

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

FERNANDO ALVES NEGRÃO

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO-
TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE-
PARALELA.**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**CORNÉLIO PROCÓPIO
2016**

FERNANDO ALVES NEGRÃO

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO-
TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE-
PARALELA.**

**Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
como requisito parcial para obtenção do
título de “Mestre em Engenharia Elétrica”.**

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

**Cornélio Procópio
2016**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

- N393 Negrão, Fernando Alves
Desenvolvimento de um conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralela / Fernando Alves Negrão. – 2016.
184 f. : il. color. ; 30 cm
- Orientador: Sérgio Augusto Oliveira da Silva.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Cornélio Procópio, 2016.
Bibliografia: p. 177-184.
1. Conversores de corrente elétrica. 2. Potência reativa (Engenharia elétrica). 3. Sistemas de energia elétrica. 4. Engenharia Elétrica – Dissertações. I. Silva, Sérgio Augusto Oliveira da, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3



TERMO DE APROVAÇÃO

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE-PARALELA

por

FERNANDO ALVES NEGRÃO

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA – Área de Concentração: Sistemas Eletrônicos Industriais, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR – Câmpus Cornélio Procópio, às 9:00 h do dia 26 de Agosto de 2016. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:

Dr. Sérgio Augusto de Oliveira da Silva
Prof.(a) Orientador(a)

Dr. Lourenço Matakas Júnior
Membro titular

Dr. Rodrigo Augusto Modesto
Membro titular

À Deus,
à minha amada esposa Isabela,
aos meus dedicados pais Maria Tereza e Nilson,
à meus familiares,
e aos meus verdadeiros amigos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Deus, pois sem a permissão Dele nada acontece e ao Senhor Jesus Cristo por ser minha companhia e me dar forças nos momentos mais difíceis dessa caminhada.

À minha esposa Isabela Dante Alves Negrão, que com paciência e muito amor suportou e me apoiou durante todo o mestrado.

Ao Prof. Dr. Sérgio Augusto de Oliveira da Silva, pela orientação, pelo tempo dedicado, pela paciência, pelas cobranças e por todos os ensinamentos.

Pela participação na banca de avaliação da defesa do mestrado, aos Professores Dr. Lourenço Matakas Junior e ao Professor Dr. Rodrigo Augusto Modesto, a esse, agradeço também por toda ajuda dispensada durante o desenvolvimento do trabalho. Também aos Professores Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito e Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio pela participação na banca de avaliação de qualificação.

À todos os docentes do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UTFPR (Cornélio Procópio), pelo conhecimento transmitido.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renovais, pelas trocas de experiências e conhecimento e pelas ajudas prestadas, Danilo Henrique Wollz, Guilherme Masquetti Pelz, Igor Rafael Guizelini, Leonardo Bruno Garcia Campanhol, Marcelo Hideo de Freitas Takami e Vinício Dario Bacon.

Aos colegas de classe do mestrado, Alex Sandro Viel Pulici, Guilherme Martins Lopes, Gustavo Henrique Bazan, Lucas Henrique Salame de Andrade, Marlon de Carvalho Pascoal, Tiago Drummond Lopes, pelos estudos e pela parceria.

Aos diretores e funcionários da Leistung Equipamentos Ltda, em especial ao Sr. Marcelo Javier Fernandez, que promoveu as condições necessárias para a realização do mestrado e conclusão desse trabalho.

RESUMO

NEGRÃO, Fernando Alves. **Desenvolvimento de um conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralela**. 2015. 129 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2016.

Este trabalho apresenta o estudo, projeto e análise de um conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralela, o qual é denominado de UPQC-Mono-Tri e indicado para aplicações em sistemas de eletrificação rurais monofásicos. O UPQC-Mono-Tri é composto por dois inversores PWM, um monofásico operando como filtro ativo de potência série (FAPS) e outro trifásico, no qual um dos braços inversores é conectado à carga e opera como filtro ativo de potência paralelo (FAPP). É adotada a estratégia de compensação dual para a topologia do UPQC proposta, na qual as malhas de controle de tensão e corrente operam com referências de controle senoidais. Desta forma, o FAPS opera como fonte de corrente senoidal, sincronizada com a tensão da rede elétrica monofásica, enquanto o FAPP opera como fonte de tensão senoidal equilibrada e regulada. São realizadas simulações computacionais com o objetivo de avaliar o desempenho da topologia proposta, bem como um protótipo experimental é construído a fim de confirmar o desenvolvimento teórico e validar a proposta deste trabalho.

Palavras-chave: Supressão Harmônica, Compensação de Potência Reativa, Conversor Monofásico-Trifásico, Correção do Fator de Potência, Condicionador de Qualidade de Energia Unificado.

ABSTRACT

NEGRÃO, Fernando Alves. **Development of a single-phase to three-phase converter with series-parallel active power compensation.** 2015. 129 f. Dissertação – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2016.

This work presents a study, design and analysis of a single-phase to three-phase converter with series-parallel active power line compensation, which in this work is called *UPQC-Mono-Tri*. The proposed topology is indicated for application in rural areas, where only single-phase electric power distribution system is available. The UPQC is composed of two PWM converters, where the first operates as series active power filter (SAPF), while the second is composed of a three-phase inverter, which is implemented by means of three half-bridge inverters. One of the half-bridge inverters is connected to the load and also operates as parallel active power filter (PAPF). The dual compensation strategy is adopted for the proposed UPQC topology, in which both series and parallel controllers handle only sinusoidal references. The SAPF operates as sinusoidal current source synchronized with the utility grid voltage, while the PAPF operates as sinusoidal voltage source providing sinusoidal, balanced and regulated voltages to single or three-phase loads. Simulations are performed in order to evaluate the proposed topology performance, as well as an experimental prototype is built to confirm the theoretical development, and validate the proposed work.

Keywords: Harmonic Suppression. Reactive Power Compensation. Single-Phase to Three-Phase Converter, Power Factor Correction, Unified Power Quality Conditioner.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Conversores estáticos monofásico para trifásico típicos: (a) retificador de entrada sem controle de corrente, (b) retificador com controle de corrente e sem neutro para carga, (c) retificador com controle de corrente e neutro na carga conectado ao ponto médio do barramento CC, (d) retificador com controle de corrente e inversor quatro braços para conexão de carga trifásica com neutro. (SANTOS et al, 2012)	24
Figura 1.2 - Conversor monofásico para trifásico: (a) sem controle de corrente drenada da rede, (b) com controle da corrente drenada da rede. (ENJETI, RAHMAN; JAKKLI, 1991)	24
Figura 1.3 - Conversores conectados em paralelo com a rede: (a) Topologia proposta por Machado, Buso e Pomilio (2004), (b) Topologia proposta por Scapini et al (2014 a), (c) Topologia proposta por Santos, Jacobina e Dias (2009), (d) Topologia proposta por Santos et al (2011), (e) Topologia proposta por Dias, Santos e Jacobina (2010).....	265
Figura 1.4 - Conversores conectados em paralelo com a rede: (a) Topologia proposta por Machado, Buso e Pomilio (2004), (b) Topologia proposta por Scapini et al (2014 a), (c) Topologia proposta por Santos, Jacobina e Dias (2009), (d) Topologia proposta por Santos et al (2011), (e) Topologia proposta por Dias, Santos e Jacobina (2010).	296
Figura 1.5 - Conversor Monofásico para trifásico com UPQC compensação dual.....	29
Figura 2.1 - Sistema MRT monofilar sem transformador de isolamento (RIBEIRO et al, 2000).	48
Figura 2.2 - Sistema MRT monofilar com transformador de isolamento (RIBEIRO et al, 2000).	49
Figura 2.3 - Sistema monofilar com neutro parcial (RIBEIRO et al, 2000).	50
Figura 2.4 - Típica topologia do UPQC monofásico.....	51
Figura 2.5 - Exemplos de tensão e corrente de referência para o controle do FAPS e do FAPP, (a) Exemplo de tensão de rede com harmônicos (v_s) referência de tensão para o controle do FAPS (v_{cs}^*) e tensão na carga (v_L), (b) Exemplo de corrente gerada pela carga não linear (i_L), referência de corrente para o controle do FAPP (i_{cp}^*) e corrente compensada na rede (i_s)	52
Figura 2.6 - Princípio de funcionamento do UPQC, (a) UPQC modo de compensação tradicional, (b) UPQC estratégia de compensação dual.	53
Figura 2.7 - Curvas típicas de um UPQC monofásico compensação dual, (a) Tensão da rede com distorção harmônica (v_s), referência da corrente do FAPS (i_{cs}^*); queda de tensão sobre o transformador série ($v_{cs} = (v_L - v_s)$) e tensão da carga (v_L), (b) corrente da carga não linear (i_L), referência de tensão do FAPP (v_L^*), corrente no FAPP (i_{cp}) e corrente da rede (i_s).....	54
Figura 2.8 - Conversor monofásico-trifásico com retificador não controlado.	56
Figura 2.9 - Conversor monofásico-trifásico com retificador controlado.....	57
Figura 2.10 - Exemplo de formas de onda de tensão e corrente, (a) conversores sem controle da corrente de entrada e (b) conversores com controle da corrente de entrada.	57
Figura 2.11 - Conversores monofásico-trifásico com redução do uso de chaves (a) sem controle da corrente i_s , (b) com controle da corrente i_s	58

Figura 2.12 - Topologias monofásicas –trifásicas: (a) oito chaves, neutro da carga e neutro da rede conectados ao ponto médio do barramento CC, (b) oito chaves, neutro da carga conectado ao ponto médio do barramento CC e neutro da rede conectado no braço s3, (c) oito chaves, neutro da rede conectado no ponto médio do barramento e neutro da carga conectado no braço s3, (d) oito chaves, neutro da rede e neutro da carga conectados no braço s3, (e) dez chaves, neutro da carga e neutro da rede conectados no braço g2, (f) dez chaves, neutro da rede conectado no ponto médio do barramento e neutro da carga conectado no braço s3.	60
Figura 2.13 - Conversor monofásico-trifásico com filtro ativo.	61
Figura 2.14 - Conversor monofásico-trifásico interativo, proposto por Scapini et al, (2014).	62
Figura 2.15 - Conversor monofásico-trifásico propostos por Santos, Jacobina e Dias (2009).	63
Figura 2.16 - Conversor proposto por Santos, Jacobina e Dias (2009): (a) modelo e (b) diagrama fasorial.	64
Figura 2.17 - Conversores monofásico-trifásico, (a) Topologia proposta por Santos et al (2011), (b) Topologia proposta por Dias, Santos e Jacobina (2010).	65
Figura 2.18 - - Modelo e diagrama fasorial dos conversores: (a) Topologia proposta por Santos et al (2011), (b) Topologia proposta por Dias, Santos e Jacobina (2010).	66
Figura 2.19 - Proposta do conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralela.	68
Figura 3.1 - Diagrama de blocos do UPQC Mono-Tri.	71
Figura 3.2 - Diagrama elétrico do circuito de potência do UPQC Mono-Tri.	72
Figura 3.3 - Algoritmo SRF trifásico (SILVA, 2001).	73
Figura 3.4 - Algoritmo SRF para geração de referência de corrente do FAPS.	75
Figura 3.5 - Diagrama de bloco do Filtro Média Móvel.	77
Figura 3.6 - O pPLL monofásico baseado na teoria de potência ativa instantânea fictícia trifásica ($\alpha\beta$ -pPLL) (SILVA, NOVOCHADLO, MODESTO, 2008).	81
Figura 3.7 - Algoritmo AF- $\alpha\beta$ -pPLL proposto por Bacon et al. (2014).	82
Figura 3.8 - Conversor série monofásico.	83
Figura 3.9 - Circuito equivalente para o conversor série.	84
Figura 3.10 - Circuito equivalente conversor série com primário refletido.	84
Figura 3.11 - Modelo do conversor série.	85
Figura 3.12 - Malha de controle do conversor série.	87
Figura 3.13 - Diagrama em bloco da malha de controle do barramento CC.	92
Figura 3.14 - Circuito do conversor paralelo da fase a (FAPP).	93
Figura 3.15 - Diagrama de blocos da malha de controle do conversor paralelo.	96
Figura 3.16 - Potencias normalizadas: (a) Conversor série $ S_{sc}/S_L $ e (b) conversor paralelo da fase a $ S_{pa}/S_L $	102
Figura 3.17 - Fluxo de potência ativa: (a) $V_s = 0,75 V_L$, (b) $V_s = V_L$ e (c) $V_s = 1,25 V_L$	103
Figura 4.1 - Diagrama de Bode de malha aberta do conversor série $G_{cs}(s)$	108
Figura 4.2 - Diagrama de Bode de malha aberta $C'(s)G_{cs}(s)$	108
Figura 4.3 - Resposta em frequência do conversor série em malha aberta, $C(s)G_{cs}(s)$	109

Figura 4.4 - Resposta em frequência do conversor série em malha fechada.	109
Figura 4.5 - Controlador PI+R.....	110
Figura 4.6 - Diagrama de Bode de $H_1(s)$, considerando $K_1 = 1$	111
Figura 4.7 - Diagrama de Bode de $H_1(s)$	112
Figura 4.8 - Diagrama de Bode de malha aberta da planta do barramento CC ($G_{p_{cc}}(s)$).....	113
Figura 4.9 - Diagrama de Bode de malha aberta do barramento CC $C'(s)G_{cs}(s)$	114
Figura 4.10 - Resposta em frequência do controle de tensão do barramento CC em malha aberta,, $G_{p_{cc}}(s)G_{cs}(s)$	115
Figura 4.11 - Resposta em frequência do barramento CC em malha fechada.	115
Figura 4.12 - Resposta em frequência da malha de corrente sem compensação ($G_{MAi}(s)$).	117
Figura 4.13 - Resposta em frequência em malha aberta da malha interna de corrente com controlador P ($Kp_i \cdot G_{MAi}(s)$).....	118
Figura 4.14 - Resposta em frequência da malha fechada de corrente ($G_{MFi}(s)$)	118
Figura 4.15 - Resposta em frequência em malha aberta da tensão ($G_{MAV}(s)$).....	119
Figura 4.16 - Resposta em frequência em malha aberta da tensão ($C'(s)G_{MAV}(s)$)..	119
Figura 4.17 - Resposta em frequência em malha eberta da malha de tensão compensada ($C(s)G_{MAV}(s)$).	120
Figura 4.18 - Resposta em frequência do conversor série em malha fechada.	121
Figura 5.1 - Diagrama simplificado do UPQC-Mono-Tri simulado.....	125
Figura 5.2 - Cargas utilizadas nas simulações (a) carga 1: não-linear RL e (b) carga 2: trifásica RL em delta	127
Figura 5.3 - Tensão da rede (v_s), tensão sobre o transformador (v_{cs}) e a tensão na carga da fase a (v_{La}).	128
Figura 5.4 - Tensão da rede (v_s) e corrente da rede (i_s), correntes (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) e tensões (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) na carga 1.....	128
Figura 5.5 - Detalhe da corrente de carga da fase a (i_{La}), da corrente do conversor paralelo a (i_{cpa}) e da corrente da rede (i_s)	129
Figura 5.6 - Tensão da rede (v_s), tensão sobre o transformador (v_{cs}) e a tensão na carga da fase a (v_{La}).	130
Figura 5.7 - Detalhe da tensão da rede (v_s), da tensão sobre o conversor série (v_{cs}) e da tensão sobre a fase a (v_{La}).	130
Figura 5.8 - Tensão da rede (v_s) e corrente da rede (i_s), tensões (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) e correntes (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) , corrente da carga RL.....	131
Figura 5.9 - Detalhe da corrente de carga da fase a (i_{La}), da corrente do conversor paralelo a (i_{cpa}) e da corrente da rede (i_s) para a carga 2.....	132
Figura 5.10 - Tensões de entrada (v_s) com distúrbio de sag e swell, tensão da fase a (v_{La}), tensão sobre o conversor série (v_{cs}) e potência instantânea processado pelo conversor (p_{cs}).....	132
Figura 5.11 - Tensão do barramento (v_{cc}), corrente da rede elétrica (i_s), corrente do conversor paralelo (i_{cpa}), e as correntes da carga trifásica (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}).....	133
Figura 6.1 - Diagrama do protótipo experimental do UPQC-Mono-Tri implementado.....	136

Figura 6.2 - Diagrama do controlador de corrente e tensão CC do UPQC-Mono-Tri implementado...	137
Figura 6.3 - Diagrama do controlador de tensão do conversor paralelo do UPQC-Mono-Tri implementado.....	138
Figura 6.4 - Fotos do protótipo experimental do UPQC Mono-Tri.....	139
Figura 6.5 – Pré-carga do barramento CC: Tensão do barramento CC (v_{cc}) (100V/div, 5s/div), corrente da rede monofásica (i_s) (10A/div, 5s/div) e corrente que flui pelo conversor paralelo conectado à fase a (i_{cpa}) do UPQC-Mono-Tri (10A/div e 5s/div).....	141
Figura 6.6 – Correntes e tensões do sistema para a carga 1: (a) correntes da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} (10A/div, 5ms/div), (b) tensões trifásicas de saída v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div), (c) tensão da rede v_s (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div) e (d) correntes da carga i_{La} , (10A/div, 5ms/div) corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div) e corrente do conversor paralelo a i_{cpa} (20A/div, 5ms/div).....	143
Figura 6.7 – Espectros harmônicos de tensão e corrente da entrada e saídas do UPQC-Mono-Tri para carga 1: (a) tensão da rede (v_s), (b) corrente da rede (i_s), (c) tensão de saída da fase a (v_{La}), (d) corrente de carga da fase a (i_{La}), (e) tensão de saída da fase b (v_{Lb}), (f) tensão de saída da fase c (v_{Lc}).....	144
Figura 6.8 – Potências do UPQC-Mono-Tri para a carga 1: (a) entrada (v_s e i_s), (b) saída fase a (v_{La} e i_{La}), (c) saída fase b (v_{Lb} e i_{Lb}) e (d) saída fase c (v_{Lc} e i_{Lc}).....	145
Figura 6.9 – Correntes e tensões do sistema para a carga 2: (a) correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} (5A/div, 5ms/div) e i_{Ln} (10A/div, 5ms/div), (b) tensões trifásicas de saída v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div), (c) tensão da rede v_s (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div), (d) correntes da carga i_{La} , (5A/div, 5ms/div), corrente da rede i_s e corrente do conversor paralelo da fase a i_{cpa} (20A/div, 5ms/div).....	147
Figura 6.10 – Espectros harmônicos de tensão e corrente da entrada e saída do UPQC-Mono-Tri para carga 2: (a) tensão da rede (v_s), (b) corrente da rede (i_s), (c) tensão de saída da fase a (v_{La}), (d) corrente de carga da fase a (i_{La}), (e) tensão de saída da fase b (v_{Lb}), (f) tensão de saída da fase c (v_{Lc}).	148
Figura 6.11 – Potências do UPQC-Mono-Tri para a carga 2: (a) entrada (v_s e i_s), (b) saída fase a (v_{La} e i_{La}), (c) saída fase b (v_{Lb} e i_{Lb}) e (d) saída fase c (v_{Lc} e i_{Lc}).....	149
Figura 6.12 – Correntes e tensões do sistema para a carga 3: (a) correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} (5A/div, 5ms/div), (b) tensões trifásicas de saída v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (10A/div, 5ms/div), (c) tensão da rede v_s (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (10A/div, 5ms/div), (d) correntes da carga i_{La} , (5A/div, 5ms/div), corrente da rede i_s e corrente do conversor paralelo da fase a i_{cpa} (20A/div, 5ms/div).	150
Figura 6.13 – Espectros harmônicos de tensão e corrente da entrada e saída do UPQC-Mono-Tri para carga 3: (a) tensão da rede (v_s), (b) corrente da rede (i_s), (c) tensão de saída da fase a (v_{La}), (d) corrente de carga da fase a (i_{La}), (e) tensão de saída da fase b (v_{Lb}), (f) tensão de saída da fase c (v_{Lc}).....	151
Figura 6.14 – Potências do UPQC-Mono-Tri para a carga 3: (a) entrada, potência monofásica, tensão v_s e corrente i_s , (b) saída, potência trifásica, tensão v_{Lab} e corrente i_{Lc}	152

Figura 6.15 –Tensão sobre o transformador para: (a) $V_s = V_{La}$, (b) $V_s > V_{La}$ e (c) $V_s < V_{La}$, onde v_s é a tensão da rede, v_{La} é a tensão de saída e v_{cs} é a tensão sobre o transformador de acoplamento série.....	157
Figura 6.16 –Tensões do sistema para harmônicos de tensão na rede: tensão da rede com DHT de 12%, (200V/div ,5ms/div), tensão na carga da fase a (v_{La}), (200V/div ,5ms/div) e tensão sobre o transformador de acoplamento (v_{cs}), (50V/div ,5ms/div)	157
Figura 6.17 – Espectros harmônicos de tensão de entrada e de saída do UPQC-Mono-Tri para presença de harmônico de tensão na rede elétrica.	158
Figura 6.18 – Potências do conversor para condição de tensão $V_s < V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) tensão e corrente, fase b (v_{Lb} e i_{Lb}), (d) tensão e corrente, fase c (v_{Lc} e i_{Lc}), (e) potências de entrada, (f) potências da fase a (g) potências da fase b, (h) potências da fase c, (i) potências do conversor série, (j) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (k) potências fluindo pelo conversor paralelo a.	159
Figura 6.19 – Fluxo de potência em kVA: $V_s < V_{La}$	160
Figura 6.20 – Potências do conversor para condição de tensão $V_s = V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) tensão e corrente, fase b (v_{Lb} e i_{Lb}), (d) tensão e corrente, fase c (v_{Lc} e i_{Lc}), (e) potências de entrada; (f) potências da fase a, (g) potências da fase b, (h) potências da fase c, (i) potências do conversor série, (j) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (k) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.	161
Figura 6.21 – Fluxo de potência em kVA: $V_s = V_{La}$	161
Figura 6.22 – Potências do conversor para condição de tensão $V_s > V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) tensão e corrente, fase b (v_{Lb} e i_{Lb}), (d) tensão e corrente, fase c (v_{Lc} e i_{Lc}), (e) potências de entrada, (f) potências da fase a, (g) potências da fase b, (h) potências da fase c, (i) potências do conversor série, (j) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (k) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.	163
Figura 6.23 – Fluxo de potência em kVA: $V_s > V_{La}$	163
Figura 6.24 – Potências UPQC monofásica para condição de tensão $V_s < V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) potências de entrada, (d) potências da fase a, (e) potências do conversor série, (f) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (g) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.....	165
Figura 6.25 – Fluxo de potência em kVA: $V_s < V_{La}$ (monofásico)	165
Figura 6.26 – Potências UPQC monofásica para condição de tensão $v_s = v_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) potências de entrada, (d) potências da fase a, (e) potências do conversor série, (f) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (g) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.	167
Figura 6.27 – Fluxo de potência em kVA: $V_s = V_{La}$ (monofásico)	168
Figura 6.28– Potências UPQC monofásica para condição de tensão $V_s > V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) potências de entrada, (d) potências da fase a , (e) potências do conversor série, (f) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (g) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.	168

Figura 6.29 – Fluxo de potência em kVA: $V_s > V_{La}$ (monofásico)	168
Figura 6.30 –Comportamento dinâmico do UPQC, degrau de carga: (a) tensão do barramento CC (V_{cc}) (50V/div, 1s/div) e correntes das cargas i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} (10A/div, 1s/div) (b) tensão do barramento CC (V_{cc}) (50V/div, 2,5s/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 2,5s/div).....	170
Figura 6.31 –Comportamento dinâmico, aplicação de sag de tensão: (a) sag de 10 ciclos, tensão da rede (v_s) (200V/div, 25ms/div), tensão de saída da fase a (v_{La}) (200V/div, 25ms/div), tensão de compensação do transformador de acoplamento do conversor série (v_{cs}) (50V/div, 25ms/div), (b) Sag de 30 ciclos, tensão da rede (v_s) (200V/div, 100ms/div), tensão de saída da fase a (v_{La}) (200V/div, 100ms/div), tensão de compensação do transformador de acoplamento do conversor série (v_{cs}) (50V/div, 100ms/div).	171

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Valores de tensão de referência (eficaz).	37
Tabela 2.2 - Níveis de referência para distorção harmônica individual de tensão, para tensão nominal menor que 1kV.	40
Tabela 2.3 - Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração.	42
Tabela 4.1 - Especificações para o projeto do controlador PI de corrente do conversor série.	107
Tabela 4.2 - Ganhos do controlador PI da malha de corrente do conversor série	108
Tabela 4.3 - Tabela 7.3 - Ganho de $H_1(s)$	112
Tabela 4.4 - Especificações para o projeto do controlador PI do barramento CC.	112
Tabela 4.5 - Ganhos do controlador PI do barramento CC.	114
Tabela 4.6 - Especificações para projeto dos controladores P e PI do conversor paralelo.	117
Tabela 4.7 - Ganhos do controlador PI da malha de corrente do conversor série	120
Tabela 5.1 - Parâmetros e especificações utilizados na simulação.	126
Tabela 5.2 - Parâmetros das cargas utilizadas.	126
Tabela 6.1 - Parâmetros utilizados no protótipo implementado.....	139
Tabela 6.2 - Parâmetros das cargas utilizadas nos ensaios do protótipo.....	140
Tabela 6.3 –Medições experimentais de potências (Aparente, Ativa e Não Ativa), Fator de potência e Fator de Deslocamento para as cargas 1, 2 e 3.....	153
Tabela 6.4 – Resultados experimentais para as cargas de 1 a 3, DHT%.....	154
Tabela 6.5 – Comparação dos harmônicos individuais de tensão para carga 1.....	155
Tabela 6.6 – Comparação dos harmônicos individuais de tensão para carga 2.....	155
Tabela 6.7 – Comparação dos harmônicos individuais de tensão para carga 3.....	156
Tabela 6.8 - Medições experimentais de potências (Aparente, Ativa e Não Ativa) para as diferentes condições de tensão ($V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$ e $V_s > V_{La}$).....	169

LISTA DE ABREVIATURAS

IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
MRT	Rede monofásica com retorno por terra
2F-N	Sistema bifásico com neutro
2F	Sistema bifásico sem neutro
1F-N	Sistema monofásico com neutro
3F-N	Sistema trifásico com neutro
CC	Corrente contínua
UPQC	Condicionadores unificados de qualidade de energia
FAP	Filtro ativo de potência
DVR	Restauradores dinâmicos de tensão
FAPS	Filtro ativo de potência série
FAPP	Filtro ativo de potência paralelo
UPS	Sistemas ininterruptos de energia
UPQC-Mono-Tri	Conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralela
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
ANEEL	Agência nacional de energia elétrica
PRODIST	Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PAC	Ponto de acoplamento comum
CA	Corrente alternada
PWM	Modulação por largura de pulso
FP	Fator de potência
SRF	Sistema de eixos de referência síncrona
FPB	Filtro passa baixa
AF	Filtro adaptativo
PI	Proporcional integral
PID	Proporcional integral derivativo

LISTA DE SÍMBOLOS

V_1	Amplitude da componente fundamental da tensão
V_h	Amplitude das componentes harmônicas individuais da tensão
$\hat{\theta}_{pll}$	Ângulo estimado do PLL
C_{cc}	Capacitância do barramento CC
C_{fpa}	Capacitância do filtro de saída
p'	Componente contínua da potência instantânea fictícia
$i_{d_{dc}}$	Corrente contínuas no eixo de referência síncrono
i_L	Corrente da carga
i_s	Corrente da rede
i_{La}^*	Corrente de referência fase <i>a</i>
i_{Lb}^*	Corrente de referência fase <i>b</i>
i_{Lc}^*	Corrente de referência fase <i>c</i>
i_{cp}^*	Corrente de referência para o controle do FAPP
i_{cs}^*	Corrente de referência para o controle do FAPS
i_{dc}	Corrente de saída do controlador do barramento CC
i_α	Corrente instantânea no eixo α
i_β	Corrente instantânea no eixo β
i_{cp}	Corrente no FAPP
DHT_i	Distorção harmônica da corrente
DHT_{V_s}	Distorção harmônica da tensão da rede elétrica
DHT	Distorção harmônica total
EA	Energia ativa
ER	Energia reativa
fp	Fator de potência
ω	Frequência angular da rede elétrica
$\hat{\omega}$	Frequência angular estimada pelo PLL
f_s	Frequência da rede elétrica
ω_G	Frequência de cruzamento
$\cos \phi_1$	Fator de deslocamento
ω_{ff}	Frequência de <i>feed-forward</i>

K_{pwm}	Ganho do modulador PWM
L_{dp}	Indutância de dispersão do primário do transformador série
L_{ds}	Indutância de dispersão do secundário do transformador série
L_{fpa}	Indutância do filtro de saída da fase a
L_{fs}	Indutância do filtro do conversor série
L_{eq}	Indutância equivalente do conversor série
γ	Margem de fase
N_p	Número de espiras do primário
N_s	Número de espiras do secundário
$i_{d_{dc}}$	Parcela de corrente ativa da carga no referencial síncrono
$i_{q_{dc}}$	Parcela de corrente reativa da carga no referencial síncrono
p_{pc}	Parcela de potência que flui da rede para o conversor do filtro ativo paralelo
I_{s1}	Parcela fundamental da corrente da rede
V_{s1}	Parcela fundamental de tensão da rede
I_{sH}	Parcela harmônica da corrente I_s
V_{sH}	Parcela harmônica da tensão V_s
\dot{i}_{dm}	Parcela média de corrente no eixo de referência síncrono dq .
v_{dm}	Parcela média de tensão no eixo de referência síncrono dq .
w_1	Peso 1 do filtro do algoritmo AF
w_2	Peso 2 do filtro do algoritmo do AF
θ	Posição angular do SRF
P	Potência ativa
P_L	Potência ativa da carga
p_{in}	Potência ativa instantânea drenada da rede
p_m	Potência ativa instantânea fundamental
P_S	Potência ativa na entrada do conversor
P_{sc}	Potência ativa sobre o conversor série.
S_L	Potência aparente da carga total
S_{cs}	Potência aparente do conversor série (FAPS)
S_{pa}	Potência aparente do conversor paralelo da fase a
S_{La}	Potência aparente individual da fase a

S_{Lb}	Potência aparente individual da fase b
S_{Lc}	Potência aparente individual da fase c
D_V	Potência de distorção de tensão
p'	Potência instantânea fictícia
p_h	Potência instantânea harmônica
H_{sc}	Potências harmônica sobre o conversor série.
Q	Potência reativa
Q_{sc}	Potências reativa harmônica sobre o conversor série.
$d_s(t)$	Razão cíclica do PWM.
p^*	Referência de potência fictícia para o PLL
v_{La}^*	Referência de tensão de saída da fase a
v_{Lb}^*	Referência de tensão de saída da fase b
v_{Lc}^*	Referência de tensão de saída da fase c
v_L^*	Referência de tensão para o controle do FAPP
v_{cs}^*	Referência de tensão para o controle do FAPS
n	Relação de transformação do transformador série
R_{dp}	Resistência de dispersão do primário do transformador série
R_{ds}	Resistência de dispersão do secundário do transformador série
R_{Lfs}	Resistência do indutor do filtro série
R_{Lfpa}	Resistência do indutor do filtro de saída da fase a
R_{eq}	Resistência equivalente do conversor série
\hat{v}_{sf}	Sinal de saída do AF
vd_{dc}	Tensão contínua no eixo de referência síncrono
v_s	Tensão de rede
V_{cc}	Tensão do barramento CC
V_L	Tensão eficaz de saída
V_s	Tensão eficaz da rede
v_α	Tensão instantânea no eixo α
v_β	Tensão instantânea no eixo β
v_L	Tensão na carga
$V_{\text{primário}}$	Tensão no primário do transformador série
$V_{\text{secundário}}$	Tensão no secundário do transformador série

v_c	Tensão sobre o primário do transformador série ($v_s - v_{La}$)
v_{cs}	Tensão sobre os terminais do transformador série
id_{dc}	Valor contínuo da corrente da carga trifásica no eixo dq .
vd_{dc}	Valor contínuo da tensão da carga trifásica no eixo dq .
V_m	Valor da tensão de pico da triangular do modulador PWM.
v_d	Valor da tensão sobre a carga no referencial síncrono dq
V_{Lp}	Valor de amplitude de tensão na carga
I_{p_s}	Valor de pico da corrente da rede elétrica monofásica
V_{p_s}	Valor de pico da tensão da rede elétrica monofásica
A	Valor de pico de \hat{v}_{sf}
$\langle v_{AB}(t) \rangle$	Valor instantâneo das tensões entre os pontos A e B,

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	PROBLEMA A SER PESQUISADO	29
1.2	OBJETIVOS	31
1.2.1	Objetivo geral	31
1.2.2	Objetivos específicos	31
1.3	JUSTIFICATIVA	32
1.4	CONTRIBUIÇÕES E RELEVÂNCIA DO TRABALHO	32
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	34
2	QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA EM SISTEMAS ELÉTRICOS E ELETRIFICAÇÃO RURAL	35
2.1	INTRODUÇÃO	35
2.2	TERMOS E DEFINIÇÕES RELACIONADOS À QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA	36
2.2.1	Tensão em Regime Permanente	37
2.2.2	Fator de Potência	38
2.2.3	Conceito de Harmônicos	39
2.2.4	Flutuação de Tensão	41
2.2.5	Variação de Tensão de Curta Duração	41
2.2.6	Variação de Tensão de Longa Duração	42
2.2.7	Transitórios	43
2.2.8	Variação de Frequência	43
2.3	ELETRIFICAÇÃO RURAL	43
2.3.1	Sistema monofásico com retorno pelo terra (MRT)	46
2.4	CONVERSORES DE QUALIDADE DE ENERGIA UNIFICADOS (UPQC) E COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA	50
2.5	CONVERSORES MONOFÁSICO-TRIFÁSICO	55
2.6	TOPOLOGIA PROPOSTA DO CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE-PARALELA	67
2.7	CONCLUSÃO	69
3	CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE E PARALELA	70
3.1	INTRODUÇÃO	70
3.2	DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO	70
3.2.1	Circuito de potência	71
3.2.2	Algoritmo de Geração da Referência de Corrente de Entrada	73

3.2.3 Geração das Referências de Tensões de Saída	79
3.2.4 Sistema de Detecção de Ângulo de Fase (PLL) Monofásico	79
3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE-PARALELA.....	83
3.3.1 Modelo Matemático do Conversor Série	83
3.3.2 Malha de Controle de Corrente do Conversor Série.....	87
3.3.3 Modelo Matemático do Barramento CC.....	88
3.3.4 Malha de Controle de Tensão do Barramento CC	92
3.3.5 Modelo Matemático do Conversor Paralelo.....	93
3.3.6 Malha de Controle de Tensão do Conversor Paralelo	95
3.4 FLUXO DE POTÊNCIA NOS CONVERSORES SÉRIE E PARALELO.....	97
3.5 CONCLUSÃO	104
4 PROJETO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO E CORRENTE	105
4.1 INTRODUÇÃO	105
4.2 MÉTODO DE PROJETO DOS CONTROLADORES PI	105
4.3 SINTONIA DO CONTROLADOR DO CONVERSOR SÉRIE.....	107
4.4 SINTONIA DO CONTROLADOR DO BARRAMENTO CC.....	112
4.5 SINTONIA DOS CONTROLADORES DO CONVERSOR PARALELO	116
4.6 DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES	121
4.7 CONCLUSÃO	123
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES.....	124
5.1 INTRODUÇÃO	124
5.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE E PARALELA.....	124
5.3 RESULTADO DE SIMULAÇÕES.....	127
5.4 CONCLUSÃO	133
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	135
6.1 INTRODUÇÃO	135
6.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL DO UPQC-MONO-TRI.	135
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO UPQC-MONO-TRI.	141
6.3.1 Resultados Experimentais Estáticos do UPQC-Mono-Tri.....	142
6.3.2 Resultados Experimentais Dinâmicos do UPQC-Mono-Tri.....	169
6.4 CONCLUSÃO	172
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	173
7.1 CONCLUSÕES.....	173
7.2 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	175
7.3 PUBLICAÇÕES	176

1 INTRODUÇÃO

Segundo o Censo 2010 realizado pelo Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), cerca de 15% da população brasileira vive em localidades rurais. Essas áreas possuem grandes extensões territoriais e apresentam baixa densidade populacional. Também demandam grandes investimentos em instalações de longas redes de transmissão de energia elétrica e, por apresentarem um baixo consumo, são pouco atrativas economicamente às concessionárias de energia elétrica (BELLAR et al, 2004 a, b, c; BERTOLLO, 2008; MIRANDA, 2007; SCAPINI et al, 2014 a; SCHMITZ; LOPES, 2009).

Apesar do alto custo de instalação dessas redes, a eletrificação rural gera benefícios à sociedade como economia de derivados de petróleo, elevação da produção rural, expansão da demanda de eletrodomésticos, concepção de novas atividades nas áreas eletrificadas, aumento da quantidade e qualidade da produção rural, entre outros. (MIRANDA, 2007; SCHMITZ; LOPES, 2009). Além disso, a eletrificação rural também traz benefícios sociais de difícil valoração econômica, como a redução do êxodo rural, maior eficiência da mão de obra, com a possibilidade de educação técnica em período noturno e maior utilização dos meios de comunicação pela população (SCHMITZ; LOPES, 2009).

Os programas do governo voltados para a eletrificação rural, iniciados nos anos 90, foram de grande importância na eletrificação rural, financiando custos de instalação das redes para os produtores rurais (BERTOLLO, 2008). Porém, os recursos investidos pelos governos não foram suficientes e não geraram resultados satisfatórios. Por isso, nos anos 2000, os governos lançaram novos projetos para que a energia elétrica chegasse a todo cidadão brasileiro (MIRANDA, 2007). Por meio do decreto Nº 4.873 de 11 de novembro de 2003, o governo brasileiro, instituiu o “Programa de Eletrificação Rural”, com o objetivo de alcançar a universalização do serviço de energia elétrica (ELETROBRAS, 2014) e publicou a Lei nº 10.762 de 11 de novembro de 2003, que criava o “Programa Emergencial e Excepcional de Apoio às Concessionárias de Serviços Públicos de Distribuição de Energia Elétrica”. Com isso, o cenário da eletrificação rural no Brasil passou por uma mudança, ficando estabelecido que até o final de 2008 todas as propriedades rurais deveriam ser atendidas com eletricidade, sem custo de instalação aos interessados. Portanto,

estava criado o programa do governo federal “Luz para Todos” (SCHMITZ; LOPES, 2009).

Diferente dos programas lançados anteriormente, onde o usuário era responsável pelos custos de instalação das redes elétricas rurais e o programa apenas fomentava o financiamento (SCHMITZ; LOPES, 2009), o programa Luz para Todos fez com que os gastos para a instalação das linhas de transmissão passassem a ser de responsabilidade do governo, das prefeituras e das concessionárias de energia elétrica (BERTOLLO, 2008). Devido a esse novo cenário, as empresas passaram a adotar alternativas com menores custos para o atendimento dos programas governamentais, evitando redes trifásicas e preferindo redes bifásicas, monofásicas com neutro ou monofásicas com retorno por terra (MRT) (MIRANDA, 2007).

Entre os sistemas de transmissão que são utilizados como opção para a redução dos valores monetários de implementação, os que apresentam menores custos para a instalação são, em ordem decrescente de valor, os sistemas bifásicos com neutros (2F-N), sistemas bifásicos (2F), sistemas monofásicos com neutro (1F-N) e os sistemas MRT, sendo que este último apresenta até 52% do custo de instalação de um sistema trifásico padrão (3F-N) (BELOTTO, 2008; MIRANDA, 2007).

O consumo de energia no meio rural, divide-se basicamente em duas categorias, sendo elas o consumo residencial e o consumo produtivo (OLIVEIRA, 2001). As redes monofásicas rurais atendem bem a demanda da maior parte dos usuários rurais residenciais. Já não se pode dizer o mesmo dos usuários produtivos, ao qual observa-se uma crescente elevação do consumo (BELOTTO, 2008; SCAPINI et al, 2014 a) e um aumento da demanda por equipamentos elétricos de potências elevadas, o que limita a utilização dos motores monofásicos, devido à potência limitada e do baixo conjugado na partida (MIRANDA, 2007). Além disso, os usuários produtivos dos sistemas monofásicos rurais, por sua característica construtiva e de utilização, sofrem com problemas de baixa qualidade da energia elétrica (BELLAR et al, 2014 a).

Esse aumento de demanda deve-se ao desenvolvimento tecnológico dos consumidores produtivos rurais ocorridos nos últimos anos, principalmente concentrado na geração de força eletromotriz (OLIVEIRA, 2001) e que cada vez mais necessita de energia trifásica de qualidade para acionamento de motores elétricos trifásicos e para a alimentação de controladores eletrônicos, como por exemplo, os

utilizados em ordenhas automatizadas em fazendas de alta tecnologias (MIRANDA, 2007; SCAPINI et al, 2014 a).

