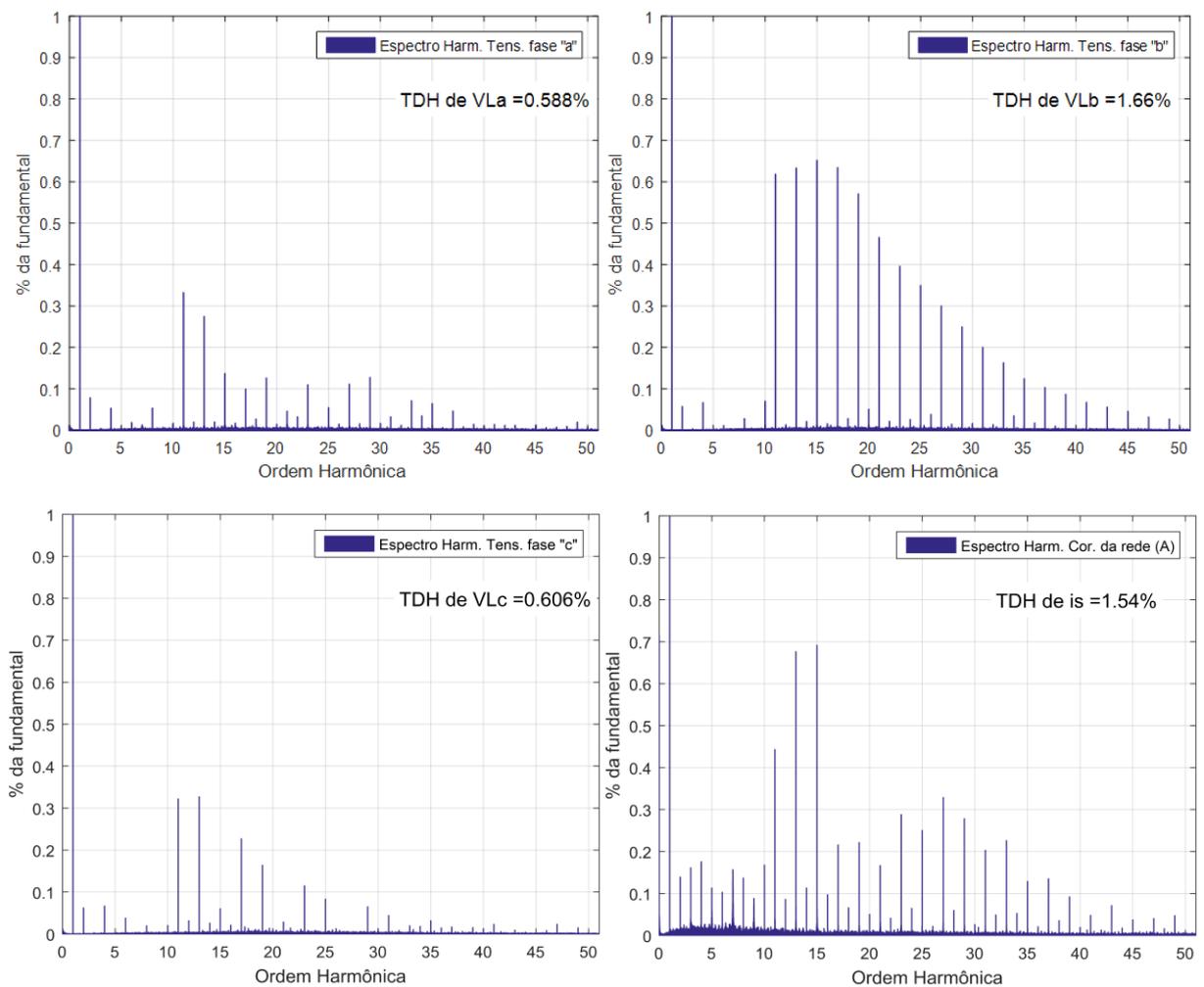
A Figura 25 mostra a tensão total sobre o barramento CC e a tensão sobre cada um dos capacitores individualmente. Inicialmente, o controlador de desbalanceamento das tensões sobre o barramento CC tem uma referência de 30 V. Desta forma, o sistema mantém uma diferença de tensão entre os dois capacitores de 30 V. Em 1,5 segundos, a referência é modificada para zero, e o controlador atua de forma a zerar a diferença. O controlador de tensão total sobre o barramento CC é capaz de manter a tensão estabilizada em 480V, tensão de referência utilizada quando o arranjo fotovoltaico está desconectado, mesmo quando o sistema opera para igualar a tensão sobre os capacitores.



**Figura 25 - Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), tensão sobre cada um dos capacitores do barramento CC ( $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$ ).**

**Fonte: Autoria Própria**

A Figura 26 mostra o espectro harmônico das tensões de saída e da corrente da rede.



**Figura 26 - Espectros harmônicos das tensões fornecidas às cargas ( $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$  e  $V_{Lc}$ ) e da corrente da rede  $i_s$ .**

**Fonte: Autoria Própria**

As tensões das fases “a” e “c” tiveram TDH próximas de 0,6%. É perceptível que os controladores ressonantes são eficazes, tornando as parcelas de tensão harmônica nas frequências harmônicas para as quais eles foram sintonizados praticamente nulas. Porém, como mostra a Figura 21, a corrente drenada pela carga 2, que é conectada ao inversor paralelo fase “b”, possui componentes significativas da 11<sup>a</sup> até a 39<sup>a</sup> ordem, frequências para as quais não foram sintonizados controladores ressonantes. Desta forma, surgem na tensão deste inversor componentes harmônicas nestas frequências.

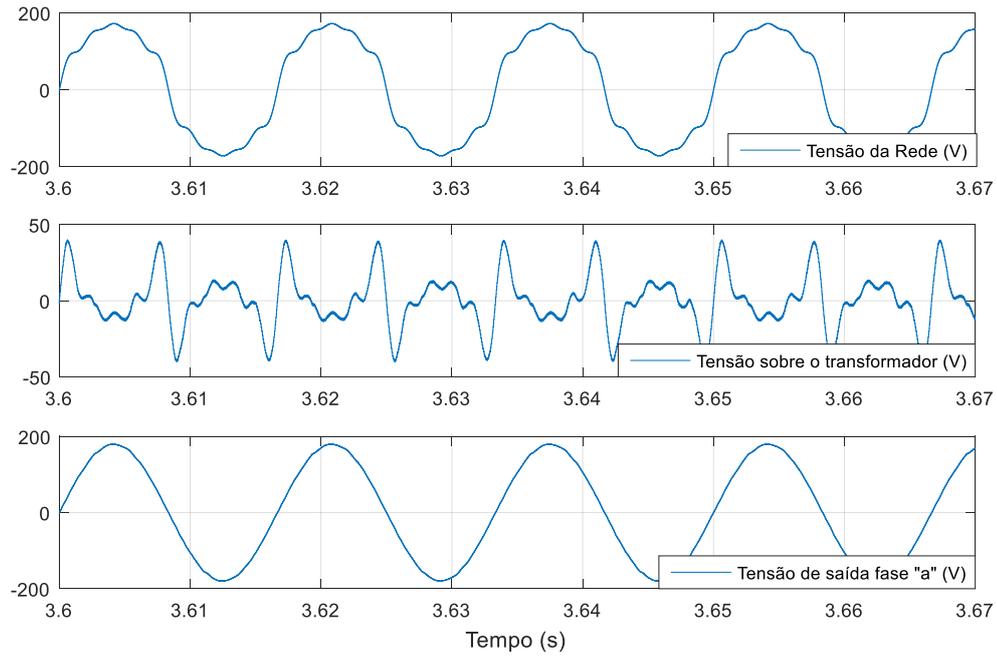
A corrente drenada da rede possui taxa de distorção harmônica de 1,54%. Pode-se notar novamente que os controladores ressonantes agiram corretamente, tornando as parcelas de corrente harmônicas nas frequências para as quais os ressonantes foram projetados praticamente nulas.

De acordo com os resultados mostrados, o sistema é capaz de atuar como uma UPQC, para as condições do modo de operação 1.

### 5.3 MODO DE OPERAÇÃO 2

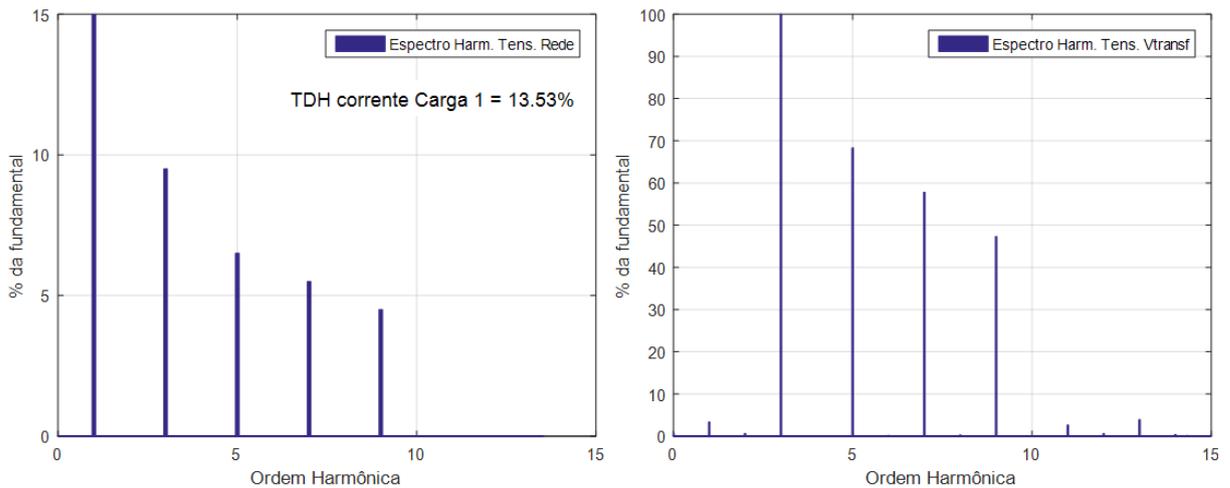
Este capítulo mostra os resultados das simulações computacionais para o sistema no modo de operação 2. Neste modo, o sistema opera simplesmente como UPQC, ou seja, operando com o arranjo fotovoltaico desconectado, porém a rede elétrica possui tensões harmônicas. Como o inversor paralelo controla uma tensão senoidal, a tensão da rede em frequências não-fundamentais surge sobre o transformador de acoplamento. Esta tensão harmônica é refletida para o secundário do transformador, gerando correntes harmônicas na malha de controle do inversor série, que deve ser capaz de rejeitar este distúrbio. Esta subseção mostra que o sistema é capaz de realizar esta rejeição. Além disso, é mostrado o comportamento do sistema quando ocorre um afundamento ou uma elevação na tensão da rede elétrica.