Em vista aos estudos e investimentos em melhorias das redes de fornecimento de energia elétrica para os consumidores rurais, estas concentram-se na redução das perdas de transmissão, no aumento da eficiência das redes e na redução dos custos de implementação, como por exemplo, estudos para a utilização de materiais diferentes dos padrões exigidos pelas concessionárias (GUSMÃO et al, 2002; LUCIANO; INÁCIO; FREIRE, 2010; RODRIGUES, R.; SERNI; RODRIGUES, J., 2010; RIBEIRO et al, 2000; SCHMITZ; LOPES, 2009).

Assim, as redes monofásicas ainda serão uma realidade para grande parte das propriedades rurais por muitos anos. Devido a esse cenário, a solução para as propriedades rurais enfrentarem os problemas causados pelas redes monofásicas, passa a ser a conversão do sistema monofásico para sistema trifásico na própria propriedade. Vários trabalhos têm sido apresentados nas últimas décadas como soluções para essa conversão, destacando-se entre esses trabalhos, aqueles que empregam conversores estáticos, pois esses mostram-se como as melhores e mais eficientes opções (ENJETI; RAHMAN; JAKKLI, 1991; BELLAR et al, 2004 a, b; MIRANDA, 2007; (SANTOS; JACOBINA; DIAS, 2009; SCAPINI et al, 2014a). Como por exemplo, pode-se indicar os conversores monofásico-trifásico mostrados nas Figura 1.1.

A Figura 1.1 (a) mostra um típico conversor monofásico–trifásico e a Figura 1.2 (b) mostra o conversor monofásico–trifásico com controle da corrente drenada da rede. Já a Figura 1.1 (c) mostra a topologia monofásica-trifásica, utilizada quando é necessária a utilização de carga trifásica com neutro (3F+N), na qual a conexão do neutro da carga é feita no ponto médio do barramento CC. Na Figura 1.1 (d) é mostrada uma topologia de conversor monofásico para trifásico, com geração de ponto neutro para cargas trifásicas. Para isso utiliza-se de um braço a mais no inversor de saída, com isso, trabalhar com tensões de barramento CC menores e não necessitar de controle para o desequilíbrio de tensão no barramento CC.

Os conversores estáticos monofásicos para trifásicos foram inicialmente construídos para suprir a deficiência das redes monofásicas em instalações rurais, com o propósito principal de alimentar motores trifásicos através de redes monofásicas (ENJETI; RAHMAN; JAKKLI, 1991). Para reduzir a quantidade de chaves empregadas no conversor, foram apresentadas as topologias mostradas na Figura 1.2

(a) e (b). A Figura 1.2 (a) mostra a topologia na qual não há o controle da corrente drenada da rede elétrica pelo conversor e na Figura 1.2 (b) é mostrada a proposta, na qual há o controle da forma de onda da corrente drenada da rede elétrica (ENJETI, RAHMAN; JAKKLI, 1991, 1993; ENJETI; CHOUDHURY, 1992; ENJETI; RAHMAN, 1993)

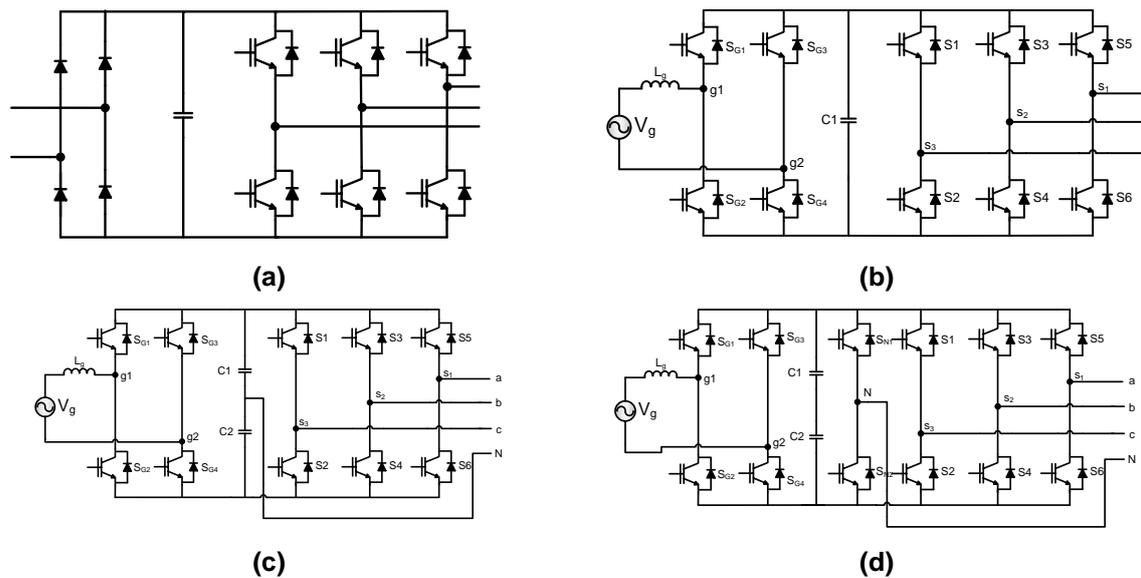


Figura 1.1 - Conversores estáticos monofásico para trifásico típicos: (a) retificador de entrada sem controle de corrente, (b) retificador com controle de corrente e sem neutro para carga, (c) retificador com controle de corrente e neutro na carga conectado ao ponto médio do barramento CC, (d) retificador com controle de corrente e inversor quatro braços para conexão de carga trifásica com neutro. (SANTOS et al, 2012)

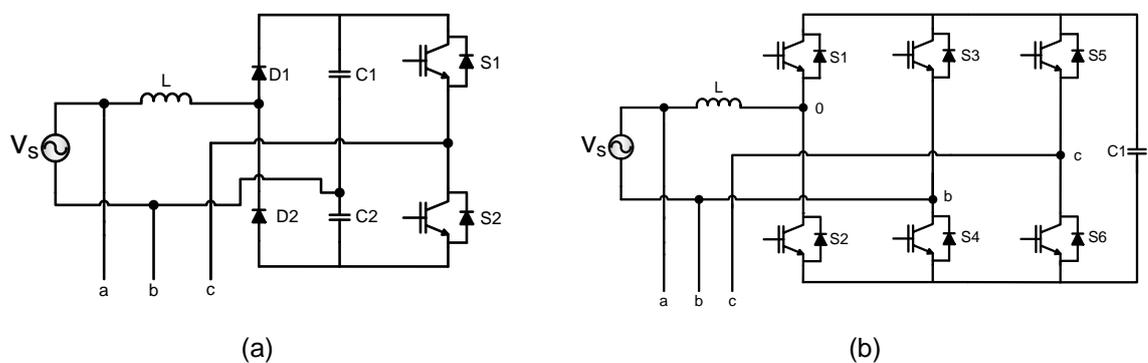


Figura 1.2 - Conversor monofásico para trifásico: (a) sem controle de corrente drenada da rede, (b) com controle da corrente drenada da rede. (ENJETI, RAHMAN; JAKKLI, 1991)

Com a evolução das técnicas de controle, vários trabalhos propuseram novos métodos de controle para se obter corrente senoidal drenada da rede elétrica, utilizando-se de uma variação da topologia mostrada na Figura 1.2 (b), como exemplo, os trabalhos de Covic, Peters e Boys (1995), Douglas e Malengret (1998), Larsen et al (1998) e Tshivhilinge e Malengret (1998), que utilizam a topologia mostrada na Figura 1.3.

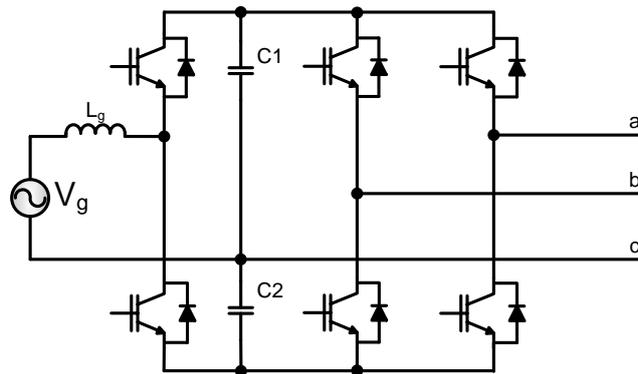


Figura 1.3 – Topologia de conversor monofásico para trifásico utilizado por Covic, Peters e Boys (1995), Douglas e Malengret (1998), Larsen et al (1998) e Tshivhilinge e Malengret (1998).

Atualmente, as configurações considerando maior número de chaves e componentes, como as mostradas nas Figura 1.4, tornaram-se opções mais interessante, especialmente considerando confiabilidade, eficiência e menores taxas de distorções harmônicas. (SANTOS et al, 2012 a). Exemplos de trabalhos que consideram maior número de chaves foram apresentados por Jacobina et al (2005) e Jacobina, Santos e Correa (2005 a, b).

Nas últimas décadas, houve um significativo número de trabalhos publicados, nos quais o conversor é conectado em paralelo com a rede monofásica (DIAS; SANTOS; JACOBINA, 2010; MACHADO, BUSO; POMILIO, 2004; SANTOS, JACOBINA, DIAS, 2009; SANTOS et al, 2012 b; SCAPINI et al, 2014a). Nesta configuração, o conversor conectado em paralelo conduz apenas parte da potência necessária fornecida à carga trifásica, aumentando a eficiência do conversor por reduzir as perdas no retificador (SCAPINI et al, 2014a). As Figuras 1.4 de (a) a (e)

mostram topologias propostas para a conexão do conversor em paralelo com a rede monofásica.

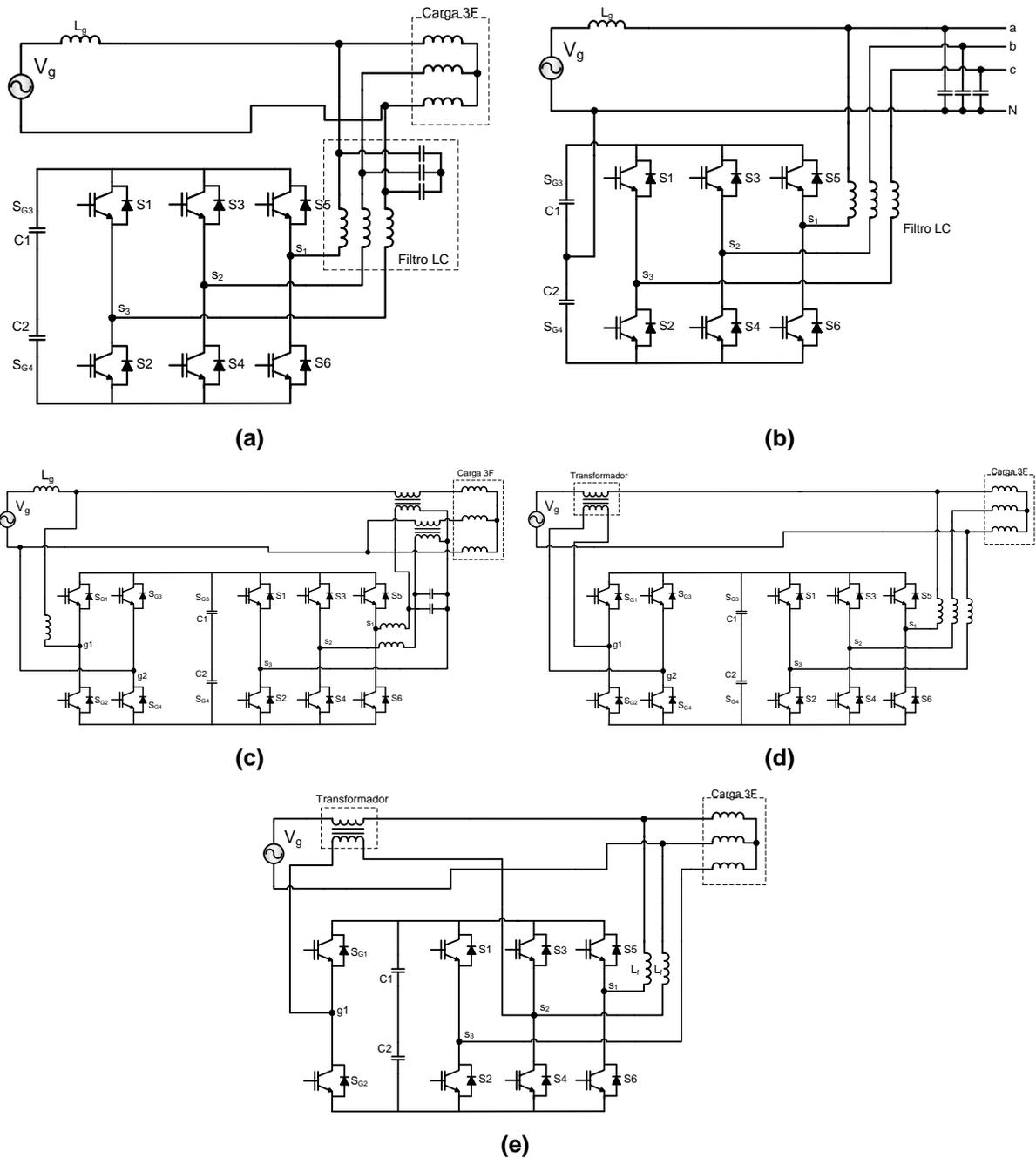


Figura 1.4 - Conversores conectados em paralelo com a rede: (a) Topologia proposta por Machado, Buso e Pomilio (2004), (b) Topologia proposta por Scapini et al (2014 a), (c) Topologia proposta por Santos, Jacobina e Dias (2009), (d) Topologia proposta por Santos et al (2011), (e) Topologia proposta por Dias, Santos e Jacobina (2010).

A proposta da Figura 1.4 (a) apresenta um sistema conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência. Esse conversor tem como objetivo melhorar a qualidade da energia local para cargas lineares e não-lineares, e ainda, garantir fator de potência unitário para a corrente do alimentador monofásico (MACHADO, BUSO e POMILIO, 2004). Porém, não evita que as componentes harmônicas de tensão, existentes na rede monofásica, passem ao barramento trifásico (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2004, 2006; MACHADO et al, 2004).

Na Figura 1.4(b) é mostrado o conversor monofásico-trifásico com compensação de potência ativa da rede monofásica proposto por Scapini et al (2014 a). A topologia apresentada é um inversor trifásico a quatro fios com derivação do ponto central do barramento CC. O ponto central do barramento CC é conectado ao neutro da rede monofásica. O inversor da fase *a* (fase conectada à rede) também opera como filtro ativo de potência, compensando os reativos e as correntes harmônicas da carga conectadas à fase *a*, gerando assim uma corrente no alimentador monofásico senoidal e com fator de potência unitário (SCAPINI et al, 2014 a, b, c). Nessa proposta, o inversor da fase *a* não evita que os harmônicos de tensão presentes na rede monofásica cheguem à carga trifásica.

A topologia mostrada na Figura 1.4 (c) mostra um condicionador de potência ativo, monofásico-trifásico. O condicionador é concebido para compensação de harmônicos de corrente e da potência reativa na linha monofásica. É composto por um filtro ativo de potência paralelo do lado da rede monofásica e de um filtro ativo de potência série do lado da carga (SANTOS, JACOBINA e DIAS, 2009). Esse sistema de condicionador de potência ativa monofásico para trifásico é concebido para cargas trifásicas a três fios, assim não oferece ponto de conexão para uso do neutro e consequente conexão com o neutro do sistema alimentador.

Os conversores monofásico-trifásicos mostrados nas Figura 1.4 (d) e (e), são duas variações do mesmo conversor. Ambas configurações são propostas para atuarem como filtros ativos universais, monofásicos para trifásicos, com compensação dos harmônicos e da potência reativa da carga. Assim como a proposta da Figura 1.4 (c), as propostas apresentadas nas Figuras 1.4 (d) e (e) não possuem ponto para conexão de neutro de cargas trifásicas a quatro fios (3F+N).

Além das limitações inerentes das redes monofásicas empregadas nas redes rurais, tais como potência limitada e o impedimento do uso de motores trifásicos, as mesmas apresentam baixa qualidade da energia, seguindo um caminho inverso à

crescente demanda por redes trifásicas com boa regulação de tensão, necessárias para alimentar adequadamente os novos equipamentos empregados nas propriedades rurais (SCAPINI et al, 2014 a). Desse modo é necessário que os conversores, além de fornecerem tensão trifásica regulada para a carga, devem ser imunes aos problemas de qualidade da energia elétrica, tais como distorções harmônicas de tensão, flutuações da tensão, transitórios e variações do valor eficaz da tensão.

Condicionadores de qualidade de energia têm sido empregados para melhorar a qualidade da energia elétrica, dentre os quais pode-se citar os Condicionadores Unificados de Qualidade de Energia, também conhecido como UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) (BARRIVIERA et al, 2012; MODESTO et al, 2013; SILVA et al, 2011), os Filtro Ativos de Potência (FAP) série e paralelo (CAMPANHOL; SILVA; GOEDEL, 2013, 2014), Restauradores Dinâmicos de Tensão, conhecidos como DVR (*Dynamic Voltage Restorer*) (NIELSEN et al, 2004), entre outros.

Os UPQCs combinam a aplicação de filtros ativos de potência paralelo e série de modo que a compensação das correntes de entrada e das tensões da saída são realizadas simultaneamente. Nos UPQCs tradicionais as referências geradas são não-senoidais, ou seja, o FAP série (FAPS) comporta-se como fonte de tensão não senoidal, eliminando harmônicos e desbalanços das tensões trifásicas da rede, fornecendo à carga tensões com baixo conteúdo harmônico, equilibradas e reguladas. Já o FAP paralelo (FAPP) comporta-se como fonte de corrente não senoidal, suprindo os harmônicos de corrente, bem como compensando reativos e desbalanços de carga (BARRIVIERA et al 2012; MODESTO et al; 2013; SILVA et al, 2002, 2011).

Com o objetivo de se obter um melhor desempenho do UPQC, tem sido apresentado na literatura um método de controle no qual o FAPS do UPQC atua como fonte de corrente senoidal, enquanto o FAPP atua como fonte de tensão senoidal, originando o chamado UPQC dual (FRANÇA; AREDES, 2011; MODESTO et al, 2013; MODESTO; SILVA; OLIVEIRA, 2014, 2015; SANTOS, CUNHA, MEZARROBA, 2014; SILVA et al, 2011). Devido ao seu desempenho, esse controle dual também tem sido aplicado em Sistemas Ininterruptos de Energia, conhecidos como *UPS (Uninterruptible Power Supply) Line Interactive* (SILVA et al, 2002, 2012). O UPQC dual apresenta várias vantagens em relação ao UPQC convencional, como por exemplo as referências de compensação, tanto de corrente quanto de tensão, por

serem senoidais, facilitam o projeto dos controladores e proporcionam melhor desempenho dinâmico ao sistema (SILVA et al, 2011, FRANÇA; AREDES, 2011).

Para solucionar ou mesmo minimizar os problemas de qualidade de energia de redes elétricas monofásicas rurais, assim como fornecer tensão trifásica regulada, este trabalho propõe a integração de um conversor monofásico para trifásico com um UPQC com controle dual, mostrado na Figura 1.5. O conversor proposto fornecerá para a carga tensão trifásica à quatro fios, assim atenderá cargas trifásicas, a três e quatro fios, como também, cargas monofásicas. Também fará a compensação dos harmônicos de tensão e de corrente, além de drenar do alimentador monofásico corrente senoidal, com fator de potência unitário. O sistema também servirá como barreira para harmônicos de tensão e flutuações da rede elétrica entre a carga trifásica e a alimentação monofásica.

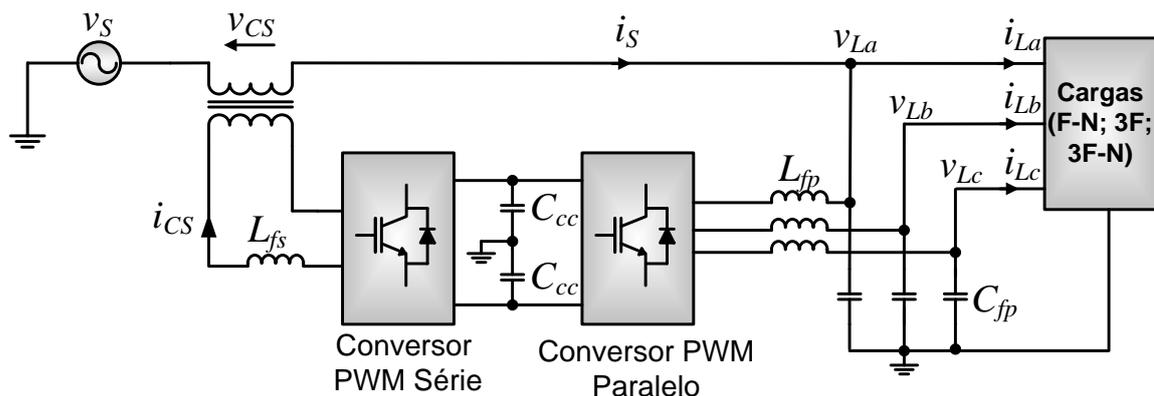


Figura 1.5 - Conversor Monofásico para trifásico com UPQC compensação dual.

1.1 PROBLEMA A SER PESQUISADO

As redes elétricas rurais, são em sua grande maioria redes monofásicas (MIRANDA, 2007), levadas à terem essa característica principalmente pelas políticas aplicadas ao setor, como baixos investimentos e transferência do custo de instalação das redes rurais para as concessionárias de energia elétrica. Assim, uma característica dessas redes monofásicas, é ser construída considerando o menor custo de implementação e operação. Para isso, a rede monofásica com retorno pelo

terra (MRT), passa a ser de grande interesse às concessionárias de distribuição de energia elétrica (BERTOLLO, 2008). O uso de redes MRTs implica em redes com linhas de transmissão longas e não projetadas com condutores de grandes seções, causando impedâncias de linha elevadas (SCAPINI et al, 2014 a).

Devido à característica de utilização da rede pelos usuários do meio rural, tem-se grandes variações de cargas ao longo dia. Assim como, partidas diretas de motores monofásicos de potências consideráveis e curtos-circuitos momentâneos dentro da rede de distribuição, causam afundamentos de tensão (BELLAR et al, 2004) (SCAPINI et al, 2014). Soma-se a isso, o uso de cargas elétricas e eletrônicas sensíveis à qualidade de energia, incluindo algumas que são não-lineares e com baixo fator de potência (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006). Desta forma, observa-se uma grande quantidade de problemas relacionados com a qualidade de energia entregue aos consumidores rurais.

Os principais problemas de qualidade de energia apresentados nas redes elétricas, tanto rurais, quanto urbanas, são significativos afundamentos de tensão, afundamentos de tensão momentâneos, sobretensão na rede, harmônicos de tensão, além dos problemas de baixo fator de potência e não linearidade das cargas conectadas à rede (BARRIVIERA et al, 2012; CAMPANHOL; SILVA; GOEDTEL, 2012). Assim, esses problemas de qualidade de energia, contribuem para piorarem a qualidade da energia nas propriedades rurais (BELLAR et al, 2004 a; SCAPINI et al, 2014 a; MACHADO; BUSO; POMILIO 2006).

Como uma solução para esses problemas de qualidade de energia, emprega-se o UPQC, que tem capacidade simultânea de filtragem ativa da potência série e paralela. Os UPQCs impedem que as oscilações e distorções de tensão que ocorrem na rede, sejam transferidas às cargas. Ao mesmo tempo, faz a compensação das correntes de cargas não lineares e de baixo fator de potência (MODESTO et al, 2013; SILVA et al, 2012), e com isso, melhora-se a utilização da potência ativa disponível nos alimentadores monofásicos. A utilização de um UPQC monofásico para trifásico proposto neste trabalho, além dos benefícios relacionados à melhora da qualidade de energia, também possibilitam aos proprietários de propriedades rurais aproveitarem as vantagens do uso de motores e equipamentos trifásicos sobre os monofásicos.

1.2 OBJETIVOS

Os objetivos para esse trabalho são divididos em objetivo geral e específicos.

1.2.1 Objetivo geral

Este trabalho tem como objetivo geral o estudo, projeto e implementação de um conversor unificado de qualidade de energia monofásico-trifásico com controle dual, destinado a aplicações rurais.

1.2.2 Objetivos específicos.

Os objetivos específicos para este trabalho são:

- Estudar os conceitos relacionados à qualidade da energia elétrica em redes rurais monofásicas;
- Estudar os métodos utilizados no UPQC dual para o condicionamento ativo e compensação da potência em sistemas monofásicos;
- Estudar algoritmos de geração de referência de corrente de compensação baseados no sistema de eixo de referência síncrono SRF (*synchronous reference frame*);
- Realizar o modelo matemático do UPQC monofásico – trifásico;
- Estudar o fluxo e a potência processada em cada conversor;
- Projetar e fazer a discretização dos controladores utilizados nas malhas de controle de corrente do conversor série e da malha de controle de tensão do conversor paralelo;
- Realizar simulações computacionais do UPQC monofásico – trifásico;
- Implementar o protótipo do UPQC monofásico – trifásico, fazendo o controle digital em DSP (*digital signal processor*) e realizar ensaios experimentais para avaliar seu comportamento estático e dinâmico.

1.3 JUSTIFICATIVA

Em virtude da importância estratégica que o setor produtivo rural representa para a economia do país, e considerando as políticas de energização, bem como a contribuição que a eletrificação das áreas rurais gera para a sociedade, não se pode negligenciar a qualidade da energia elétrica entregue a essas propriedades, pois o desenvolvimento agrícola, assim como o industrial, depende de energia de qualidade, estabilizada e trifásica para o completo aproveitamento das tecnologias disponíveis.

Visto que os programas governamentais para a eletrificação rural, junto com a política de baixo custo de implementação utilizadas pelas concessionárias, as redes monofásicas de baixa qualidade de energia, são a realidade nos meios rurais. Assim, faz-se necessário a utilização de equipamentos voltados ao condicionamento da energia elétrica, bem como da conversão da rede monofásica para a rede trifásica, e com isso, reduzir os problemas relacionados à qualidade da energia elétrica encontrados nas redes monofásicas rurais.

Nesse contexto, os UPQCs aparecem como uma solução plausível pois combinam simultaneamente a filtragem ativa de potência série e paralela. Integrar o condicionador de energia ao conversor monofásico-trifásico contribui para solucionar a falta de redes trifásicas em propriedades alimentadas por sistemas de eletrificação apenas monofásicos. Essa integração, aumenta a eficiência do processo de conversão de energia, pois parte da potência da carga não é processada pelo conversor. (DIAS; SANTOS; JACOBINA, 2010; MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006; SCAPINI et al, 2014 a; SANTOS et al, 2011).

1.4 CONTRIBUIÇÕES E RELEVÂNCIA DO TRABALHO

Entre os conversores monofásico-trifásico apresentados na literatura, várias topologias já foram empregadas para esta finalidade, tais como sistemas empregando retificadores monofásicos controlados e não controlados, sistemas que priorizaram a redução de componentes e sistemas que incorporaram filtros ativos de

potência em suas topologias. Entre as diversas topologias apresentadas, as que integram conversores monofásico-trifásico e filtros ativos série e paralelo, são as mostradas nas Figuras 1.3 (c), (d) e (e). Porém, são projetadas para alimentarem cargas trifásicas a três fios, sem o uso de neutro. A topologia mostrada na Figura 1.3 (b), apresenta um sistema trifásico a quatro fios, entretanto, essa proposta não evita que harmônicos de tensão, presentes no alimentador monofásico, sejam transferidos à carga. Nessa topologia, a compensação da tensão é possível apenas em sistemas onde a impedância da linha de transmissão é consideravelmente elevada.

Em vista disso, a integração de um UPQC dual com um conversor monofásico-trifásico, chamado de UPQC-Mono-Tri, apresenta-se como uma solução viável para os problemas das redes monofásicas rurais. Disponibiliza um sistema trifásico à quatro-fios, senoidal, estabilizado e balanceado. Compensa os harmônicos de tensão da rede monofásica ao mesmo tempo que compensa os harmônicos de corrente da carga. Evita que flutuações e oscilações de tensão, presentes no alimentador monofásico, sejam transferidos à carga, como também, drena corrente senoidal com fator de potência unitário da rede monofásica.

Uma das contribuições desse trabalho se concentra na geração da referência de corrente do conversor série (FAPS), o qual é baseado no método SRF, originalmente concebido para sistemas trifásicos equilibrados. No algoritmo proposto, a geração da corrente de referência do conversor série monofásico é obtida a partir das correntes trifásicas da carga. Neste caso, são extraídas as parcelas ativas de cada uma das correntes de carga trifásicas, e em seguida, é gerada uma referência de corrente monofásica equivalente à potência ativa trifásica. Com isso, o FAP série, o qual atua como fonte de corrente, drena da rede monofásica uma corrente senoidal de forma a suprir a potência ativa total da carga trifásica, mais as perdas do conversor. Ainda, por ser controlada a estar em fase com a tensão da rede elétrica, obtém-se um fator de potência unitário.

Como contribuição deste trabalho, também é apresentado um estudo detalhado do fluxo de potência processado por cada um dos conversores, considerando várias situações de cargas e níveis de tensão da rede elétrica. Além disso, a análise de potência processada pelos conversores também considera as distorções harmônicas da tensão de entrada.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho é organizado em seis seções, as quais são descritas a seguir:

No segundo capítulo são apresentados aspectos relacionados com a qualidade da energia elétrica nos sistemas elétricos de potência, assim como os principais problemas encontrados nas redes monofásicas rurais. Também são apresentadas as principais configurações de rede elétrica utilizadas para a eletrificação rural, a concepção de funcionamento dos UPQC, principalmente o modo de controle dual, e uma revisão sobre conversores monofásicos para trifásicos.

Já no capítulo três é apresentada a topologia do conversor unificado de qualidade de energia monofásico para trifásico, assim como a descrição do seu funcionamento. São também apresentados os algoritmos de geração de referência da corrente e da tensão, o sistema PLL, os modelos matemáticos dos conversores e das malhas de controle, e os fluxos de potência processadas em cada conversor.

A metodologia de projeto e a sintonia dos controladores, assim como a discretização são apresentados no quarto capítulo.

No quinto capítulo são mostrados os resultados das simulações computacionais realizadas para a comprovação das teorias acerca do conversor. São realizadas simulações considerando a presença de harmônicos de tensão na rede, afundamentos e elevações de tensão, testes com cargas lineares e não lineares e degrau de cargas, de forma a avaliar os comportamentos estáticos e dinâmicos do UPQC-Mono-Tri.

Os resultados experimentais do UPQC-Mono-Tri serão apresentados no capítulo 6. Os ensaios experimentais serão realizados em protótipo montado no laboratório o que permitirá uma avaliação do desempenho estático, dinâmico e do fluxo de potência, do UPQC-Mono-Tri, como também a validação da proposta deste trabalho.

No sétimo capítulo serão apresentadas as conclusões do trabalho, além das propostas de continuidade do mesmo.

2 QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA EM SISTEMAS ELÉTRICOS E ELETRIFICAÇÃO RURAL

2.1 INTRODUÇÃO

Devido à evolução da tecnologia utilizada nas propriedades rurais, algumas cargas desses locais, como conversores de potência, computadores, aparelhos de comunicação, entre outros, requerem alta qualidade de energia elétrica (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006). No entanto, este requisito não é atendido em redes monofásicas rurais, as quais estão sujeitas à baixa qualidade de energia. Assim a confiabilidade necessária voltada à alimentação de equipamentos conectados à rede elétrica torna-se deficitária (SILVA, 2001).

Com o avanço tecnológico nas zonas rurais, há o aumento do uso de cargas não-lineares, que contribuem para a degradação da qualidade de energia nos sistemas elétricos de potência, gerando reativos e correntes com altos conteúdos de harmônicos. Esses harmônicos de corrente ao interagirem com a alta impedância de linha dessas redes elétricas rurais, causam aparecimento de harmônicos e de quedas de tensão (SCAPINI, 2014 a), piorando ainda mais a qualidade da energia dos usuários conectados à essas redes.

A agência reguladora da energia elétrica no Brasil, a ANEEL, em seu Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), normatiza e padroniza as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho do sistema de distribuição de energia elétrica. Em seu Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (revisão 6 de 01/01/2015), são apresentados os valores de referência e os aspectos relacionados com a qualidade da energia que deve ser entregue pelas concessionárias. Os aspectos considerados da qualidade de energia no PRODIST são a tensão em regime permanente, o fator de potência, os harmônicos, o desequilíbrio de tensão, a flutuação de tensão, a variação de tensão de curta duração e a variação de frequência. Dos aspectos citados no programa da ANEEL, apenas o desequilíbrio de tensão não será tratado neste trabalho, pois é um fenômeno associado às redes trifásicas, assim não faz parte dos problemas encontrados em redes monofásicas.

Problemas de qualidade de energia estão relacionados diretamente com a característica da rede (SCAPINI, 2014 a). Por isso, é necessário compreender as estruturas das redes rurais, bem como os problemas de qualidade de energia gerados por essas redes monofásicas rurais.

A aplicação de novas técnicas de controle e/ou a utilização de novas topologias de conversores têm procurado solucionar os problemas de qualidade de energia elétrica (SILVA, 2001), em redes elétricas industriais, urbanas e rurais. No Brasil, a disponibilização de redes elétricas trifásicas para propriedades rurais ainda é rara, assim como as soluções para os problemas gerados pela baixa qualidade de energia. Para isso, novas técnica e/ou novas topologias de conversores monofásico-trifásicos têm sido apresentadas (SANTOS et al, 2012 a)

Neste capítulo são apresentados os aspectos relacionados com a qualidade de energia elétrica relevantes às redes monofásicas rurais. Também são apresentadas as principais configurações utilizadas na eletrificação monofásica rural.

É apresentado um estudo sobre o funcionamento dos conversores de qualidade de energia unificados (UPQC) operando no modo de compensação dual, bem como as suas vantagens em relação ao UPQC com compensação convencional.

Também é apresentada uma revisão sobre os conversores estáticos monofásico-trifásico, tipos de topologias apresentadas em trabalhos recentes, bem como suas principais características, especificando suas vantagens e desvantagens.

2.2 TERMOS E DEFINIÇÕES RELACIONADOS À QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA.

Nesta seção são apresentados os principais conceitos relacionados à qualidade da energia elétrica, os quais são descritos no PRODIST. Os indicadores de qualidade de energia mais relevantes quando se trata de redes monofásicas rurais são: tensão em regime permanente, fator de potência, harmônicos, flutuação de tensão, variação de tensão de curta duração e a variação de frequência. Também são descritos outros termos importantes, não relacionados no PRODIST, tais como variação da tensão de longa duração, distorção da forma de onda da tensão e os transitórios.

2.2.1 Tensão em Regime Permanente

O programa PRODIST estabelece limites para os valores de tensão em regime permanente, esses valores de tensões de referência e os valores limites estão mostrados na Tabela 2.1, adaptada do Anexo I do PRODIST, Módulo 8, e são divididos em adequados, precários e críticos. Essa norma, estabelece os indicadores individuais e coletivos de conformidade de tensão, métodos de medição, métodos de registros e prazos para compensação ao consumidor em caso de não-conformidade de tensão. São mostrados na Tabela 2.1 apenas os dados para tensões eficazes contratadas ou nominais menores ou iguais a 1kV.

Tabela 2.1 - Valores de tensão de referência (eficaz).

Valor de referência de tensão (V)	Tensão Lida (TL) Adequada (V)	Tensão Lida (TL) Precário (V)	Tensão Lida (TL) Crítica (V)
220/127	$202 \leq TL \leq 231$	$191 \leq TL \leq 202$ ou $231 \leq TL \leq 233$	$TL < 191$ ou $TL > 233$
	$117 \leq TL \leq 133$	$110 \leq TL \leq 117$ ou $133 \leq TL \leq 135$	$TL < 110$ ou $TL > 135$
380/220	$350 \leq TL \leq 399$	$331 \leq TL \leq 350$ ou $399 \leq TL \leq 403$	$TL < 331$ ou $TL > 403$
	$202 \leq TL \leq 231$	$191 \leq TL \leq 201$ ou $231 \leq TL \leq 233$	$TL < 191$ ou $TL > 233$
254/127	$234 \leq TL \leq 267$	$221 \leq TL \leq 234$ ou $267 \leq TL \leq 269$	$TL < 221$ ou $TL > 269$
	$117 \leq TL \leq 133$	$110 \leq TL \leq 117$ ou $133 \leq TL \leq 135$	$TL < 110$ ou $TL > 135$
440/220	$405 \leq TL \leq 462$	$383 \leq TL \leq 405$ ou $462 \leq TL \leq 466$	$TL < 383$ ou $TL > 466$
	$202 \leq TL \leq 231$	$191 \leq TL \leq 202$ ou $231 \leq TL \leq 233$	$TL < 191$ ou $TL > 233$
208/120	$191 \leq TL \leq 218$	$181 \leq TL \leq 191$ ou $218 \leq TL \leq 220$	$TL < 181$ ou $TL > 220$
	$110 \leq TL \leq 126$	$104 \leq TL \leq 110$ ou $126 \leq TL \leq 127$	$TL < 104$ ou $TL > 127$
230/115	$212 \leq TL \leq 242$	$200 \leq TL \leq 212$ ou $242 \leq TL \leq 244$	$TL < 200$ ou $TL > 244$
	$106 \leq TL \leq 121$	$100 \leq TL \leq 106$ ou $121 \leq TL \leq 122$	$TL < 100$ ou $TL > 122$
240/120	$221 \leq TL \leq 252$	$200 \leq TL \leq 212$ ou $242 \leq TL \leq 244$	$TL < 200$ ou $TL > 244$
	$106 \leq TL \leq 121$	$100 \leq TL \leq 106$ ou $121 \leq TL \leq 122$	$TL < 100$ ou $TL > 122$
220/110	$202 \leq TL \leq 231$	$191 \leq TL \leq 202$ ou $231 \leq TL \leq 233$	$TL < 191$ ou $TL > 233$
	$101 \leq TL \leq 116$	$96 \leq TL \leq 101$ ou $116 \leq TL \leq 117$	$TL < 96$ ou $TL > 117$

Fonte: PRODIST: Modulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (PRODIST, 2015).

Os valores de tensão em regime permanente, obtidos por medições segundo métodos descritos pela norma, devem ser comparados aos valores de tensões de referência. A tensão de referência deve ser a tensão eficaz nominal ou a contratada.

2.2.2 Fator de Potência

O estudo do fator de potência trata de otimizar a utilização do sistema de potência, afim de reduzir o custo de operação (SANKARAM, 2002). Otimizar a utilização da rede elétrica é de extrema importância, pois as redes elétricas monofásicas que chegam às propriedades rurais têm potência limitada. Os transformadores monofásicos instalados nas propriedades rurais são em sua maioria de 10kVA, podendo ser instalados transformadores de no máximo 37,5 kVA de potência (MIRANDA, 2007). No sistema monofásico com retorno pelo terra (MRT), é comum o uso de transformadores do tipo monobucha, que têm a potência limitada em 15 kVA (LUCIANO; INÁCIO; FREIRE, 2010).

Os valores de potência ativa (P) e reativa (Q) devem ser medidos com equipamentos adequados, aprovados por órgão responsável pela conformidade metrológica. O valor do fator de potência (fp) deverá ser calculado, usando a equação (2.1), a partir dos valores de P e Q , medidos e registrados, conforme método descrito no PRODIST. Também poderá ser calculado o fp , utilizando-se das respectivas energias EA (energia ativa) e ER (energia reativa), utilizando a equação (2.2).

$$fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2.1)$$

$$fp = \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}} \quad (2.2)$$

Os valores limites admitidos para o fator de potência são de 0,92 a 1 indutivo e 1 a 0,92 capacitivo. Considerado para sistemas de valores nominais de tensão eficaz menor que 230kV.

2.2.3 Conceito de Harmônicos

As distorções harmônicas são fenômenos associados com deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental (PRODIST, 2015). Harmônicos de tensão produzem perdas adicionais no núcleo de transformadores, assim como, harmônicos de correntes resultam em aumento das perdas e causam elevação da temperatura nos enrolamentos dos transformadores (SANKARAN, 2002).

Os harmônicos são componentes senoidais de uma onda periódica, cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência fundamental dessa onda periódica (SANKARAN, 2002). A taxa de distorção harmônica total (DHT) da tensão é calculada pela expressão (2.3), utilizando-se de valores medidos conforme procedimento descrito no Módulo 8 do PRODIST.

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (2.3)$$

Onde:

V_h = Amplitude das componentes harmônicas individuais da tensão;

h = Ordem das harmônicas;

V_1 = Amplitude da componente fundamental da tensão.

O valor de referência para a taxa de distorção harmônica total da tensão é $DHT_v \leq 10\%$, em porcentagem da tensão fundamental, para tensão nominal menor que 1kV. A Tabela 2.2 mostra os valores de referência das distorções harmônicas individuais de tensão.

Tabela 2.2 - Níveis de referência para distorção harmônica individual de tensão, para tensão nominal menor que 1kV.

Ordem Harmônica	Número da harmônica	Distorção harmônica Individual (%)
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5
	7	6,5
	11	4,5
	13	4
	17	2,5
	19	2
	23	2
	25	2
	> 25	1,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5
	9	2
	15	1
	21	1
	>21	1
Pares	2	2,5
	4	1,5
	6	1
	8	1
	10	1
	12	1
	>12	1

Fonte: PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (PRODIST, 2015).

O uso de cargas não lineares, tais como retificadores e cicloconversores, é uma das principais causas da distorção da forma de onda da tensão, pois geram níveis elevados de harmônicos de correntes e que ao interagirem com a impedância da linha, provocam distorção na tensão de alimentação no ponto de acoplamento comum (PAC). Outro distúrbio relacionado ao uso de conversores estáticos é o chamado *notching*, que são deformações na tensão da rede, como por exemplo, causadas devido à comutação de tiristores em retificadores trifásicos. (SILVA, 2001).

2.2.4 Flutuação de Tensão

A flutuação de tensão é uma variação aleatória, repetitiva, ou esporádica do valor eficaz da tensão (PRODIST, 2015). Caracteriza-se por variações na amplitude da tensão de alimentação que se situa entre 0,9 e 1,1 pu (SILVA, 2001). A medição da flutuação de tensão tem como objetivo avaliar o incômodo provocado pela cintilação luminosa ao consumidor. Um exemplo de flutuação de tensão é referido como *flicker*, e é causado principalmente pela operação de fornos a arco (SILVA, 2001).

O desempenho do sistema de distribuição é classificado como adequado, precário ou crítico, de acordo com os valores de referência estipulados no PRODIST para as flutuações de tensão.

2.2.5 Variação de Tensão de Curta Duração.

A variação de tensão de curta duração são desvios significativos no valor eficaz da tensão em curtos intervalos de tempo (PRODIST, 2015). São classificadas conforme a tabela 2.3 a seguir.

Essas variações de tensão de curta duração, também são chamadas de *sag* e *swell*. O *sag* é caracterizado por uma queda no valor eficaz da tensão e o *swell* por uma elevação no valor eficaz da tensão (SILVA, 2001). Podem ocorrer de maneira momentânea ou temporária, dependendo do tempo de duração do distúrbio.

Tabela 2.3 - Classificação das Variações de Tensão de Curta Duração.

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

Fonte: PRODIST: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (PRODIST, 2015).

2.2.6 Variação de Tensão de Longa Duração

Variações no valor eficaz da tensão a níveis inferiores ou superiores a tensão nominal, com duração maior que um minuto, são conhecidos como variação de tensão de longa duração, também chamados como *sobretensão* e *subtensão*, e estão relacionados com as variações de cargas no sistema (SILVA, 2001).

2.2.7 Transitórios

Transitório é definido como um distúrbio de curta duração na forma de onda AC, com duração de menos de um ciclo. É uma descontinuidade aguda na forma de onda de tensão. Rotineiramente esses distúrbios ocorrem repetidamente por vários ciclos consecutivos. Diferentes termos são associados a esses distúrbios, como *spikes*, *bumps*, *power pulses*, *impulses* e *surge* (SANKARAN, 2002).

Causas comuns de transitórios são fenômenos atmosféricos, conexão e desconexão de grandes cargas, interrupções de correntes de falhas, comutações em linhas de potência e energização de banco de capacitores (SANKARAN, 2002).

2.2.8 Variação de Frequência.

O PRODIST define que a frequência, em condições normais e em regime permanente, deve operar dentro do limite de 59,9Hz a 60,1Hz. As instalações de geração conectadas ao sistema de distribuição, devem retornar para a faixa entre 59,5Hz e 60,5Hz em até 30 segundos após saírem dessa faixa.

2.3 ELETRIFICAÇÃO RURAL

Durante muito tempo o governo federal omitiu-se de discutir a eletrificação rural. Entre os anos de 1980 e 1997, o Brasil atendeu a menos de 2% das necessidades de sua área rural, sendo que em 1998, dois terços das propriedades rurais não possuíam acesso à energia elétrica. A ausência do estado ao longo desses anos foi motivada, principalmente, porque as esferas estaduais e federais consideravam o tema de eletrificação rural como de responsabilidade das concessionárias (RIBEIRO; PELEGRINI; UDAETA, 2000).

As áreas rurais são grandes extensões territoriais, com baixa densidade populacional e baixo consumo de energia. Grande parte das pessoas que habitam o

meio rural são pessoas de baixo poder aquisitivo e têm pouca capacidade de desembolso para pagar pelos serviços ofertados pelas concessionárias (SCHMITZ; LOPES, 2009). Assim, o consumo elétrico nessas áreas é menor que 50kVA/km² (RODRIGUES; SERNE; RODRIGUES, 2002), podendo chegar até a 0,5kVA/km² (SCAPINI, 2014a). Ainda, essas redes rurais demandam de grandes investimentos em instalações de longas redes de transmissão de energia, pois as cargas estão localizadas distantes umas das outras (MIRANDA, 2007). Soma-se a isso a utilização de sistemas e padrões urbanos na eletrificação de zonas rurais, sustentado pelas concessionárias, para atender supostos requisitos de segurança e qualidade (RIBEIRO; PAZZINI; KURAHASSI, 2000).

Esse contexto apresenta restrições técnicas e econômicas às concessionárias de energia para a implementação da eletrificação rural (SCHMITZ; LOPES, 2009; RIBEIRO et al, 2000). Assim, a instalação de redes elétricas rurais torna-se pouco atrativa economicamente às concessionárias de energia elétrica (MIRANDA, 2007), pois as concessionárias têm obrigações muito bem definidas em relação aos seus clientes e vivem sobre pressão pela busca constante de lucro e dos índices de qualidade (RIBEIRO; PELEGRINI; UDAETA, 2000).

Historicamente no Brasil, as concessionárias sempre demonstraram pouco interesse na eletrificação rural (SCHMITZ; LOPES, 2009). Por isso, foram lançados vários programas governamentais com a finalidade de estimular a eletrificação rural. Porém, os modelos adotados para o desenvolvimento dos diversos programas de eletrificação rural, nos quais os custos das instalações das redes elétricas rurais eram de responsabilidade dos interessados, não foram eficazes para o atendimento das metas de eletrificação desses programas. Nesses programas, os agentes governamentais eram agentes financiadores, facilitando o acesso ao crédito para as instalações das redes rurais. Porém nos anos 80, houve uma desaceleração nos processos de eletrificação rural, causado principalmente pela escassez dos créditos baratos (OLIVEIRO 2001; SCHMITZ; LOPES, 2009). Sem considerar os benefícios sociais associados à eletrificação rural, o estado Brasileiro nunca foi capaz de persistir em ações voltadas à universalização do atendimento rural (OLIVEIRA, 2001).

Porém, a eletrificação dos meios rurais não pode ser analisada apenas pelo ponto de vista financeiro (SCHMITZ; LOPES, 2009). A eletrificação rural é uma questão social, que deve ser resolvida por uma agência de desenvolvimento, externa e independente às concessionárias (RIBEIRO; PELEGRINI; UDAETA, 2000). Por

isso, são justificáveis os programas governamentais de eletrificação rural. A instalação de redes rurais, como programa social, traz diversos benefícios diretos, como economia de derivados de petróleo, elevação da produção rural, expansão da demanda de eletrodomésticos, concepção de novas atividades nas áreas eletrificadas, aumento da quantidade e qualidade da produção rural (SCHMITZ; LOPES, 2009; MIRANDA, 2007). Como também benefícios sociais de difícil valoração econômica, como a redução do êxodo rural, maior eficiência da mão de obra, possibilidade de educação técnica em período noturno e maior utilização dos meios de comunicação pela população (SCHMITZ; LOPES, 2009). Como pode ser visto, a abrangência dos benefícios associados à eletrificação do meio rural, não se restringe apenas às populações atendidas, mas atravessa as fronteiras das comunidades, alcançando diversos níveis das esferas econômica, social e ambiental (OLIVEIRA, 2001).

Em vista desses benefícios sociais, em dezembro de 1999 foi lançado o Programa Nacional de Eletrificação Rural Luz no Campo. Porém nesse programa, o interessado tinha que pagar pelas instalações da rede elétrica, onde o programa apenas financiava a instalação (BERTOLO 2008). Assim, o governo brasileiro, por meio do decreto Nº 4.873 de 11 de novembro de 2003, instituiu o “Programa de Eletrificação Rural”, com o objetivo de alcançar a universalização do serviço de energia elétrica (ELETROBRAS, 2014) e publicou a Lei nº 10.762 de 11 de novembro de 2003, que criava o “Programa Emergencial e Excepcional de Apoio às Concessionárias de Serviços Públicos de Distribuição de Energia Elétrica”. Com isso, o cenário da eletrificação rural no Brasil passou por uma mudança, ficando estabelecido que até o final de 2008 todas as propriedades rurais deveriam ser atendidas com eletricidade, sem custo de instalação aos interessados. Os custos de instalação das linhas de transmissão passaram a ser de responsabilidade do governo, das prefeituras e das concessionárias de energia elétrica. Portanto, com esse decreto, estava criado o programa do governo federal “Luz para Todos” (SCHMITZ; LOPES, 2009).

Esse novo cenário, fez surgir uma série de alternativas para reduzir o custo das instalações de redes rurais de distribuição de energia elétrica. Estas alternativas consistem em evitar a construção de redes trifásicas (SCAPINI, 2014a). Entre os sistemas de transmissão que são utilizados como opção para a redução dos valores de implementação, os que apresentam menores custos para a instalação são, em

ordem decrescente de valor, os sistemas bifásicos com neutro (2F-N), sistemas bifásicos (2F), sistemas monofásicos com neutro (1F-N) e os sistemas (MRT), sendo que este último apresenta até 52% do custo de instalação de um sistema trifásico padrão (3F-N) (BELOTTO, 2008; MIRANDA, 2007).

Objetivando economizar, as concessionárias de energia adotaram as redes 1F-N e MRT na disponibilização de energia elétrica no meio rural (MIRANDA, 2007). No Brasil, os alimentadores do tipo MRT, têm sido considerados com os mais baratos por algumas companhias (BELLAR; AREDES; ROLIN; et al, 2004). Pois uma vantagem significativa desse sistema é a redução da quantidade de material utilizado. Esse sistema permite economizar em cruzetas, isoladores, condutores e ferragens. Possibilita o emprego de postes de menor resistência mecânica e transformadores com características construtivas mais simples (RIBEIRO et al, 2000).

2.3.1 Sistema monofásico com retorno pelo terra (MRT)

O sistema MRT é utilizado em algumas partes do mundo onde a energia elétrica deve ser distribuída em áreas rurais, com grandes extensões territoriais e baixa densidade populacional. O uso do sistema MRT foi inicializado na Nova Zelândia, seguida pela Austrália (HOSSEINZADEH; RATTRAY, 2008) e os principais utilizadores dessa forma de distribuição de energia elétrica são, Austrália, África, América Latina, Brasil, Canadá, Índia e Nova Zelândia (ROSA; MARK, 2007). Esse sistema de distribuição, há muitos anos têm sido reconhecido como a forma de menor custo para distribuição de energia elétrica para essas áreas rurais, espalhadas e pouco habitadas (GUINAME; et al, 2012; HOSSEINZADEH; RATTRAY, 2008).

Sistemas MRTs fornecem energia às áreas rurais utilizando uma combinação de condutores de baixo custo, leves e com alta resistência mecânica, como aços ou compostos com alumínio (WOLFS, 2001) e um transformador isolador, utilizando o solo como retorno (LOWRY; THAN OO; ROBINSON, 2010). Normalmente partem de regiões populosas para às áreas rurais pouco habitadas (HOSSEINZADEH; RATTRAY, 2008).

O crescimento da demanda, incluindo a popularização de ar condicionados, nessas redes rurais, tem trazido problemas de qualidade de energia para

equipamentos sensíveis à qualidade de energias, como computadores e aparelhos de comunicação (HOSSEINZADEH; RATTRAY, 2008). Sendo que a regulação de tensão, é a principal limitação dessas redes monofásicas com retorno por terra (WOLFS, 2001; LOWRY; THAN OO; ROBINSON, 2010). Quando essas redes monofásicas rurais estão submetidas grandes cargas, como horário de pico de consumo, aumenta-se a queda de tensão. Já fora dos horários de maior consumo, quando as cargas sobre essas redes rurais são baixas, a tensão tende a subir, dificultando a regulação de tensão da rede (HOSSEINZADEH; RATTRAY, 2008).

Por ser difícil justificar grandes investimentos de capital para a atualização dessas redes, tanto em países desenvolvidos, quanto nos países em desenvolvimento (HELWIG; AHFOCK, 2013), soluções para aumentar a capacidade das redes MRTS existentes têm sido propostas, como reguladores monofásicos de tensão (LOWRY; THAN OO; ROBINSON, 2010), geração de energia distribuída, com painéis fotovoltaicos (GUINANE; et al, 2012), uso de baterias para armazenamento de energia e uso durante o pico de consumo (HELWIG; AHFOCK, 2013), entre outras.

O MRT apresenta três diferentes tipos de configurações, que estão detalhadas a seguir.

a) Sistema Monofilar sem transformador de isolamento

Nesse sistema, apenas um condutor metálico é conectado à uma das fases de uma linha trifásica, na qual o solo é o caminho de retorno para as correntes. O sistema MRT monofilar é mostrado na Figura 2.1. Os transformadores de distribuição alimentados por esse sistema têm o primário conectado entre a fase do MRT e o solo (BERTOLLO, 2008; RIBEIRO et al, 2000).

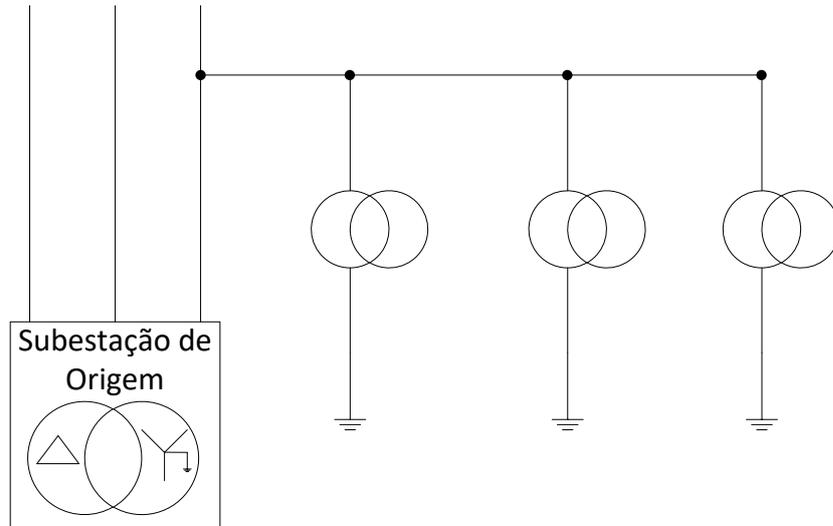


Figura 2.1 - Sistema MRT monofilar sem transformador de isolamento (RIBEIRO et al, 2000).

Esse sistema só pode ser derivado de alimentadores nos quais as saídas das subestações são realizadas com os enrolamentos dos transformadores conectados em estrela (RIBEIRO et al, 2000).

b) Sistema monofilar com transformador de alimentação

Esse sistema é derivado de um sistema trifásico utilizando um transformador de isolamento. O primário do transformador de isolamento é conectado entre duas fases do sistema de alimentação e o secundário é ligado entre o condutor metálico do MRT e o solo (BERTOLLO, 2008) (RIBEIRO et al, 2000). O sistema MRT com transformador de alimentação está mostrado na Figura 2.2. Assim como no sistema anterior, os primários dos transformadores de distribuição são conectados entre o condutor metálico do MRT e o solo.

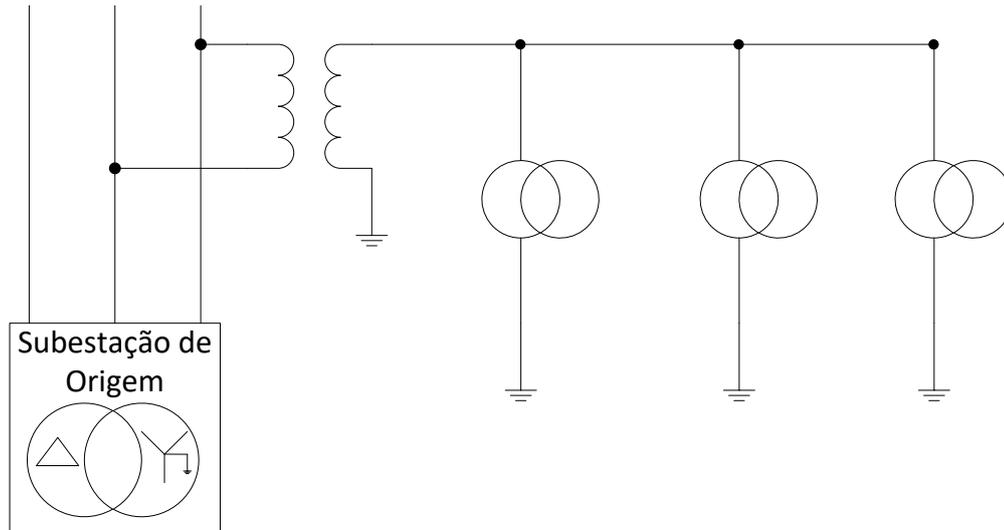


Figura 2.2 - Sistema MRT monofilar com transformador de isolamento (RIBEIRO et al, 2000).

Essa configuração, utilizando o transformador, é utilizada quando a saída da subestação tem os enrolamentos conectados em triângulo, ou é desejável que a tensão no MRT seja mais elevada que a do alimentador trifásico (RIBEIRO et al, 2000).

c) Sistema monofilar com neutro parcial

Este sistema consiste na conexão dos aterramentos dos transformadores de distribuição do ramal MRT, utilizando um condutor adicional. Apresenta-se fisicamente como monofásico fase-neutro multi-aterrado, porém o neutro não está conectado ao neutro da subestação (RIBEIRO et al, 2000). Esse sistema está mostrado na Figura 2.3.

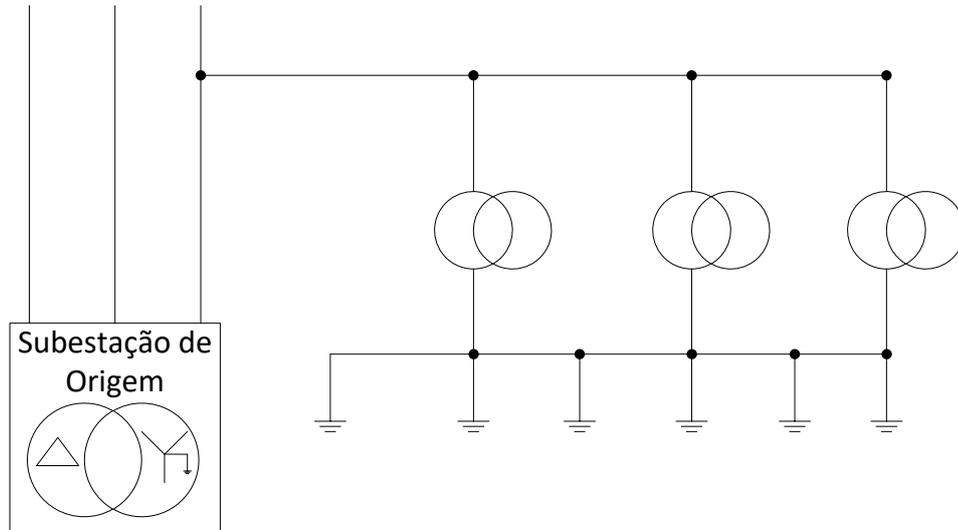


Figura 2.3 - Sistema monofilar com neutro parcial (RIBEIRO et al, 2000).

Esse sistema da Figura 2.3, é utilizado em locais onde o solo apresenta alta resistividade, quando se torna difícil obter valores de resistência de aterramento para os transformadores dentro dos limites máximos de projeto (RIBEIRO et al, 2000).

2.4 CONVERSORES DE QUALIDADE DE ENERGIA UNIFICADOS (UPQC) E COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA

A típica configuração de um UPQC consiste no uso de dois inversores de tensão *VSI* (*Voltage Source Inverter*) em conexão *back-to-back*, dividindo o mesmo barramento capacitivo CC. (MODESTO; SILVA, OLIVEIRA Jr, 2015; SILVA et al, 2011). A típica topologia de um UPQC monofásico é mostrada na Figura 2.4.

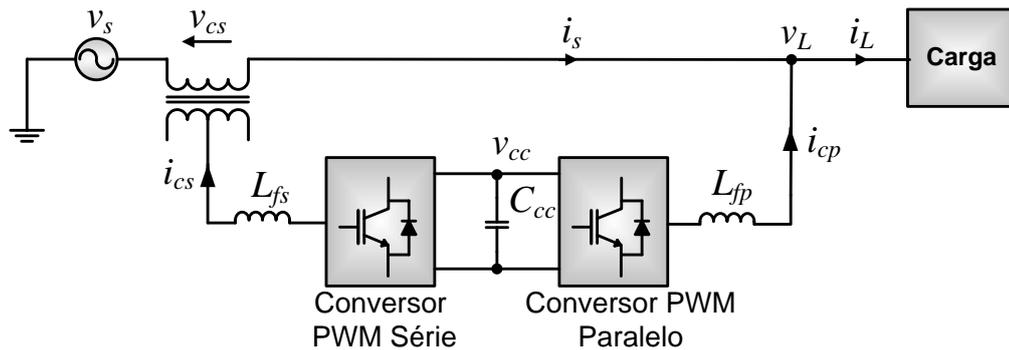
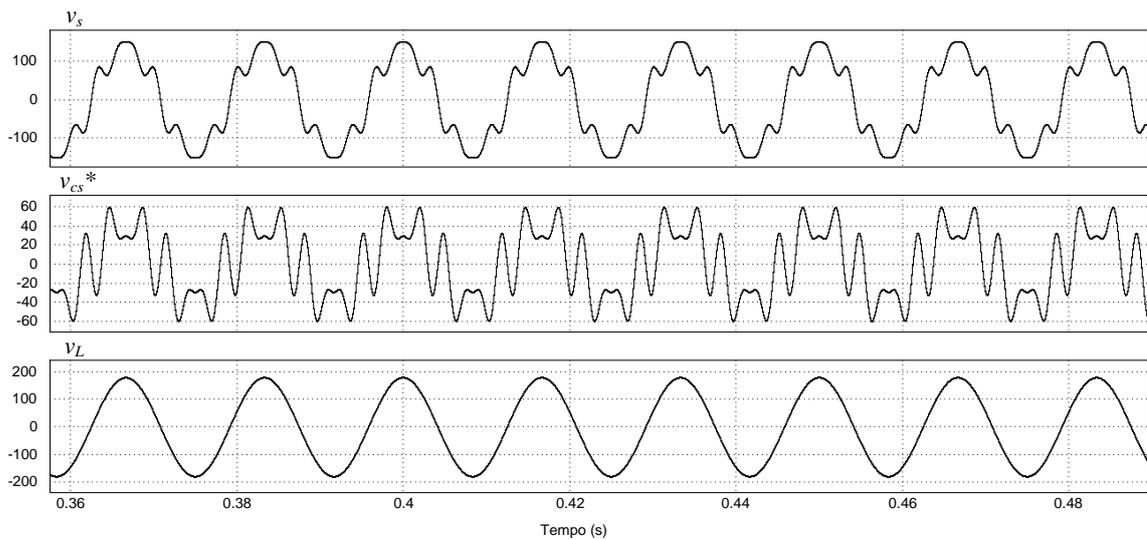


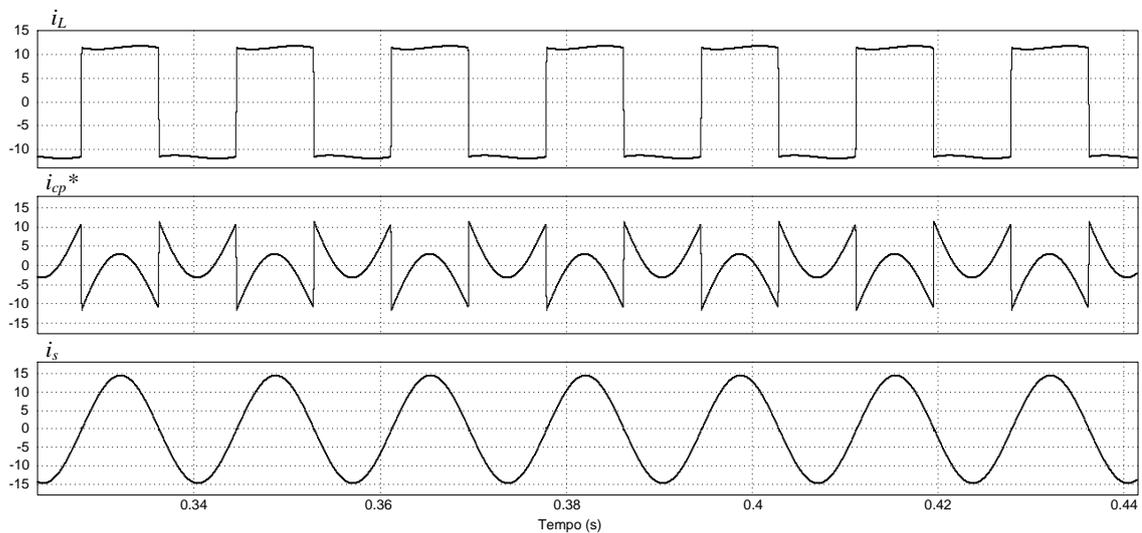
Figura 2.4 - Típica topologia do UPQC monofásico.

A Figura 2.4 mostra uma aplicação típica do UPQC, na qual o conversor PWM conectado em paralelo à carga opera como um filtro ativo de potência paralelo (FAPP), compensando as correntes não lineares geradas pela carga, bem como, fornece potência reativa para a compensação dos reativos gerado pela carga. O conversor PWM série, conectado através do transformador entre a rede elétrica e a carga, opera como um filtro ativo de potência série (FAPS), compensando os distúrbios da rede como afundamentos, elevações, harmônicos e desbalanços de tensão. (MODESTO; SILVA; OLIVEIRA Jr., 2015; SANTOS, CUNHA, MEZAROBÁ, 2014; SILVA; et al, 2011). Portanto, nessa configuração o FAPS comporta-se como uma fonte de tensão controlada e o FAPP comporta-se como uma fonte de corrente controlada. Assim na abordagem tradicional de compensação de um UPQC, o controle é feito por meio de tensões e correntes não-senoidais (AREDES; FERNANDES, 2009; MODESTO; SILVA; OLIVEIRA Jr., 2015; SILVA et al, 2011).

Na topologia tradicional do UPQC, para a compensação de tensões com distúrbios, como afundamentos, elevações e desbalanços de tensão, a referência de tensão para o controle do FAPS deverá conter as componentes fundamentais de tensão. Assim como, para a compensação dos harmônicos presentes na rede, a referência de tensão deverá, também, apresentar todos os harmônicos presentes na rede elétrica. Por outro lado, a referência de corrente gerada para o controle do FAPP, deverá conter a componente fundamental para a compensação de reativos da carga, assim como os harmônicos de corrente gerados por cargas não-lineares (AREDES; FERNANDES, 2009). As Figuras 2.5 (a) e (b) mostram exemplos de tensão e corrente de referência, gerados para a compensação da tensão da rede com harmônicos de tensão e da corrente gerada por uma carga não-linear.



(a)



(b)

Figura 2.5 - Exemplos de tensão e corrente de referência para o controle do FAPS e do FAPP, (a) Exemplo de tensão de rede com harmônicos (v_s) referência de tensão para o controle do FAPS (v_{cs}^*) e tensão na carga (v_L), (b) Exemplo de corrente gerada pela carga não linear (i_L), referência de corrente para o controle do FAPP (i_{cp}^*) e corrente compensada na rede (i_s)

Na Figura 2.5, tanto a tensão de referência para o FAPS (v_{cs}^*), quanto a corrente de referência para o FAPP (i_{cp}^*), são grandezas não-senoidais e contêm os harmônicos de tensão e corrente necessários na compensação série e paralela. Essa característica de múltiplas frequências presentes nas referências de tensão e de corrente, dificultam o projeto prático dos controladores PWM dos filtros ativos de

potência, devido à capacidade limitada desses controladores em seguir referências não-senoidais (AREDES; FERNANDES, 2009).

Por outro lado, o UPQC pode operar utilizando a estratégia de compensação dual, utilizando a mesma topologia mostrada na Figura 2.4 (MODESTO; SILVA; OLIVEIRA Jr., 2015; MODESTO et al, 2013). Nessa estratégia de compensação dual, o conversor série é controlado para operar como fonte de corrente senoidal, ao invés de fonte de tensão não-senoidal. Já o conversor paralelo é controlado para operar como fonte de tensão senoidal, ao invés de fonte de corrente não-senoidal (MODESTO; SILVA; OLIVEIRA Jr., 2015). Tanto a corrente no conversor série, quanto a tensão no conversor paralelo, devem estar na frequência fundamental e estarem sincronizadas com rede elétrica (SANTOS, CUNHA, MEZAROBÁ, 2014). A Figura 2.6 mostra a diferença entre os princípios de funcionamento das duas estratégias de controle, tradicional e dual.

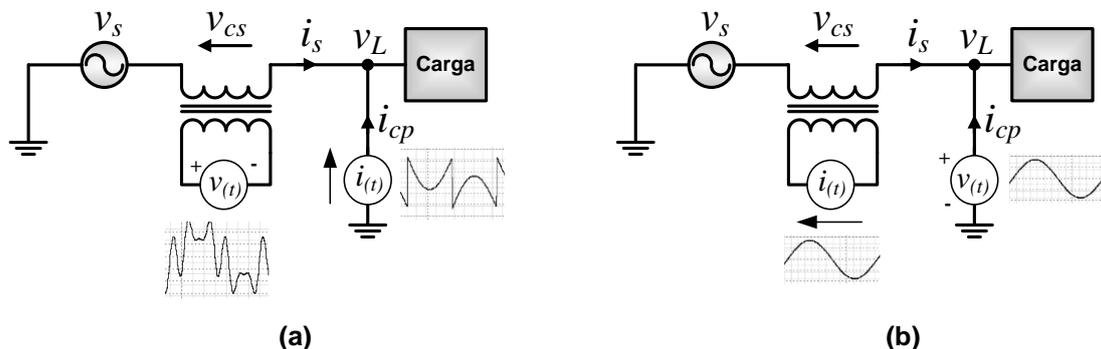
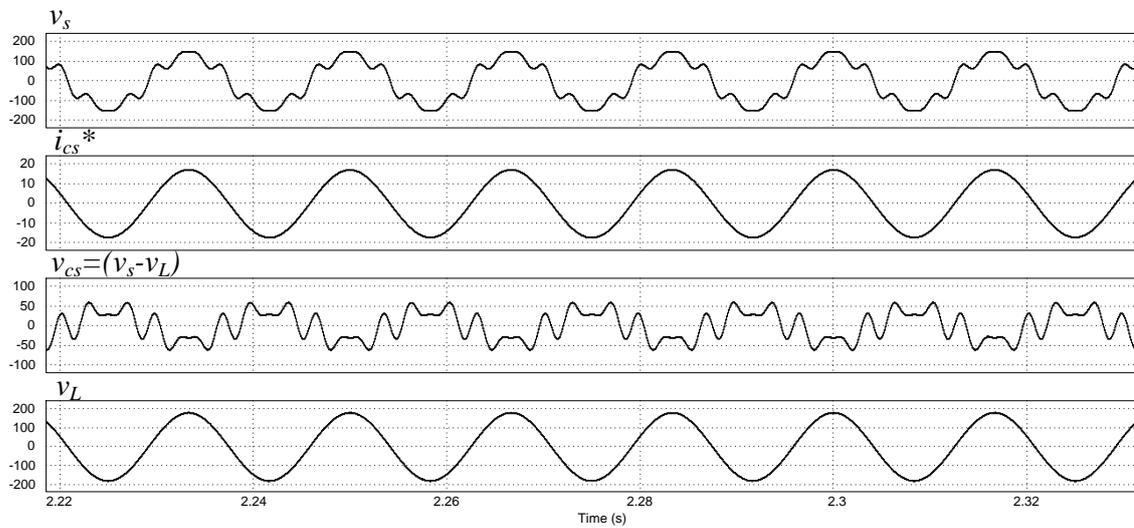


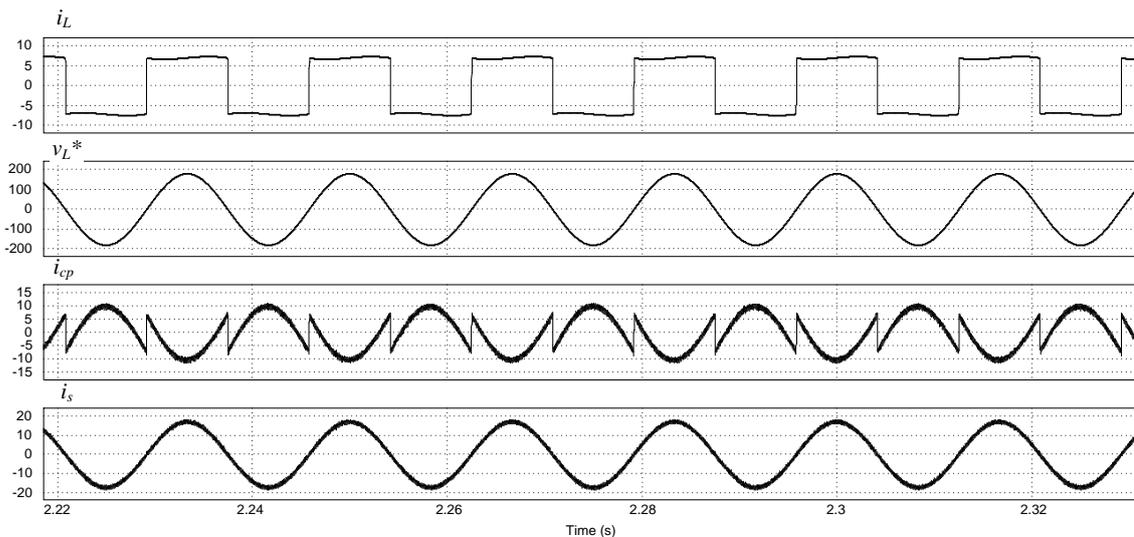
Figura 2.6 - Princípio de funcionamento do UPQC, (a) UPQC modo de compensação tradicional, (b) UPQC estratégia de compensação dual.

A Figura 2.6 (a) mostra o UPQC com compensação convencional, no qual o FAP série opera como fonte de tensão, gerando tensões não-senoidais ($v(t)$) e o FAP paralelo opera gerando correntes não-senoidais ($i(t)$). Já a Figura 2.6 (b), mostra o UPQC com estratégia de compensação dual, na qual o conversor PWM série atua impondo corrente senoidal ($i(t)$) e o conversor PWM paralelo atua impondo tensão senoidal ($v(t)$).

As Figuras 2.7 (a) e (b) mostram as formas de onda típicas de um UPQC monofásico com estratégia de compensação dual.



(a)



(b)

Figura 2.7 - Curvas típicas de um UPQC monofásico compensação dual, (a) Tensão da rede com distorção harmônica (v_s), referência da corrente do FAPS (i_{cs}^*); queda de tensão sobre o transformador série ($v_{cs} = (v_L - v_s)$) e tensão da carga (v_L), (b) corrente da carga não linear (i_L), referência de tensão do FAPP (v_L^*), corrente no FAPP (i_{cp}) e corrente da rede (i_s).

No UPQC, com estratégia de compensação dual, o FAPS atua drenando corrente senoidal, balanceada e em fase com a rede. A magnitude da corrente da rede i_s equivale à potência média ativa demandada pela carga, mais a componente ativa da corrente para compensação de perdas internas do UPQC (AREDES;

FERNANDES, 2009). Devido ao conversor série operar como fonte de corrente senoidal, o FAPS apresenta uma alta impedância para os harmônicos de correntes da carga. Por outro lado, o FAPP é controlado para operar como fonte de tensões senoidais, e faz o condicionamento das tensões de saída, mantendo-as senoidais, balanceadas e reguladas, com isso, o FAPP apresenta uma baixa impedância, suficiente para absorver os harmônicos de corrente gerados pela carga. Assim, não é necessário nenhum cálculo de referência de compensação de tensão série, pois os distúrbios de tensão presentes na rede, aparecem em forma de queda de tensão sobre o transformador ($v_{cs} = v_L - v_s$). (MODESTO; SILVA; OLIVEIRA Jr., 2015; SANTOS, CUNHA, MEZARROBA, 2014).

A Figura 2.7 (a) mostra um exemplo de tensão da rede com distorção harmônica (v_s), a referência de corrente senoidal para o conversor série (i_{cs}^*) em fase com a tensão v_s , a tensão sobre o transformador série (v_{cs}) e tensão na carga v_L , livre de harmônicos. Na Figura 2.7 (b), é mostrado um exemplo de corrente de carga não-linear (i_L), a referência de tensão senoidal para o conversor paralelo (v_L^*), a corrente de compensação (i_{cp}), que flui pelo conversor paralelo e a corrente da rede (i_s), compensada, livre de harmônicos e em fase com a tensão da rede elétrica.

2.5 CONVERSORES MONOFÁSICO-TRIFÁSICO

Como descrito anteriormente, circuitos de distribuição elétrica monofásicos têm sido aplicados à eletrificação rural e serão realidade no Brasil ainda por muito tempo. Essas redes monofásicas atendem adequadamente aos usuários residenciais, porém não atendem adequadamente aos usuários produtivos, setor que observa-se em contínuo crescimento (BELOTTO, 2008; SCAPINI et al, 2014 a). Esses usuários produtivos, demandam cada vez mais equipamentos elétricos de potência elevadas, o que limita a utilização dos motores monofásicos, devido à potência limitada e baixo conjugado de partida (MIRANDA, 2007). Assim, a solução para esses usuários passa a ser a conversão do sistema monofásico para trifásico na propriedade rural, através da utilização de conversores estáticos.

Em termos de aplicação, os conversores monofásico-trifásico foram inicialmente considerados para sistema de *drivers* de motores (SANTOS et al, 2012 a). Contudo, alimentar motores trifásicos já não é mais a principal preocupação para a conversão monofásica-trifásica. Devido a evolução da tecnologia rural, algumas cargas rurais necessitam de energia elétrica de qualidade, como por exemplo, computadores, conversores de potência, equipamentos de comunicação, etc., as quais, algumas dessas cargas são monofásicas, não-lineares e possuem baixo fator de potência. Assim, é importante maximizar a disponibilidade de potência ativa da rede, visto que os alimentadores monofásicos rurais possuem potência limitada (SANTOS et al, 2012 a; MACHADO, BUSO, POMILIO, 2006)

A Figura 2.8 mostra a topologia tradicional de conversor sem controle da corrente drenada da rede. Por ter em seu estágio de entrada um retificador não-controlado, esta apresenta baixo fator de potência e alta quantidade de harmônicos na corrente drenada da rede. Exemplo da forma de onda da corrente de rede i_s e da tensão de rede v_s é mostrada na Figura 2.10(a).

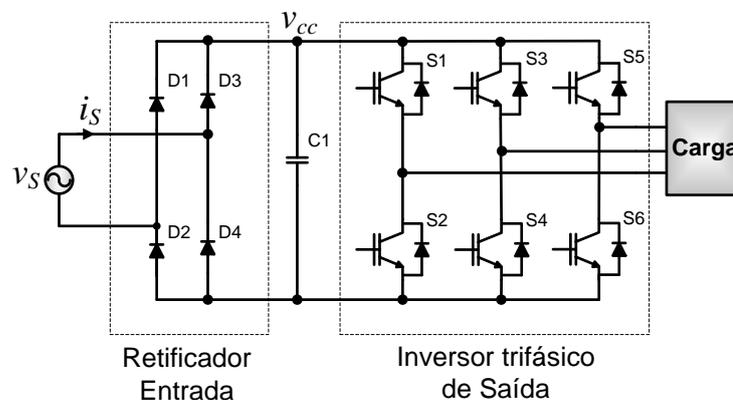


Figura 2.8 - Conversor monofásico-trifásico com retificador não controlado.

A Figura 2.9 mostra o esquema de conversor monofásico-trifásico que têm em seu estágio de entrada um retificador controlado. O estágio de saída, representado na Figura 2.9, pode ser qualquer topologia de inversor trifásico. O estágio de entrada, por ser um retificador controlado, faz com que a corrente drenada da rede, seja senoidal e como baixo conteúdo harmônico, originando um alto fator de potência.

Exemplo da forma de onda da corrente de rede i_s e da tensão de rede v_s é mostrada na Figura 2.10 (b).