A Figura 27 mostra a tensão da rede elétrica  $V_s$ , a tensão sobre o transformador  $V_{transf}$  e a tensão de saída na fase “a”  $V_{La}$ . A Figura 28 mostra os espectros harmônicos das tensões da rede e sobre o transformador. Com pode-se verificar, a tensão sobre o transformador é puramente harmônica, com as componentes harmônicas da tensão. O sistema UPQC é capaz de rejeitar a tensão harmônica da rede e fornecer tensão senoidal à carga na fase “a”.



**Figura 27 - Tensão da rede elétrica  $V_s$ , Tensão sobre o transformador  $V_{trans}$ , Tensão de saída na fase "a"  $V_{La}$ .**

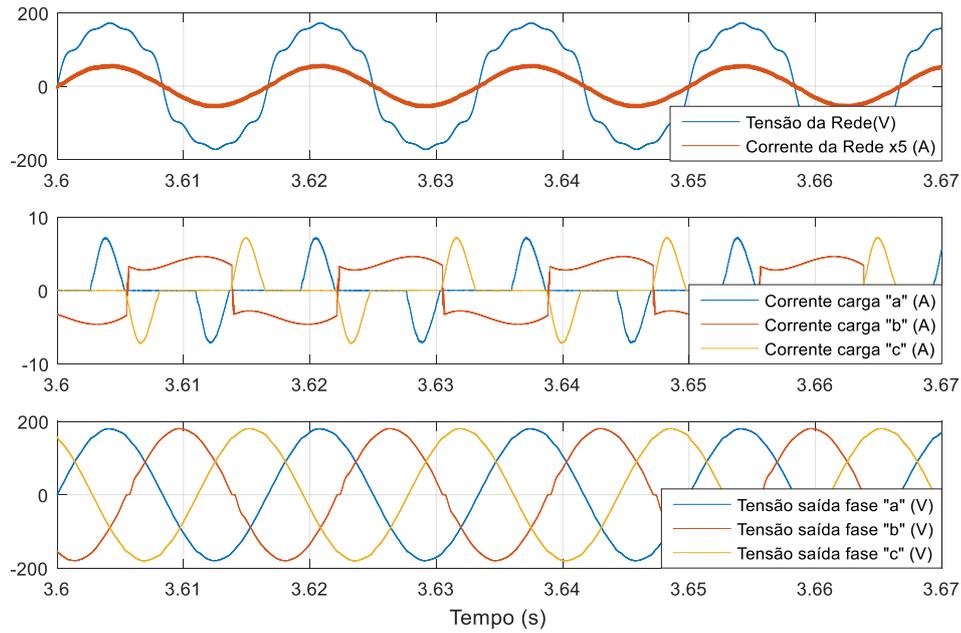
**Fonte: Autoria própria.**



**Figura 28 - Espectro harmônico da tensão da rede elétrica ( $V_s$ ) e da tensão sobre o transformador ( $V_{transf}$ ).**

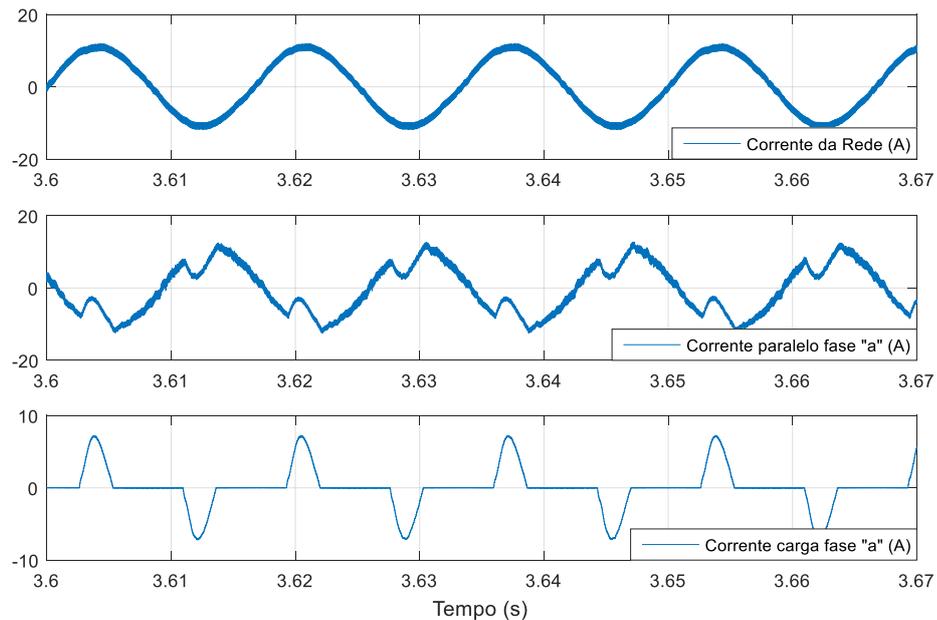
**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 29 mostra a tensão da rede e a corrente drenada da rede (multiplicada por 5, para facilitar a visualização), as correntes não-lineares drenadas pelas cargas e as tensões fornecidas às cargas. Como pode-se perceber, as correntes das cargas possuem grande conteúdo harmônico, mas a corrente drenada da rede possui baixa distorção harmônica, mesmo com a rede sendo composta por tensões harmônicas, conforme a Figura 33.



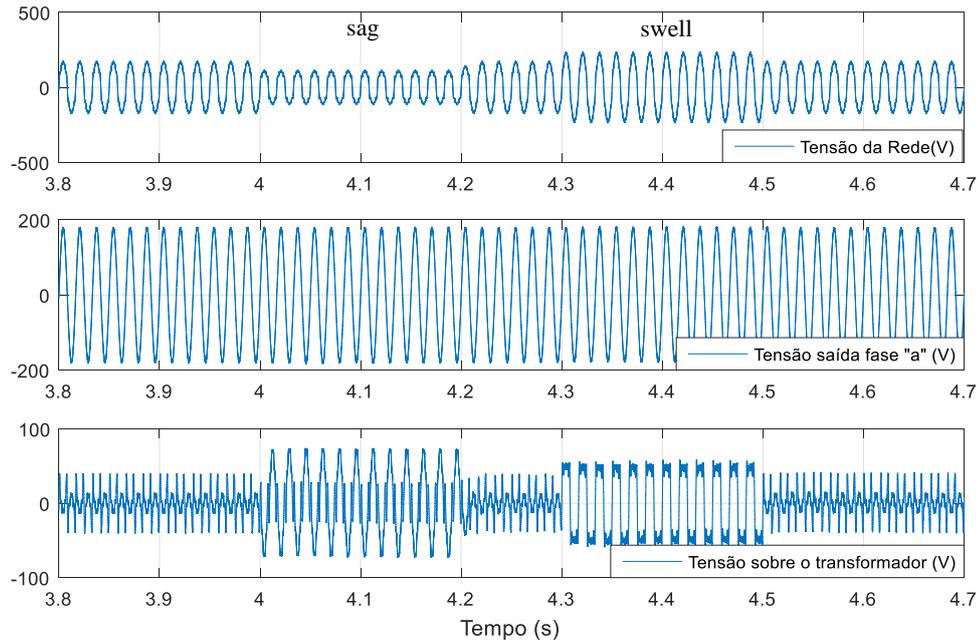
**Figura 29 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$  e  $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$  e  $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$  e  $V_{Lc}$ ).**  
**Fonte: Autoria Própria**

A Figura 30 mostra a corrente da rede  $i_s$ , a do inversor paralelo fase “a”  $i_{fpa}$  e a corrente de carga da fase “a”  $i_{La}$ . A corrente da rede possui baixa distorção harmônica, e a corrente da carga possui grande conteúdo harmônico. A corrente do inversor paralelo fase “a” é composta não apenas da corrente necessária para alimentar a carga ligada ao inversor “a” somada à corrente do capacitor de filtragem, mas também é composta pela corrente ativa necessária para alimentar as cargas das fases “b” e “c”.



**Figura 30 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase “a” ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase “a” ( $i_{La}$ ).**  
**Fonte: Autoria Própria.**

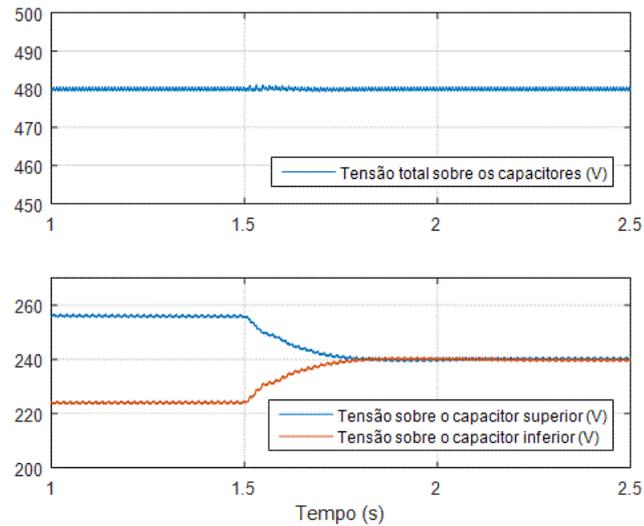
A Figura 31 mostra a tensão da rede  $V_s$ , a tensão de saída na fase “a”  $V_{La}$  e a tensão sobre o transformador  $V_{transf}$ , quando ocorre um afundamento de tensão da rede (*sag*) e uma elevação da tensão da rede (*swell*). Percebe-se que a tensão de saída se mantém nos mesmos níveis, ou seja, o sistema é capaz de manter a tensão para as cargas, mesmo a rede elétrica sofrendo um forte distúrbio. Percebe-se também que surge sobre o transformador uma tensão na frequência fundamental, nos instantes de afundamento e elevação da tensão da rede.