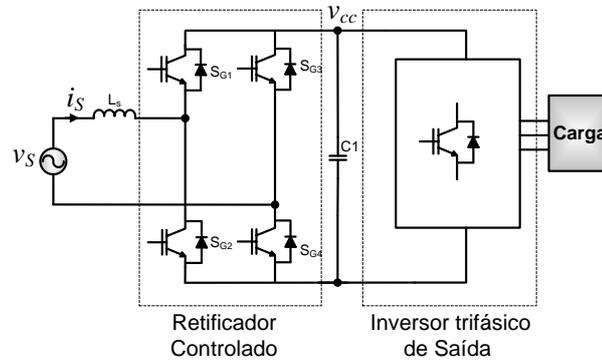
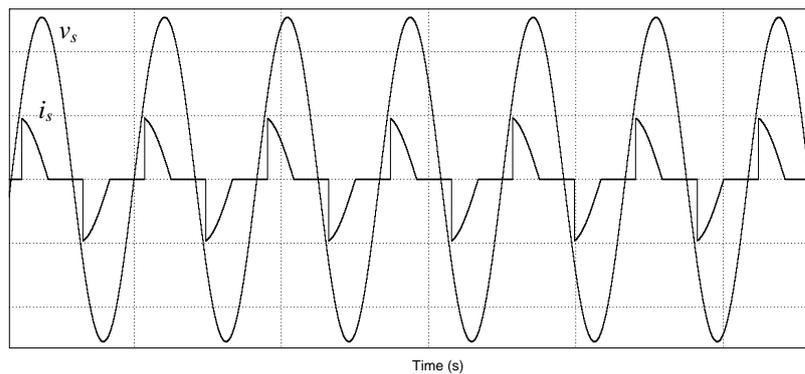
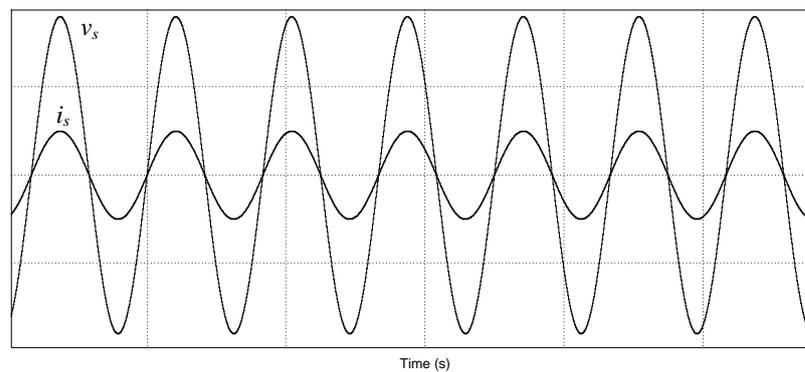


Figura 2.9 - Conversor monofásico-trifásico com retificador controlado.



(a)



(b)

Figura 2.10 - Exemplo de formas de onda de tensão e corrente, (a) conversores sem controle da corrente de entrada e (b) conversores com controle da corrente de entrada.

Apesar da topologia da Figura 2.9 solucionar o problema da corrente não-senoidal drenada da rede, existente na topologia da Figuras 2.8, deve-se considerar que na conversão CA/CC/CA, toda a potência demandada pela carga é processada pelo estágio retificador. Assim, uma importante característica dessas topologias é a distribuição irregular das perdas de potência nas chaves. As perdas são distribuídas em 63% no retificador e 37% no inversor. (SANTOS et al, 2012 a, b)

Durante um longo período de tempo, a tendência entre os desenvolvedores foi criar topologias que gerassem redução na quantidade de chaves dos conversores. Isso era justificado pelo alto custo das chaves de potência (SANTOS et al, 2012 a). Seguindo essa tendência, para reduzir a quantidade de chaves empregadas no conversor, foram apresentadas as topologias mostradas na Figura 2.11 (a) e (b). A Figura 2.11 (a) mostra a topologia na qual não há o controle da corrente drenada da rede elétrica pelo conversor, destacado na figura o retificador não controlado e o inversor de saída. Na Figura 2.11 (b) é mostrada a proposta na qual há o controle da forma de onda da corrente drenada da rede elétrica, destacado na figura o retificador controlado e o inversor de saída (ENJETI, RAHMAN; JAKKLI, 1991, 1993; ENJETI; CHOUDHURY, 1992; ENJETI; RAHMAN, 1993).

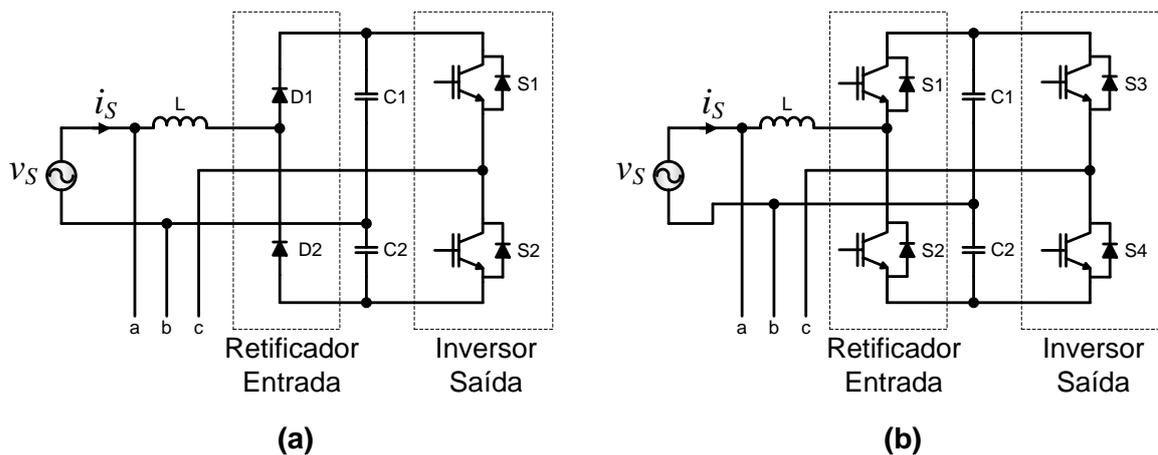


Figura 2.11 - Conversores monofásico-trifásico com redução do uso de chaves (a) sem controle da corrente i_s , (b) com controle da corrente i_s .

Nas propostas das Figuras 2.11(a) e (b) os sistemas fazem a conversão do sistema monofásico em um sistema trifásico, balanceado e com frequência fixa na saída. Os transistores S1/S2 na Figura 2.11(a) e S3/S4 na Figura 2.11 (b) utilizam

modulação por largura de pulsos (PWM), de forma a sintetizar a tensão v_{cb} , com a fase posicionada em 60° (avançado) em relação à tensão v_{ab} . Isso garante que a tensão nos terminais a , b e c , sejam balanceadas e respeitem as condições para serem consideradas como um sistema trifásico (ENJETI, RAHMAN; JAKKLI, 1991). Esses sistemas são utilizados para operar com motores trifásicos sem neutro.

A partir das topologias mostradas nas Figuras 2.11 (a) e (b), vários trabalhos propuseram novos métodos para se obter corrente senoidal drenada da rede elétrica, como exemplo, os trabalhos de Covic, Peters e Boys (1995), Douglas e Malengret (1998), Larsen, Jespersen e Pedersen (1998) e Tshivhilinge e Malengret (1998). Nesses trabalhos, além do controle do fator de potência do conversor, foram propostas também melhorias no controle das tensões trifásicas, sempre objetivando o acionamento de motores em sistemas trifásicos à três fios.

Por outro lado, Jacobina et al (2005), utilizando-se das topologias mostradas nas Figuras 2.12 (a) a (d) e Jacobina, Santos e Correa (2005), utilizando-se das topologias mostradas nas Figuras 2.12 (e) e (f), propuseram conversores monofásico-trifásico que utilizassem quantidades maiores de chaves que os propostos por ENJETI, RAHMAN; JAKKLI, (1991). Entretanto, os conversores com maior número de chaves, apesar dos maiores custos gerados pela maior quantidade de componentes, são interessantes devido às suas inerentes características, tais como, melhores taxas de distorção harmônica, confiabilidade e eficiência (Santos et al, 2012 a).

As topologias mostradas nas Figuras 2.12 (a) a (d) apresentam oito chaves cada uma (quatro braços), ou seja, um braço a menos que necessitaria a topologia monofásica-trifásica convencional equivalente, mostrada na Figura 1.1 (c). Essa configuração permite a conexão de cargas trifásicas com neutro, além de permitir o fluxo de potência bidirecional entre a rede e a carga, assim como o controle do fator de potência. Nessa configuração, as topologias das Figuras 2.12 (c) e (d) têm o braço formado por S1 e S2, compartilhado entre o conversor de rede (braço formado pelas chaves S_{G1}/S_{G2}) e o conversor da carga (braços formados pelas chaves S3/S4 e S5/S6).

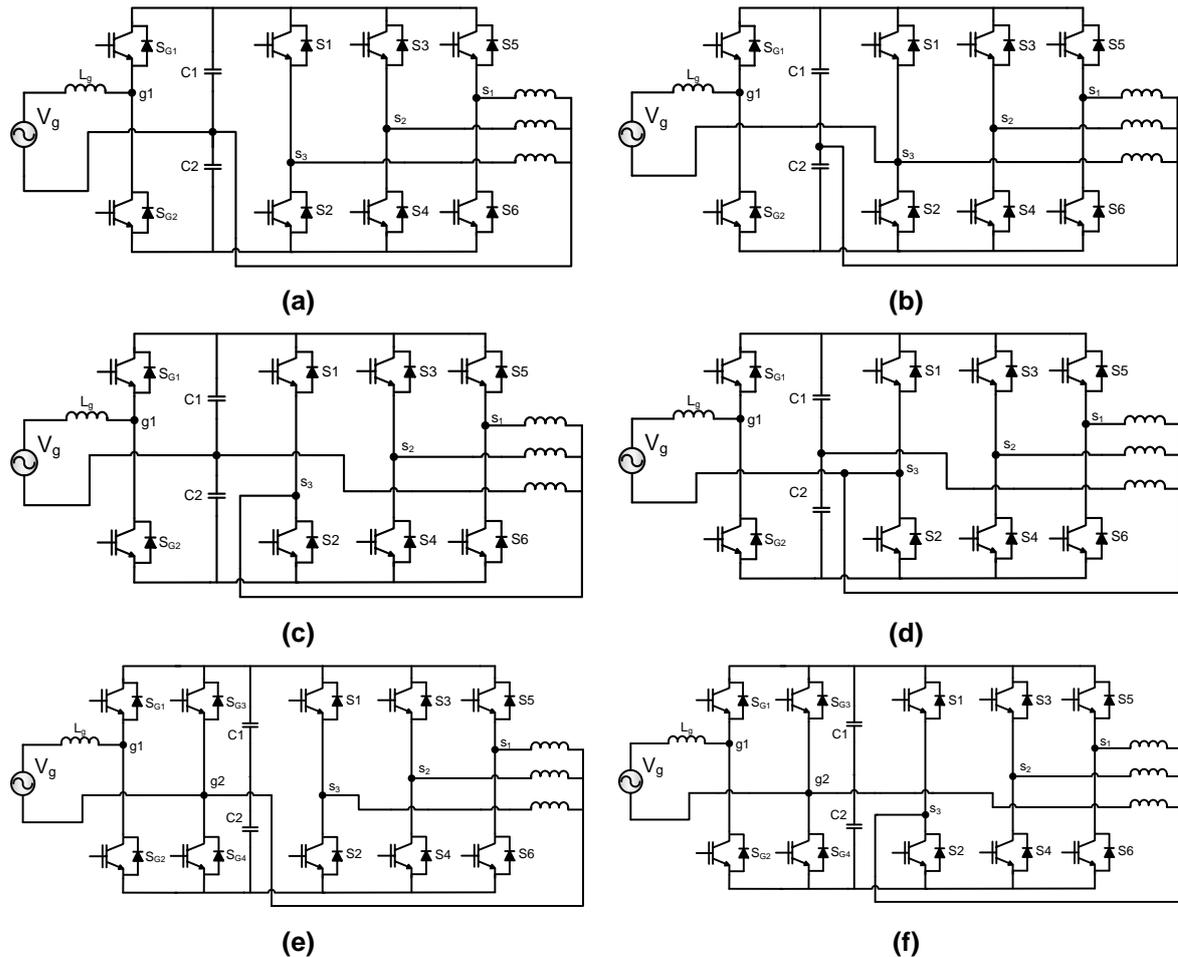


Figura 2.12 - Topologias monofásicas –trifásicas: (a) oito chaves, neutro da carga e neutro da rede conectados ao ponto médio do barramento CC, (b) oito chaves, neutro da carga conectado ao ponto médio do barramento CC e neutro da rede conectado no braço s3, (c) oito chaves, neutro da rede conectado no ponto médio do barramento e neutro da carga conectado no braço s3, (d) oito chaves, neutro da rede e neutro da carga conectados no braço s3, (e) dez chaves, neutro da carga e neutro da rede conectados no braço g2, (f) dez chaves, neutro da rede conectado no ponto médio do barramento e neutro da carga conectado no braço s3.

Já as Figuras 2.12 (e) e (f) mostram topologias formadas por 5 braços, o que significa um braço a menos que a topologia monofásica-trifásica convencional equivalente (Figura 1.1 (d)) e permitem a conexão de cargas trifásicas com neutro. Esses conversores têm o braço formado pelas chaves S_{G3}/S_{G4} compartilhado entre o conversor de rede, braços formados por S_{G1}/S_{G2} , e o conversor da carga, braços formados pelas chaves $S1/S2$, $S3/S4$ e $S5/S6$. Por isso não necessitam utilizar o ponto médio do barramento CC para conexão do neutro, permitindo os mesmos valores de tensão eficaz na entrada e na saída do conversor.

A topologia proposta por Machado, Buso e Pomilio, (2004, 2006) e Machado et al, (2004), mostrada na Figura 2.13, utiliza um filtro ativo de potência aplicado à conversão monofásica-trifásica (SANTOS et al, 2012 a).

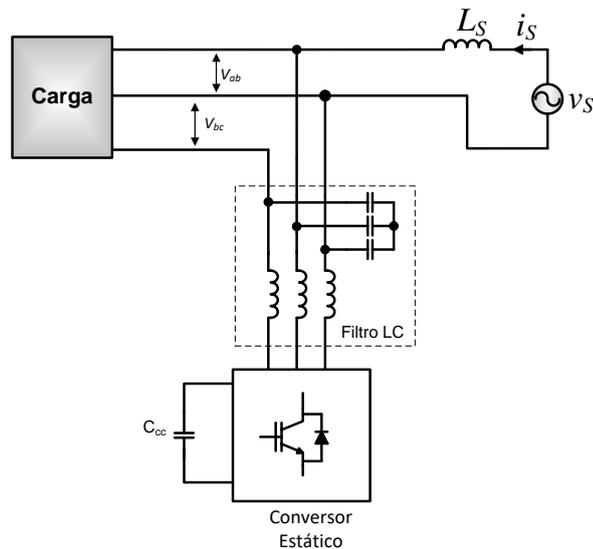


Figura 2.13 - Conversor monofásico-trifásico com filtro ativo.

Nesses trabalhos o conversor é conectado paralelo com a rede monofásica. Nessa configuração, o conversor paralelo, conectado à rede monofásica, conduz apenas parte da potência ativa necessária fornecida à carga trifásica, aumentando assim a eficiência do conversor. (MACHADO, BUSO, POMILIO, 2004; SCAPINI, 2014a).

A proposta de topologia apresentada na Figura 2.13 apresenta um sistema conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência. Esse conversor tem como objetivo melhorar a qualidade da energia local, para cargas lineares e não-lineares, e ainda, garantir fator de potência unitário para a corrente do alimentador monofásico (MACHADO, BUSO e POMILIO, 2004). Esse sistema é projetado para trabalhar como um filtro ativo de potência. Assim, o conversor controla a qualidade da energia, garantindo uma tensão trifásica senoidal e balanceada. Este também controla o fluxo de potência, através do alimentador monofásico, através do ajuste da amplitude e fase da tensão no barramento trifásico. Os harmônicos de corrente da carga fluem localmente, resultando em uma corrente de rede senoidal. Assim, o

conversor trabalha como filtro ativo para correntes harmônicas e compensando a potência reativa. Porém, não evita que os harmônicos de tensão, existentes na rede monofásica se propagem ao barramento trifásico de saída. (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2004, 2006) (MACHADO et al, 2004).

A Figura 2.14, mostra a topologia do conversor monofásico-trifásico com compensação de potência ativa da rede monofásica proposto por Scapini et al (2014 a). A topologia apresentada é um inversor trifásico a quatro fios com derivação do ponto central do barramento CC. O ponto central do barramento CC é conectado ao neutro da rede monofásica.

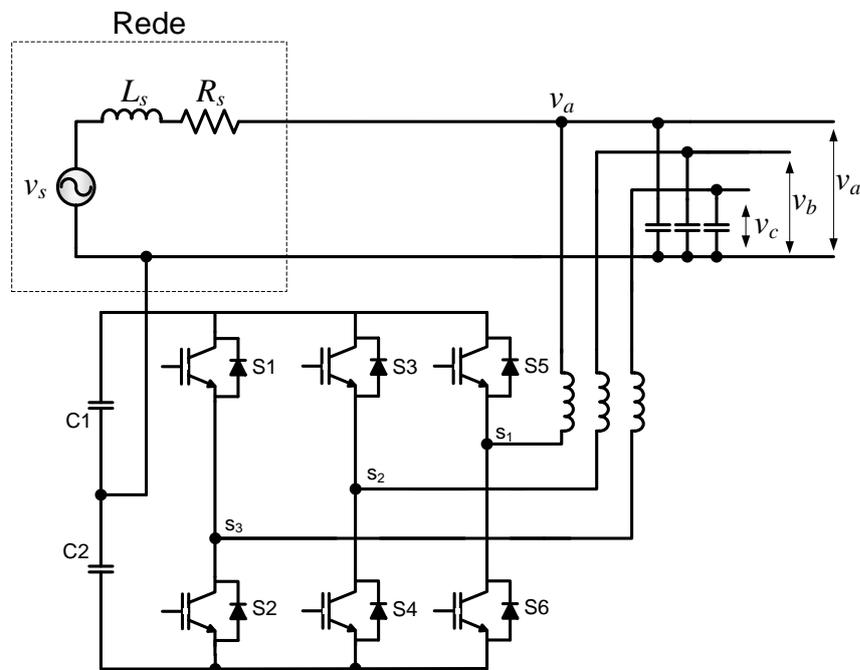


Figura 2.14 - Conversor monofásico-trifásico interativo, proposto por Scapini et al, (2014).

Composto por seis chaves controladas, o inversor é controlado para se comportar como três fontes de tensão independentes nas fases *a*, *b* e *c*. A fase *a* do inversor é conectada em paralelo com a rede monofásica, e por isso, a energia necessária para as fases *b* e *c* é absorvida pela inversor da fase *a*. O inversor da fase *a* também opera como filtro ativo de potência, compensando os reativos e servindo como caminho de baixa impedância às correntes harmônicas das cargas conectadas à fase *a*, gerando assim, uma corrente no alimentador monofásico senoidal e com

fator de potência unitário (SCAPINI et al, 2014 a, b c). Esse sistema faz a compensação da amplitude da componente fundamental de tensão, assim como também compensa o fator de potência, a partir de injeção de potência reativa na rede. A modificação da amplitude da tensão, se dá a partir do deslocamento de fase entre a tensão v_a e a tensão da rede elétrica v_s . Já a compensação do fator de potência é feita ajustando a fase da corrente de linha i_s com relação à fase da tensão v_a . Esta compensação é possível apenas em sistemas onde a impedância da linha de transmissão é elevada (SCAPINI et al, 2014 a, b c). Nesse trabalho, o autor não trata da compensação de harmônicos de tensão presentes na rede elétrica.

Um condicionador de potência ativa monofásico-trifásico foi apresentado por Santos, Jacobina e Dias, (2009) é mostrado na Figura 2.15.

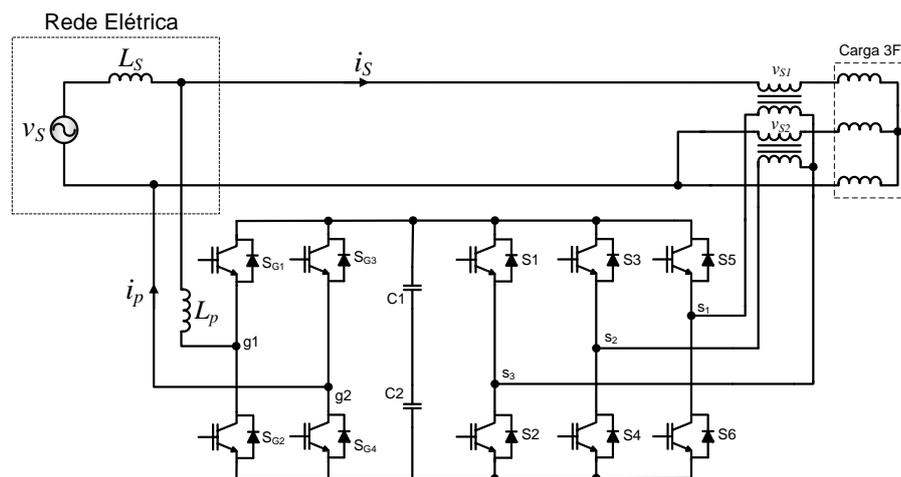


Figura 2.15 - Conversor monofásico-trifásico propostos por Santos, Jacobina e Dias (2009).

A topologia proposta é composta por um filtro ativo de potência paralelo do lado da rede monofásica e de um filtro ativo de potência série do lado da carga. O filtro ativo paralelo é composto por um conversor *full-bridge*, que faz a compensação dos harmônicos de corrente do lado do alimentador monofásico, como também controla o fator de potência. O conversor série faz a geração do sistema trifásico para a carga, utilizando-se de dois transformadores conectados em série com a mesma. Nessa configuração, o conversor série compensa as distorções da tensão da rede monofásica, assim como garante o balanceamento das tensões trifásicas (SANTOS, JACOBINA e DIAS, 2009).

A Figura 2.16 mostra o modelo do conversor e o diagrama fasorial apresentado em Santos, Jacobina e Dias (2009). Para essa topologia, a corrente da rede i_s é controlada pela tensão v_p , gerada pelo filtro ativo paralelo. Já as tensões v_{L13} e v_{L23} (tensões de linha), são controladas pelas fontes de tensão v_{s1} e v_{s2} geradas pelo conversor série. Assim, as três tensões de fase do sistema trifásico (v_{L1} , v_{L2} e v_{L3}) são obtidas através de duas tensões linha v_{L13} e v_{L23} , Figuras 2.16 (a) e (b)

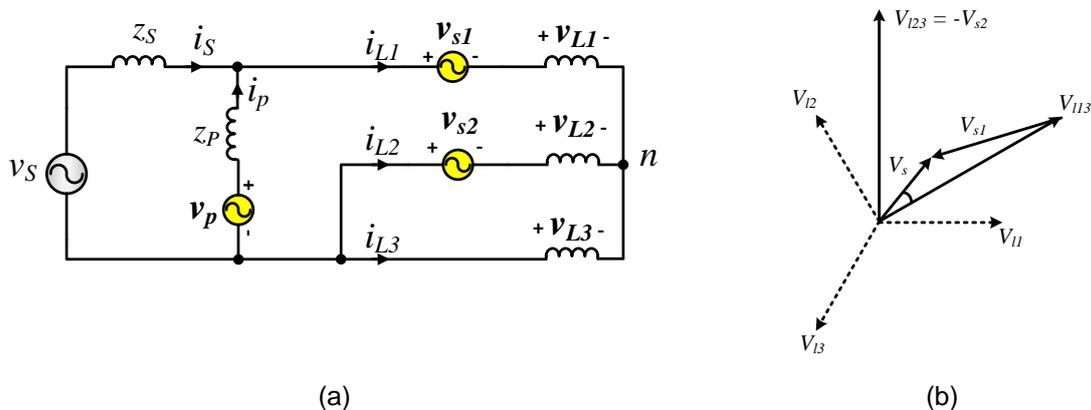


Figura 2.166 - Conversor proposto por Santos, Jacobina e Dias (2009): (a) modelo e (b) diagrama fasorial.

Esse sistema de condicionador de potência ativa monofásico-trifásico é concebido para cargas trifásicas a três fios equilibradas, assim não oferece ponto de conexão para uso do neutro e conseqüente conexão com o neutro do sistema alimentador.

Nas Figuras 2.17 (a) e (b), são mostrados dois conversores monofásico-trifásico com filtragem ativa série e paralela, respectivamente propostos por Santos et al (2011) e Santos e Jacobina (2010). O conversor da Figura 2.17 (b) é uma variação do conversor mostrado na Figura 2.17 (a), com redução de um par de chaves. Para essa redução, o braço composto pelas chaves S3/S4 é compartilhado entre o filtro ativo série e o filtro ativo paralelo.

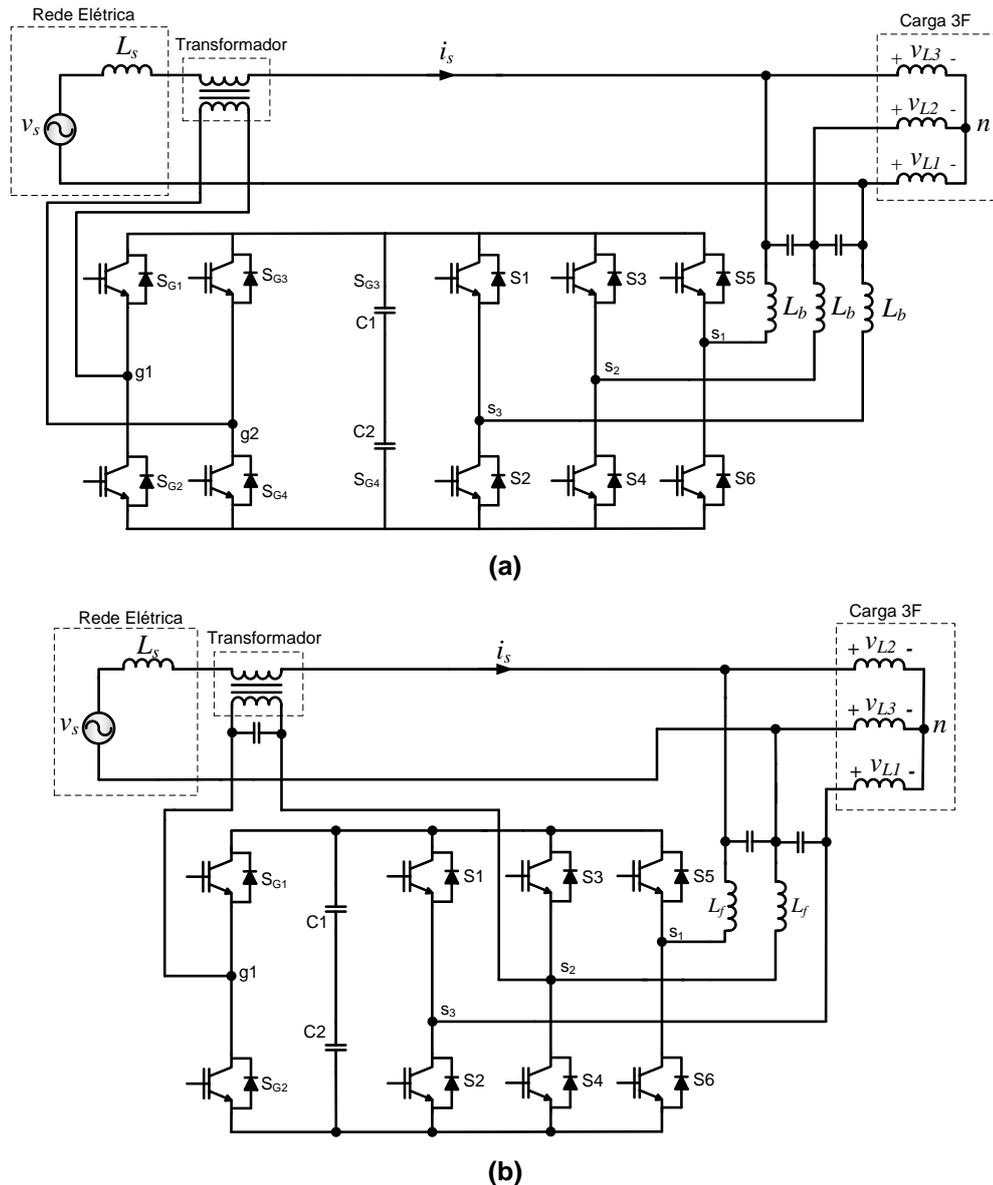


Figura 2.17 - Conversores monofásico-trifásico, (a) Topologia proposta por Santos et al (2011), (b) Topologia proposta por Dias, Santos e Jacobina (2010).

Nessas topologias, o conversor série está do lado da rede e faz o controle da corrente drenada da rede monofásica. A tensão sobre o transformador série é resultado da diferença entre o valor da tensão do alimentador monofásico e o valor da tensão da fase a . O conversor trifásico paralelo é responsável por gerar as tensões trifásicas na carga e controlar o ângulo da fase a do sistema trifásico. Nesses dois sistemas de conversão monofásico-trifásico, a potência processada pelo conversor é controlada pela diferença entre o ângulo da rede monofásica e o ângulo da fase a (v_{L1}) do sistema trifásico. Assim esse ângulo pode ser ajustado para reduzir o fluxo de

potência processada pelo conversor, reduzindo as perdas (SANTOS et al, 2011; DIAS, SANTOS, JACOBINA, 2010).

Os modelos e os diagramas fasoriais desses dois conversores apresentados em Santos et al (2011) e Santos e Jacobina (2010), são mostrados nas Figuras 2.18 (a) e (b), respectivamente.

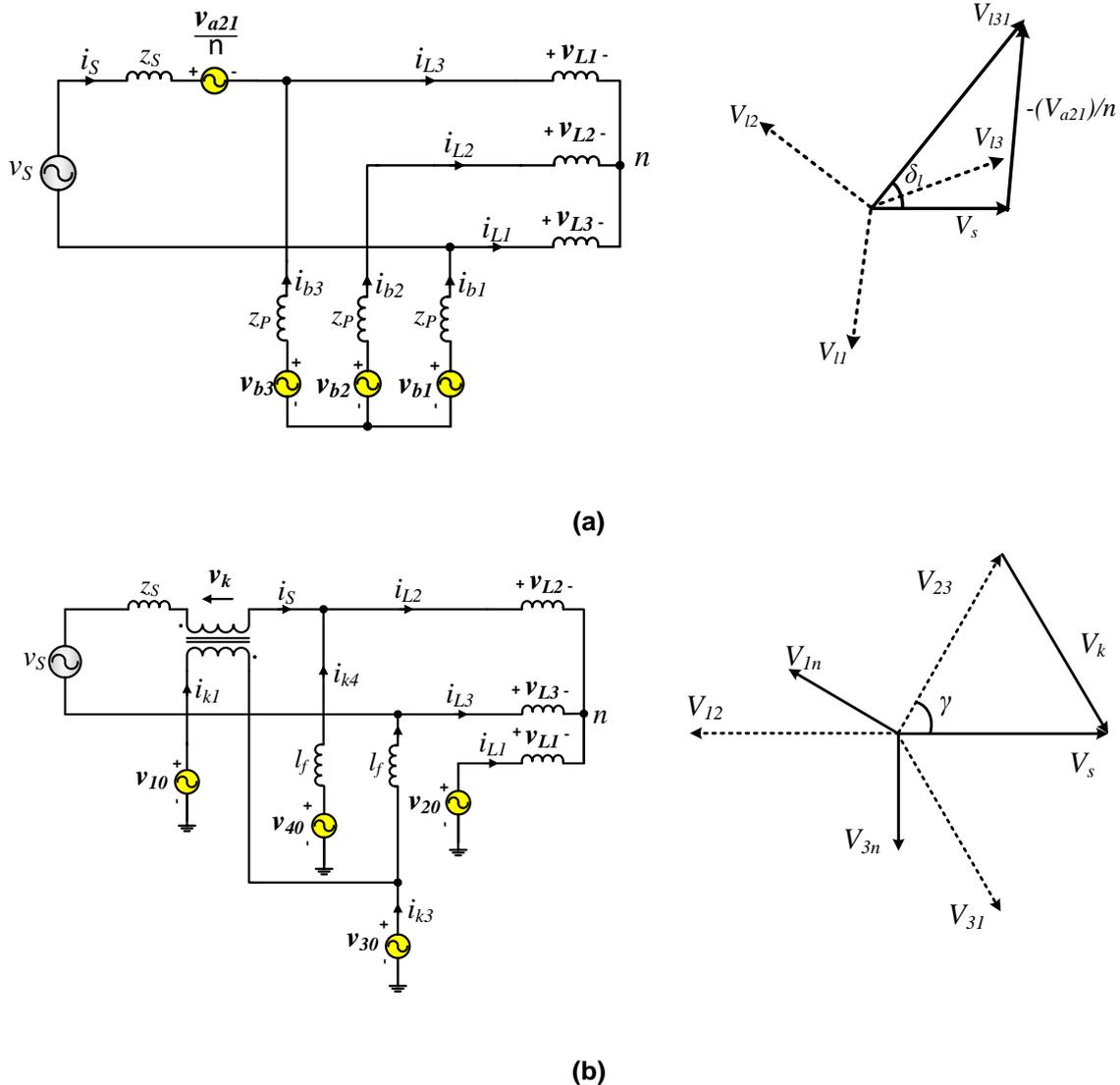


Figura 2.18 - Modelo e diagrama fasorial dos conversores: (a) Topologia proposta por Santos et al (2011), (b) Topologia proposta por Dias, Santos e Jacobina (2010).

No modelo ideal do conversor proposto por Santos et al (2011) apresentado na Figura 2.18 (a), a corrente i_s é função de v_{b31} (tensão entre as fontes v_{b3} e v_{b1}) e v_{a21} (tensão sobre o transformador série), com o mesmo nível de importância quando a relação de transformação do transformador série (n) for igual a 1. Como o controle

da tensão v_{L31} (tensão de linha entre v_{L3} e v_{L1}) é realizado por v_{a21} , o controle da corrente i_s é feito utilizando a tensão v_{b31} . Já a tensão v_{L21} (tensão de linha entre v_{L2} e v_{L1}) é controlada por v_{b21} (tensão entre as fontes v_{b2} e v_{b2}). Assim, as tensões v_{L21} e v_{b31} formam as tensões de linhas, defasadas em 60° , que compõem o sistema trifásico com as tensões de fase v_{L1} , v_{L2} e v_{L3}

O modelo ideal mostrado na Figura 2.18 (b) é do conversor proposto por Dias, Santos e Jacobina (2010). As tensões v_{10} e v_{30} controlam a tensão de linha v_{L23} e as tensões v_{20} e v_{30} controlam a tensão de linha v_{L31} . Os braços formados pelas fontes v_{30} e v_{40} fazem a compensação dos reativos e controle do barramento CC. Assim, as tensões v_{L23} e v_{L31} formam as tensões de linhas defasadas em 60° , que compõem o sistema trifásico de tensões de fase v_{L1} , v_{L2} e v_{L3} .

As propostas de conversores monofásico-trifásico apresentadas nas Figuras 2.18 (a) e (b), são aplicadas à sistemas trifásicos à 3 fios e assim, não possuem ponto para conexão de neutro de cargas trifásicas a quatro fios (3F+N)

2.6 TOPOLOGIA PROPOSTA DO CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE-PARALELA.

Neste trabalho é proposta a integração de um conversor monofásico para trifásico com um UPQC com estratégia de compensação dual, mostrado na Figura 2.19, onde estão mostrados os dois conversores PWMs utilizados como filtros ativos de potência. Um conversor PWM meia-ponte conectado em série (FAPS), do lado da rede monofásica, e outro conversor PWM meia-ponte conectado em paralelo (FAPP), do lado da carga. Para a composição das tensões trifásicas a quatro fios, além do FAPP, serão utilizados mais dois conversores PWM meia-ponte, atuando como inversores senoidais. Para a geração da corrente de referência para o FAPS será utilizado um algoritmo baseado no sistema de referência de eixo síncrono (algoritmo SRF) (SILVA et al,2002; BHATTACHARYA; DIVAN, 1995; SILVA et al, 2011), adaptado para o sistema trifásico – monofásico deste trabalho. Uma vez que tanto a corrente gerada pelo FAPS quanto a tensão gerada na saída do FAPP, são controladas para estar em fase com a rede elétrica monofásica, é necessário a

utilização de um sistema monofásico de detecção de ângulo de fase, conhecido por PLL (*Phase Locked Loop*) descrito por Bacon et al (2014).

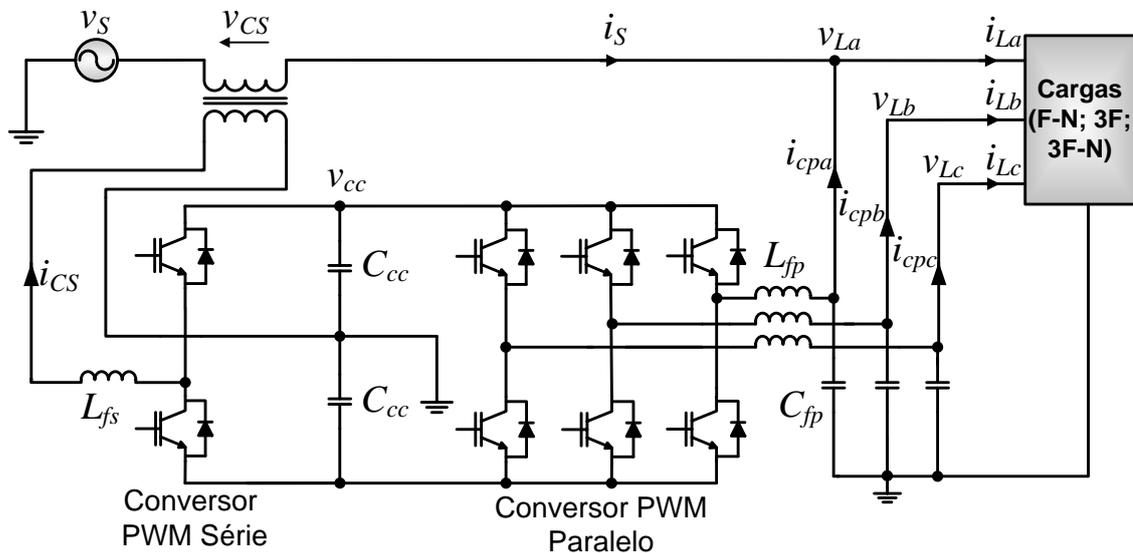


Figura 2.19 - Proposta do conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralela.

Algumas vantagens desse sistema podem ser citadas:

- Redução da potência processada pelo conversor série em relação às topologias tradicionais, mostrado pela análise de fluxo de potência;
- Tensões de saída senoidais, equilibradas, reguladas e com baixo conteúdo harmônico;
- Corrente da rede monofásica senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica ($FP > 0,99$);
- Possibilidade de conexão de cargas monofásicas, trifásicas sem neutro e trifásicas com neutro;
- Simplicidade do controle e da geração de referências de corrente e tensão.

2.7 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma breve discussão sobre a qualidade da energia elétrica em sistemas elétricos de potência, assim como os conceitos apresentados no PRODIST.

Também foi apresentado uma breve explicação do cenário da eletrificação rural no Brasil, as justificativas e configurações dos principais sistemas de distribuição de energia monofásicos aplicados na eletrificação rural.

Foram discutidos o funcionamento e a topologia de UPQC. Também foram discutidas as estratégias de compensação convencional e dual, mostrando as vantagens da compensação dual sobre a compensação convencional.

Uma revisão das principais propostas de conversores monofásico-trifásico foi apresentada, de forma que a evolução desses conversores foi mostrada, incluindo as propostas mais recentes de conversores monofásico-trifásico com filtro ativo série e paralelo integrados.

Em vista das vantagens de se integrar o conversor monofásico-trifásico ao filtro ativo de potência, escolheu-se implementar um UPQC com estratégia de compensação dual monofásico-trifásico (UPQC mono-tri). E assim, criar uma solução de qualidade de energia elétrica para os problemas das propriedades rurais alimentadas por redes elétricas monofásicas.

3 CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE E PARALELA.

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a topologia do conversor monofásico-trifásico com compensação ativa da potência série e paralela. Como a compensação ativa da potência é realizada similarmente a um compensador de qualidade de energia unificado convencional, a topologia será chamada neste trabalho de UPQC Mono-Tri.

É apresentado o algoritmo utilizado para a obtenção da referência de corrente para o conversor série, que é baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF), assim como o sistema de detecção de ângulo de fase (PLL). Também será apresentado neste capítulo, o modelo matemático do conversor, a descrição das malhas de controle de compensação de corrente e tensão e da malha de controle do barramento CC. As curvas normalizadas que descrevem o fluxo de energia processados pelos conversores série e paralelo do UPQC Mono-Tri também são discutidas.

3.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

A Figura 3.1 mostra o diagrama de blocos do UPQC Mono-Tri proposto. No diagrama de blocos estão identificados o conversor PWM monofásico série, o conversor PWM trifásico paralelo, o barramento CC e o Processador Digital de Sinal (DSP – *digital signal processor*). No bloco que representa o DSP, apresentam-se as estruturas dos controles de corrente monofásica do conversor série, o controle de tensão do barramento CC, o PLL monofásico e o controlador de tensão do conversor paralelo trifásico.

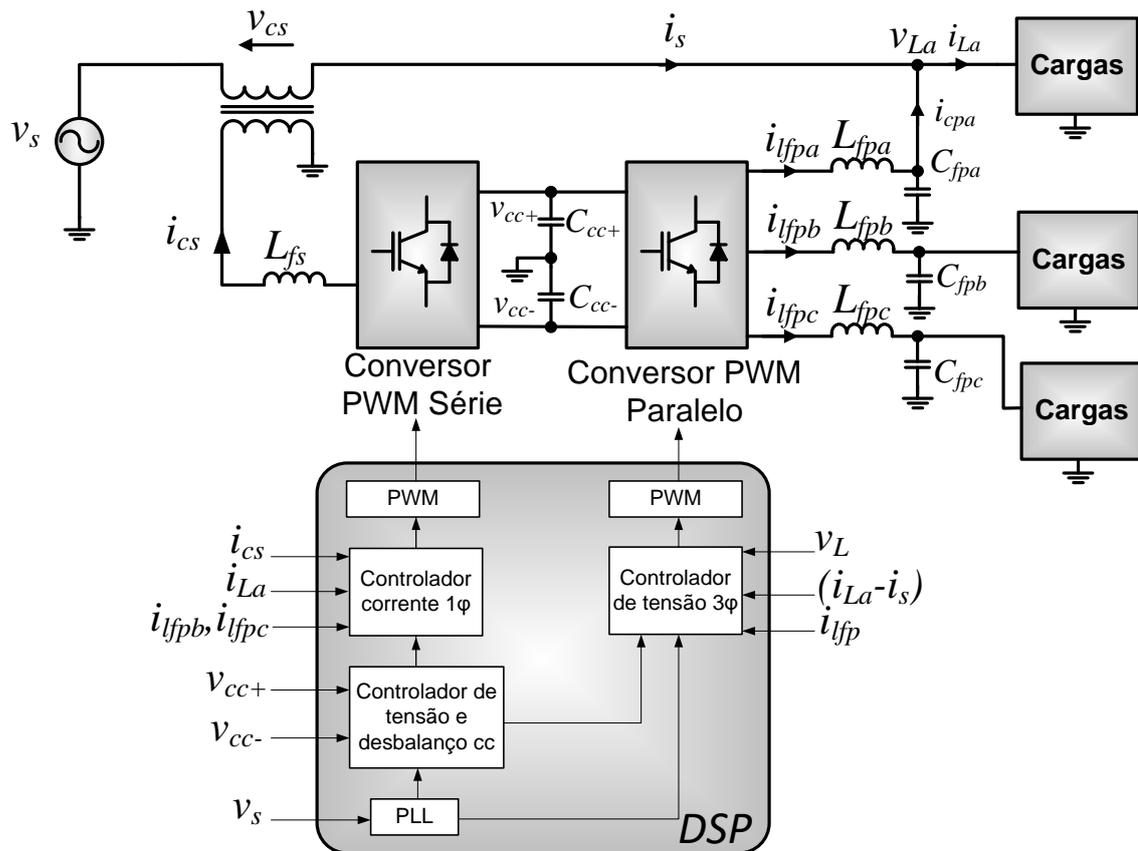


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do UPQC Mono-Tri.

3.2.1 Circuito de potência

A Figura 3.2 mostra o diagrama elétrico da topologia do UPQC Mono-Tri proposta. A topologia é composta por quatro braços de inversores PWM, sendo um monofásico e o outro trifásico, conectados por um barramento CC comum. O barramento CC é do tipo *split-capacitor*, onde os capacitores são conectados de forma a dividirem o barramento CC e disponibilizarem um ponto comum de conexão do neutro da rede monofásica e do neutro da carga trifásica.

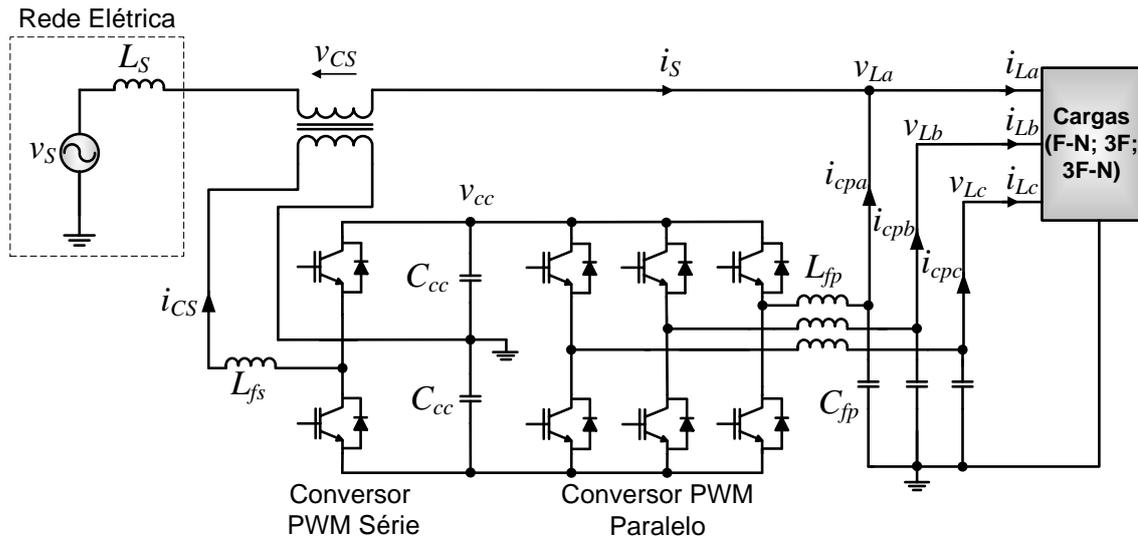


Figura 3.2 - Diagrama elétrico do circuito de potência do UPQC Mono-Tri.

O inversor utilizado como FAPS é conectado em série, entre a rede elétrica monofásica e a carga, através de um transformador. O UPQC Mono-tri, por ser controlado utilizando a estratégia de compensação dual, necessita que o FAPS opere como fonte de corrente senoidal, em fase com a rede elétrica monofásica e assim, drenar uma corrente senoidal, livre de harmônicos, gerando um alto fator de potência ao sistema.

O inversor PWM trifásico de saída, conectado em paralelo com a carga, opera como fonte de tensão senoidal trifásica (fases *a*, *b* e *c*). Um dos inversores PWM é conectado em paralelo com a rede monofásica (fase *a*) e opera como FAPP. O conversor de saída trifásico serve como caminho de baixa impedância para os harmônicos de corrente gerados pela carga, além de manter a tensão estabilizada sobre a mesma. O conversor série, por ser controlado a operar como uma fonte de corrente senoidal, representa uma alta impedância para os harmônicos de corrente da carga. Como o FAPP impõe para a carga tensão senoidal e estabilizada, a compensação dos distúrbios de tensão da rede elétrica é indireta e os distúrbios são absorvidos pelo transformador série naturalmente (MODESTO, SILVA, OLIVEIRA Jr.; 2014).

O ponto central do barramento CC é utilizado como neutro para a conexão de cargas monofásica e/ou cargas trifásicas à quatro fios.

3.2.2 Algoritmo de Geração da Referência de Corrente de Entrada

O algoritmo de geração da referência da corrente monofásica usado para controlar o FAPS, é baseado no sistema SRF (MODESTO; SILVA; OLIVEIRA Jr., 2014; SILVA et al, 2011; SILVA et al, 2002). O SRF foi primeiramente proposto para compensação ativa da potência por um filtro híbrido, no qual o conversor atua como isolador de harmônicos entre a carga e a rede elétrica por Bhattacharia, Divan e Banerjee (1991).

O algoritmo SRF baseia-se na transformação de grandezas de tensão/corrente, dos eixos estacionários abc , em grandezas contínuas no eixo síncrono dq . As parcelas de harmônicos de corrente ou tensão, quando transformadas para o eixo dq , tornam-se ondas alternadas superpostas sobre os valores contínuos referentes às parcelas fundamentais. Por isso, um filtro passa baixa (FPB) pode ser utilizado para a obtenção das parcelas fundamentais. Um circuito PLL, obtém as coordenadas $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$ (vetor unitário síncrono), para o sincronismo e ortogonalidade necessárias ao SRF (SILVA, 2001). A Figura 3.3 mostra o diagrama de blocos do algoritmo SRF convencional aplicado à sistemas trifásicos.

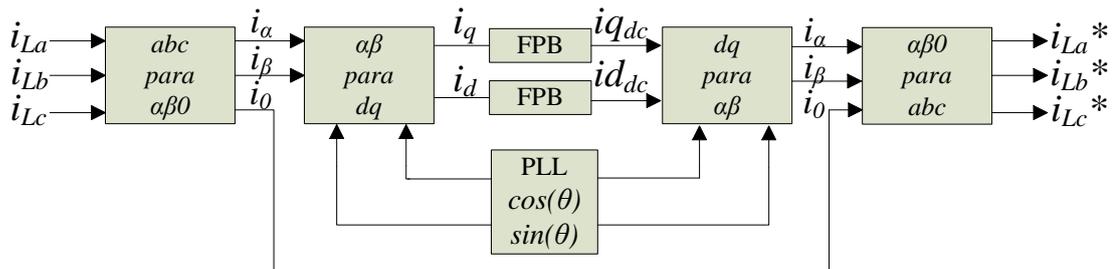


Figura 3.3 - Algoritmo SRF trifásico (SILVA, 2001).

Na Figura 3.3, as correntes de referência trifásicas (i_{La}^* , i_{Lb}^* e i_{Lc}^*) são geradas a partir das correntes trifásicas medidas de (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}). Através da matriz de transformação de Clarke, mostrada na equação 3.1, essas correntes são transformadas para o sistema $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Após a transformação para o sistema bifásico $\alpha\beta 0$, as correntes são então transformadas para o eixo de referência síncrono dq , através da matriz de transformação mostrada na equação 3.2 (Transformação de Park). Na matriz de transformação, o ângulo $\theta = \omega.t$ representa a posição angular do SRF, onde $\omega=2.\pi.f$, é a frequência angular da rede elétrica com frequência fundamental f . O $\text{sen}(\theta)$ e o $\text{cos}(\theta)$ compõem o vetor unitário (SILVA, 2001).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Após a transformação da matriz 3.2, as componentes das correntes de frequência fundamental, são transformadas em grandezas contínuas e os harmônicos são transformados em grandezas oscilantes. Através da utilização de filtros, pode-se escolher extrair as componentes contínuas, utilizando filtros passa baixa, ou extrair as componentes de altas frequências, utilizando-se de filtros passa alta. Após o FPB, as componentes de correntes obtidas (i_{dc} e i_{qdc}), correspondem às componentes contínuas no eixo síncrono dq e representam as parcelas de correntes ativa e reativa da carga, respectivamente (SILVA, 2001).

Como o conversor é composto de entrada monofásica e saída trifásica, para a geração da referência de corrente (i_{cs}^*), usada no controle do FAPS, são necessárias algumas alterações no algoritmo da Figura 3.3, como mostrado na Figura 3.4

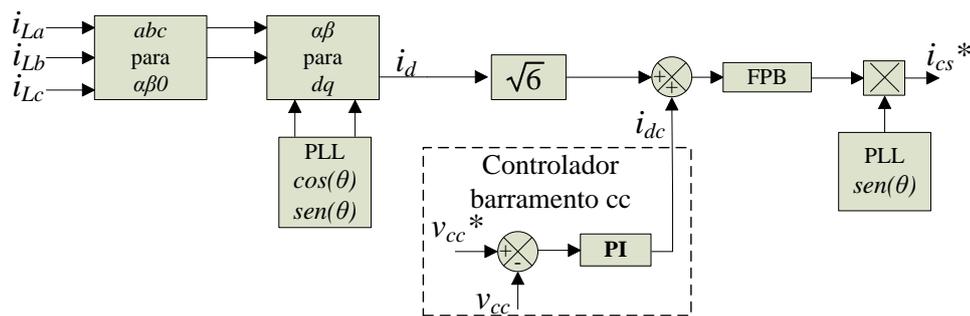


Figura 3.4 - Algoritmo SRF para geração de referência de corrente do FAPS.

O algoritmo SRF modificado da Figura 3.4, similarmente ao algoritmo da Figura 3.3, realiza a medição das correntes trifásicas da carga (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) e então as transformam do sistema estacionário abc para o sistema bifásico estacionário $\alpha\beta 0$ e do sistema bifásico estacionário $\alpha\beta 0$ em quantidades contínuas no eixo dq .

Para a estratégia de compensação dual, a corrente sintetizada pelo FAPS deve ser a corrente correspondente à parcela ativa da carga trifásica, ou seja, no SRF a corrente representada por id_{dc} . Para isso, utiliza-se um FPB para extrair a parcela contínua e rejeitar a parcela oscilante de id . Como a parcela da corrente de carga iq representa a parcela reativa da corrente carga, essa grandeza não é utilizada.

Uma vez que as correntes e tensões sintetizadas pelo conversor, são controladas para estarem em fase com a tensão da rede elétrica, um sistema PLL, descrito por Bacon et al (2014) é utilizado. Esse PLL, também é utilizado para gerar as coordenadas do vetor unitário ($sen(\theta)$ e $cos(\theta)$) usados no algoritmo SRF, no qual, θ é o ângulo de fase da rede elétrica monofásica.

Como o FAPS é controlado como fonte de corrente monofásica senoidal, a amplitude da referência de corrente monofásica senoidal (i_{cs}^*), mostrada na Figura 3.4, deve ser ajustada, de forma que represente adequadamente a corrente ativa total drenada pelas cargas trifásicas. Assim, considerando que no eixo dq , a potência ativa da carga (P_L) é definida pela equação 3.3, considerando que o FAPP garante que as tensões na carga sejam senoidais e equilibradas.

$$P_L = v d_{dc} i d_{dc} \quad (3.3)$$

Onde, P_L é a potência ativa da carga trifásica, vd_{dc} e id_{dc} representam os valores contínuos das tensões e correntes da carga trifásica no eixo dq .

Considerando também, que a corrente monofásica imposta pelo conversor (i_{cs}) seja igual à corrente da rede (i_s) e esteja em fase com a tensão da rede elétrica (v_s), a potência ativa na entrada do conversor drenada da rede monofásica (P_S) é dada pela equação 3.4.

$$P_S = \frac{Vp_s I p_s}{2} \quad (3.4)$$

Onde, Vp_s e $I p_s$ são os valores de pico da tensão e da corrente da rede elétrica monofásica, respectivamente.

Assumido que a amplitude de tensão da rede elétrica monofásica (Vp_s) é igual à amplitude da tensão de saída para a carga (Vp_L), sabendo que o valor da tensão de pico no eixo direto é de $\sqrt{3/2} Vp$ tem-se a equação 3.5.

$$vd_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} Vp_s = \sqrt{\frac{3}{2}} Vp_L \quad (3.5)$$

Agora, para um sistema ideal, pode-se considerar que a potência drenada da rede elétrica (P_S) é igual potência da carga (P_L). Através das equações 3.3, 3.4 e 3.5 a relação entre a corrente id_{dc} , no eixo dq , e o valor do pico da corrente da rede imposta pelo FAPS ($I p_s$) é dada em 3.6. Essa corrente é utilizada para a geração da referência de corrente para controle do FAPS (i_{cs}^*).

$$I p_s = \sqrt{6} id_{dc} \quad (3.6)$$

A grandeza i_{dc} , mostrada na Figura 3.4, representa o sinal de saída do controlador proporcional integrativo (PI) do barramento CC. Este é usado para regular a tensão do barramento CC, como também compensar perdas em filtros passivos e nas chaves. Em outras palavras, i_{dc} , representa a quantidade de corrente ativa drenada da rede para manter a tensão do barramento CC estável. (MODESTO et al, 2013).

Assim, a referência de corrente utilizada para o controlador do filtro ativo de potência série, i_{cs}^* , é dado por 3.7, onde θ é o ângulo de fase obtido do sistema PLL.

$$i_{cs}^* = (\sqrt{6} id_{dc} + i_{dc}) \text{sen}(\theta) \quad (3.7)$$

3.2.2.1 Filtro Média Móvel

No algoritmo SRF apresentado na Figura 3.4, para a geração da corrente de referência i_{cs}^* , é utilizado um filtro passa baixa (FPB). Para melhorar a resposta dinâmica do SRF proposto, foi utilizado um filtro passa baixa do tipo média móvel (SILVA, S. A. O; MODESTO, R. A., 2008). O filtro média móvel, é um filtro digital de fácil implementação e tem sido utilizado para melhorar o desempenho e a resposta dinâmica em *UPS* e *FAP*, (SILVA, S. A. O; MODESTO, R. A., 2008; JESUS F. D et al, 2003).

O diagrama do filtro média móvel mostrado na Figura 3.5 é composto por um bloco de integração, um bloco atraso de transporte (atrasador), um subtrator e um divisor.

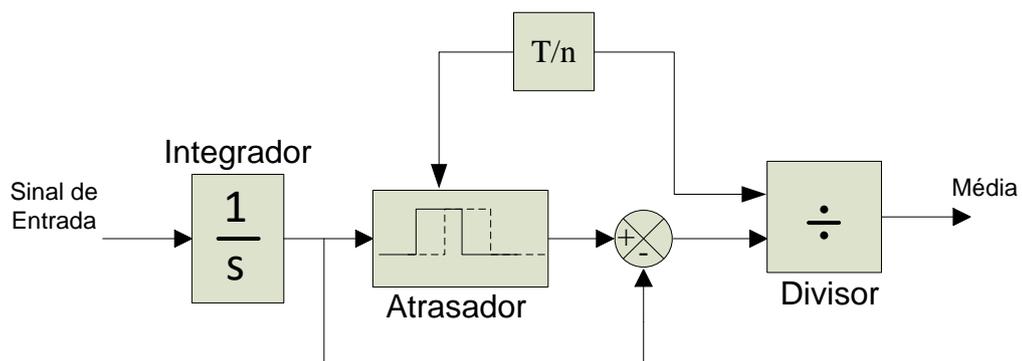


Figura 3.5 – Diagrama de bloco do Filtro Média Móvel

A expressão do filtro média móvel mostrado na Figura 3.5 é dado pela equação 3.8, na qual o sinal de entrada é $f(t)$ e a saída é representada por MA .

$$MA = \frac{n}{T} \int_{t-\frac{T}{n}}^t f(t) dt \quad (3.8)$$

Onde T é período da componente fundamental, n é um número inteiro.

O filtro média móvel possui uma excelente resposta no domínio do tempo, deixando a resposta do sistema muito rápida, porém apresenta uma resposta pobre no domínio da frequência. Quando utilizado como FPB, terá a frequência de corte igual ao inverso do período de integração, porém, devido à sua característica pobre de resposta em frequência, o filtro média móvel rejeita apenas as frequências múltiplas da frequência corte (MODESTO, 2007).

Para que o filtro média móvel possa ser usado, deseja-se ter apenas frequências múltiplas da frequência de corte a serem filtradas, como ocorre no SRF. Os harmônicos de correntes de ordem $3.i$, (para $i = 0, 1, 2, 3 \dots$) são os harmônicos de corrente de sequência de fase zero, enquanto os harmônicos de corrente de ordem $6.i + 5$, apresentam sequência de fase negativa e os harmônicos de corrente de ordem $6.i + 1$, são os harmônicos de sequência de fase positiva. Após a transformação para o eixo síncrono, a componente fundamental passa a ser um valor contínuo (CC), harmônicos de sequência de fase negativa têm sua ordem incrementada em um, tornando-se $6.i + 6$ e os harmônicos de sequência de fase positiva têm sua ordem decrementada em um, tornando-se $6.i$ (SILVA, MODESTO, 2008).

Assim, apesar da resposta em frequência do média móvel, é possível utilizar esse filtro como FPB em um algoritmo SRF, pois ao se realizar a transformada da corrente para o eixo síncrono, os componentes harmônicos de corrente passam a ser múltiplos de $1/6$ do período da frequência fundamental (MODESTO, 2007). Ainda, no caso de existirem correntes de carga desequilibradas, o SRF transforma a componentes fundamental de sequência negativa em componentes de 120Hz ($1/2$ do período da frequência fundamental) no eixo de referência síncrono (SILVA, 2001).

Deve-se considerar ainda, que a presença de ondulações de 120Hz no barramento CC, podem resultar no aparecimento de harmônico de 120Hz na referência de corrente do conversor série, por isso faz se necessário a utilização de filtro passa baixa na malha de controle do barramento CC, porém esse filtro interfere na dinâmica de controle do barramento CC. Por esse motivo, escolheu-se não utilizar

filtro na malha de controle do barramento CC e utilizar apenas um filtro passa baixa, após a corrente do controlador do barramento CC (i_{dc}) ser somada à saída do SRF, conforme mostrado na Figura 3.4.

Dessa forma, torna-se necessário que a frequência de corte do filtro média móvel esteja em 120Hz, ou seja, o número inteiro n da equação 3.8, deve ser 2, com isso a saída do filtro média móvel MA_{120Hz} , sintonizado em 120 Hz, é dado por 3.9.

$$MA_{120Hz} = \frac{2}{T} \int_{t-\frac{T}{2}}^t f(t) dt \quad (3.9)$$

3.2.3 Geração das Referências de Tensões de Saída

As tensões de saída para o controle do FAPP (v_{La}^* , v_{Lb}^* , v_{Lc}^*) são obtidas usando o ângulo de fase da rede elétrica (θ) obtidos do PLL. As referências de tensão da saída trifásica são definidas por 3.10, 3.11 e 3.12, nas quais (V_{Lp}) é o valor desejado da amplitude de tensão na carga

$$v_{La}^* = V_{pL} \text{sen}(\theta) \quad (3.10)$$

$$v_{Lb}^* = V_{pL} \text{sen}(\theta + 120^\circ) \quad (3.11)$$

$$v_{Lc}^* = V_{pL} \text{sen}(\theta - 120^\circ) \quad (3.12)$$

3.2.4 Sistema de Detecção de Ângulo de Fase (PLL) Monofásico

Neste trabalho, assim como em muitas aplicações envolvendo eletrônica de potência, é necessária a utilização de um sistema PLL para sincronização do sistema em relação ao ângulo de fase da rede e obtenção do vetor unitário síncrono ($\text{sen}(\theta)$ e $\text{cos}(\theta)$).

O PLL deve ser imune aos distúrbios presentes na rede elétrica monofásica, como afundamentos de tensão, harmônicos de tensão, saltos de fase (*phase-jump*), variações de frequência, entre outros, pois esses distúrbios podem causar erro na estimação do ângulo de fase da rede elétrica, causando mal funcionamento ou baixo desempenho do conversor (BACON et al, 2014).

Para isso, será utilizado para a detecção do ângulo de fase e sincronismo com a rede elétrica monofásica, o sistema PLL monofásico proposto por Bacon et al (2014), o qual utiliza um algoritmo baseado na teoria da potência ativa instantânea *pPLL*, que é desenvolvido dentro do eixo de referência estacionário bifásico ($\alpha\beta$ -*pPLL*) e opera interconectado à um filtro adaptativo não-autônomo (AF). Esse algoritmo foi chamado de *AF- $\alpha\beta$ -pPLL* pelos autores.

A Figura 3.6 mostra o *pPLL* monofásico convencional, baseado na teoria da potência elétrica ativa instantânea, para sistemas monofásicos, proposto por Silva, Novochadlo e Modesto (2008). O *pPLL* estará atracado com a rede elétrica, ou seja, estará sincronizado com a componente fundamental da tensão da rede elétrica, quando a componente contínua (\bar{p}'), da potência instantânea fictícia (p'), for igual à referência do PLL ($p^* = 0$). em outras palavras, quando as correntes fictícias i_α e i_β , estiverem em quadratura com as tensões v_α e v_β , respectivamente. O controlador PI entrega em sua saída a referência da frequência angular ($\hat{\omega} = 2\pi f_s$), onde f_s é a frequência da rede elétrica. O ângulo $\hat{\theta}_{pll}$ é resultado da integração de $\hat{\omega}$ e é utilizado para a obtenção das correntes fictícias de realimentação (i'_α e i'_β). A frequência ω_{ff} é utilizada para melhorar a dinâmica inicial do sistema. A potência instantânea fictícia (p') é mostrada na Equação 3.13.

$$p' = Vp_s \sin(\omega t) \sin(\hat{\theta}_{pll}) + Vp_s \sin(\omega t - \pi/2) \sin(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) \quad (3.13)$$

Onde, Vp_s é a valor de pico da tensão da rede elétrica.

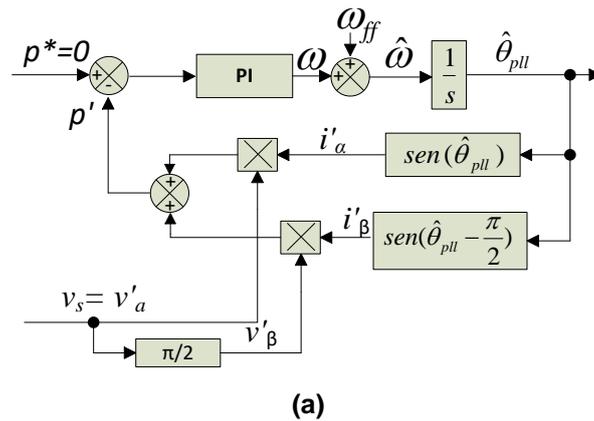


Figura 3.6 - O pPLL monofásico baseado na teoria de potência ativa instantânea fictícia trifásica ($\alpha\beta$ -pPLL) (SILVA, NOVOCHADLO, MODESTO, 2008).

Os harmônicos de tensão presentes na rede elétrica limitam o desempenho do algoritmo $\alpha\beta$ -pPLL. Como solução, é proposto por Bacon, Silva, Campanhol e Angélico (2014) a integração do pPLL a um filtro adaptativo (AF), como opção para melhorar a robustez do sistema, associada à distorção harmônica presente na rede elétrica, o AF- $\alpha\beta$ -pPLL. O AF é usado para extrair a componente fundamental da tensão da rede elétrica e por apresentar comportamento adaptativo, o AF rastreia a componente fundamental da tensão da rede elétrica com precisão, na presença de harmônicos de tensão ou mesmo com mudança do conteúdo harmônico (BACON; SILVA; CAMPANHOL; ANGÉLICO, 2014). O esquema do AF- $\alpha\beta$ -pPLL é mostrado na Figura 3.7.

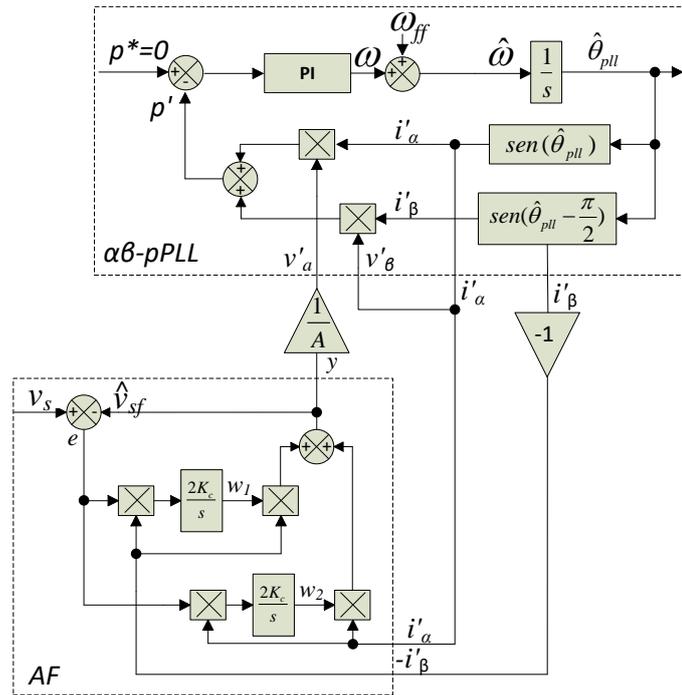


Figura 3.7 - Algoritmo AF- $\alpha\beta$ -pPLL proposto por Bacon et al. (2014).

O filtro AF extrai as componentes de sequência positiva do sistema trifásico fictício (v'_α e v'_β) ortogonais e normalizadas. O sinal de saída \hat{v}_{sf} do AF pode ser escrito pela equação 3.14.

$$\hat{v}_{sf} = \frac{(-w_1 i'_\beta + w_2 i'_\alpha)}{A} \quad (3.14)$$

Onde \hat{v}_{sf} é equivalente à componente fundamental normalizada da tensão de entrada (v_s), $A = \sqrt{w_1^2 + w_2^2}$, é o valor de pico de \hat{v}_{sf} , w_1 e w_2 são pesos do filtro do algoritmo do AF.

A potência instantânea fictícia normalizada (\hat{p}') é dado pela equação 3.15

$$\hat{p}' = i'_\alpha (\hat{v}_{sf} + i'_\beta) \quad (3.15)$$

Assim, na equação 3.15, quando $\hat{v}_{sf} = -i'_\beta$, o valor de \hat{p}' será zero. Essa condição é satisfeita quando i'_β estiver em fase e travada com a tensão da rede elétrica.

3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE-PARALELA.

3.3.1 Modelo Matemático do Conversor Série

O conversor série monofásico é mostrado na Figura 3.8. Como esse conversor é controlado para operar como uma fonte de corrente senoidal e o conversor paralelo como fonte de tensão senoidal, a diferença de tensão sobre o transformador é a diferença entre a tensão da rede elétrica v_s e a tensão na carga v_L , assim $v_{cs} = (v_s - v_L)$.

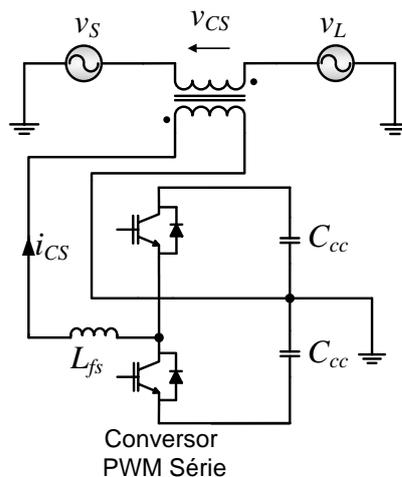


Figura 3.8 - Conversor série monofásico.

Considerando que o transformador apresente indutância de dispersão do primário e do secundário (L_{dp} e L_{ds}), resistência de dispersão do primário e do secundário (R_{dp} e R_{ds}), o indutor do filtro série apresente resistência (R_{Lfs}) bem como a tensão do barramento (V_{cc}) seja constante para um determinado período de chaveamento, o circuito equivalente é mostrado na Figura 3.9.

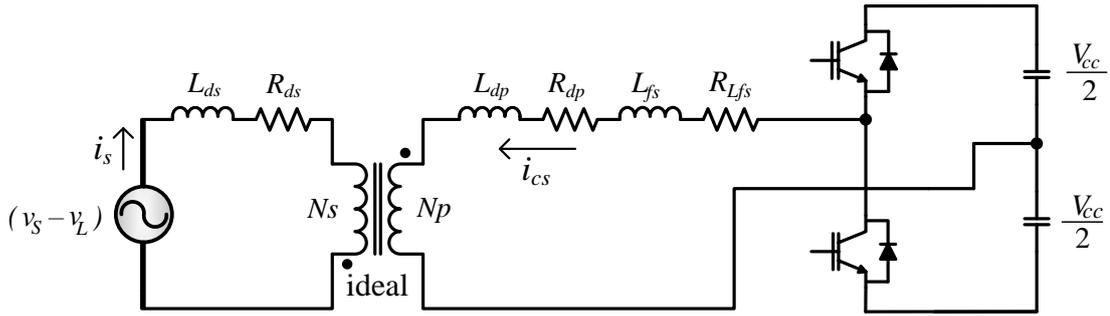


Figura 3.9 - Circuito equivalente para o conversor série.

Através das equações (3.16), (3.17) e (3.18), as resistências e indutâncias de dispersão do primário (R_{dp} e L_{dp}), assim como a tensão sobre o transformador ($v_s - v_L$), são refletidas ao primário. Com isso, obtém-se o circuito equivalente do conversor série da Figura 3.9.

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.16)$$

$$V_{\text{primário}} = V_{\text{secundário}} \cdot n \quad (3.17)$$

$$Z_{\text{primário}} = Z_{\text{secundário}} \cdot n^2 \quad (3.18)$$

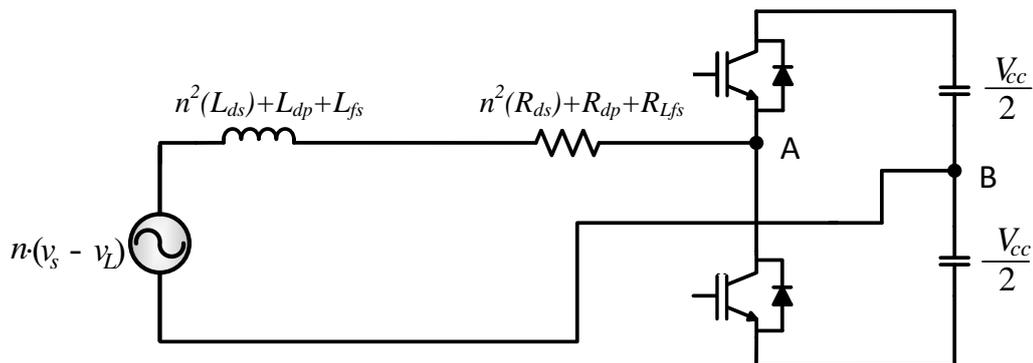


Figura 3.10 - Circuito equivalente conversor série com primário refletido.

Para o conversor meia-ponte da Figura 3.9, a tensão entre os pontos A e B oscila de $(-V_{cc}/2)$ a $(+V_{cc}/2)$, assim o valor médio das tensões entre A e B, $\langle v_{AB}(t) \rangle$ para os ciclos positivos e negativos, são descritos pelas equações (3.19) e (3.20).

$$\langle v_{AB}(t) \rangle = d_s(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.19)$$

$$\langle v_{AB}(t) \rangle = -d_s(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.20)$$

Onde $d_s(t)$ é o valor da razão cíclica do PWM.

Assim, obtém-se o modelo do circuito equivalente do conversor série. Considerando a relação de transformação unitária ($n = 1$), têm-se a indutância equivalente, $L_{eq} = (L_{dp} + L_{ds} + L_{fs})$ e a resistência equivalente $R_{eq} = (R_{dp} + R_{ds} + R_{fs})$. O circuito equivalente do modelo do conversor série é mostrado na Figura 3.10.

Na Figura 3.11, $v_c(t)$ é a tensão sobre o primário do transformador ($v_s - v_L$), $\langle v_c(t) \rangle$ é o valor médio de $v_c(t)$ e $i_{cs}(t)$ é a corrente drenada da rede elétrica pelo conversor $i_s(t)$, ambos refletidos para o secundário do transformador. Considerando o valor médio das grandezas de corrente e tensão, do modelo do conversor série, e considerando o ciclo positivo tem-se a expressão (3.21).

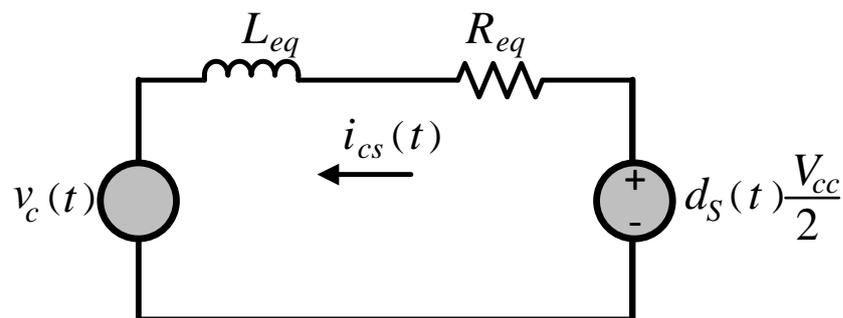


Figura 3.51 - Modelo do conversor série.

$$d_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eq} \frac{d\langle i_{cs}(t) \rangle}{dt} + R_{eq} \cdot \langle i_{cs}(t) \rangle + \langle v_c(t) \rangle \quad (3.21)$$

Como a frequência da rede elétrica é muito menor que a frequência de chaveamento, pode-se considerar a tensão $v_c(t)$ constante durante um período de chaveamento. Dessa forma a tensão sobre o transformador pode ser considerada como uma grandeza CC (V_c), conforme a equação (3.22).

$$\langle v_c(t) \rangle = V_c \quad (3.22)$$

Aplicando perturbações na razão cíclica $d_s(t)$ e na corrente média $\langle i_{cs}(t) \rangle$ do circuito, estas duas grandezas podem ser reescritas conforme as equações (3.23) e (3.24) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004).

$$d_s(t) = D_s + \hat{d}_s(t) \quad (3.23)$$

$$\langle i_{cs}(t) \rangle = I_{cs} + \hat{i}_{cs}(t) \quad (3.24)$$

Onde D_s e I_{cs} representam as componentes CC e $\hat{d}_s(t)$ e $\hat{i}_{cs}(t)$ representam componentes oscilantes da razão cíclica e da corrente média do circuito, respectivamente.

Substituindo as equações 3.22, 3.23 e 3.24 na equação 3.21, têm-se a equação (3.25).

$$D_s \cdot \frac{V_{cc}}{2} + \hat{d}_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eq} \frac{dI_{cs}}{dt} + L_{eq} \frac{d\hat{i}_{cs}(t)}{dt} + R_{eq} I_{cs} + R_{eq} \hat{i}_{cs}(t) + (V_c) \quad (3.25)$$

Os termos CC da equação 3.25, ($D_s \frac{V_{cc}}{2}$, $L_{eq} \frac{dI_{cs}}{dt}$, $R_{eq} I_{cs}$ e V_c), referem-se à resposta em regime permanente do conversor série. Portanto, desprezando-se estas componentes, obtêm-se o modelo CA, (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004), que é dado pela equação 3.26.

$$\hat{d}_s(t) \frac{V_{cc}}{2} = L_{eq} \cdot \frac{d\hat{i}_{cs}(t)}{dt} + R_{eq} \cdot \hat{i}_{cs}(t) \quad (3.26)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* à equação 3.26, obtêm-se a função de transferência do conversor série meia-ponte, dado pela equação 3.27.

$$G_{cs}(s) = \frac{\hat{I}_{cs}(s)}{\hat{D}_s(s)} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot (s \cdot L_{eq} + R_{eq})} \quad (3.27)$$

3.3.2 Malha de Controle de Corrente do Conversor Série

O diagrama de blocos da malha de controle de corrente do conversor série, é mostrado na Figura 3.12. A malha de controle deve garantir que a corrente sintetizada pelo conversor reproduza a corrente de referência obtida pelo algoritmo SRF modificado apresentado na seção 3.2.2.

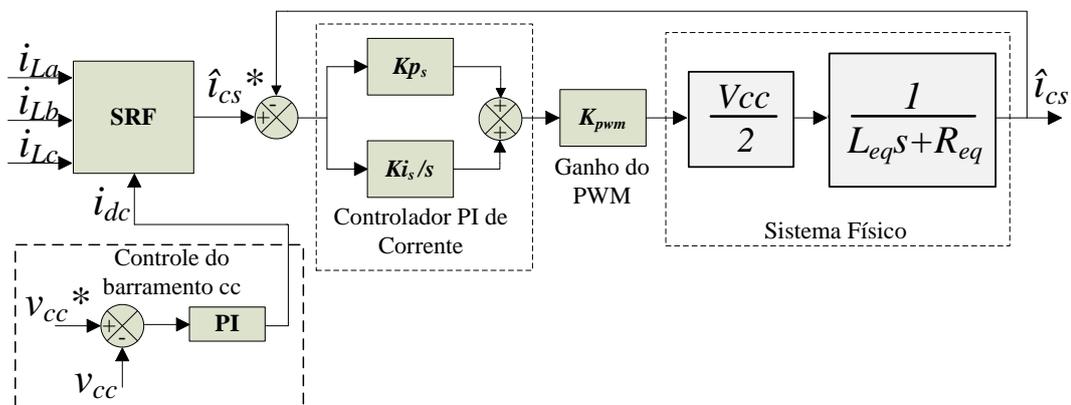


Figura 3.62 - Malha de controle do conversor série.

A função de transferência do controlador PI de corrente $G_{PCS}(s)$ é dado pela equação 3.28.

$$G_{PCS}(s) = \frac{Kp_s s + Ki_s}{s} \quad (3.28)$$

O ganho em malha aberta da malha de controle de corrente do conversor série ($G_{MA_{cs}}(s)$), é deduzido a partir do diagrama de bloco apresentado na Figura 3.11 e das equações 3.27 e 3.28. O ganho em malha aberta da malha de controle do conversor série é dado pelas equações 3.29 e 3.30.

$$\frac{i_{cs}}{i_{cs}^*} = G_{MA_{cs}} = G_{P_{cs}}(s) \cdot K_{pwm} \cdot G_{cs}(s) \quad (3.29)$$

$$G_{MA_{cs}}(s) = \frac{K_{pwm} V_{cc}/2 (Kp_s s + Ki_s)}{L_{eq} \cdot s^2 + R_{eq} \cdot s} \quad (3.30)$$

Onde K_{pwm} é o ganho do modulador PWM, calculado utilizando a equação 3.31.

$$K_{pwm} = \frac{1}{V_m} \quad (3.31)$$

Onde V_m é o valor da tensão de pico da triangular do modulador PWM.