**Figura 31 – Tensão de entrada ( $V_s$ ), Tensão de saída fase “a” ( $V_{La}$ ), Tensão sobre o transformador ( $V_{transf}$ ). Afundamento de tensão da rede de 4 a 4,2 segundos. Elevação da tensão da rede de 4,3 a 4,5 segundos.**

**Fonte: Autoria Própria**

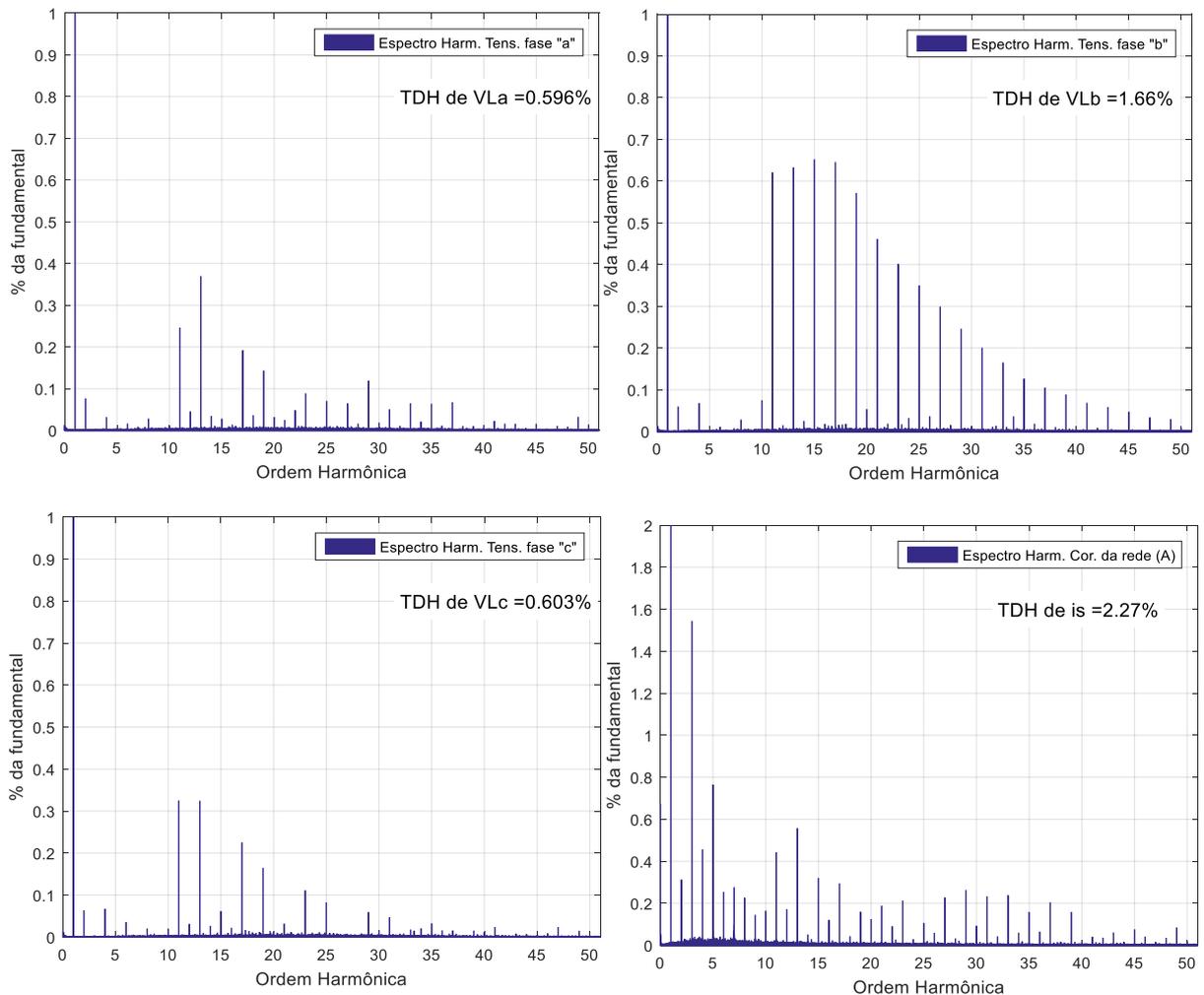
A Figura 32 mostra a tensão total sobre o barramento CC e a tensão sobre cada um dos capacitores individualmente. Inicialmente, o controlador de desbalanceamento das tensões sobre o barramento CC tem uma referência de 30 volts. Desta forma, o sistema mantém uma diferença de tensão entre os dois capacitores de 30 volts. Em 1,5 segundos, a referência é modificada para zero, e o controlador atua de forma a zerar a diferença. O controlador de tensão total sobre o barramento CC é capaz de manter a tensão estabilizada em 480V, tensão de referência utilizada quando o arranjo fotovoltaico está desconectado, mesmo quando o sistema opera para igualar a tensão sobre os capacitores.



**Figura 32 - Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), tensão sobre cada um dos capacitores do barramento CC ( $V_{cc1}$  e  $V_{cc2}$ ).**

**Fonte: Autoria Própria**

A Figura 33 mostra o espectro harmônico das tensões de saída e da corrente da rede.



**Figura 33 - Espectros harmônicos das tensões fornecidas às cargas ( $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$  e  $V_{Lc}$ ) e da corrente da rede  $i_s$ .**

**Fonte: Autoria Própria**

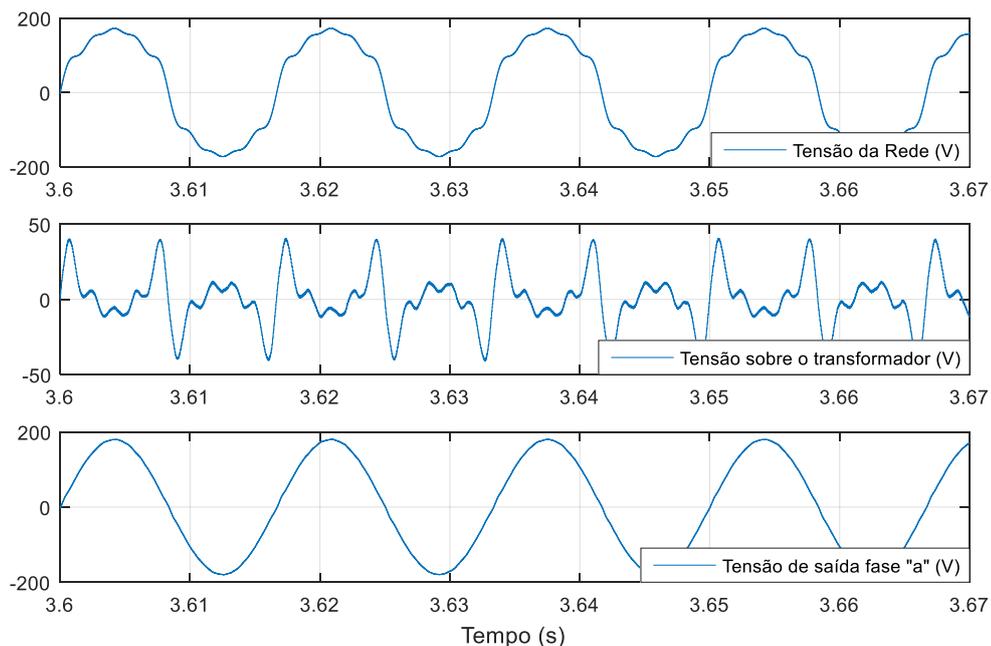
Novamente, as tensões das fases “a” e “c” tiveram TDH próximas de 0,6%, o que reforça a eficácia dos controladores ressonantes. Além disso, o efeito da carga 2 no inversor paralelo acontece novamente. A corrente drenada da rede possui taxa de distorção harmônica de 2,27%, maior que os 1,54% obtidos com a rede senoidal. Porém, o sistema ainda se mantém dentro da norma. Pode-se notar novamente que os controladores ressonantes agiram corretamente, tornando as parcelas de corrente harmônicas nas frequências para as quais os ressonantes foram projetados praticamente nulas.

De acordo com os resultados mostrados, o sistema é capaz de atuar como uma UPQC, para as condições do modo de operação 2.

#### 5.4 MODO DE OPERAÇÃO 3

O modo de operação 3 apresenta o sistema operando com o sistema fotovoltaico conectado ao barramento CC da UPQC, com uma irradiância solar de  $800W/m^2$ . O sistema opera sem cargas conectadas na saída e com a tensão da rede  $V_s$  de espectro harmônico mostrado na Figura 28. Em todas as Figuras mostradas, considera-se que o sistema está operando em regime permanente, e que o método de MPPT está operando do MPP, menos na Figura 37, na qual mostra-se a dinâmica do sistema quando o arranjo fotovoltaico é conectado.

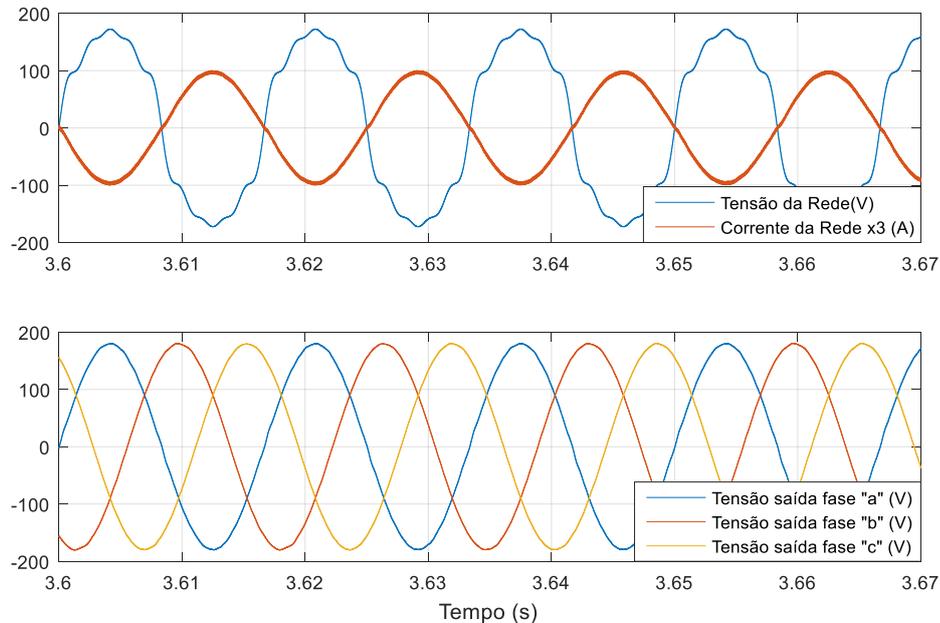
A Figura 34 mostra a tensão da rede elétrica  $V_s$ , a tensão sobre o transformador  $V_{transf}$  e a tensão de saída na fase “a”  $V_{La}$ .



**Figura 34 - Tensão da rede elétrica  $V_s$ , Tensão sobre o transformador  $V_{transf}$ , Tensão de saída na fase "a"  $V_{La}$ .**

**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 35 mostra a tensão da rede e a corrente da rede (multiplicada por 3, para facilitar a visualização) e as tensões de saída. A corrente da rede está em contra fase com a tensão, ou seja, o sistema está fornecendo energia para a rede elétrica. A corrente fornecida à rede elétrica possui baixo conteúdo harmônico, como mostra a Figura 38. As tensões de saída continuam com baixo conteúdo harmônico.

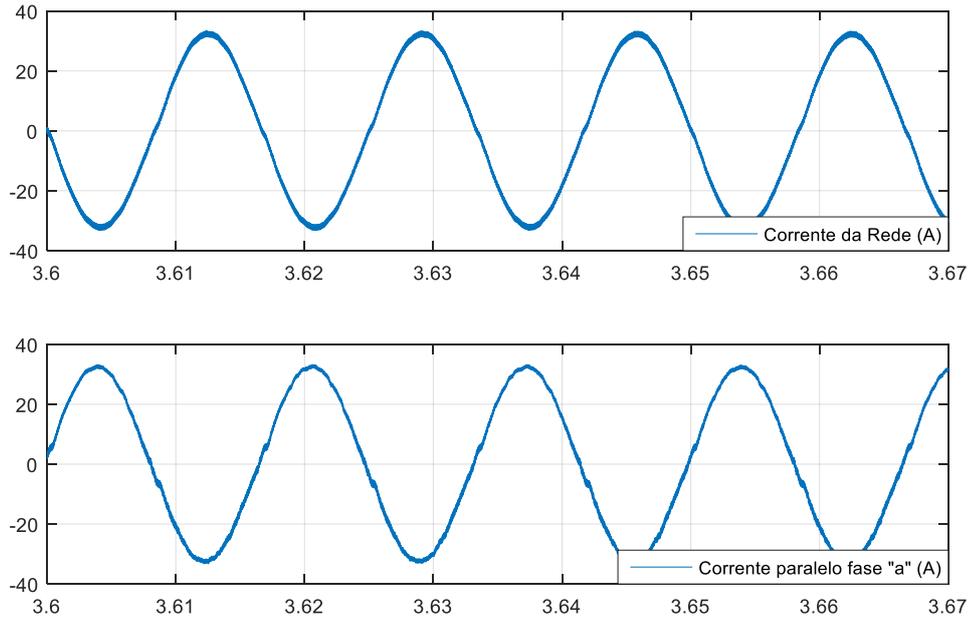


**Figura 35 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$  e  $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$  e  $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$  e  $V_{Lc}$ ).**

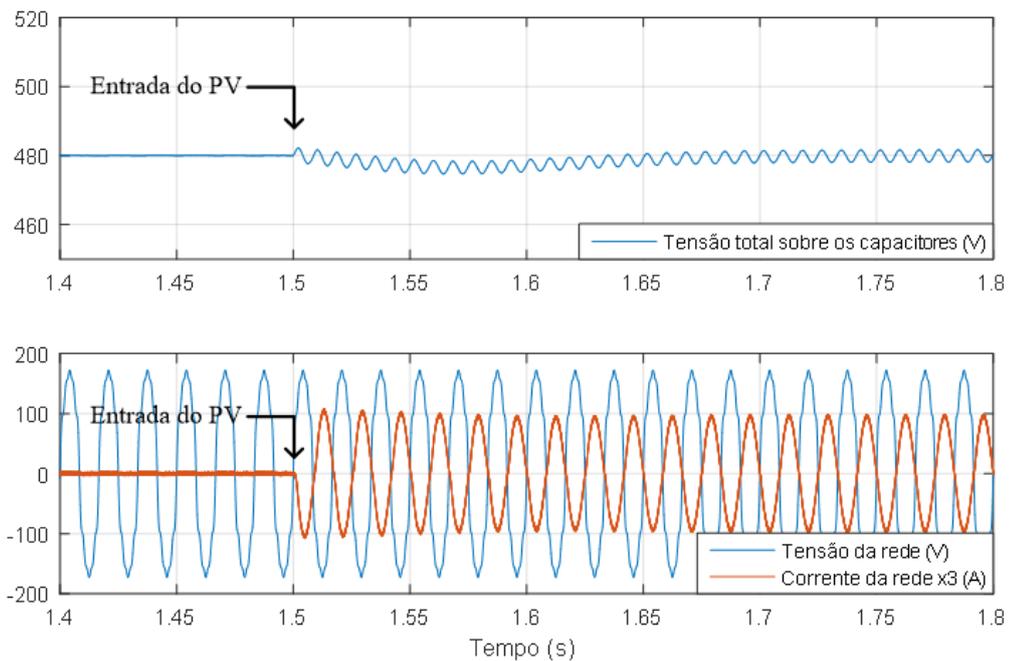
**Fonte: Autoria Própria**

A Figura 36 mostra a corrente da rede  $i_s$  e a do inversor paralelo fase “a”  $i_{fpa}$ . Esta figura mostra que, no sistema em questão, apesar de a corrente da rede ser sintetizada pelo inversor série, a energia a ser injetada na rede circula pelo inversor paralelo da fase “a”. Desta forma, pode-se concluir que, se houver distorção harmônica na corrente da rede, a corrente passante pelo inversor paralelo fase “a” terá componentes harmônicos, e seu controlador terá de ser robusto para que este distúrbio não comprometa a forma de onda da tensão.

A Figura 37 mostra a tensão total sobre o barramento CC e a tensão e a corrente da rede ( $V_s$ ) e ( $i_s$ ). O arranjo fotovoltaico é conectado ao barramento CC em 1,5 segundos. Percebe-se que a energia vinda do painel fotovoltaico é instantaneamente injetada na rede elétrica, e a tensão sobre o barramento CC sofre poucas alterações. Isso se deve ao algoritmo de estimação da amplitude da corrente a ser injetada na rede elétrica (Algoritmo de *feedforward*).

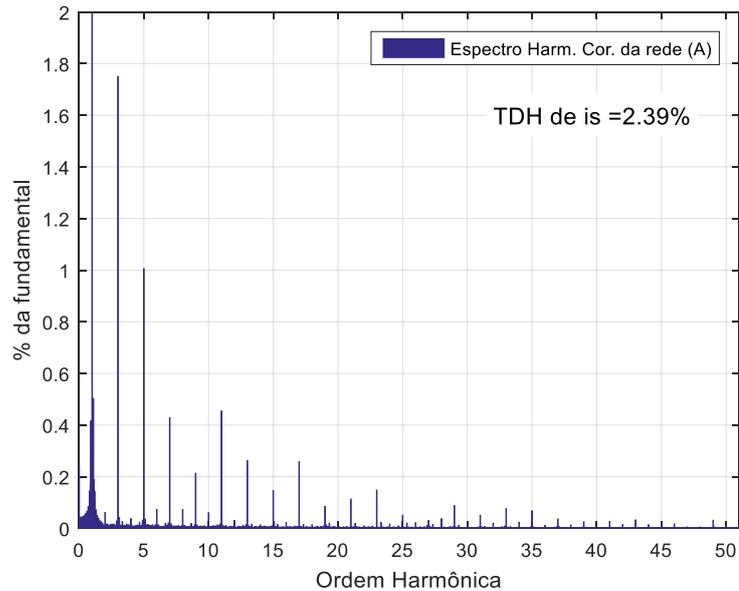


**Figura 36 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase "a" ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase "a" ( $i_{La}$  ).  
Fonte: Autoria Própria.**



**Figura 37 - Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), Tensão e corrente da rede elétrica ( $V_s$ ) e ( $i_s$ ). Conexão do arranjo fotovoltaico em 1,5 segundos.  
Fonte: Autoria própria**

A Figura 38 mostra o espectro harmônico da corrente da rede elétrica. Percebe-se então que o sistema é capaz de injetar corrente senoidal na rede elétrica, mesmo que a tensão tenha conteúdos harmônicos.



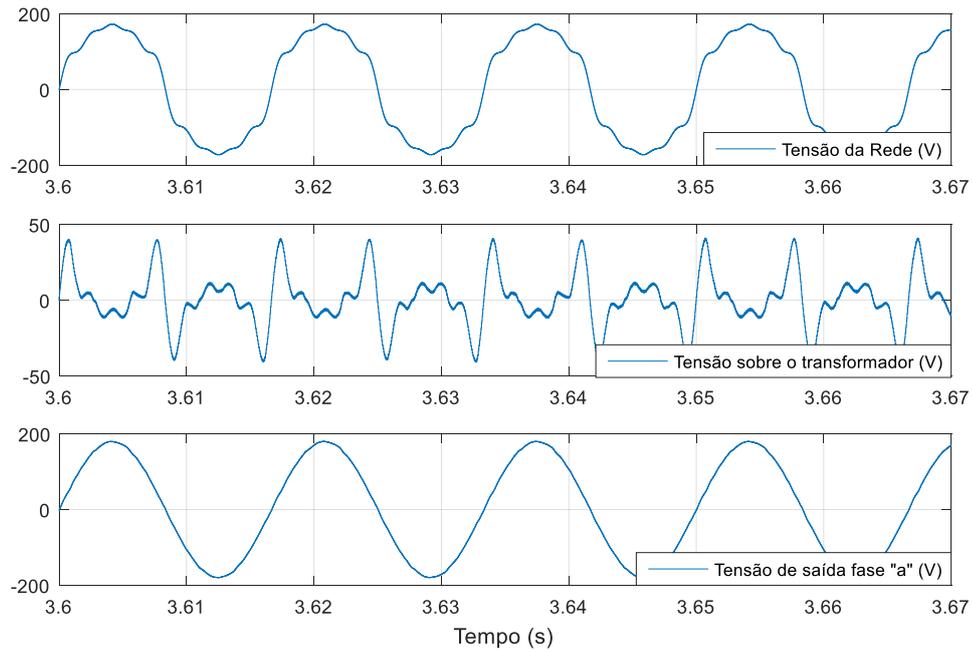
**Figura 38 – Espectro harmônico da corrente da rede  $i_s$ .**  
**Fonte: Autoria Própria**

#### 5.5 MODO DE OPERAÇÃO 4

O modo de operação 4 apresenta o sistema operando com o sistema fotovoltaico conectado ao barramento CC da UPQC, com uma irradiância solar de  $800W/m^2$ . O sistema opera com a carga 1 conectada aos inversores paralelos “a” e “c” e com a carga 2 conectada ao inversor paralelo fase “b”. A tensão da rede  $V_s$  possui harmônicos, e seu espectro harmônico é mostrado na Figura 28. Em todas as Figuras mostradas, considera-se que o sistema está operando em regime permanente, e que o método de MPPT está operando do MPP, menos na Figura 42, na qual mostra-se a dinâmica do sistema quando o arranjo fotovoltaico é conectado.