3.3.3 Modelo Matemático do Barramento CC

O controle da tensão do barramento CC é feito por uma pequena modificação no método SRF, no qual a saída do controlador PI do barramento é somada à parcela ativa da corrente i_d no eixo dq, e assim compensar as perdas do conversor, similar ao método apresentado e modelado por Silva (2001) como segue:

Inicialmente considera-se o sistema monofásico de alimentação, no qual v_s e i_s são a tensão e a corrente de entrada, respectivamente. Considerando que o UPQC-Mono-Tri atue compensando os reativos e harmônicos de corrente da carga, então, a corrente i_s e a tensão v_s , são senoidais e encontrem-se em fase. Para o modelo será considerado que a tensão da rede está livre de harmônicos de tensão, assim a potência ativa instantânea drenada da rede (p_{in}) é dada pela equação (3.32).

$$p_{in} = v_s i_s = \frac{V_{ps} I_{ps}}{2} \quad (3.32)$$

Onde V_{ps} e I_{ps} são os valores de pico da tensão e da corrente de entrada, respectivamente.

Desconsiderando as perdas do conversor, a potência ativa instantânea na entrada monofásica será p_{in} . Sabendo-se que no eixo dq , a grandeza (tensão ou corrente) no eixo direto é composta por uma parcela ativa mais uma parcela oscilante. A parcela ativa é dada pelo valor médio da grandeza do eixo d , valor fundamental, livre da parcela oscilante. Assim, pode-se considerar a potência ativa instantânea p_{in} igual a potência instantânea ativa fundamental (p_m), mostrado na equação (3.33).

$$p_{in} = p_m = v_{dm} \cdot i_{dm} \quad (3.33)$$

Onde v_{dm} e i_{dm} são as parcelas médias de tensão e corrente no eixo de referência síncrono dq .

Considerando a tensão e a corrente na carga, representadas no eixo de referência síncrono (vd e id), utilizando o algoritmo SRF da Figura 3.4, a potência da carga é dada pela equação (3.34).

$$p_L = vd \cdot id \quad (3.34)$$

Uma vez que vd e id são grandezas contínuas no eixo dq , a potência ativa instantânea na carga pode ser reescrita por (3.35), onde o índice “ m ” representa as respectivas componentes médias e o índice “ h ” representa a parcela oscilante. (SILVA, 2001).

$$p_L = vd \cdot id = vd \cdot (id_{dcm} + id_{dch}) = p_m + p_h \quad (3.35)$$

Assim, utilizando as expressões (3.34) e (3.35), considerando que a corrente id_{dcm} é igual à corrente i_{dm} , uma parcela de potência flui da rede para o conversor do filtro ativo paralelo (p_{pc}) e é dada pela equação (3.36).

$$p_{pc} = p_{in} - p_L = p_m - (p_m + v_{dL} \cdot i_{dLh}) = v_{dL} \cdot i_{ch} = p_h \quad (3.36)$$

Onde i_{ch} é a parcela de corrente oscilante correspondente à corrente de compensação do FAPP e é igual a $-i_{dLh}$.

Para compensar as perdas do conversor, uma parcela ativa de potência p_{cm} flui da rede para o barramento através do filtro ativo paralelo. Assim pode-se reescrever a equação 3.36 na equação 3.37, considerando a tensão v_{dm} igual a tensão da carga v_d .

$$p_{pc} = v_d [i_{dm} + i_{cm} - (i_{dcm} + i_{dLh})] = v_d \cdot (i_{cm} + i_{ch}) = p_{cm} + p_h \quad (3.37)$$

Onde i_{cm} é a parcela ativa da corrente de compensação da tensão no barramento CC. Se a potência ativa p_{cm} é igual à potência p_{dc} do lado CC, então obtém-se a equação 3.41.

$$p_{cm} = v_d \cdot i_{cm} = v_{cc} \cdot i_{cc} = p_{cc} \quad (3.38)$$

Onde, v_{cc} e i_{cc} são respectivamente a tensão e a corrente do barramento CC. A corrente no barramento CC é dada por:

$$i_{cc} = \frac{v_d i_{cm}}{v_{cc}} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (3.39)$$

Manipulando a expressão 3.39 obtém-se:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} \cdot \left(\frac{v_d i_{cm}}{v_{cc}} \right) \quad (3.40)$$

Adotando a modelagem de pequenos sinais, a equação 3.40 pode ser escrita considerando os valores médios instantâneos das grandezas v_{cc} e i_{cm} e assim, obter a equação 3.41:

$$\langle v_{cc}(t) \rangle \frac{d\langle v_{cc}(t) \rangle}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} v_d \langle i_{cm}(t) \rangle \quad (3.41)$$

Aplicando perturbações na tensão média $\langle v_{cc}(t) \rangle$ e na corrente média $\langle i_{cm}(t) \rangle$, pode-se reescrever as duas grandezas por um valor contínuo e uma perturbação associada (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004), como mostrado em (3.42) e (3.43).

$$\langle v_{cc}(t) \rangle = V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t) \quad (3.42)$$

$$\langle i_{cm}(t) \rangle = I_{cm} + \hat{i}_{cm}(t) \quad (3.43)$$

Substituindo (3.42) e (3.43) em (3.41), obtém-se:

$$(V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)) \left(\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \right) = \frac{1}{C_{cc}} [v_d (I_{cm} + \hat{i}_{cm}(t))] \quad (3.44)$$

Desenvolvendo a equação tem-se:

$$V_{cc} \frac{dV_{cc}}{dt} + V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \frac{dV_{cc}}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} [v_d I_{cm} + v_d \hat{i}_{cm}(t)] \quad (3.45)$$

Desconsiderando os termos CC e o termo ac não-linear (ERIKSON; MARKSIMOVIC, 2004), de 3.46, tem-se:

$$V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} v_d \hat{i}_{cm}(t) \quad (3.46)$$

Manipulando a equação 3.46 e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência da planta do barramento CC. Como apresentado na equação 3.47.

$$G_{p_{cc}}(s) = \frac{\hat{V}_{cc}(s)}{\hat{I}_{cm}(s)} = \frac{v_d}{C_{cc} \cdot V_{cc} \cdot s} \quad (3.47)$$

3.3.4 Malha de Controle de Tensão do Barramento CC

A Figura 3.13, mostra o diagrama em blocos que representa o controle de tensão do barramento CC.

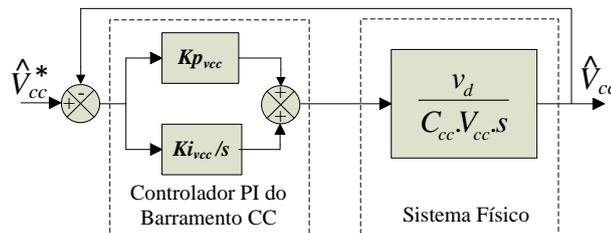


Figura 3.73 - Diagrama em bloco da malha de controle do barramento CC

Esta malha é responsável por manter a tensão do barramento CC constante e igual ao valor de referência. Por atuar diretamente na amplitude da corrente do conversor série, deve ter a sua ação lenta para que não ocorra a distorção da corrente de referência do conversor série (SILVA, 2001).

Considerando o diagrama de blocos da malha de tensão do barramento CC, Figura 3.13, a função de transferência em malha aberta é dada pela equação 3.48.

$$G_{MA_{vcc}}(s) = \frac{v_d \cdot K_{p_{vcc}} \cdot s + v_d \cdot K_{i_{vcc}}}{C_{cc} V_{cc} s^2} \quad (3.48)$$

Onde Kp_{vcc} e Ki_{vcc} são os ganhos do controlador PI.

3.3.5 Modelo Matemático do Conversor Paralelo

O conversor paralelo é um inversor trifásico de tensão senoidal meia-ponte com derivação de neutro do ponto médio do barramento. Apenas o inversor da fase *a* está conectado em paralelo com a rede elétrica e atua como filtro ativo paralelo. Os inversores das fases *b* e *c* são modelados da mesma forma que o inversor da fase *a*, por isso somente será discutido o inversor da fase *a*. A diferença entre o inversor *a* e os inversores *b* e *c* é a não existência da corrente da rede (i_s) no modelo das fases *b* e *c*. O circuito do conversor paralelo da fase *a* (FAPP) é mostrado na Figura 3.14.

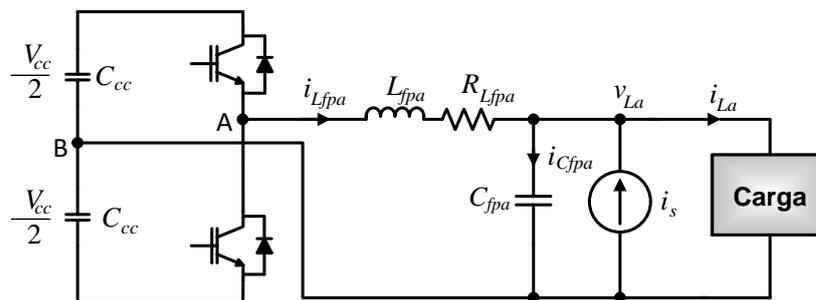


Figura 3.84 - Circuito do conversor paralelo da fase *a* (FAPP).

Para o modelo do FAPP, não será considerada a influência das impedâncias associadas ao conversor série, assim, o conversor série será considerado como uma fonte de corrente senoidal ideal. A diferença entre a corrente de carga e a corrente da rede ($i_{La} - i_s$) representa um distúrbio para o sistema. O inversor está conectado à carga por meio de um filtro LC de saída, composto pelo indutor L_{fpa} , que apresenta a resistência série, R_{Lfpa} e o capacitor C_{fpa} . A carga está conectada em paralelo ao capacitor e à fonte ideal de corrente, representada por i_s .

A tensão entre os pontos A e B oscila de $(-V_{cc}/2)$ à $(+V_{cc}/2)$, assim o valor médio das tensões entre A e B, $\langle v_{AB}(t) \rangle$, para o ciclo positivo, é descrito pela equação (3.49).

$$\langle v_{AB}(t) \rangle = \frac{V_{cc}}{2} d_p(t) \quad (3.49)$$

Onde $d_p(t)$ é a razão cíclica do PWM.

Aplicando a Lei de *Kirchhoff* para a malha composta pelo filtro LC da Figura 3.14, considerando a tensão sobre o capacitor ($v_{Cfpa}(t)$), a corrente no indutor ($i_{Lfpa}(t)$) e a tensão na carga como ($v_{La}(t)$), obtém-se:

$$\frac{V_{cc}}{2} d_p(t) = L_{fpa} \cdot \frac{di_{Lfpa}(t)}{dt} + R_{Lfpa} \cdot i_{Lfpa}(t) + \frac{1}{C_{fpa}} \int i_{Lfpa}(t) dt \quad (3.50)$$

$$v_{La}(t) = \frac{1}{C_{fpa}} \int i_{Lfpa}(t) dt \quad (3.51)$$

Como a frequência da tensão na carga é muito menor que a frequência de chaveamento, a tensão sobre o capacitor $v_L(t)$ será considerada constante para um período de chaveamento. Por isso a tensão na carga será representada por uma grandeza CC (V_L), assim, $\langle v_{La}(t) \rangle = V_L$.

As equações 3.52 e 3.53 representam a razão cíclica $d_p(t)$ e a corrente média do circuito, com perturbações.

$$\frac{V_{cc}}{2} d_p(t) = D_p \frac{V_{cc}}{2} + \hat{d}_p(t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.52)$$

$$\langle i_{Lfpa}(t) \rangle = I_{Lfpa} + \hat{i}_{Lfpa}(t) \quad (3.53)$$

Onde D_p e I_{Lfpa} representam valores médios CC e $\hat{d}_p(t)$ e $\hat{i}_{Lfpa}(t)$ representam componentes oscilantes da razão cíclica e da corrente média do indutor do filtro LC.

Substituindo 3.52 e 3.53 nas equações 3.50 e 3.51, encontra-se a equação 3.54 e 3.55.

$$\begin{aligned} \frac{V_{cc}D_p}{2} + \frac{V_{cc}}{2}\hat{d}_p(t) &= L_{fpa} \frac{d(I_{Lfpa} + \hat{i}_{Lfpa}(t))}{dt} + R_{Lfpa}(I_{Lfpa} + \hat{i}_{Lfpa}(t)) \\ &+ \frac{1}{C_{fpa}} \int [I_{Lfpa} + \hat{i}_{Lfpa}(t)] dt \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$v_{La}(t) = \frac{1}{C_{fpa}} \int (I_{Lfpa} + \hat{i}_{Lfpa}(t)) dt \quad (3.55)$$

Desconsiderando os termos CC, referem-se à resposta em regime permanente, e o termo ca de segunda ordem, não-linear de (3.54) e (3.55) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004), tem-se:

$$\frac{V_{cc}}{2}\hat{d}_p(t) = L_{fpa} \frac{d\hat{i}_{Lfpa}(t)}{dt} + R_{Lfpa}\hat{i}_{Lfpa}(t) + \frac{1}{C_{fpa}} \int \hat{i}_{c fpa}(t) dt \quad (3.56)$$

$$v_{La}(t) = \frac{1}{C_{fpa}} \int \hat{i}_{Lfpa}(t) dt \quad (3.57)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* nas equações 3.56 e 3.57 e manipulando a equação, encontra-se a função de transferência da planta, considerando a relação entre a tensão da carga (v_L) e a variação da razão cíclica (\hat{d}_p). Apresentado na equação (3.58).

$$G_{cp} = \frac{V_{La}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{V_{cc}/2}{(L_{fpa}C_{fpa}s^2 + R_{Lfpa}C_{fpa}s + 1)} \quad (3.58)$$

3.3.6 Malha de Controle de Tensão do Conversor Paralelo

O diagrama de blocos das malhas de controle de tensão e corrente do conversor paralelo, está mostrado na Figura 3.15.

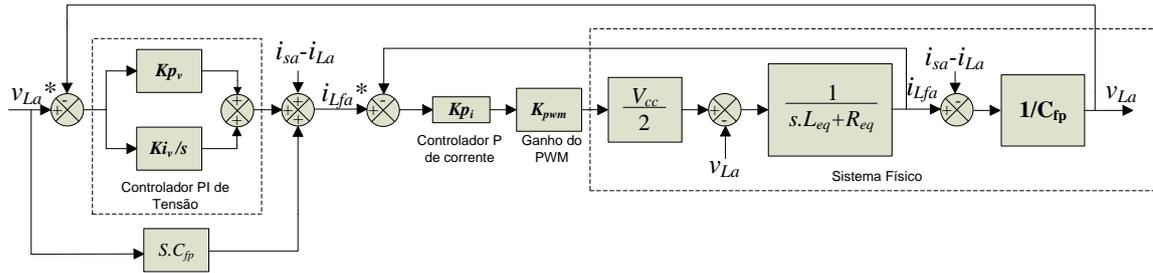


Figura 3.95 - Diagrama de blocos da malha de controle do conversor paralelo.

No diagrama de blocos do controle do FAPP, mostrado na Figura 3.15, há uma malha de controle de corrente interna e uma malha de controle de tensão externa. A malha de controle de corrente interna controla a corrente no indutor do filtro LC, através de um controlador proporcional (P) de corrente, com ganho Kp_i cuja função de transferência é dada por:

$$G_{p_i}(s) = Kp_i \quad (3.59)$$

Onde Kp_i é o ganho proporcional do controlador de corrente.

A malha de controle externa de tensão é responsável por controlar a tensão de saída do conversor paralelo através de um controlador PI de tensão, que fornece a referência de corrente para a malha interna. O controlador PI tem função de transferência definida em 3.60. Para evitar instabilidade e desacoplamento para o controle, a malha de controle interna de corrente deve ser mais rápida que a malha de controle externa de tensão (SILVA, 2001).

$$G_{p_{cv}}(s) = Kp_v + \frac{Ki_v}{s} \quad (3.60)$$

Onde Kp_v e Ki_v são os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão.

Através da análise da Figura 3.15, pode-se determinar a função de transferência em malha aberta do laço de controle de corrente interno.

$$G_{MAi}(s) = \frac{Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right)}{L_{fpa}s + R_{Lfpa}} \quad (3.61)$$

Através da função de transferência em malha aberta do laço de controle de corrente, $G_{MAi}(s)$, e da análise da Figura 3.15, obtém-se a função de transferência em malha fechada $G_{MFi}(s)$, mostrada na equação 3.62.

$$G_{MFi}(s) = \frac{i_{Lfa}(s)}{i_{Lfa}^*(s)} = \frac{Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right)}{L_{fpa}s + R_{Lfpa} + Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right)} \quad (3.62)$$

Através da Figura 3.16 e da equação 3.62, pode-se encontrar a função de transferência em malha aberta do laço de controle de tensão. Sem o controlador PI de tensão, obtém-se a equação 3.63 e com o controlador PI de tensão obtém-se a equação 3.64.

$$G_{MAv}(s) = \frac{v_{La}(s)}{i_{Lfa}^*(s)} = \frac{Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right)}{(L_{fpa}C_{fp})s^2 + \left[C_{fp} \left(Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) + R_{Lfpa}\right)\right]s + 1} \quad (3.63)$$

$$G_{MAv}(s) = \frac{v_{La}(s)}{v_{La}^*(s)} = \frac{\hat{C}_{fp} Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) s^2 + Kp_v Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) s + Ki_v Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right)}{(L_{fpa}C_{fp})s^3 + \left[C_{fp} \left(Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) + R_{Lfpa}\right)\right]s^2 + \left[Kp_v Kp_i K_{pwm} \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) + 1\right]s} \quad (3.64)$$

3.4 FLUXO DE POTÊNCIA NOS CONVERSORES SÉRIE E PARALELO

O método de cálculo de potência aparente processada pelo conversor é similar ao apresentado por SILVA (2001) e Silva, Oliveira e Cortizo (2002), porém realizando alterações necessárias para o UPQC-Mono-Tri. Sejam as potências aparentes do conversor série (FAPS) S_{cs} , do conversor paralelo da fase a (FAPP) S_{pa} , e da carga S_L . As potências S_{cs} e S_{pa} , são dependentes da razão entre as tensões

eficazes de saída V_L e da tensão da rede V_s , (V_L/V_s), como também do fator de deslocamento ($\cos \phi_a$, $\cos \phi_b$ e $\cos \phi_c$) e da distorção harmônicas das correntes ($DHTi_{La}$, $DHTi_{Lb}$ e $DHTi_{Lc}$). A distorção da tensão da rede elétrica (DHT_{Vs}) causa aumento da potência processada pelo FAPS.

Considerando a potência aparente complexa sobre o conversor série \dot{S}_{cs}

$$\dot{S}_{cs} = (\dot{V}_s - \dot{V}_{La})\dot{I}_s^* \quad (3.65)$$

$$\dot{S}_{cs} = \dot{V}_s\dot{I}_s^* - \dot{V}_{La}\dot{I}_s^* \quad (3.66)$$

Estando o conversor em regime permanente, com os conversores série e paralelo sincronizados com a rede elétrica, então a corrente \dot{I}_s^* (conjugado da corrente) é senoidal e em fase com a componente fundamental da tensão da rede \dot{V}_{s1} . Considerando a tensão da rede elétrica com uma taxa de distorção harmônica DHT_{Vs} , pode-se escrever a potência da rede elétrica \dot{S}_s , conforme a equação 3.67. Na equação 3.67 as grandezas de índice “1” são parcelas fundamentais e as grandezas de índice “H” são parcelas harmônicas,

$$S_s^2 = (V_s I_s)^2 = (V_{s1}^2 + V_{sH}^2)(I_{s1}^2 + I_{sH}^2) \quad (3.67)$$

Onde, V_{s1} e I_{s1} são parcelas fundamentais e V_{sH} e I_{sH} são parcelas harmônicas da tensão V_s e corrente I_s , respectivamente.

Como I_s é senoidal por ser imposta pelo conversor série e em fase com V_{s1} , então, $I_{s1} = I_s$, e $I_{sH} = 0$, assim a equação 3.7 fica:

$$(V_s I_s)^2 = (V_{s1} I_s)^2 + (V_{sH} I_s)^2 \quad (3.68)$$

Na equação 3.68, o termo $(V_{sh} I_{s1})$ é definido pela Norma IEEE1459:2010 como potência de distorção de tensão D_V (*voltage distortion power*) e é definida pela equação 3.69:

$$D_V = (V_H I_1) = S_1(DHT_V) \quad (3.69)$$

Onde V_H é a parcela harmônica da tensão, I_1 é a parcela fundamental da corrente, DHT_V é a distorção harmônica total da tensão da rede e $S_1 = (V_{s1} \cdot I_{s1})$ é a potência aparente fundamental.

Considerando o módulo da potência aparente sobre o conversor série como:

$$|S_{sc}|^2 = P_{sc}^2 + Q_{sc}^2 + H_{sc}^2 \quad (3.70)$$

Onde P_{sc} , Q_{sc} , H_{sc} são respectivamente as potências ativa, reativa e harmônica sobre o conversor série.

Dessa forma, a equação 3.71 pode ser reescrita como segue, na qual $Q_{sc}=0$.

$$|S_{sc}|^2 = ((V_{s1} - V_{La})I_s)^2 + (S_1(DHT_V))^2 \quad (3.71)$$

Como a tensão V_{La} é senoidal, estabilizada e sincronizada com a tensão da rede, por ser controlada pelo conversor paralelo e como a potência ativa drenada da rede é equivalente a potência ativa da carga P_L , então pode-se escrever $P_L = S_1$. Assim, reescrevendo a equação 3.71 obtém-se:

$$|S_{cs}| = P_L \sqrt{\left(1 - \frac{V_{La}}{V_{s1}}\right)^2 + DHT_V^2} \quad (3.72)$$

Agora, considerando a expressão para cálculo de módulo de potência aparente mostrada na equação 3.73.

$$|S_L| = |S_{La}| + |S_{Lb}| + |S_{Lc}| \quad (3.73)$$

Onde, S_L , S_{La} , S_{Lb} , S_{Lc} são as potências aparentes respectivamente da carga total e dos valores individuais das fases a , b e c .

Uma vez que as tensões da carga são controladas para serem estabilizadas e balanceadas, então os valores eficazes podem ser considerados $V_{La} = V_{Lb} = V_{Lc} = V_L$, e a potência normalizada processada pelo conversor série é dada por:

$$\left| \frac{S_{cs}}{S_L} \right| = \frac{(\cos \phi_a + \cos \phi_b + \cos \phi_c) \sqrt{\left(1 - \frac{V_L}{V_{s1}}\right)^2 + DHT_V^2}}{\sqrt{1 + (DHTi_{La})^2} + \sqrt{1 + (DHTi_{Lb})^2} + \sqrt{1 + (DHTi_{Lc})^2}} \quad (3.74)$$

Onde e $DHTi_{La}$, $DHTi_{Lb}$, $DHTi_{Lc}$ são as distorções harmônicas das correntes da carga, $\cos \phi_a$, $\cos \phi_b$ e $\cos \phi_c$ são os fatores de deslocamentos das gerados pelas cargas, $\frac{V_L}{V_{s1}}$ é a razão entre a tensão eficaz da carga e da rede e DHT_V é a taxa de distorção harmônica da tensão da rede elétrica.

Para o cálculo da potência aparente processada no FAPP, no qual a tensão da carga V_{La} e a tensão de rede V_s são senoidais e estão em fase com a corrente I_s , também senoidal, a potência processada pelo conversor paralelo da fase a é dada por:

$$\dot{S}_{pa} = \dot{V}_s \dot{I}_s^* - \dot{S}_{La} \quad (3.75)$$

$$\dot{S}_{pa} = \frac{V_{La}}{V_s} P_L - \dot{S}_{La} \quad (3.76)$$

Considerando $|S_{La}|$ conforme equação 3.77.

$$|S_{La}| = \sqrt{P_{La}^2 + Q_{La}^2 + H_{La}^2} \quad (3.77)$$

Onde P , Q e H são as potências ativa, reativa e harmônica da carga da fase a .

Então, fazendo-se $\left| \frac{S_{pa}}{S_L} \right|$ tem-se a equação (3.78).

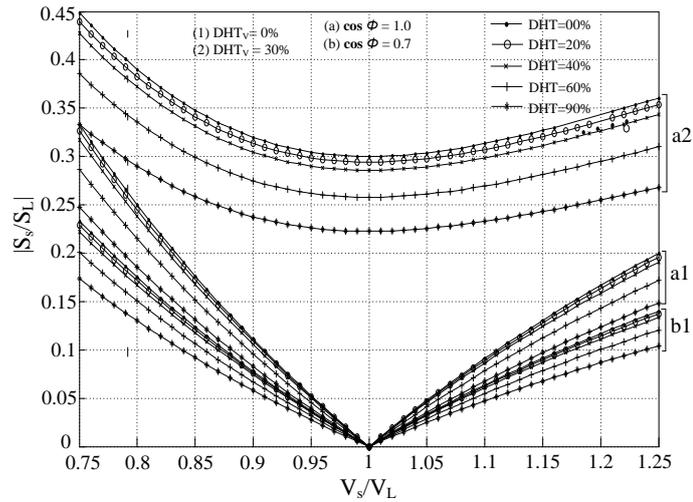
$$\left| \frac{S_{pa}}{S_L} \right| = \frac{\sqrt{\left[P_{La} \left(\frac{V_L}{V_s} - 1 \right) + \frac{V_L}{V_s} (P_b + P_c) \right]^2 + Q_{La}^2 + H_{La}^2}}{|S_a| + |S_b| + |S_c|} \quad (3.78)$$

Manipulando a equação 3.78 para ficar em função das tensões da carga V_L e da tensão de rede V_s , dos fatores de deslocamento das correntes das cargas ($\cos \phi_a$, $\cos \phi_b$ e $\cos \phi_c$) e da distorção harmônicas das correntes ($DHTi_{La}$, $DHTi_{Lb}$ e $DHTi_{Lc}$), tem-se a equação 3.79.

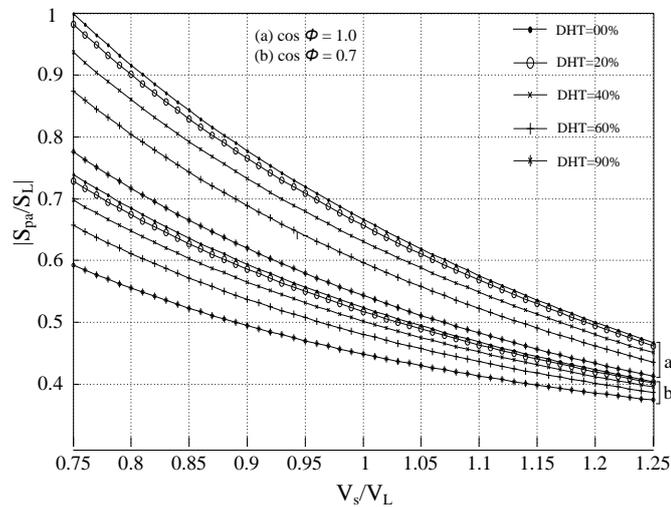
$$\left| \frac{S_{pa}}{S_L} \right| = \frac{\sqrt{\cos^2 \phi_a \left[\frac{V_L}{V_s} \left(\frac{V_L}{V_s} - 2 \right) \right] + 2 \cos \phi_a \left[\frac{V_L}{V_s} \left(\frac{V_L}{V_s} - 1 \right) (\cos \phi_b + \cos \phi_c) \right] + \left(\frac{V_L}{V_s} \right)^2 (\cos \phi_b + \cos \phi_c)^2 + (1 + DHTi_{La}^2)}}{\sqrt{1 + DHTi_{La}^2} + \sqrt{1 + DHTi_{Lb}^2} + \sqrt{1 + DHTi_{Lc}^2}} \quad (3.79)$$

Nas Figuras 3.16 (a) e (b) são mostradas as curvas de potência normalizada $|S_{sc}/S_L|$ e $|S_{pa}/S_L|$, para dois diferentes valores de $\cos \phi$ (1,0 e 0,7), $DHTi$ variando de 0% a 90%. Para para $|S_{cs}/S_L|$ também foram considerados 2 valores diferentes de $DHTv$ (0 e 30%)

Para a potência normalizada do conversor série $|S_{sc}/S_L|$, quando a tensão da rede apresenta distorção harmônica, há aumento da potência aparente processada por esse conversor, conforme mostra o conjunto de curvas “a2” da Figura 3.16 (a).



(a)



(b)

Figura 3.106 - Potencias normalizadas: (a) Conversor série $|S_{sc}/S_L|$ e (b) conversor paralelo da fase a $|S_{pa}/S_L|$.

As Figuras de 3.17 (a), (b) e (c) mostram os sentidos dos fluxos das potências ativa instantâneas, para três situações de valores da tensão da rede. Nas figuras, a potência “ p ” é o valor da potência ativa instantânea na carga trifásica. Para a Figura 3.17 (a), (b) e (c), considera-se o conversor em regime permanente e a corrente drenada da rede senoidal e em fase com a componente fundamental da tensão da rede. As perdas nos conversores e nos elementos passivos, são desconsideradas na análise do fluxo de potência.

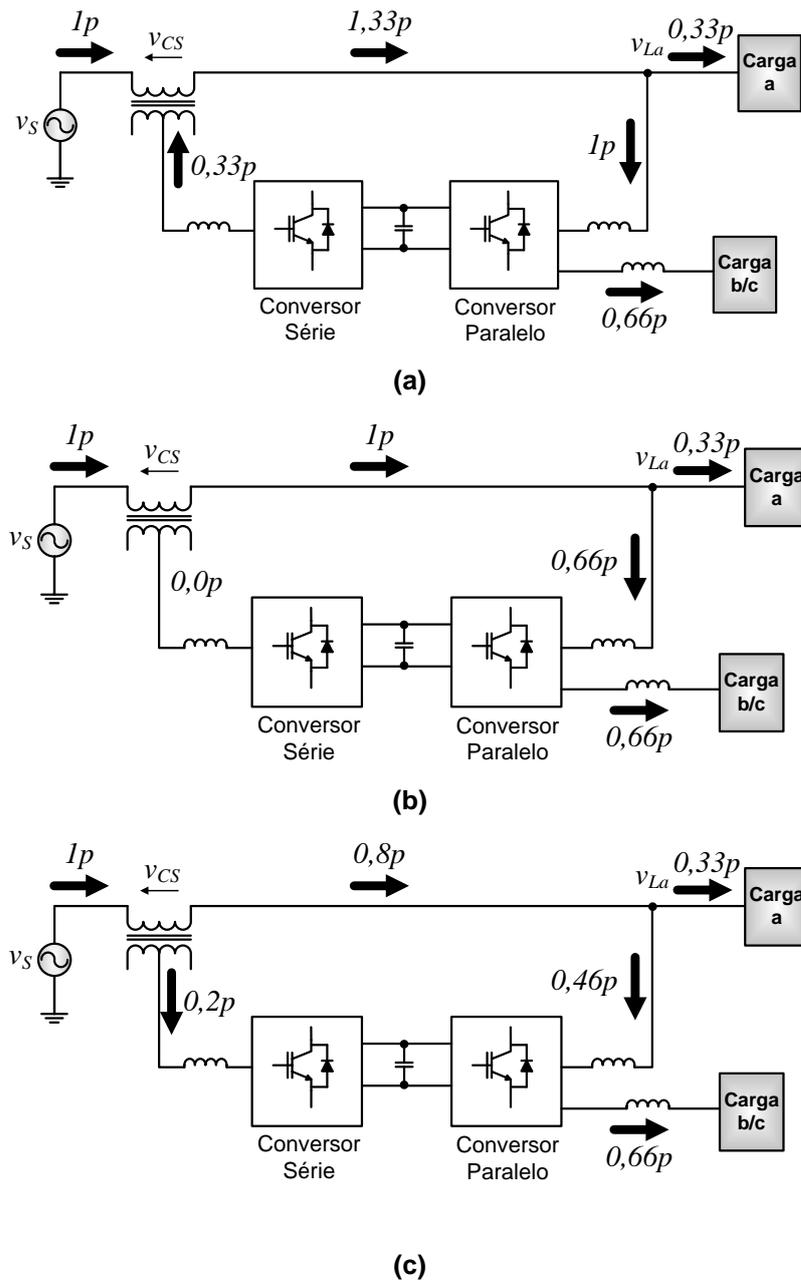


Figura 3.117 - Fluxo de potência ativa: (a) $V_s = 0,75 V_L$, (b) $V_s = V_L$ e (c) $V_s = 1,25 V_L$.

Na Figura 3.17 (a) tem-se uma situação de subtensão de 25% da rede elétrica ($V_s = 0,75 V_L$), na qual a potência flui da rede para o conversor paralelo ($1p$) e do barramento para o conversor série ($0,33p$). Nessa situação de 25% de afundamento de tensão, o conversor paralelo da fase a processa uma quantia de potência equivalente à potência ativa total da carga. Já a potência ativa da carga da fase a, sempre fluirá direto da rede para a carga.

Em situação de igualdade de tensão eficaz entre a fase *a* e a rede elétrica ($V_s = V_L$), Figura 3.18 (b), a potência ativa processada pelo conversor série é zero. Então, uma parcela de 66% da potência da carga flui pelo conversor paralelo *a*, ou seja, apenas a quantidade de potência ativa para suprir as cargas das fases *b* e *c*.

Quando ocorre sobretensão da rede elétrica, na situação mostrada na Figura 3.18 (c), parte da potência ativa flui do conversor série para o barramento (20%) e parte flui pelo conversor paralelo (42%) para o barramento. Essas parcelas somadas são equivalentes à parcela de potência ativa das cargas das fases *b* e *c* (66%) somadas

Em todas as situações apresentadas, o conversor série opera com potência inferior a potência aparente nominal do sistema, podendo ser dimensionado com valor próximo de 45% da potência total. Comparando com topologias tradicionais de conversores monofásicos-trifásicos, nos quais, 100% da potência da carga é processada pelo estágio de entrada, isso pode ser considerado como uma grande vantagem para o UPQC-Mono-Tri. Por outro lado, o conversor paralelo da fase *a* fica submetido a processamentos de altos valores de potência, podendo chegar à 100% da potência total, em um único braço do conversor, porém apenas para situações momentâneas de afundamentos de tensão.

3.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a topologia do conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralelo. Também foram apresentados o algoritmo utilizado para obtenção da referência de corrente de compensação e o algoritmo do sistema *AF- $\alpha\beta$ -pPLL*. Foi discutido o modelo matemático dos conversores série e paralelo, a descrição das malhas de controle de compensação de corrente e tensão, bem como a malha de controle do barramento CC. Por fim, foi apresentado o fluxo de potência aparente normalizada nos conversores série e paralelo, bem como o fluxo de potência ativa para três situações de variação de tensão da rede.

4 PROJETO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO E CORRENTE

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o método de projeto dos controladores das malhas de tensão e corrente do conversor paralelo, da malha de corrente do conversor série e da malha de tensão do barramento CC.

Por ser de fácil implementação e por obter erros pequenos em regime permanente, o controlador proporcional-integral (PI) foi escolhido para o projeto dos controladores de corrente e tensão dos conversores (SILVA, 2001). O controlador PI será utilizado, em detrimento do controlador PID, pois além de se obter erros pequenos, em regime permanente, não amplifica os ruídos do sistema, como ocorre com o controlador proporcional-integral-derivativo (PID), devido à presença do termo derivativo (ANGÉLICO, CAMPANHOL; SILVA, 2014).

4.2 MÉTODO DE PROJETO DOS CONTROLADORES PI

Para o projeto dos controladores PI das malhas de controle dos conversores série e paralelo, bem como do controle do barramento CC é utilizado o método de sintonia apresentado por Angélico, Campanhol e Silva (2014).

Como parâmetros de especificação de projeto dos controladores, são utilizados a margem de fase γ e a frequência de cruzamento em malha aberta ω_G . A margem de fase γ está relacionada com a estabilidade e o amortecimento do sistema, de forma que quanto maior for γ mais amortecido será o sistema (MODESTO, 2015). Já a largura de banda em malha fechada (ω_b) está diretamente relacionada com ω_G , ou seja, a velocidade de resposta é diretamente relacionada ao valor de ω_b , assim como o tempo de acomodação, o qual é inversamente proporcional (ANGÉLICO, CAMPANHOL; SILVA, 2014).

A função de transferência do controlador PI é dada por:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_i \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \quad (4.1)$$

Onde K_p é o ganho proporcional, K_i é o ganho do integrador, e T_i é o tempo de integração.

Considerando ω_G e γ como parâmetros de especificações de projeto, as seguintes etapas devem ser seguidas para a obtenção da sintonia do controlador:

- Etapa 1: Traçar o diagrama de *Bode* da planta do sistema a ser controlado $G(s)$ e identificar a fase θ_G do sistema na frequência de cruzamento ω_G especificada.
- Etapa 2: Calcular a contribuição angular ϕ (atraso de fase) necessária para alcançar a margem de fase especificada γ , na frequência ω_G .
- Etapa 3: Calcular o valor de T_i , através da equação:

$$T_i = \frac{\tan(\phi + 90^\circ)}{\omega_G} \quad (4.2)$$

- Etapa 4: Calcular o compensador $C'(s) = \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right)$ e traçar o diagrama de *Bode* da planta compensada $C'(s)G(s)$ em malha aberta.
- Etapa 5: Calcular o ganho necessário para o módulo da função $C'(s)G(s)$ ser igual a 0dB na frequência ω_G desejada. Esse valor de ganho é numericamente igual a K_i .
- Etapa 6: Utilizando-se de K_i e T_i , calcular K_p , como segue:

$$K_p = K_i \cdot T_i \quad (4.3)$$

4.3 SINTONIA DO CONTROLADOR DO CONVERSOR SÉRIE

As especificações de projeto, adotadas para a sintonia do controlador PI de corrente do conversor série, levam em consideração a função de transferência do conversor série em malha aberta, apresentada na equação 3.30 e o diagrama da malha de controle do conversor série apresentado na Figura 3.12. Como para sistemas chaveados é adequado que γ esteja entre 45° e 90° (BARBI,1990), será adotado para os controladores valores de γ dentro dessa especificação.

Tabela 4.1 - Especificações para o projeto do controlador PI de corrente do conversor série.

Frequência de comutação do conversor série	$f_s = 20kHz$
Indutância de acoplamento	$L_{fs} = 1750,0mH$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{fs} = 0,17\Omega$
Indutância total de dispersão do transformador	$L_{dt} = 180\mu H$
Resistência série total do enrolamento do transformador	$R_{dt} = 0,162\Omega$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 500V$
Ganho do modulador PWM	$K_{pwm} = 2,66 \times 10^{-4}$
Margem de fase desejada	$\gamma = 78^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_s / 6,5$

Para determinar os ganhos do controlador PI, Kp_s e Ki_s , utiliza-se o método apresentado no item 4.2 e a função de transferência em malha aberta do conversor série $G_{cs}(s)$. Na Figura 4.1 tem-se o diagrama de *Bode* da função de transferência do conversor série $G_{cs}(s)$.

A análise da Figura 4.1 indica que na frequência desejada ω_c , a margem de fase é $\theta_G = -90^\circ$. Assim, o controlador PI precisa contribuir com um atraso de fase de $\phi = -22,0^\circ$, para que a margem de fase desejada seja $\gamma = 78^\circ$. Com o valor encontrado de ϕ , encontra-se o valor de T_i e obtém-se $C'(s)$. Assim pode-se traçar a resposta em frequência para a função $C'(s)G_{cs}(s)$ mostrada na Figura 4.2.

Através da análise da Figura 4.2, obtém-se o ganho necessário para que, na frequência ω_c , o ganho do sistema em malha aberta seja igual a 0dB. Assim, o valor de Ki_s encontrado é igual $1,0455 \times 10^6$. Com o valor de Ki_s e o valor de T_i ,

calcula-se Kp_s . Os ganhos do controlador PI do conversor série estão apresentados na Tabela 4.2.