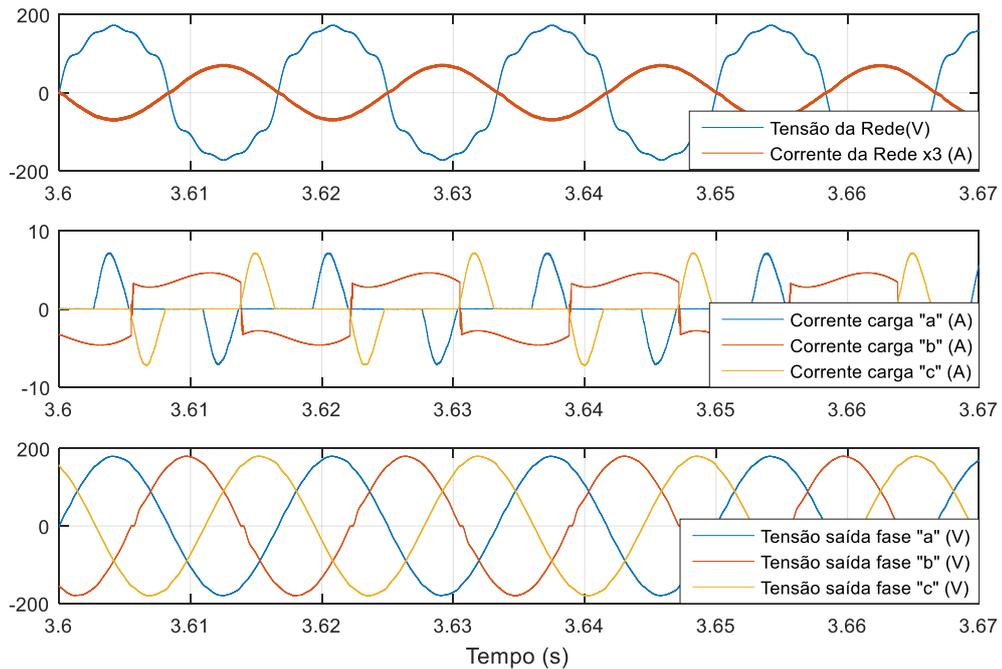
A Figura 39 mostra a tensão da rede elétrica  $V_s$ , a tensão sobre o transformador  $V_{transf}$  e a tensão de saída na fase “a”  $V_{La}$ . Como pode-se perceber, a tensão de saída do inversor paralelo da fase “a” é pouco influenciada pela presença do arranjo fotovoltaico.

A Figura 40 mostra a tensão da rede e a corrente da rede (multiplicada por 3, para facilitar a visualização), as correntes drenadas pelas cargas e as tensões de saída. A corrente da rede está em contra fase com a tensão, ou seja, o sistema está fornecendo energia para a rede elétrica. A corrente fornecida à rede elétrica possui baixo conteúdo harmônico, como mostra a Figura 43. As tensões de saída continuam com baixo conteúdo harmônico. Comparando a Figura 35 (Modo de operação 3) e a Figura 40 (Modo de operação 4), percebe-se que, com as cargas conectadas ao sistema, a amplitude da corrente injetada na rede é menor.



**Figura 39 - Tensão da rede elétrica  $V_s$ , Tensão sobre o transformador  $V_{trans}$ , Tensão de saída na fase "a"  $V_{La}$ .**

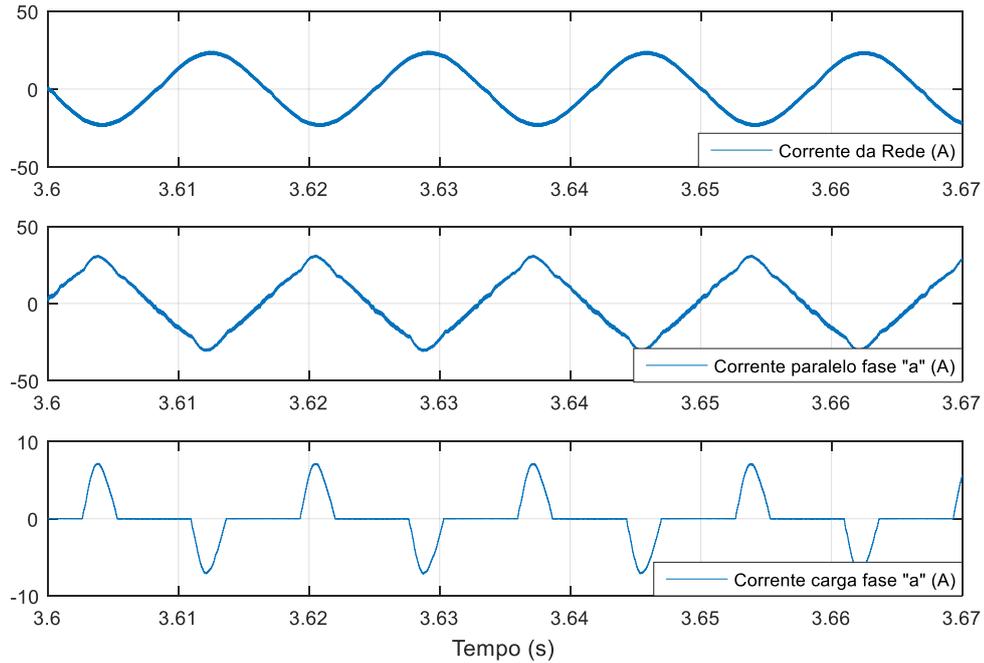
**Fonte: Autoria própria.**



**Figura 40 - Tensão e corrente da rede ( $V_s$  e  $i_s$ ), Correntes das cargas ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$  e  $i_{Lc}$ ) e tensões de saída ( $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$  e  $V_{Lc}$ ).**

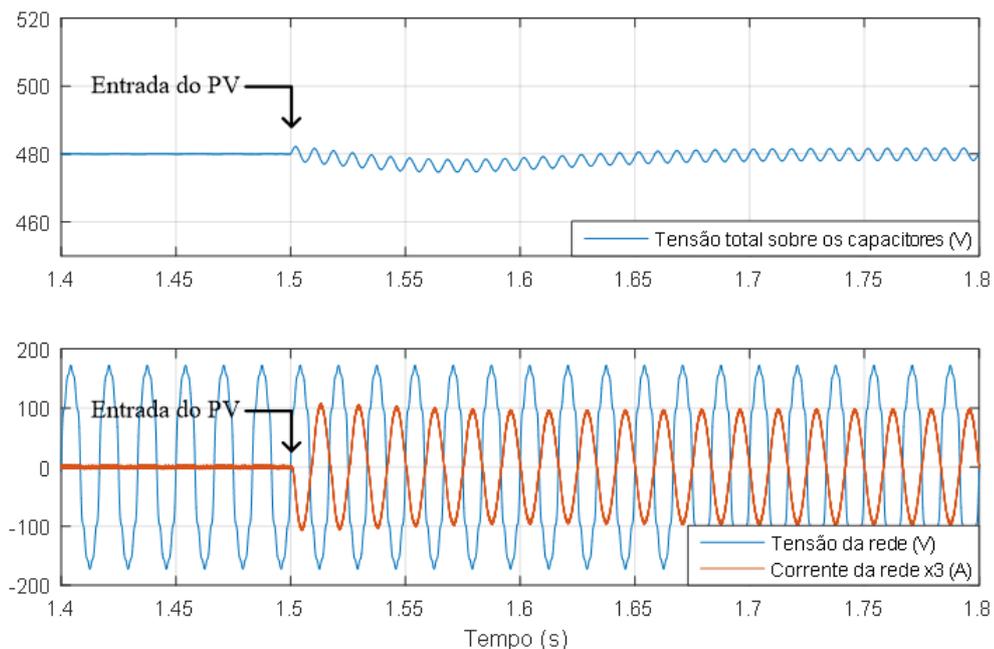
**Fonte: Autoria Própria**

A Figura 41 mostra a corrente da rede  $i_s$ , a do inversor paralelo fase "a"  $i_{fpa}$  e a drenada pela carga conectada ao inversor paralelo "a"  $i_{La}$ .



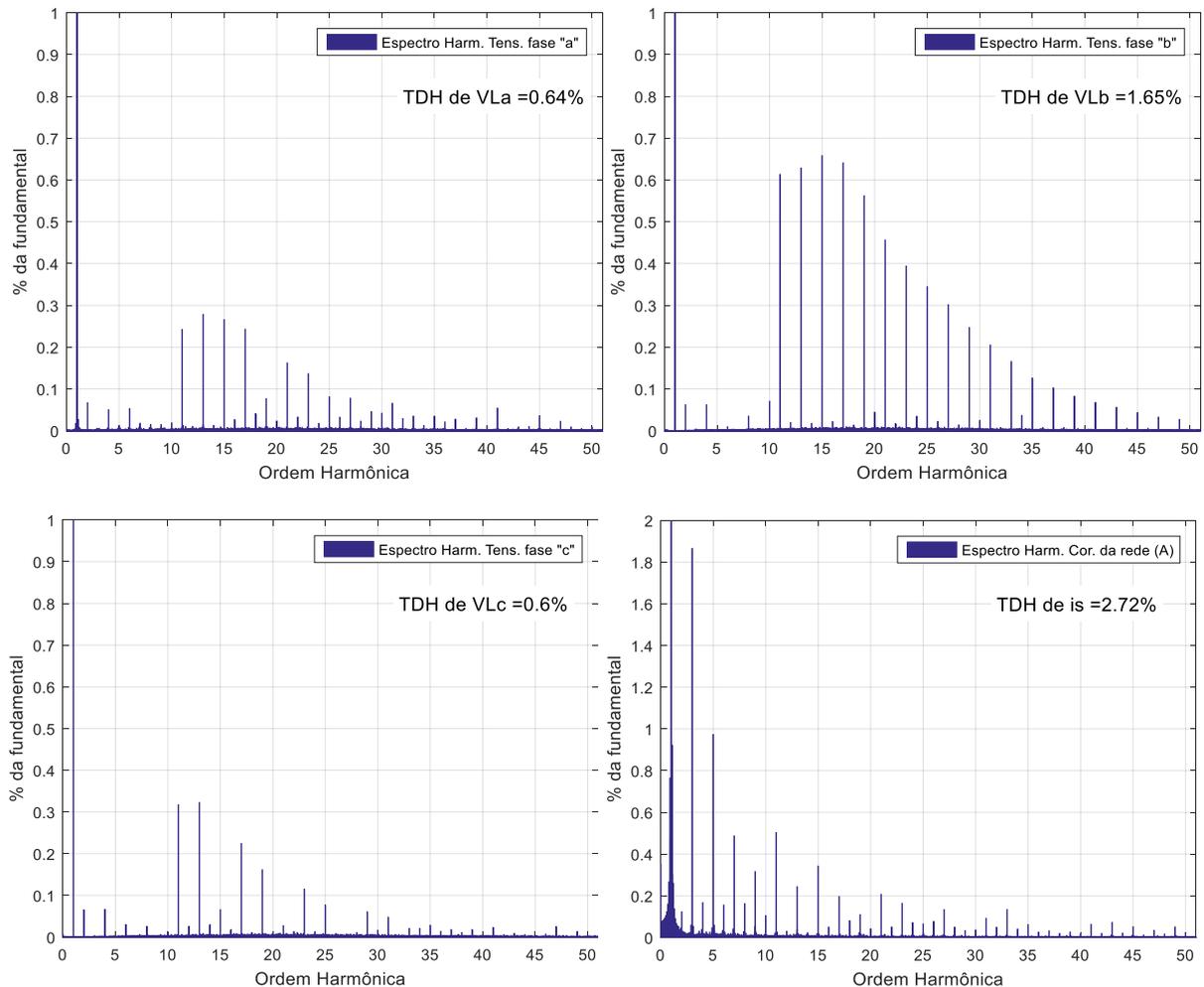
**Figura 41 - Corrente da rede ( $i_s$ ), Corrente do inversor paralelo da fase "a" ( $i_{fpa}$ ), Corrente da carga fase "a" ( $i_{La}$  ).  
Fonte: Autoria Própria.**

A Figura 42 mostra a tensão total sobre o barramento CC e a tensão e a corrente da rede ( $V_s$ ) e ( $i_s$ ). O arranjo fotovoltaico é conectado ao barramento CC em 1,5 segundos. Com o arranjo fotovoltaico desconectado (anterior a 1,5 segundos), o sistema drenava energia da rede elétrica. Com a conexão do arranjo fotovoltaico, o sistema passa a fornecer energia para a rede elétrica instantaneamente, pela atuação do algoritmo de *feedforward*.



**Figura 42 – Tensão total sobre o barramento CC ( $V_{cc}$ ), Tensão e corrente da rede elétrica ( $V_s$ ) e ( $i_s$ ). Conexão do arranjo fotovoltaico em 1,5 segundos.  
Fonte: Autoria própria**

A Figura 43 mostra o espectro harmônico das tensões de saída e da corrente da rede.



**Figura 43 - Espectros harmônicos das tensões fornecidas às cargas ( $V_{La}$ ,  $V_{Lb}$  e  $V_{Lc}$ ) e da corrente da rede  $i_s$ .**

**Fonte: Autoria Própria**

Novamente, as tensões das fases “a” e “c” tiveram TDH próximas de 0,6%, o que reforça a eficácia dos controladores ressonantes. Além disso, o efeito da carga 2 no inversor paralelo acontece novamente. A corrente drenada da rede possui taxa de distorção harmônica de 2,72%. Porém, o sistema ainda se mantém dentro da norma. Pode-se notar novamente que os controladores ressonantes agiram corretamente, tornando as parcelas de corrente harmônicas nas frequências para as quais os ressonantes foram projetados praticamente nulas.

De acordo com os resultados mostrados, o sistema é capaz de atuar como uma UPQC, e de injetar energia vinda de um arranjo fotovoltaico simultaneamente, para as condições do modo de operação 4.

## 5.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou resultados de simulação computacional para o sistema PV-UPQC-Mono-Tri operando em 4 modos de operação: tensão da rede sem harmônicos e painel fotovoltaico desligado, tensão da rede com harmônicos e painel fotovoltaico desligado, tensão da rede sem harmônicos e painel fotovoltaico conectado e tensão da rede com harmônicos e painel fotovoltaico conectado. É possível perceber que o sistema é capaz de operar em todos os modos de operação, fornecendo tensões com baixa distorção harmônica às cargas e drenando/injetando corrente elétrica com baixo conteúdo harmônico e fator de potência muito próximo de unitário. Além disso, foi possível também comprovar a eficácia do algoritmo de *feedforward*.

## 6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposto um sistema fotovoltaico utilizando um conversor monofásico-trifásico com condicionamento ativo de energia série-paralelo operando como uma UPQC no modo de compensação dual, voltado para aplicações rurais.

Para isso, inicialmente foram estudados temas relativos à Qualidade de Energia Elétrica e Sistemas Fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Em seguida, conceitos relacionados aos sistemas UPQC operando no modo de compensação tradicional e no modo de compensação dual. A modelagem matemática dos inversores série e paralelo foram realizados através da técnica de pequenos sinais, obtendo modelos matemáticos na forma de espaço de estados. Também foi obtido o modelo matemático que representa a dinâmica da tensão sobre o barramento CC pela corrente de compensação passando pelo barramento, através de um balanço de energia e posteriormente, da técnica de pequenos sinais. Este sistema foi representado através de uma função de transferência.

Para o cálculo da corrente de referência para o inversor série foi mostrado um algoritmo baseado no sistema de eixo de referência síncrona (SRF), levando em consideração informações do ângulo de fase da rede elétrica, obtido pelo algoritmo AF- $\alpha\beta$ -PLL, das correntes drenadas pelas cargas, da corrente de compensação de tensão no barramento CC e da estimação de corrente vinda do painel fotovoltaico a ser injetada na rede, chamado de algoritmo de *feedforward*. O cálculo da tensão de referência para o inversor paralelo é realizado através do ângulo de fase da rede elétrica e do valor de pico da tensão de saída. Para o controle do inversor série e do inversor paralelo, que possuem referência senoidal e devem rejeitar componentes harmônicas, foi mostrada uma estratégia de controle por realimentação de estados com controladores ressonantes. Os ganhos de realimentação de estados foram calculados através do método LQR. Para o controle da tensão sobre o barramento CC, foi utilizado um controlador PI. Conclui-se então que todos os objetivos específicos do trabalho foram cumpridos.

Analisando os resultados, é possível concluir que o sistema é capaz de operar tanto apenas como UPQC quanto injetando a energia vinda do arranjo fotovoltaico na rede, mantendo a corrente da rede em fase (ou em contra fase) com a rede e com baixa distorção harmônica. A tensão fornecida às cargas também foi mantida livre de harmônicos. Foi possível notar que qualquer diferença entre a tensão da rede e a tensão fornecida às cargas pelo inversor paralelo fase “a” aparece entre os terminais do transformador, influenciando no sistema de controle da corrente no inversor série. Também foi possível notar que a corrente passando pelo inversor

paralelo “a” não é apenas a relativa às cargas alimentadas por ele, mas também: à corrente ativa necessária para alimentar as cargas ligadas aos inversores paralelos “b” e “c” e à corrente a ser injetada na rede, vinda do painel fotovoltaico. Desta forma, quando quaisquer uma destas correntes possui componentes harmônicas, o controlador do inversor paralelo corrige o distúrbio. Por fim, conforme a análise realizada no capítulo de resultados, o sistema foi capaz de processar a energia injetada pelo arranjo fotovoltaico injetando-a na rede elétrica, de drenar corrente senoidal e com fator de potência unitário da rede monofásica, para alimentar as cargas, e de fornecer tensões senoidais e equilibradas às cargas, cumprindo o objetivo geral do trabalho.

Como proposta de continuidade a este trabalho, pode ser realizada a implementação prática deste sistema e o modelo do fluxo de potência da estrutura com o arranjo fotovoltaico.

## 7 REFERÊNCIAS

AKAGI, H. **Active harmonics filters**. Proceedings of the IEEE, v. 93, n. 12, p. 2128 – 2141, dec. 2005.

ANGÉLICO, B. A.; CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. **PI/PID Tuning Procedure of a Single-Phase Shunt Active Power Filter Using Bode Diagram**, IET Power Electronics, vol. 7, no. 10, pp. 2647-2659, October 2014.

AREDES, M.; WATANABE, E. H. **New Control Algorithms for Series and Shunt Three Phase Four-Wire Active Power Filters**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 10, no. 3, p. 1649 – 1656, julho. 1995.

BACON, V. D.; SILVA, S. A. O. da; CAMPANHOL, L. B. G.; ANGÉLICO, B. A. **Stability Analysis and Performance Evaluation of a Single-phase Phase-locked Loop Algorithm Using a Non-autonomous Adaptive Filter**. IET Power Electronics, Vol.7, Iss8, pp.2081-2092, 2014.

BARRIVIERA, R.; SILVA, S. A. O. da; KASTER, M. S.; MODESTO, R. A. **Implementação de um Sistema UPS Monofásico com Condicionamento Ativo de Potência Série e Paralelo**. Eletrônica de Potência, Campo Grande, 2011, v. 17, pp.753 – 762.

BELLAR, M. D.; AREDES, M.; SILVA NETO, J. L.; BARBOSA ROLIM, L. G.; MIRANDA, U. A.; FERNANDES, R. M.; AQUINO, A. F. C.; PETERSEN, V. C. **Four Wire Single-Phase to Three-Phase System for Rural Distribution Network**, IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 1064-1070, 2004.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. B. **Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter**, in Proceedings of 4th European Conference on Power Electronics and Application. Florencia, p. 30-35, 1991.

BRASIL. **MANUAL DE OPERACIONALIZAÇÃO PARA O PERÍODO DE 2015 A 2018**. Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica, 2015.

BRITO, M. A. G. de; GALOTTO JR., L.; SAMPAIO, L. P. **Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 3, pp. 1156 – 1167, march, 2013.

CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. da; GOEDEL, A. **Filtro Ativo de Potência Paralelo Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro-Fios**. Eletrônica de Potência, Campo Grande, 2013, v. 18, pp. 782-792.

CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro Ativo de Potência Paralelo Utilizando Inversores Monofásicos Full-Bridge Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro Fios**. Dissertação – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, PR, 2012.

CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. **Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação.** *Eletrônica de Potência*. Vol. 13, No. 3, pp. 141–146, agosto, 2008.

CASTILLA, M.; MIRET, J.; MATAS, J.; VICUÑA, L. G. de.; GUERRERO, J.; M. **Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters with Damped Resonant Harmonic Compensators.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, No. 11, November 2009.

COSTA-CASTELLÓ, R.; GRINÓ, R.; PARPAL, R. C.; FOSSAS, E. **High-Performance Control of a Single-Phase Shunt Active Filter.** *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 17, No. 6, November, 2009.

DAS, J. C.; PE; MIEE, Sr. **Passive filters-potentialities and limitations.** *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2003. Conference Record of the 2003 Annual. Atlanta, USA. IEEE, 2003. p. 187-197.*

DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; SANTOS, S.; BEATY, H. W. **Electrical Power Systems Quality.** 2. ed. New York: McGraw, 2002.

DUPONT, F. H.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, J. R.; PINHEIRO, H.; OLIVEIRA, S. V. G.; PÉRES, A., **Comparison of Digital LQR Techniques for DC-DC Boost Converters With Load Range.** *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 925-928, Rio de Janeiro, 2011, Brazil.

ENJETI, P. N.; RAHMAN, A. **A New Single-Phase to Three-Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost ac Motor Drives.** *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 4, pp. 806-813, 1993.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics.** 2.ed. Kluwer Academic Publishers, 2001.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas. Com Introdução à Eletrônica de Potência.** 6ª Ed, Bookman, 2006.