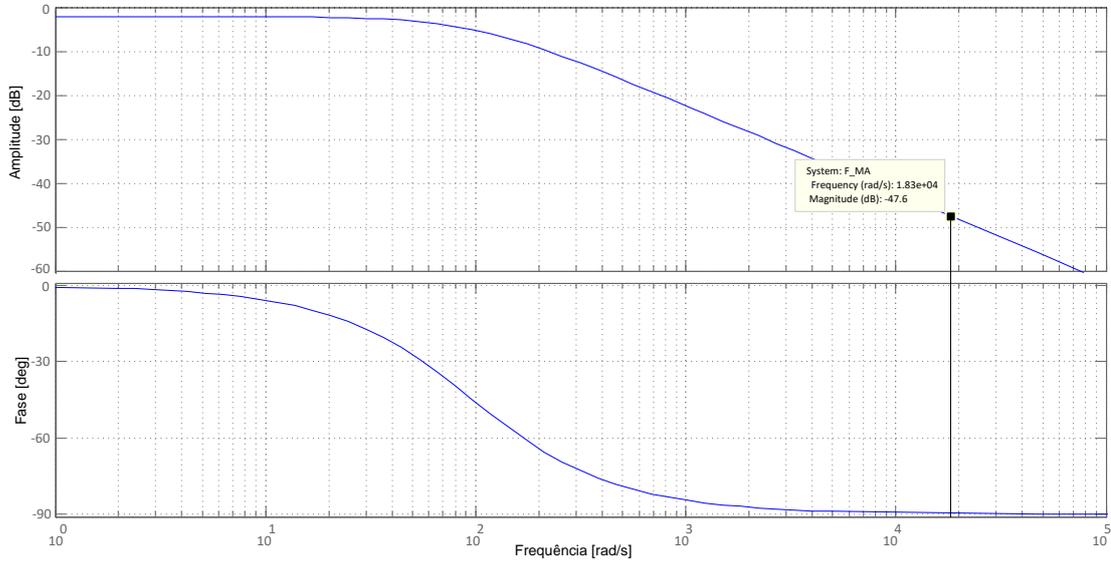


Figura 4.1 - Diagrama de Bode de malha aberta do conversor série $G_{CS}(s)$.

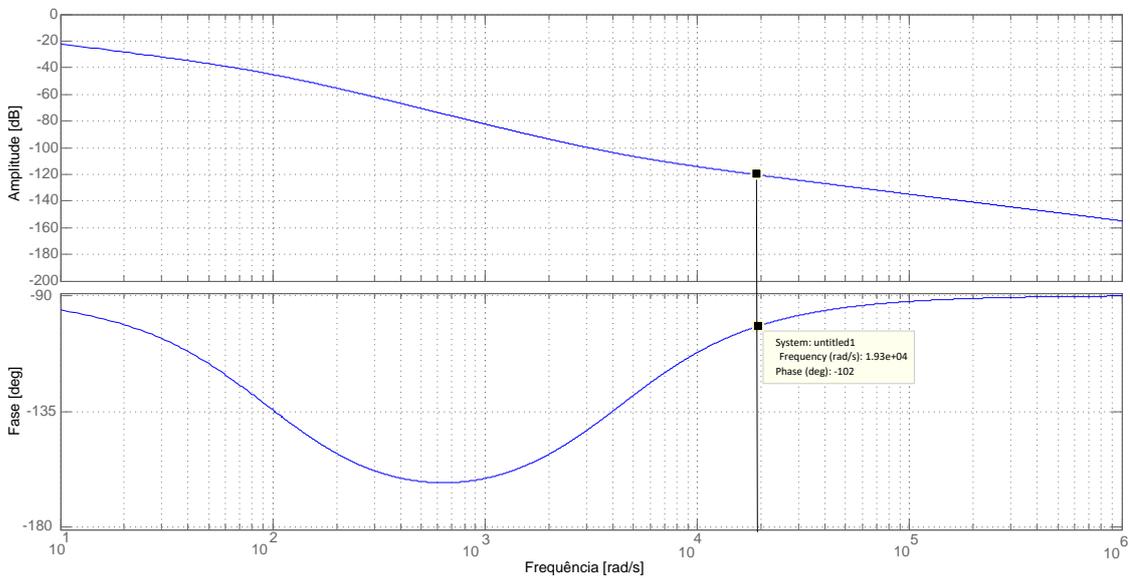


Figura 4.2 - Diagrama de Bode de malha aberta $C'(s)G_{CS}(s)$.

Tabela 4.2 - Ganhos do controlador PI da malha de corrente do conversor série

$$Kp_s = 248,0430 .$$

$$Ki_s = 1,0455 \times 10^6$$

Com os ganhos do controlador PI do conversor série, é traçada a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta do conversor $C(s)G_{cs}(s)$, mostrado na Figura 4.3.

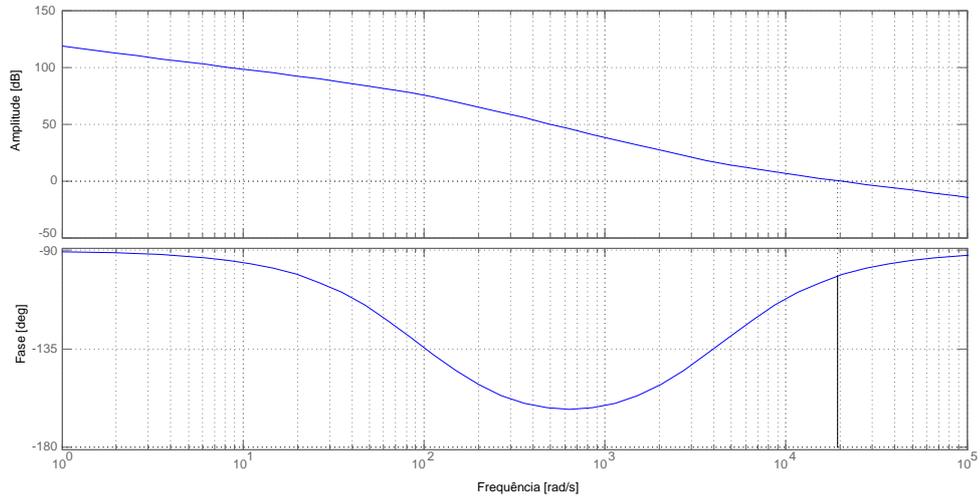


Figura 4.3 - Resposta em frequência do conversor série em malha aberta, $C(s)G_{cs}(s)$.

A Figura 4.3, mostra a margem de fase de 78° para a frequência de cruzamento especificada no projeto. A resposta em frequência do sistema, em malha fechada é apresentada na Figura 4.4

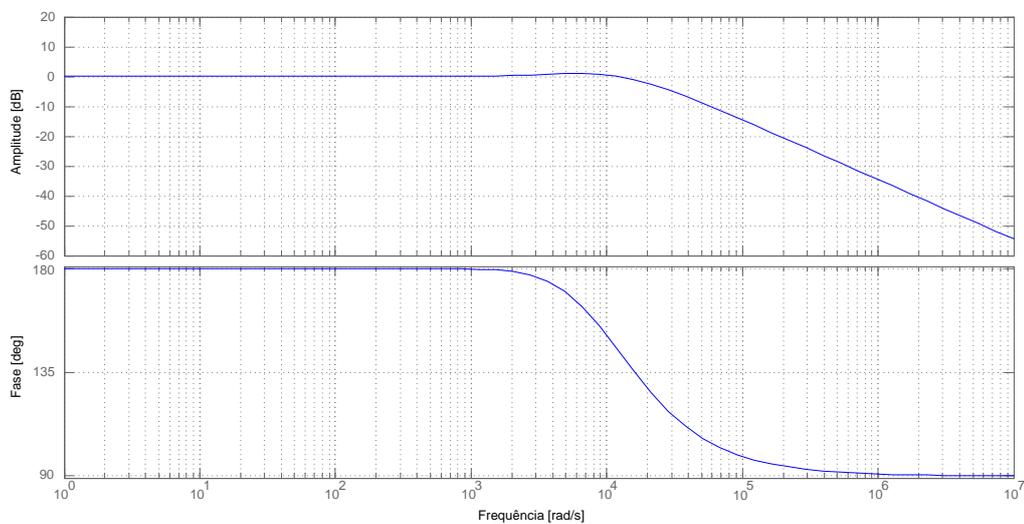


Figura 4.4 - Resposta em frequência do conversor série em malha fechada.

4.3.1 – Sintonia do termo ressonante do controlador do conversor série

O controlador PI é comumente utilizado para o controle da corrente, porém esse controlador apresenta duas desvantagens, a inabilidade do controlador em seguir referências senoidais sem erro em regime estacionário e baixa capacidade de rejeição de distúrbios (TEODORESCU et al, 2004).

A fim de reduzir essas desvantagens, foi utilizado um integrador generalizado de segunda ordem (YUAN et al, 2002; TEODORESCU et al, 2004, CASTILLA et al, 2009), o qual apresenta ganho infinito na frequência de ressonância, baixa atenuação fora dela.

A Figura 4.5 mostra o diagrama de bloco do controlador PI com o termo ressonante.

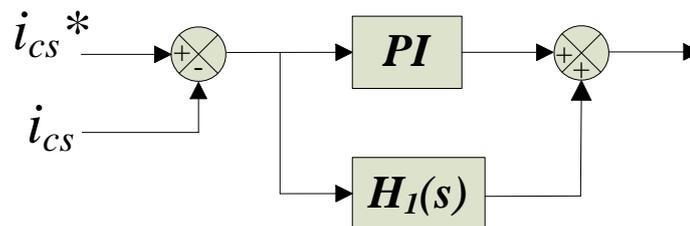


Figura 4.5 - Controlador PI+R.

A função de transferência do termo ressonante $H_1(s)$, mostrado na Figura 4.5, é dada pela equação (4.4):

$$H_1(s) = K_1 \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (4.4)$$

Onde $\omega = 2\pi f_0$, correspondente à frequência angular fundamental da rede.

Para a sintonia do termo ressonante é necessário ajuste da constante K_1 da função de transferência da equação (4.4). O ajuste deve fazer com que o termo ressonante apresente ganho infinito na frequência fundamental e ganho 0dB na frequência de corte do controlador PI, ω_c .

Então, considerando ω_c como parâmetros de especificação de projeto para cálculo de K_1 , as seguintes etapas devem ser seguidas para a obtenção da sintonia do controlador:

- Etapa 1: Traçar o diagrama de *Bode* de $H_1(s)$, considerando $K_1 = 1$.
- Etapa 2: Calcular o ganho necessário para o módulo da função $H_1(s)$ plotado ser igual a 0dB na frequência ω_c desejada. Esse valor de ganho é numericamente igual a K_1 .

O diagrama de Bode de $H_1(s)$, considerando $K_1 = 1$, é mostrado na figura 4.6.

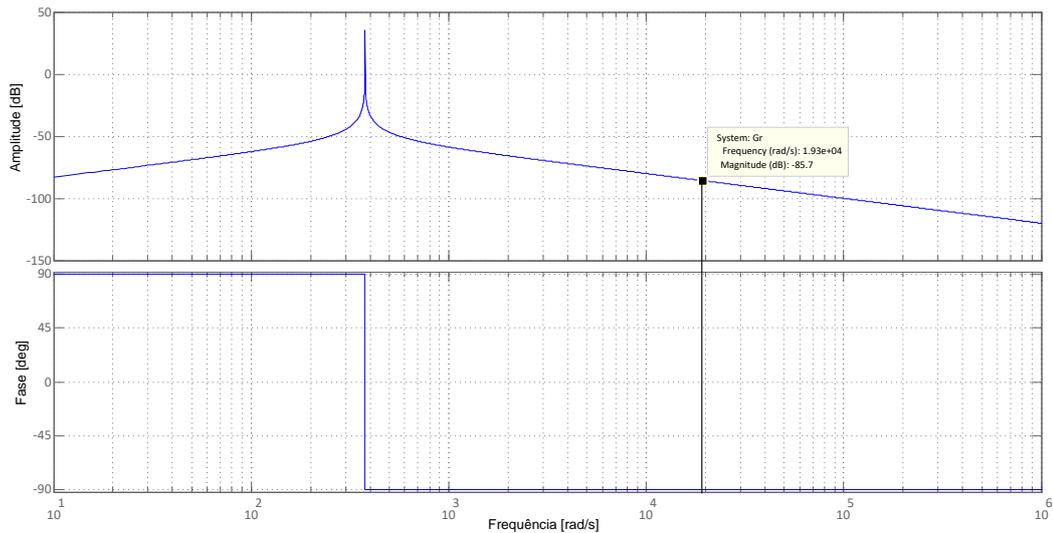


Figura 4.6 - Diagrama de Bode de $H_1(s)$, considerando $K_1 = 1$.

A análise da Figura 4.6, encontra-se que o ganho necessário para que $H_1(s)$ apresente 0dB na frequência ω_c , é 85,7dB, assim deve-se fazer $K_1 = 1,933 \times 10^4$. Então, traçando o diagrama de *Bode* para $H_1(s)$ considerando o K_1 calculado, obtém-se a Figura 4.7.

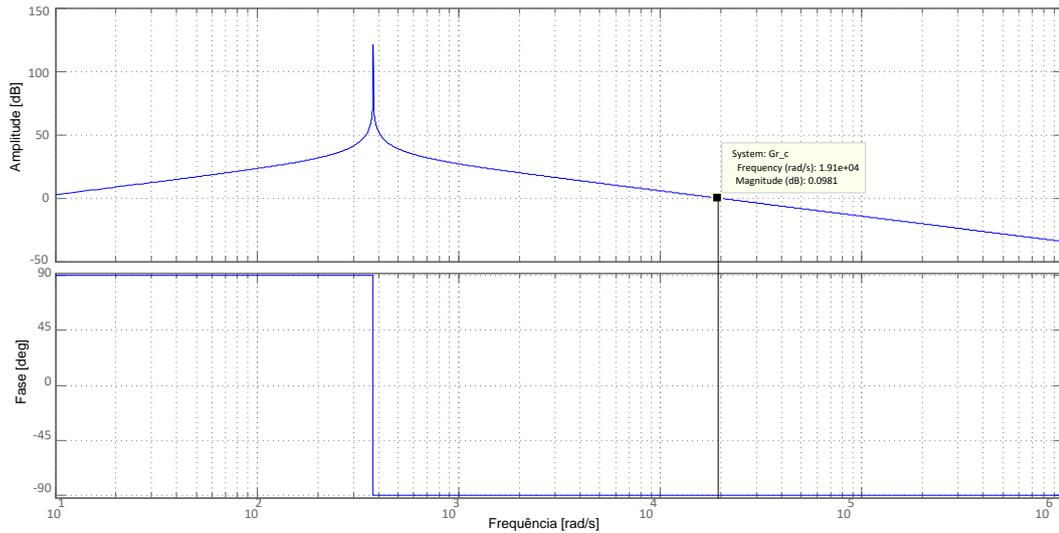


Figura 4.7 - Diagrama de Bode de $H_1(s)$.

A Figura 4.7 mostra que na frequência de cruzamento frequência ω_c o módulo de $H_1(s)$ é 0dB e na frequência fundamental da rede ω_c é 125dB. O ganho de K_1 é mostrado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Ganho de $H_1(s)$.

$$K_1 = 1,933 \times 10^4$$

4.4 SINTONIA DO CONTROLADOR DO BARRAMENTO CC

As especificações de projeto adotadas para a sintonia do controlador PI de controle do barramento CC, leva em consideração a função de transferência da planta do barramento CC em malha aberta ($Gp_{cc}(s)$), apresentada na equação 3.55. As especificações são apresentadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Especificações para o projeto do controlador PI do barramento CC.

Frequência de ondulação do barramento	$f_o = 120\text{Hz}$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 500\text{V}$
Capacitor do Barramento CC	$C_{cc} = 9400\mu\text{F}$
Margem de fase desejada	$\gamma = 75^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2. \pi f_o/30$

Para determinar os ganhos do controlador, Kp_{cc} e Ki_{cc} , utiliza-se o método apresentado no item 4.2 e a função $Gp_{cc}(s)$. Na Figura 4.8 tem-se o diagrama de Bode da função de transferência $Gp_{cc}(s)$.

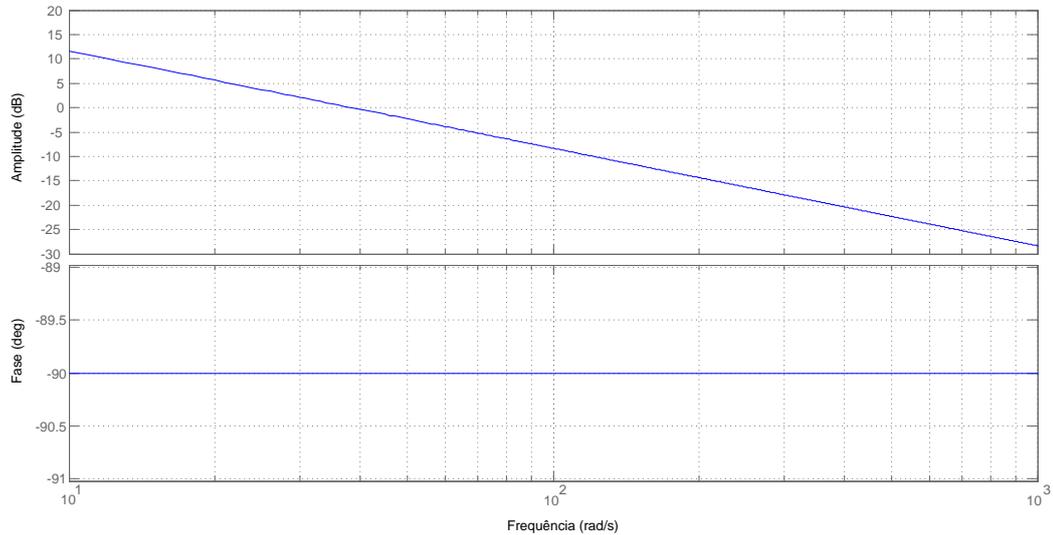


Figura 4.8 - Diagrama de Bode de malha aberta da planta do barramento CC ($Gp_{cc}(s)$)

Pela característica da planta do barramento CC, a margem de fase é $\theta_G = -90^\circ$. Dessa forma, o controlador PI precisa contribuir com um atraso de fase de $\phi = -15^\circ$, para que a margem de fase desejada seja $\gamma = 75^\circ$. Com esse valor de ϕ , pode-se calcular o valor de T_i e encontrar a resposta em frequência para a função $C'(s)G(s)$ mostrada na Figura 4.9.

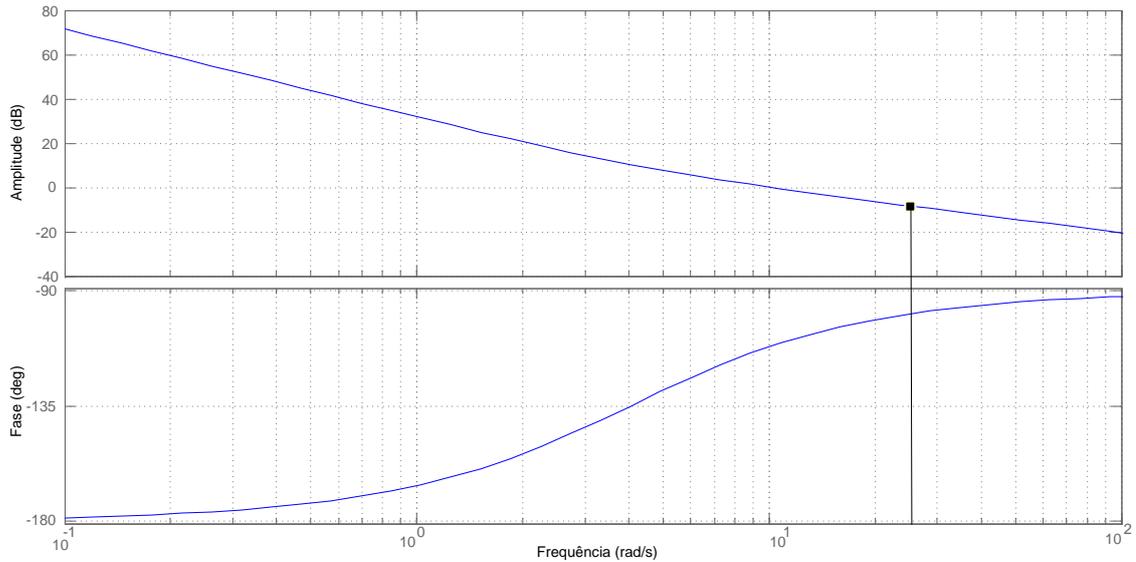


Figura 4.9 - Diagrama de Bode de malha aberta do barramento CC $C'(s)G_{cs}(s)$.

Através da Figura 4.9, obtém-se o ganho necessário para que em ω_c , o ganho do sistema seja igual a 0dB. Pela característica da resposta em frequência, obtém-se um valor de $Ki_{cc}=2,4970$ e com esse valor encontra-se o valor de Kp_{cc} . Os valores para o controlador PI de controle do barramento CC estão apresentados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 - Ganhos do controlador PI do barramento CC.

$$Kp_{cc} = 0,6180$$

$$Ki_{cc} = 2,4970$$

A resposta em frequência da função de transferência do controle do barramento CC em malha aberta é mostrada na Figura 4.10.

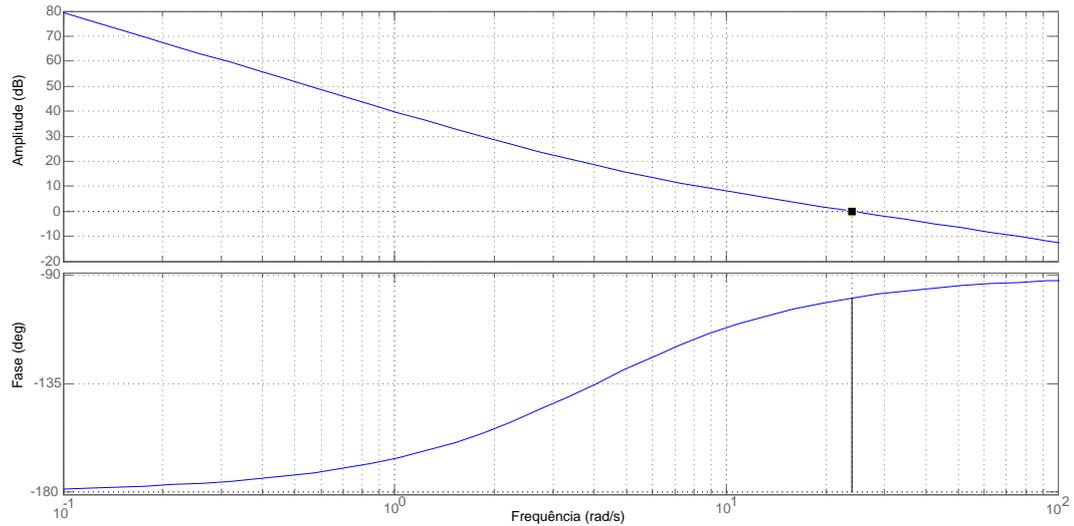


Figura 4.10 - Resposta em frequência do controle de tensão do barramento CC em malha aberta, $Gp_{cc}(s)G_{cs}(s)$.

A Figura 4.10, mostra a margem de fase de 75° para a frequência de cruzamento especificada no projeto. A resposta em frequência da função de transferência em malha fechada é apresentada na Figura 4.11.

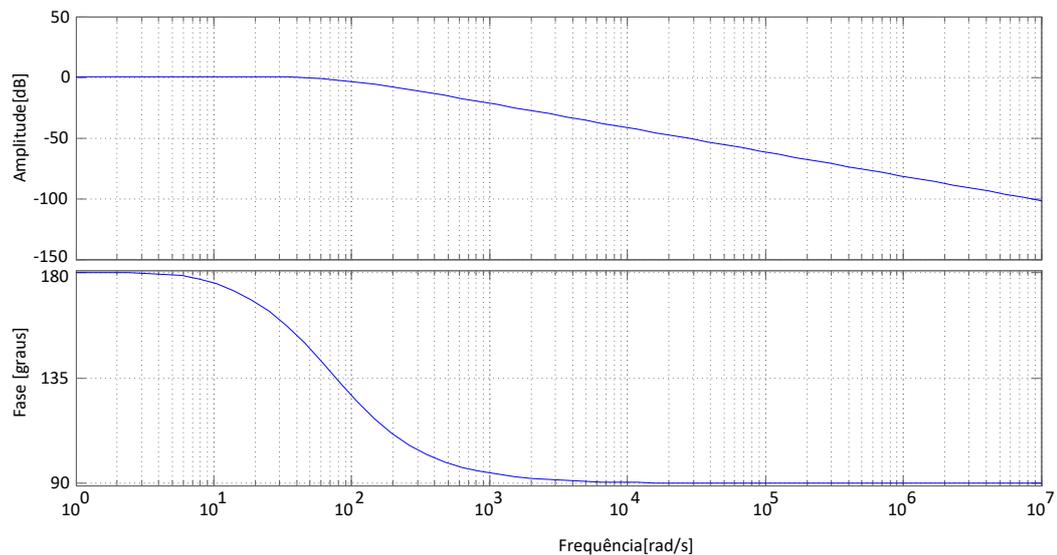


Figura 4.11 - Resposta em frequência do barramento CC em malha fechada.

4.5 SINTONIA DOS CONTROLADORES DO CONVERSOR PARALELO

O conversor paralelo é composto por duas malhas de controle, uma interna de corrente e outra externa de tensão. A Figura 3.15 mostra o diagrama de blocos do controle do conversor paralelo. Como pode ser visto na Figura 3.15, a malha interna de corrente é composta pelo controlador proporcional P de corrente, pelo ganho do conversor ($K_{pwm}(V_{cc}/2)$) e pelo inversor de corrente ($1/(s.L_{eq} + R_{eq})$). A malha externa de tensão é composta pelo controlador PI de tensão e pela malha de corrente interna realimentada e pelo sistema físico.

A equação da função de transferência em malha aberta da malha interna de corrente ($G_{MAi}(s)$) é mostrada na equação 4.5 e a equação da função de transferência em malha aberta da malha de controle externa de tensão $G_{MAV}(s)$ é mostrada na equação 4.6

$$G_{MAi}(s) = Kp_i \left(\frac{K_{pwm} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{2}\right)}{L_{fpa} \cdot s + R_{L_{fpa}}} \right) \quad (4.5)$$

$$G_{MAV}(s) = \frac{Kp_v \cdot Kp_i K_{pwm} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) \cdot s + Ki_v \cdot Kp_i \cdot K_{pwm} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{2}\right)}{L_{fpa} \cdot C_{fpa} s^3 + \left[C_{fpa} \left(Kp_i \cdot K_{pwm} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) + R_{L_{fpa}} \right) \right] s^2 + Kp_i \cdot K_{pwm} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{2}\right) s} \quad (4.6)$$

As especificações de projeto adotadas para a sintonia dos controladores P de corrente e PI de tensão do conversor paralelo estão apresentadas na Tabela 4.6.

Para determinar os ganhos dos controladores, Kp_i , Kp_v e Ki_v , utiliza-se o método apresentado no item 4.2. No caso do conversor paralelo, por ser composto de duas malhas de controle, primeiro deve-se sintonizar a malha de controle de corrente interna e depois a malha de controle de tensão externa.

A sintonia da malha de corrente interna, por ser composto por um controlador proporcional P, apenas leva em consideração a frequência de cruzamento ω_{cpi} . Como o controlador P não gera atraso de fase, o valor de Kp_i deve ser equivalente ao valor numérico para levar o ganho do sistema em malha aberta $G_{MAi}(s)$

a 0dB, na frequência de cruzamento ω_{cPi} . A Figura 4.12 mostra a resposta em frequência da malha de corrente sem o controlador P.

Tabela 4.6 - Especificações para projeto dos controladores P e PI do conversor paralelo.

Frequência de comutação do conversor paralelo	$f_s = 20kHz$
Indutância de acoplamento	$L_{fs} = 1750,0\mu H$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{fs} = 0,17\Omega$
Capacitor de Filtro	$C_{fs} = 50\mu H$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 500V$
Ganho do modulador PWM	$K_{pwm} = 2,66 \times 10^{-4}$
Frequência de cruzamento desejada malha de corrente	$\omega_{cPi} = 2 \cdot \pi f_s / 12$
Margem de fase desejada malha de tensão	$\gamma_{cPv} = 50^\circ$
Frequência de cruzamento desejada malha de tensão	$\omega_{cPv} = 2 \cdot \pi f_s / 36$

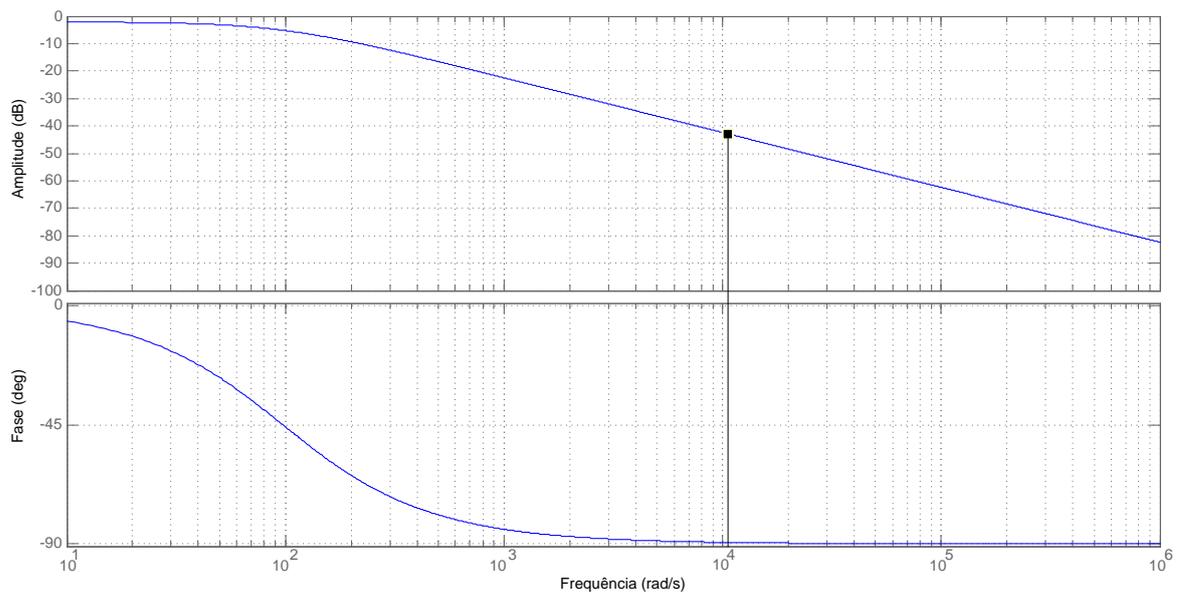


Figura 4.12 - Resposta em frequência da malha de corrente sem compensação ($G_{MAi}(s)$).

Pela análise da resposta em frequência da Figura 4.12, encontra-se o valor de $Kp_i = 137,4506$. A resposta em frequência da malha interna de corrente compensada é mostrada na Figura 4.13.

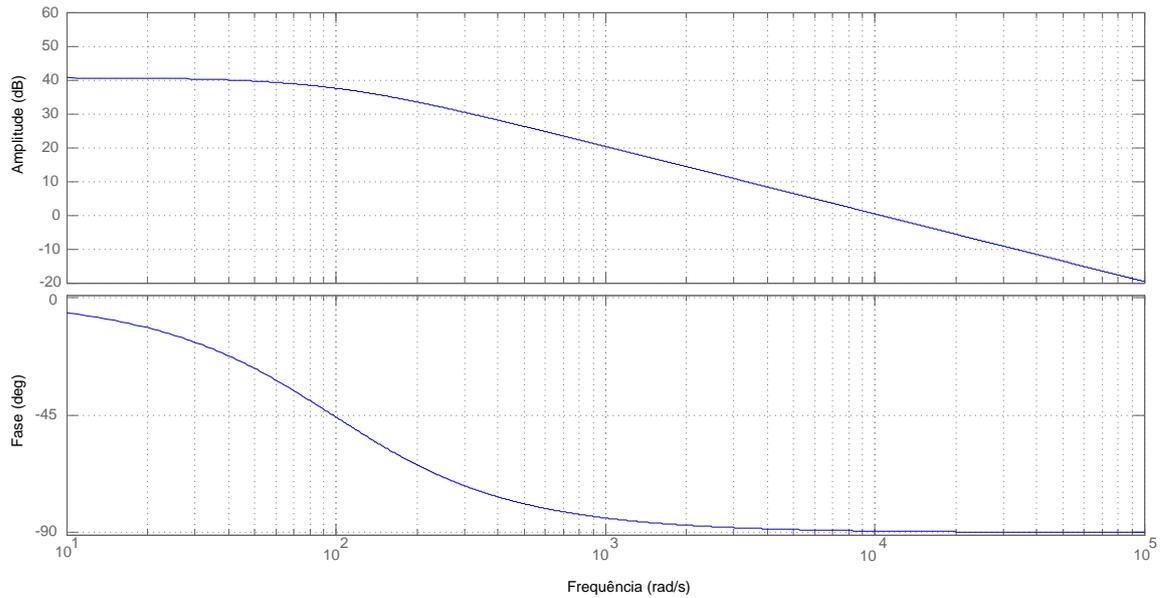


Figura 4.5 - Resposta em frequência em malha aberta da malha interna de corrente com controlador P ($Kp_i \cdot G_{MAi}(s)$).

A Figura 4.13 mostra que para a frequência de cruzamento especificada no projeto o ganho em malha aberta do controle de corrente é de 0dB, e a margem de fase é próxima a 90° . A Figura 4.14 mostra a resposta em frequência em malha fechada para a malha de controle de corrente interna.

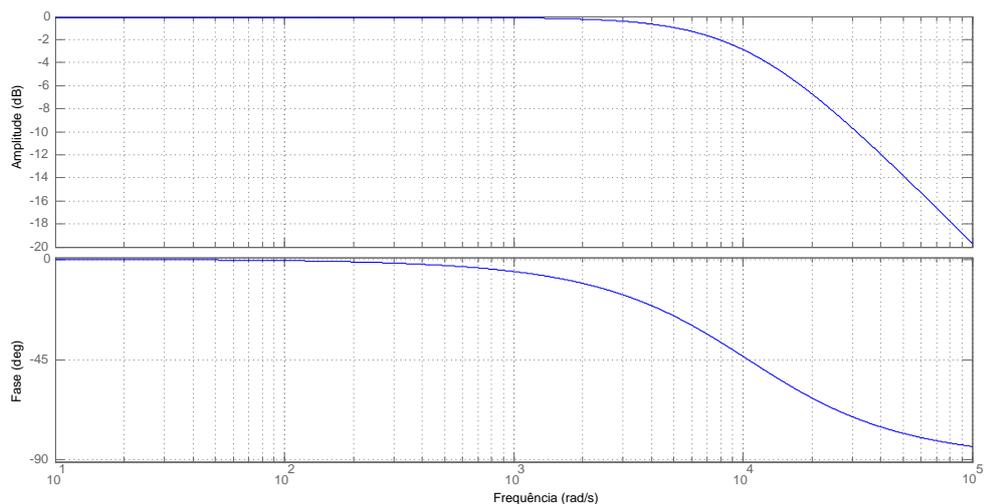


Figura 4.6 - Resposta em frequência da malha fechada de corrente ($G_{MFi}(s)$).

Considerando a malha de corrente interna ($G_{MFi}(s)$) já sintonizada, obtém-se a função de transferência em malha aberta do laço externo de tensão ($G_{MAV}(s)$). A Figura 4.15 mostra a resposta em frequência de $G_{MAV}(s)$.

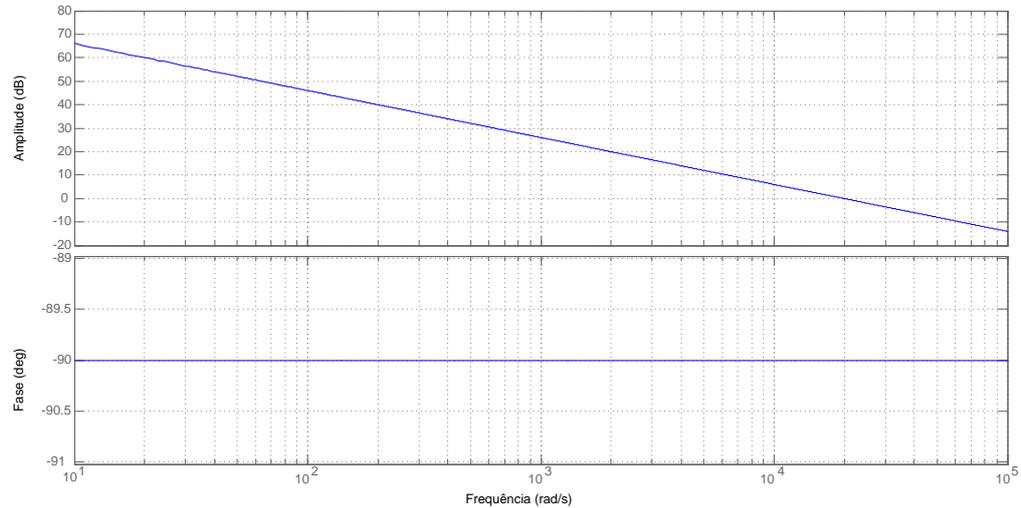


Figura 4.75 - Resposta em frequência em malha aberta da tensão ($G_{MAV}(s)$).

Pela análise da Figura 4.15, na frequência desejada ω_c , encontra-se a margem de fase igual a $\theta_G = -90^\circ$. Assim, o controlador PI precisa contribuir com um atraso de fase de $\phi = -40^\circ$, para que $\gamma = 50^\circ$. Com o valor de ϕ , calcula-se o valor de T_i e encontra-se a resposta em frequência para a função $C'(s)G_{MAV}(s)$, como mostrada na Figura 4.16.

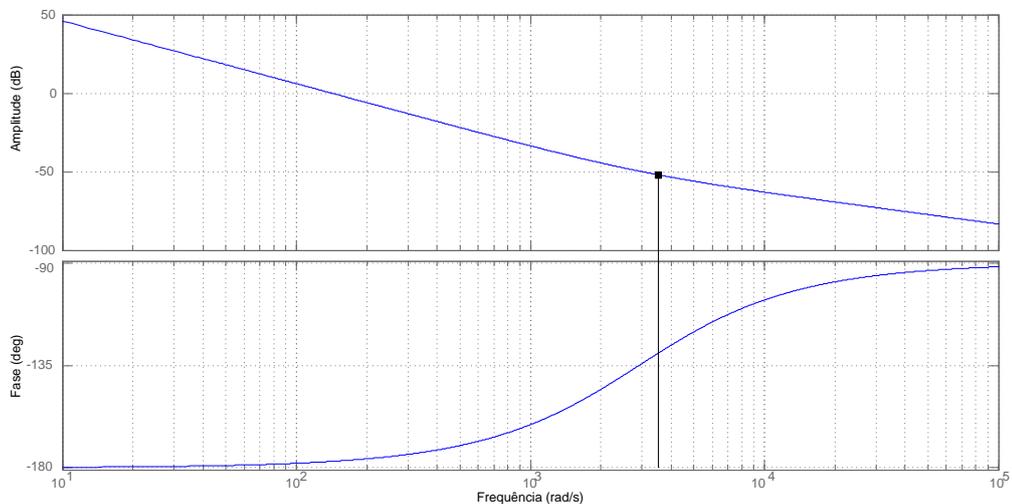


Figura 4.86 - Resposta em frequência em malha aberta da tensão ($C'(s)G_{MAV}(s)$).

Através da análise da Figura 4.16, obtém-se o ganho necessário para que em ω_c , o ganho do sistema em malha aberta seja 0dB. Pela característica da resposta em frequência obtém-se um valor de $Ki_v = 391,6086$. Utilizando Ki_v e T_i , calcula-se o valor de Kp_v . Os valores para o controlador PI da malha de controle de tensão do conversor paralelo estão apresentados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 - Ganhos do controlador PI da malha de corrente do conversor série

$Kp_i = 137,4506$
$Kp_v = 0,1337$
$Ki_v = 391,6086$

A Figura 4.17 mostra a resposta em frequência da função de transferência do controle de tensão do conversor paralelo em malha aberta compensada.

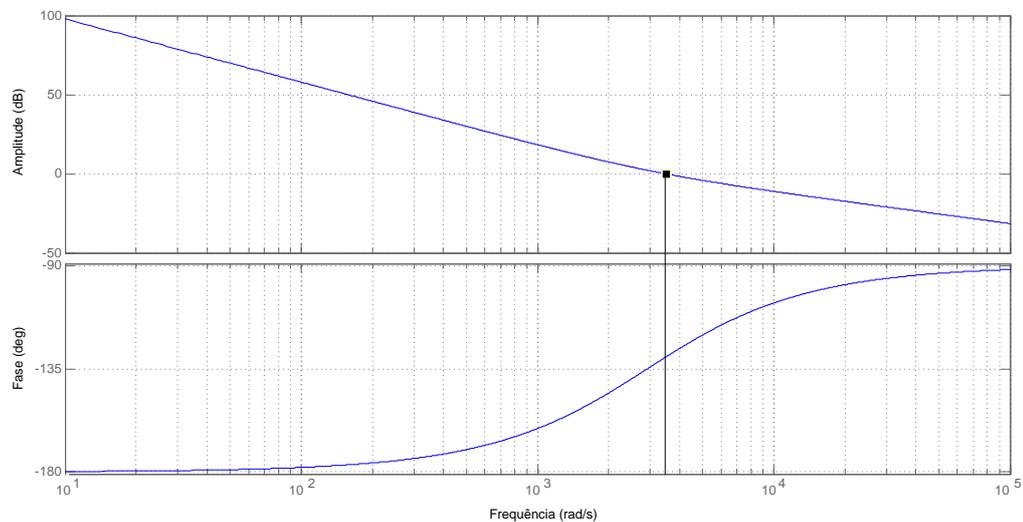


Figura 4.17 - Resposta em frequência em malha aberta da malha de tensão compensada $(C(s)G_{MAV}(s))$.