FUKUDA, S.; YODA, T. **A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model.** *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, No. 3, May/June 2001.

GOW, J. A.; MANNING, C. D. **Development of a Photovoltaic Array Model for Use in Power Electronics Simulation Studies.** *IEE Proc. on Electric Power Applications*. Vol. 146, No. 2, pp. 193-200, 1999.

IEC 1000-3-2 International Std. **International Eletrotechnical Comission, Geneve Switzerland.** 1998. Norma IEC.

IEC 61727:2004 **Photovoltaic (PV) systems – Characteristics of the utility interface.** 2004.

IEEE Std. 519-2011. **IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems.** July, 2011.

IEEE Std. 1547-2003 **IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems.** July 2003.

LANFANG, L.; XIAOKE, C.; HUI, M.; BIAOGUANG, S.; XIAOGANG, XU.; YUNXIANG, X. **Repetitive Control Implementation with Frequency Adaptive Algorithm for Shunt Active Power Filter.** IEEE 8<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016.

JAZAYERI, M.; UYSAL, S.; JAZAYERI, K. **Evaluation of maximum power point tracking techniques in pv systems using matlab/simulink.** IEEE. Green Technologies Conference (GreenTech), 2014 Sixth Annual IEEE. [S.l.], 2014. p. 54–60. 169, 170, 171

MODESTO, R. A. **Estudo, Projeto e Implementação de Sistemas UPQC/UPS Trifásicos Aplicados no Condicionamento Ativo de Energia Elétrica.** Tese – Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, 2015.

NEGRÃO, F. A.; DA SILVA, S. A. O. da; MODESTO, R. A. **A single-phase to Three-phase UPQC Topology With Universal Filtering Capabilities.** IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Nov, 2015.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**, 5<sup>a</sup> Ed. Prentice Hall, São Paulo, SP, 2010.

OLIVEIRA, T. R. de. **Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um protótipo de nanorrede c.c. dedicado aos setores residencial e comercial.** Tese - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2016.

OLALLA, C.; LEYVA, R.; EL AROUNDI, A.; QUEINNEC, I., **Robust LQR Control for PWM Converters: An LMI Approach**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 7, July 2009.

PRODIST. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional.** Módulo 8. Revisão 4, ANEEL, 2012.

QUINN, C. A.; MOHAN, N. **Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase non-linear loads.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual. Boston, MA. IEEE, 1992. p. 829-836.

ROGER, D. C.; FRANK, M. F.; WAYNE B. H. **Electrical Power Systems Quality.** McGraw-Hill, Inc., 1996.

SANTOS, E. C. da; JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C. da; ROCHA, N. **Single-Phase to Three-Phase Power Converters: State of the Art.** IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 5, pp. 2437-2452, 2012.

SILVA, S. A. O. da. **Sistema de Energia Ininterrupta *Line Interactive* Trifásico com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela.** Tese – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2001.

SILVA, S. A. O. da; FERACIN, A.; CERVANTES, S. G. S.; GOEDEL, A.; NASCIMENTO, C. F. **Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems.** Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on. Valparaiso, Chile. IEEE, 2010. p. 832-837.

SINGH, B.; HADDAD, K. A.; CHANDRA, A. **A review of active filters for power quality improvement.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on., v. 46, n. 5, p. 960 – 971, oct. 1999.

TAKAMI, M. H. F.; SILVA, S. A. O. da; SAMPAIO, L. P. **Estudo de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica com Compensação de Harmônicos e Reativos.** Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte, 2014.

WU, J.; WANG, Y. **Three-Phase to Single-Phase Power-Conversion System.** IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 2, pp. 453-461, 2011.

Anexo 1 – Algoritmo de detecção do ângulo de fase da rede elétrica (*Phase Loop Lock - PLL*)

O algoritmo de detecção de ângulo de fase utilizado neste trabalho foi proposto por (BACON *et al*, 2014) e é chamado de AF- $\alpha\beta$ -pPLL. Um bom algoritmo PLL deve ser capaz de fornecer a frequência e o ângulo de fase da rede elétrica monitorada e possuir imunidade aos distúrbios presentes na rede, como afundamentos e elevações de tensão, harmônicos, saltos de fase, variações de frequência, entre outros.

O AF- $\alpha\beta$ -pPLL utiliza um algoritmo baseado na teoria da potência ativa instantânea no eixo de referência estacionário bifásico e opera interconectado à um filtro adaptativo não-autônomo. A Figura 44 mostra o algoritmo proposto por (SILVA *et al*, 2008). Este algoritmo PLL estará fornecendo as informações corretas da rede elétrica quando a componente de potência instantânea fictícia ( $p'$ ) for igual à zero. Em outras palavras, o algoritmo estará sincronizado com a rede elétrica quando as correntes fictícias  $i'_\alpha$  e  $i'_\beta$  estiverem em quadratura com as tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , respectivamente. Antes do integrador, haverá a frequência angular da rede elétrica  $\hat{\omega}$  em rad/s. O ângulo  $\hat{\theta}_{pll}$  é o resultado da integração, representa o ângulo de fase da rede elétrica e é utilizado para o cálculo dos sinais fictícios  $i'_\alpha$  e  $i'_\beta$ .  $\hat{\omega}_{ff}$  é um valor adicionado diretamente na malha, para melhorar a dinâmica inicial do sistema. A potência  $p'$  é mostrada na equação (A.1).

$$p' = V_p \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\hat{\theta}_{pll}) + V_p \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \text{sen}\left(\hat{\theta}_{pll} - \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{A.1})$$

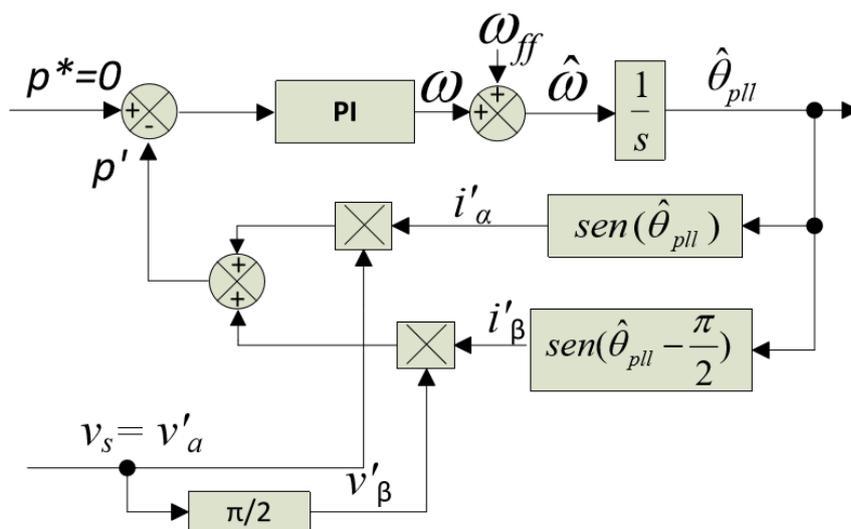


Figura 44 - pPLL monofásico baseado na teoria de potência ativa instantânea fictícia trifásica ( $\alpha\beta$ -pPLL).

Fonte: SILVA *et al*, 2008

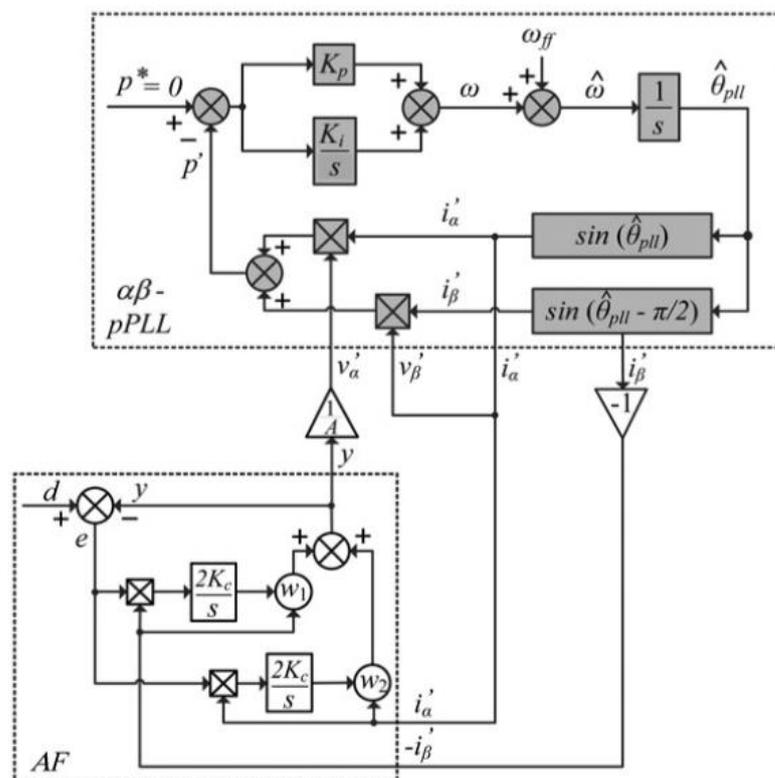
O problema da estrutura mostrada na Figura 44 é a baixa imunidade aos harmônicos presentes na tensão da rede, que acabam interferindo em  $\hat{\theta}_{pll}$ . (BACON *et al*, 2014) propôs o acoplamento de um filtro adaptativo (AF) nesta estrutura, para extrair a componente fundamental da tensão da rede elétrica. Desta forma, o algoritmo pPLL irá trabalhar somente com uma componente de frequência fundamental, região onde o mesmo obtém desempenho satisfatório.

A Figura 45 mostra o algoritmo AF- $\alpha\beta$ -pPLL. O filtro adaptativo extrai as componentes de sequência positiva do sistema trifásico fictício ( $v'_\alpha$  e  $v'_\beta$ ) ortogonais e normalizadas. O sinal de saída  $\hat{y}$  do filtro adaptativo, ou seja, a componentes fundamental normalizada da tensão de entrada ( $d = v_s$ ), é como (A.2):

$$\hat{y} = \frac{-w_1 i'_\beta + w_2 i'_\alpha}{A} \quad (\text{A.2})$$

Na qual:

- $A$  é o valor de pico de  $y$ ;
- $\omega_1$  e  $\omega_2$  são os pesos do filtro adaptativo.



**Figura 45 - Filtro adaptativo (AF) acoplado ao  $\alpha\beta$ -pPLL, formando o AF- $\alpha\beta$ -pPLL.**  
 Fonte: BACON *et al*, 2014

A potência instantânea fictícia ( $p'$ ) normalizada é dada por (A.3):

$$p' = i'_\alpha(\hat{y} + i'_\beta) \quad (\text{A.3})$$

Desta forma, quando  $\hat{y} = -i'_\beta$ ,  $p' = 0$ . Essa condição é satisfeita quando  $i'_\beta$  estiver em fase com a tensão da rede elétrica.

Os passos de projeto do controlador PI utilizado no algoritmo PLL e dos parâmetros do filtro adaptativo estão disponíveis em (BACON *et al*, 2014).

O controlador PI do algoritmo PLL é conforme a equação (A.4):

$$G_{PI_{PLL}} = \frac{K_{P_{PLL}}s + K_{I_{PLL}}}{s} \quad (\text{A.4})$$

A Tabela 13 mostra os valores adotados para os parâmetros do AF- $\alpha\beta$ -pPLL.

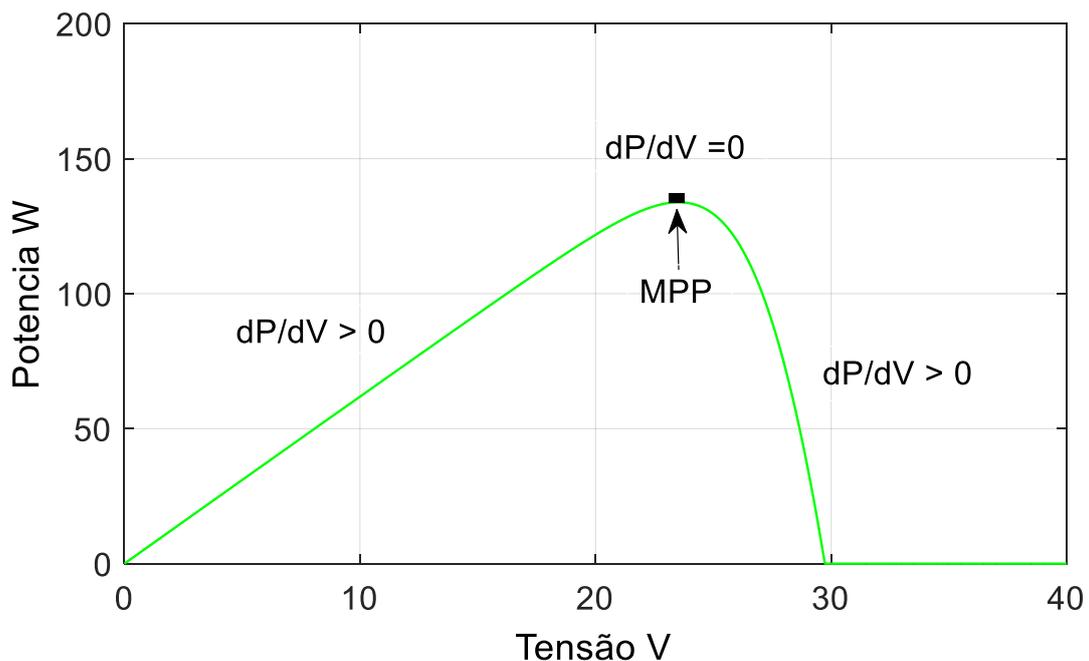
Tabela 13 - Valores utilizados no AF- $\alpha\beta$ -pPLL.

Ganho proporcional do controlador PI $K_{P_{PLL}}$	425,84
Ganho integral do controlador PI $K_{I_{PLL}}$	32359,36
Ganho $K_c$ do filtro adaptativo $K_{C_{PLL}}$	840
Frequência de <i>feedforward</i> $w_{ff}$	$60.2\pi$

## Anexo 2 – Método de Extração de Máxima Potência Perturba e Observa (P&O)

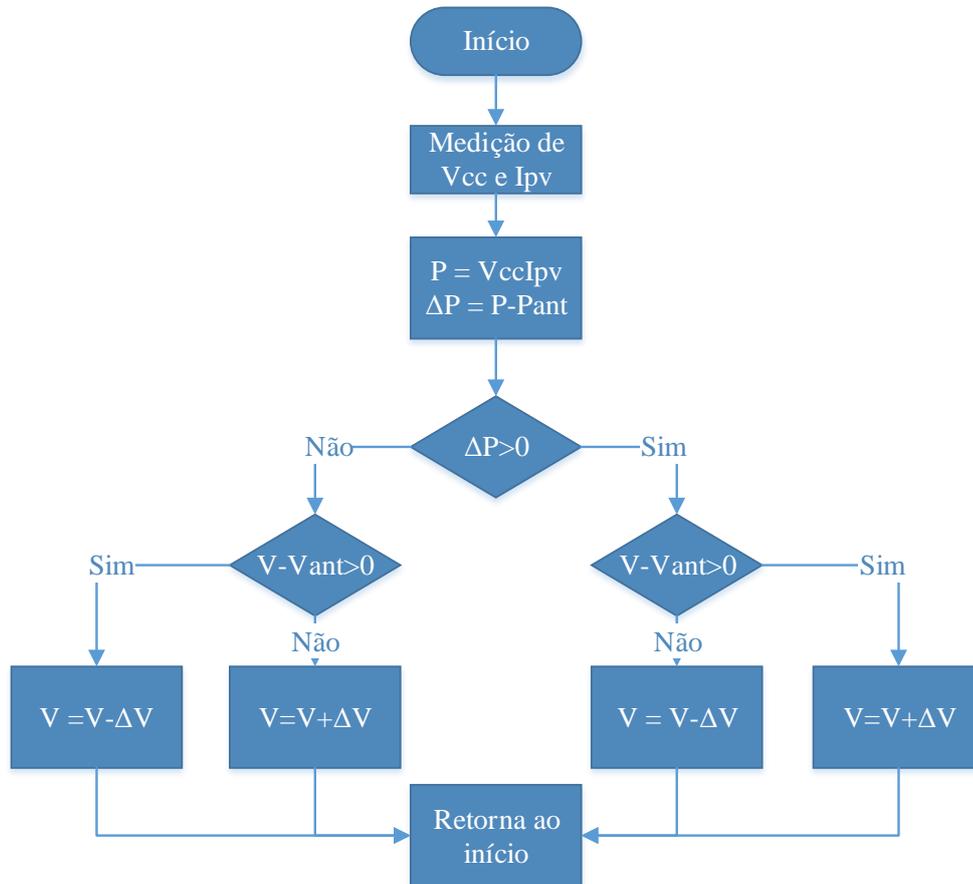
O método de extração de máxima potência Perturba e Observa é muito utilizado por sua eficiência e simplicidade de implementação. O método consiste em um algoritmo que incrementa ou decrementa a tensão sobre o arranjo fotovoltaico e compara a potência de saída antes e após a perturbação. Diante deste dado, o algoritmo decide qual é a próxima perturbação a ser aplicada. Para isso, é necessário obter a tensão sobre o barramento CC e sobre o arranjo fotovoltaico e a corrente do arranjo fotovoltaico.

A Figura 46 apresenta o sinal da derivada da potência fornecida pelo painel fotovoltaico pela variação na tensão sobre o painel. Desta forma, quando  $\frac{dP}{dV} > 0$ , a tensão aplicada sobre o arranjo é menor que a tensão de MPP. Assim, se o incremento de tensão foi positivo e a variação de potência foi positiva, o sistema deve continuar a aumentar a tensão. Se o incremento de tensão foi negativo e a variação de potência foi negativa, o sistema deve inverter o sentido de incremento. Para  $\frac{dP}{dV} < 0$ , a tensão é maior do que a tensão de MPP. Neste caso, se a variação de tensão foi negativa e a variação da potência foi positiva, o sentido de incremento deve ser mantido. Para uma variação de tensão positiva com variação de potência negativa, o sentido de incremento deve ser modificado. Este processo acontece durante toda a operação do método de rastreamento, e o sistema tende a ter uma pequena oscilação em torno do ponto de máxima potência.



**Figura 46 - Sinal de  $\frac{dP}{dV}$  na curva VxP do arranjo fotovoltaico.**  
**Fonte: Adaptado de Jazayeri et al, 2014.**

A Figura 47 mostra o fluxograma do algoritmo do MPPT P&O. As variáveis com sufixo “ant” significam dados da iteração anterior.  $\Delta V$  é o passo do incremento.



**Figura 47 - Fluxograma do algoritmo do MPPT P&O.**  
**Fonte: Adaptado de Jazayeri et al, 2014.**

Anexo 3 – Algoritmo de estimação da amplitude da corrente a ser injetada na rede elétrica  
(Algoritmo de *feedforward*)

O algoritmo proposto tem a finalidade de estimar a amplitude da corrente a ser injetada na rede elétrica, para compensar a energia injetada diretamente no barramento CC pelo arranjo fotovoltaico. Desta forma, considera-se que toda a energia disponibilizada pelo arranjo fotovoltaico é injetada na rede elétrica pela PV-UPQC-Mono-Tri. A potência drenada pelas cargas e as perdas no conversor são calculadas e compensadas, respectivamente, pelos demais algoritmos mostrados no corpo do trabalho.

De acordo com as considerações realizadas, pode-se afirmar (A.5):

$$P_{PV} = P_{s_{PV}} \quad (\text{A.5})$$

Na qual:

- $P_{PV}$  é a potência instantânea disponibilizada pelo arranjo fotovoltaico;
- $P_{s_{PV}}$  é a potência instantânea injetada na rede elétrica pelo inversor série, vinda do arranjo fotovoltaico.

A equação (A.6) pode ser representada por:

$$V_{cc}I_{PV} = V_s i_{s_{PV}} \quad (\text{A.6})$$

Considerando que a potência é injetada em uma rede monofásica, pode-se obter (A.7), considerando a tensão e a corrente monofásica no eixo  $dq$ :

$$P_{s_{PV}} = V_s i_{s_{PV}} = \frac{v_d}{\sqrt{2}} \frac{i_{d_{PV}}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.7})$$

Logo, pode-se obter (A.8):

$$V_{cc}I_{PV} = \frac{v_d}{\sqrt{2}} \frac{i_{d_{PV}}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.8})$$

Manipulando e chamando a corrente  $i_{d_{PV}}$  de  $i_{ff}$ , pode-se obter o valor de pico da corrente a ser injetada na rede, conforme (A.9):

$$i_{ff} = \frac{2V_{cc}I_{PV}}{v_d} \quad (\text{A.9})$$

Conforme mostrado na Figura 11 e na subseção 4.1.1, a o valor de  $i_{ff}$  é diretamente multiplicado por  $-\cos(\theta_{PLL})$ . Desta forma, gera-se uma corrente senoidal, na frequência fundamental e em contra fase com a tensão da rede elétrica, injetando potência na rede elétrica.