A análise da Figura 4.17 indica que para a frequência de cruzamento especificada no projeto o ganho em malha aberta do controle de tensão é de 0dB, e a margem de fase é 50° . A resposta em frequência do laço externo de tensão em malha fechada é apresentada na Figura 4.18.

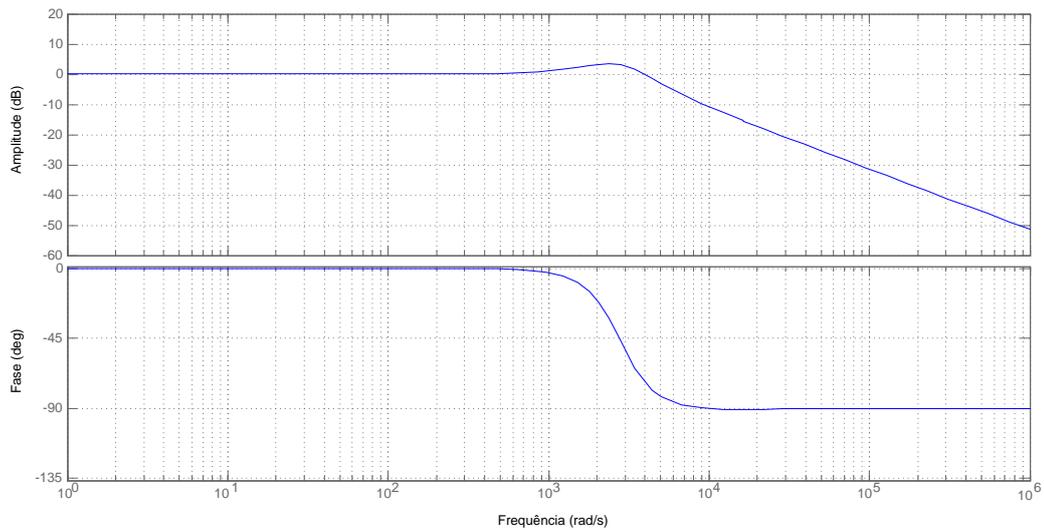


Figura 4.18 - Resposta em frequência do conversor série em malha fechada.

4.6 DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

Para a discretização dos controladores PI, será utilizado o método de *tustin* também conhecido como transformação bilinear ou método trapezoidal, segundo proposto por Buso e Matavelli (2006), que está descrito a seguir.

Esse método consiste na substituição da variável s da função do controlador analógico pela equação 4.6.

$$s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (4.6)$$

Onde T_s é o período de amostragem.

Considera-se a função do controlador PI reescrita como segue:

$$C(s) = K_p \left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \right) \quad (4.7)$$

Substitui-se a variável s da equação 4.7 pela expressão 4.6 e fazendo $K_i/K_p = \omega_i$, têm-se:

$$C(z) = K_p \left[\frac{\frac{2}{T_s} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) + \omega_i}{\frac{2}{T_s} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)} \right] \quad (4.7)$$

Manipulando a equação 4.7, obtêm se:

$$C(z) = \frac{K_p}{2} \left[\frac{z(2 + T_s \omega_i) + (T_s \omega_i - 2)}{(z - 1)} \right] \quad (4.8)$$

Considerando $A = (2 + T_s \omega_i)$ e $B = (2 - T_s \omega_i)$, a equação 4.8 é reescrita em 4.9.

$$C(z) = \frac{K_p}{2} \left[\frac{zA - B}{(z - 1)} \right] \quad (4.9)$$

Multiplicando a equação 4.9 por z^{-1}/z^{-1} , e assim pode-se reescrever a equação de forma a permitir a transformada Z inversa.

$$C(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{K_p}{2} \left[\frac{A - z^{-1}B}{(1 - z^{-1})} \right] \quad (4.10)$$

Assim, aplicando a transformada z inversa em 4.10, tem-se a equação de diferenças que representa o controlador PI discreto, para implementação do algoritmo de controle no DSP.

$$u(k) = \frac{K_p}{2} [A \cdot e(k) - B \cdot e(k - 1)] + u(k - 1) \quad (4.11)$$

Onde k representa a amostra atual e $(k-1)$ a amostra atrasada em um período de amostragem.

4.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram discutidos e apresentados os métodos de cálculo utilizados para realizar a sintonia dos controladores, bem como para a discretização dos mesmos.

Utilizando o método de sintonia do controlador PI descrito, adotando a margem de fase e a frequência de cruzamento, foram calculados os ganhos do controlador PI do conversor série, do controlador PI do barramento CC e dos controladores de tensão do conversor paralelo. Os diagramas utilizados para os cálculos foram apresentados, assim como as respostas em frequência em malha aberta e malha fechada para todos os controladores.

Utilizando o método de discretização discutido, foi encontrada a equação de diferenças para a implementação do algoritmo de controle no DSP, em função dos valores dos ganhos do controlador PI e do período de amostragem (T_s).

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

5.1 INTRODUÇÃO

O UPQC-Mono-Tri proposto foi testado por meio de simulações computacionais para a comprovação de seu desempenho funcional. Nas simulações do conversor foram implementados a topologia do circuito de potência, as malhas de controle de tensão e corrente do inversor trifásico paralelo, a malha de controle do conversor série monofásico, a malha de tensão do controlador do barramento CC, o algoritmo de geração da referência de corrente do conversor série, assim como o algoritmo de detecção de ângulo de fase PLL. Para a simulação foi utilizado o software de simulação computacional *PSIM*[®], versão 9, da *Powersim Inc.*

5.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR MONOFÁSICO-TRIFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA SÉRIE E PARALELA

O diagrama do circuito simulado é mostrado na Figura 5.1, onde estão mostrados o inversor monofásico com topologia meia ponte (conversor série), composto pelas chaves s_1/s_2 e o inversor trifásico composto por três inversores monofásicos com topologia meia-ponte (conversor paralelo), formado pelas chaves s_3/s_4 , s_5/s_6 e s_7/s_8 , no qual o braço formado por s_7/s_8 está conectado à fase a e opera como FAPP. Também estão mostrados os blocos dos controladores do conversor paralelo e série, do barramento CC, do controle de desequilíbrio do barramento CC e os algoritmos SRF e PLL apresentados no Capítulo 3. Para a simulação foi colocado um filtro passa-baixa, bloco FPB, na corrente i_{dc} , para evitar que as oscilações do barramento CC causem distorções na corrente de referência i_{cs}^* . O FPB utilizado foi um filtro do tipo média móvel, que apresenta fácil implementação, além de apresentar respostas muito rápidas, com isso, a interferência do filtro no desempenho do sistema é mínima (MODESTO, 2007). Os moduladores PWMs, também estão mostrados na Figura 5.1.

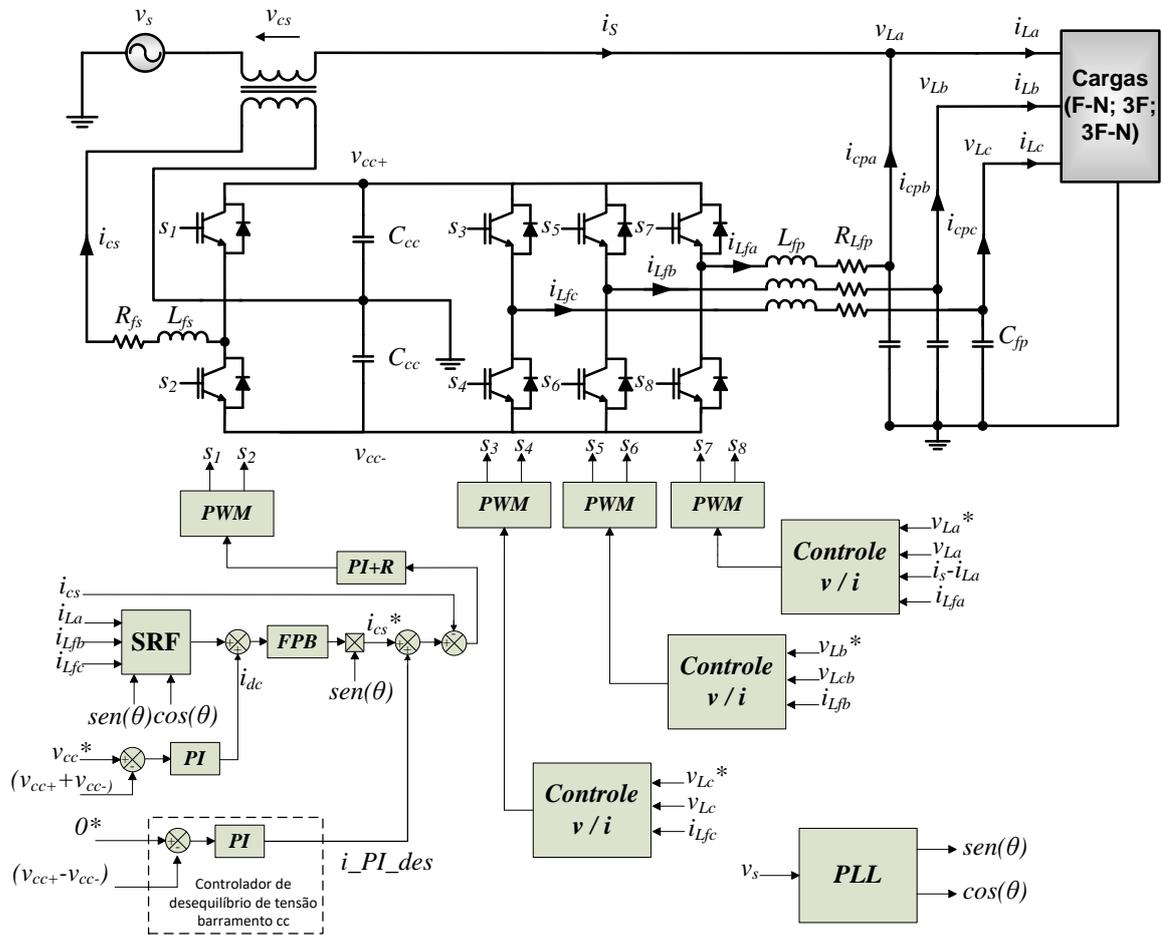


Figura 5.1 - Diagrama simplificado do UPQC-Mono-Tri simulado

Na Figura 5.1 não estão mostrados os blocos do ZOH (*zero order holder*), do quantizador, do filtro *anti-aliasing* e do atraso de chaveamento. Os parâmetros utilizados nas simulações e as especificações do UPQC-Mono-Tri simulado estão descritas na Tabela 5.1.

Para verificar o comportamento estático e dinâmico do UPQC-Mono-tri, serão utilizados três tipos de cargas, sendo elas chamadas de carga 1, carga 2 e carga 3. A carga 1 é formada por um conjunto de três cargas monofásicas com característica não-linear, as quais são compostas por um retificador monofásico em ponte completa e carga RL, como mostrado na Figura 5.2 (a). A carga trifásica 2 é formada por três cargas RL conectadas em delta, como mostrado na Figura 5.2 (b). As especificações das cargas estão apresentadas na Tabela 5.2. Também serão realizadas simulações

considerando distúrbios na tensão da rede elétrica, como a presença de harmônicos, afundamentos e elevações da tensão. Os ensaios dinâmicos são realizados através do degrau (50%-100%-50%) na carga 3, que é puramente resistiva.

Tabela 5.1 - Parâmetros e especificações utilizados na simulação.

Tensão eficaz da rede monofásica	$V_s = 127V$
Tensão de linha eficaz da carga trifásica	$V_L = 127V$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 500V$
Capacitância Total do Barramento CC	$C_{cc} = 9400\mu F$
Frequência de comutação dos conversores	$f_s = 20kHz$
Indutância de acoplamento do conversor série	$L_{fs} = 1750\mu H$
Resistência série do indutor de acoplamento do conversor série	$R_{fs} = 0,17\Omega$
Indutância total de dispersão do transformador série	$L_{dt} = 180\mu H$
Resistência total do enrolamento do transformador série	$R_{dt} = 0,162\Omega$
Relação de transformação do transformador série	$n = 1$
Indutâncias de acoplamento conversor paralelo	$L_{fs} = 1750\mu H$
Resistências série dos indutores de acoplamento paralelo	$R_{fs} = 0,17\Omega$
Capacitores de filtro do conversor paralelo	$C_{fs} = 50\mu F$
Pico da triangular no <i>DSP</i>	$P_{pwm} = 3750$
Ganho do modulador PWM	$K_{pwm} = 2,66 \times 10^{-4}$
Taxa de amostragem do conversor analógico – digital	$f_a = 60kHz$

Tabela 5.2 - Parâmetros das cargas utilizadas.

Resistência de carga 1	$R_{L1} = 16\Omega$
Indutor de carga 1	$L_{L1} = 200mH$
Resistência de carga 2	$R_{L2} = 17,47\Omega$
Indutor de carga 2	$L_{L1} = 26,1mH$
Resistência 1 da carga 3	$R_1 = 32\Omega$
Resistência 2 da carga 3	$R_2 = 16\Omega$

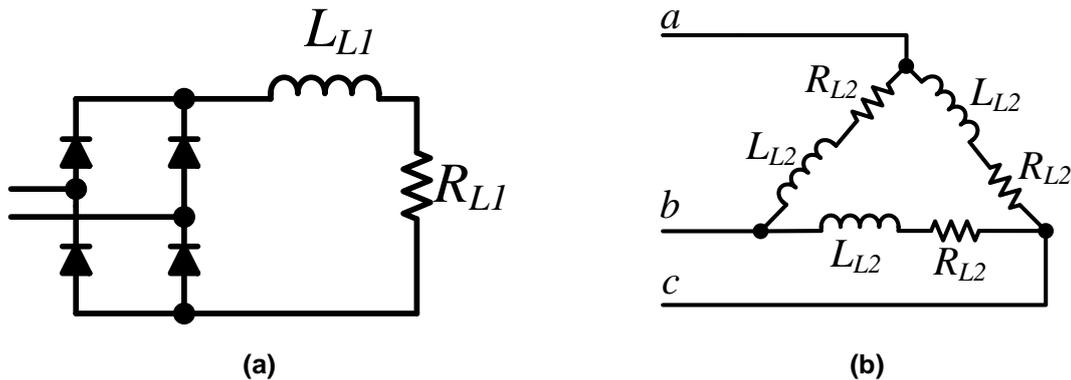


Figura 5.2 - Cargas utilizadas nas simulações (a) carga 1: não-linear RL e (b) carga 2: trifásica RL em delta.

5.3 RESULTADO DE SIMULAÇÕES

Os resultados das simulações realizadas com a carga 1 são mostrados nas Figuras 5.3 a 5.5. Para essas simulações a tensão da rede v_s é distorcida com DHT_v de 12%.

A figura 5.3 mostra a tensão da rede (v_s), a tensão sobre o transformador (v_{cs}) e a tensão na carga da fase a (v_{La}).

Apesar da tensão sobre o transformador série (v_{cs}) ser não-senoidal, essa grandeza não é sintetizada diretamente pelo conversor série. A mesma é resultado da diferença de tensão entre a rede elétrica e a fase a da carga, uma vez que o controle da tensão senoidal sobre a carga é realizado pelo conversor paralelo que por sua vez impõe para a carga tensões senoidais, reguladas e equilibradas.

O conversor série opera como fonte de corrente senoidal (i_{cs}), assim, o mesmo impõe na rede elétrica uma corrente (i_s) senoidal em fase com a componente fundamental da tensão de entrada (v_s), como mostrado na Figura 5.4. As parcelas harmônicas da corrente de carga da fase a fluem pelo inversor paralelo (i_{cpa}) mostrada na Figura 5.5 (a), o qual oferece um caminho de baixa impedância para essas correntes. Ainda pelo inversor em meia-ponte paralelo conectado à fase a , também flui a parcela de corrente ativa que deve suprir as fases b e c .

A Figura 5.4 mostra que a tensão da rede (v_s) e a corrente drenada da rede elétrica (i_s), estão em fase e geram um alto fator de potência para o sistema (FP

>0.99). A Figura 5.4 também mostra as correntes da carga não-linear trifásica (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}), assim como a tensão trifásica de saída (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}).

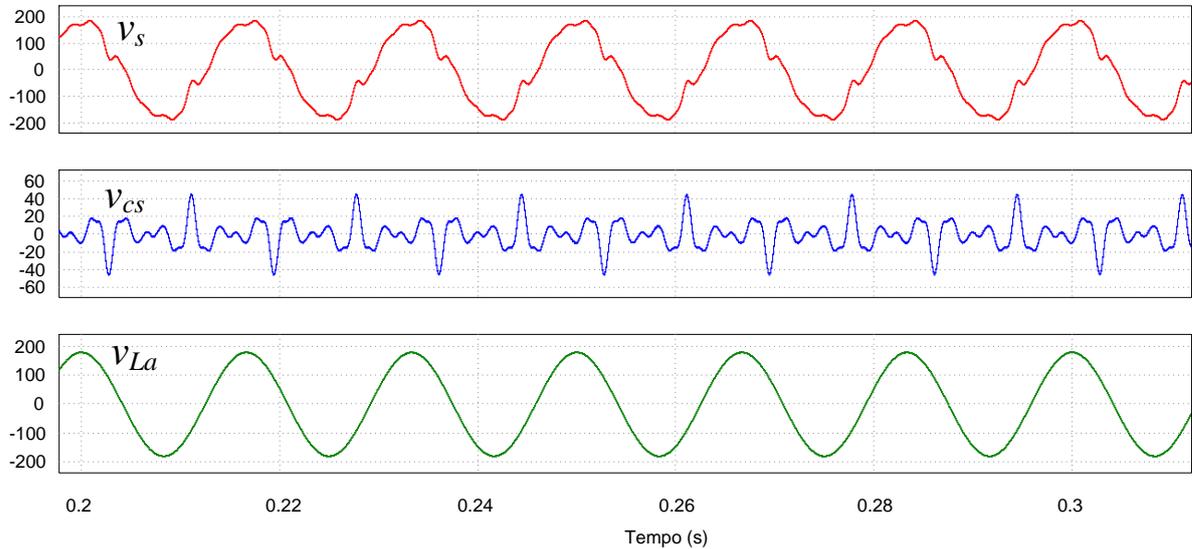


Figura 5.3 - Tensão da rede (v_s), tensão sobre o transformador (v_{cs}) e a tensão na carga da fase a (v_{La}).

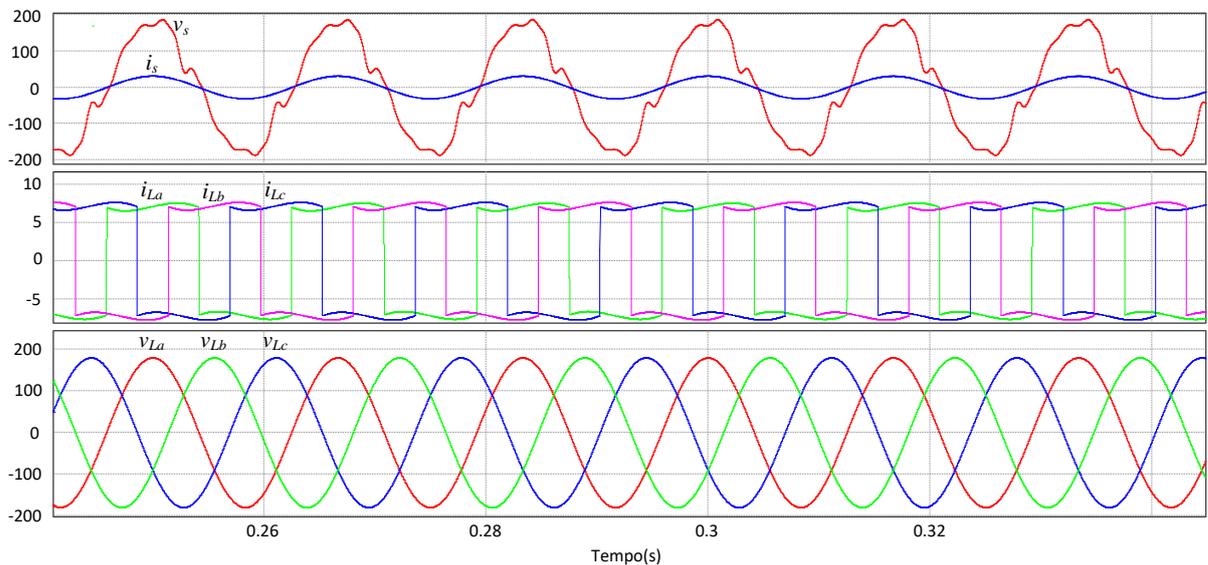
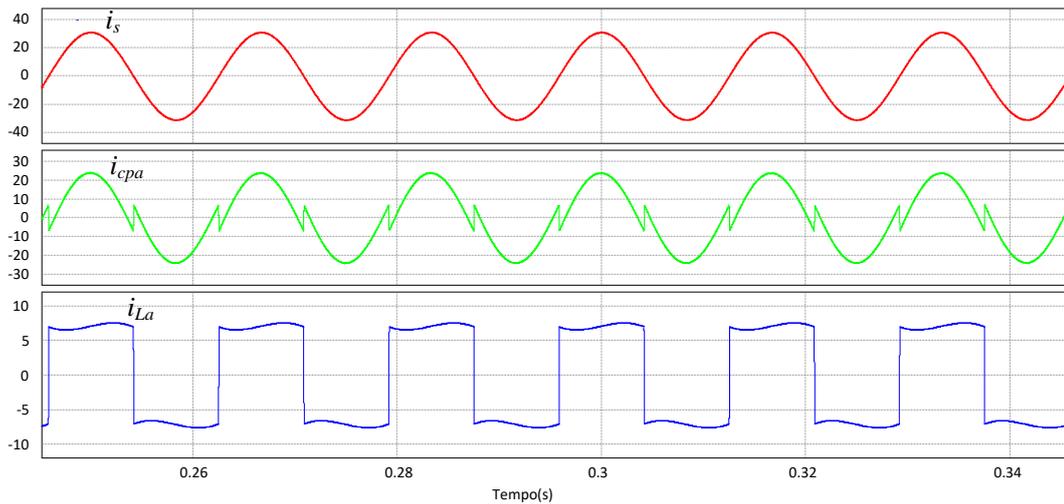


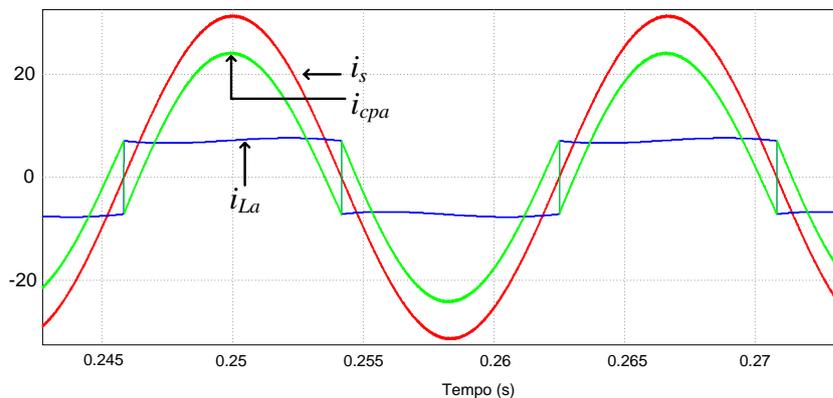
Figura 5.4 - Tensão da rede (v_s) e corrente da rede (i_s), correntes (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) e tensões (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) na carga 1.

A Figura 5.5 (a) mostra a corrente da carga (i_{La}), a corrente que flui para o conversor paralelo (i_{cpa}) e a corrente da rede elétrica (i_s). A Figura 5.5 (b) mostra o

detalhe dessas correntes. Nota-se que a corrente i_{cpa} é composta pela parcela de corrente harmônica de i_{La} , mais a parcela de corrente ativa dos conversores b e c , uma vez que a parcela ativa da carga a , flui direto da rede para a carga da fase a .



(a)



(b)

Figura 5.5 - Detalhe da corrente de carga da fase a (i_{La}), da corrente do conversor paralelo a (i_{cpa}) e da corrente da rede (i_s).

As Figuras 5.6 a 5.9 apresentam os resultados das simulações realizadas com a carga 2. Para essas simulações foi considerado a rede elétrica com distorção harmônica de tensão. Para compor a distorção harmônica da tensão, a 5ª e 7ª harmônicas foram utilizadas.

A figura 5.6 mostra a tensão da rede (v_s), a tensão sobre o transformador (v_{cs}) e a tensão de saída da fase a (v_{La}).

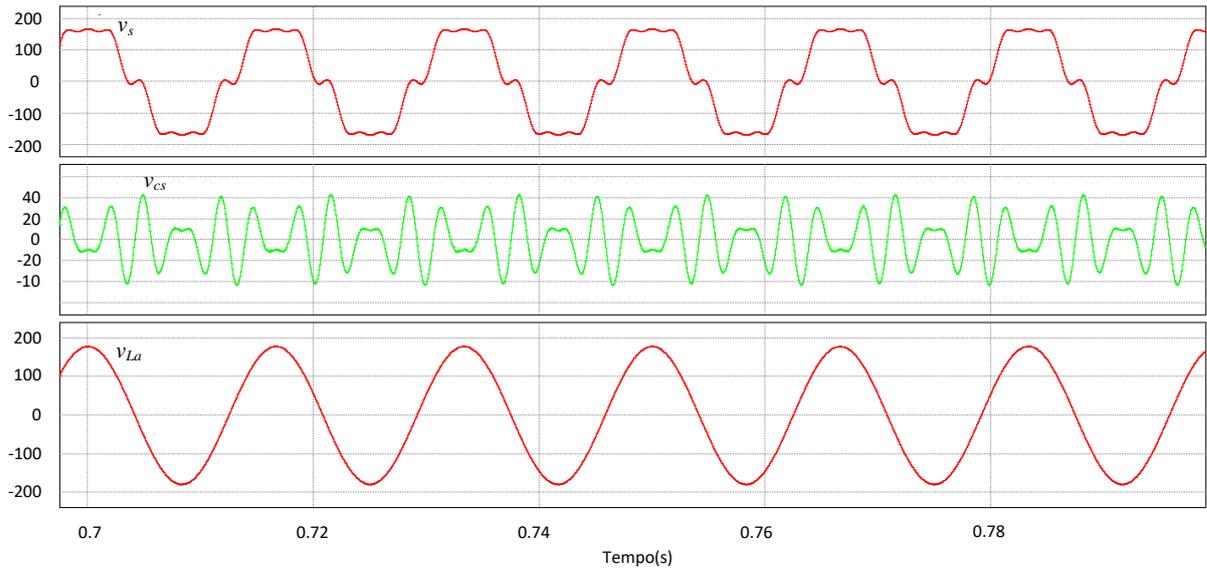


Figura 5.6 - Tensão da rede (v_s), tensão sobre o transformador (v_{cs}) e a tensão na carga da fase a (v_{La}).

O detalhe da compensação indireta da tensão pode ser visto na Figura 5.7, onde nota-se a presença das harmônicas de tensão (5^a e 7^a) sobre o transformador (v_{cs})

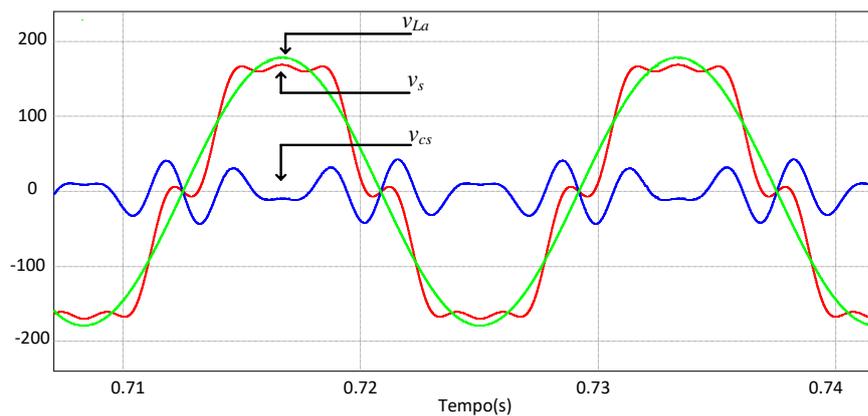


Figura 5.7 - Detalhe da tensão da rede (v_s), da tensão sobre o conversor série (v_{cs}) e da tensão sobre a fase a (v_{La}).

A Figura 5.8 mostra que a tensão da rede (v_s) e a corrente drenada da rede elétrica (i_s) estão em fase, resultando em um alto fator de potência na entrada.

Também mostra as correntes das carga RL trifásica (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}), apresentando fator de potência ($\cos \phi = 0,8$), em relação às respectivas tensões trifásicas de saída (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}).

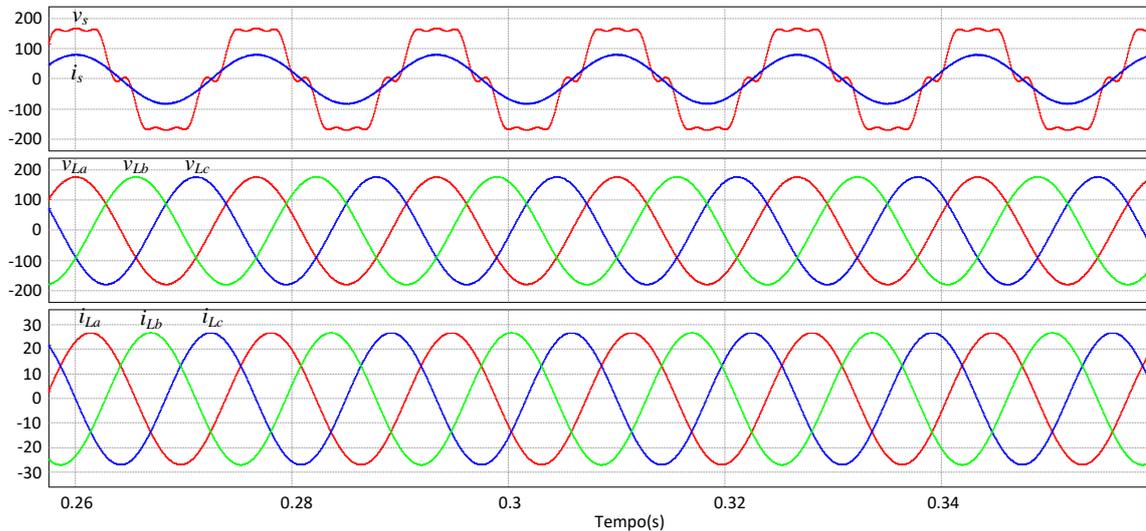


Figura 5.8 - Tensão da rede (v_s) e corrente da rede (i_s), tensões (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) e correntes (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}), corrente da carga RL.

A Figura 5.9 mostra as correntes envolvidas na compensação da potência reativa gerada pela carga na fase a.

Na Figura 5.9 a corrente da carga da fase a (i_{La}), apresenta $\cos \phi_a = 0,8$ em relação à tensão v_{La} . A corrente que flui para o conversor paralelo, i_{cpa} , apresenta uma parcela reativa de compensação da corrente da carga e uma parcela de corrente ativa referente à potência ativa dos inversores b e c.

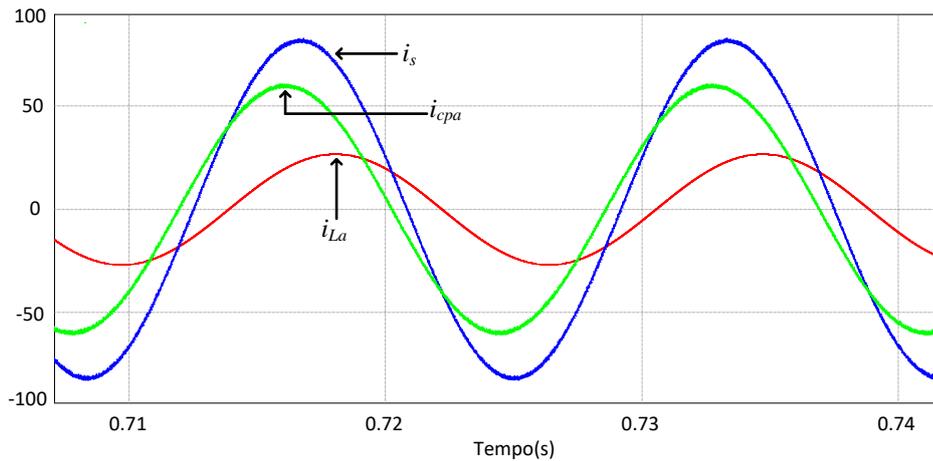


Figura 5.9 - Detalhe da corrente de carga da fase a (i_{La}), da corrente do conversor paralelo a (i_{cpa}) e da corrente da rede (i_s) para a carga 2.

A Figura 5.10, mostra o comportamento do conversor em situação de afundamento (*sag*) e elevação (*swell*) de tensão. Nas simulações foram impostos na rede afundamentos e elevações de tensão da ordem de 25%.

Em ambos os distúrbios as tensões da carga permanecem reguladas, pois são controladas pelo conversor paralelo. A potência instantânea processada pelo conversor série para manter o equilíbrio do fluxo de potência através do barramento CC durante os distúrbios, também está mostrada na Figura 5.10.

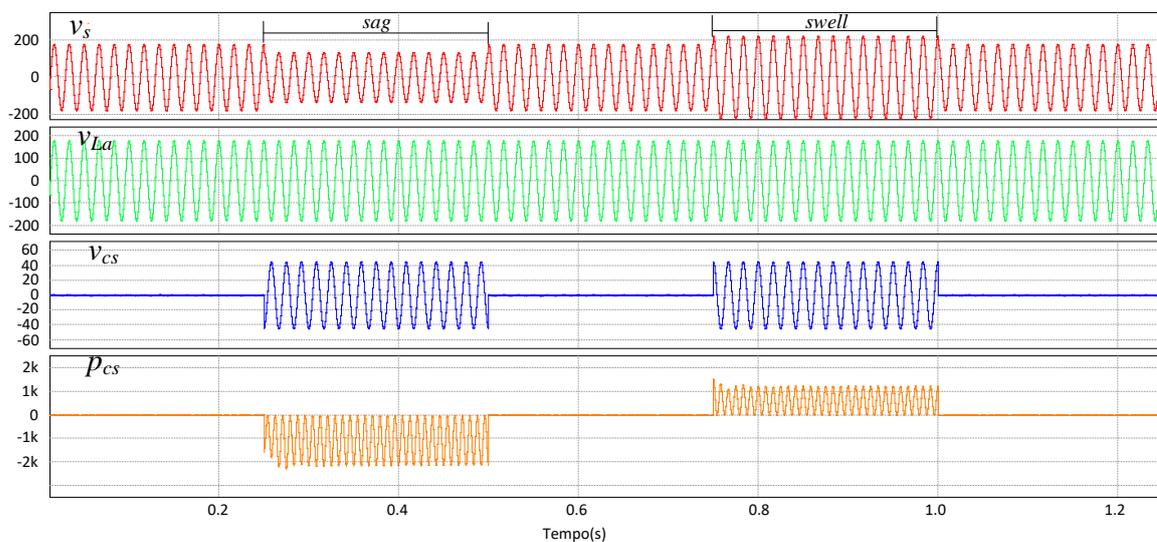


Figura 5.10 - Tensões de entrada (v_s) com distúrbio de sag e swell, tensão da fase a (v_{La}), tensão sobre o conversor série (v_{cs}) e potência instantânea processado pelo conversor (p_{cs}).

A simulação dinâmica de degrau de carga foi realizado variando a carga 3, puramente resistiva, na proporção 50%-100%-50%. A entrada do degrau foi ajustada para que a carga total entre no instante de ocorrência do pico da tensão v_{La} , que é o caso mais crítico para esse conversor.

O comportamento da tensão do barramento CC (v_{cc}) das correntes da rede i_s , da corrente que flui para o conversor paralelo i_{cpa} e das cargas i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} ao degrau de carga é mostrado na Figura 5.11. Nota-se que a resposta ao degrau de carga da tensão v_{cc} , causada pelo controlador do barramento CC é mais lenta, se comparada às respostas das correntes, fato justificado pela escolha da frequência de cruzamento da malha de controle da tensão CC.

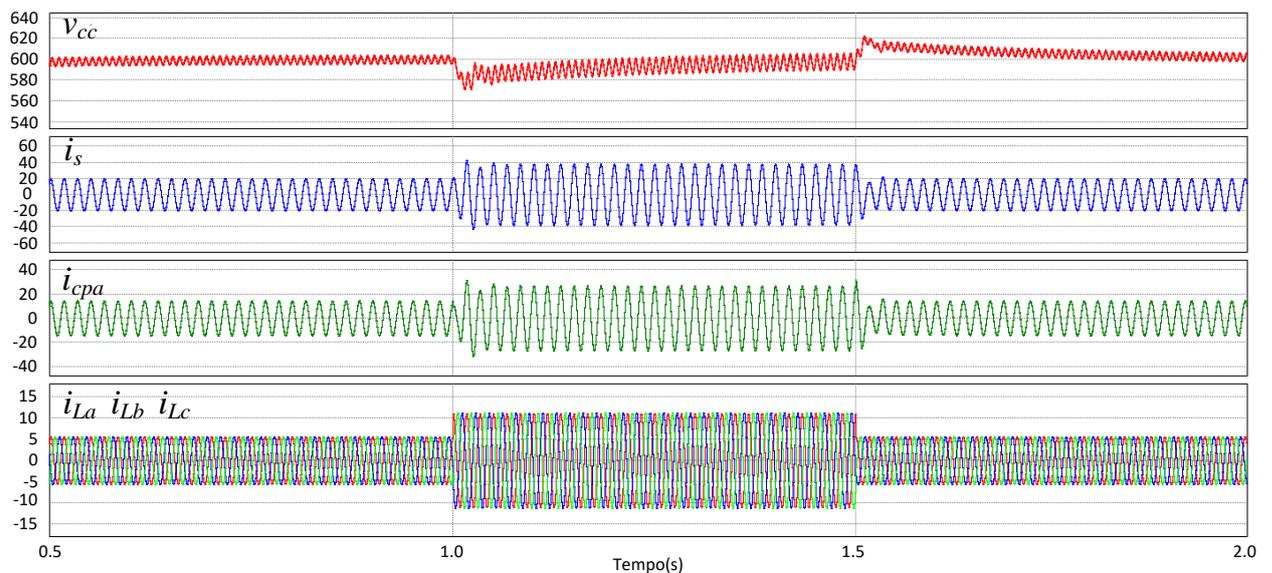


Figura 5.11 - Tensão do barramento (v_{cc}), corrente da rede elétrica (i_s), corrente do conversor paralelo (i_{cpa}), e as correntes da carga trifásica (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}).

5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram realizadas as simulações computacionais do UPQC-Mono-Tri.

Foram realizadas simulações considerando dois tipos de cargas para avaliar o comportamento estático do conversor. Também foram simulados degraus de

carga resistivo e distúrbios da tensão de alimentação do conversor, e assim, avaliar o desempenho dinâmico do sistema.

O comportamento do UPQC-Mono-Tri com estratégia de compensação dual, foi testado frente às diferentes situações de simulação, sendo comprovada o funcionamento apresentado nos capítulos anteriores. O desempenho do conversor como condicionador universal de qualidade de energia pôde ser verificado, pois o sistema entrega para a carga tensões senoidais e estabilizadas, mesmo em condições de distúrbios na tensão da rede elétrica, além de evitar que as componentes harmônicas das correntes das cargas sejam drenadas da rede elétrica. Assim a corrente drenada da rede elétrica pelo conversor é senoidal e em fase com a tensão do alimentador elétrico monofásico, apresentando alto fator de potência.

Portanto, as simulações comprovam o bom desempenho do conversor monofásico-trifásico, considerando o funcionamento do algoritmo proposto para geração da referência da corrente de entrada e das malhas de controle dos conversores série e paralelo e do barramento CC.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o protótipo experimental construído e os resultados experimentais obtidos em laboratório do UPQC-Mono-Tri proposto.

Para a aquisição das formas de onda das tensões e correntes mostradas neste capítulo, foi utilizado um osciloscópio digital da marca Tektronix, modelo 2024. Informações como taxas de distorções harmônicas, fatores de potência e fatores de deslocamento, bem como gráficos dos espectros harmônicos de tensões e correntes, foram adquiridas utilizando um analisador de qualidade de energia da marca Fluke, modelo 43B.

6.2 DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL DO UPQC-MONO-TRI.

O diagrama em blocos, que representa a montagem do protótipo experimental está apresentado na Figura 6.1. Neste diagrama estão mostrados o circuito de potência e o circuito de controle. O circuito de potência é composto por quatro braços inversores, sendo um monofásico e outro trifásico. Os inversores PWM estão conectados por um barramento CC comum.

O conjunto de potência do sistema é constituído por um módulo inversor do fabricante Semikron®, modelo SKS 50F B6U, o qual possui 4 braços de transistores IGBTs SKM100GB 124D (100A/1200V). Esse módulo ainda possui 4 drivers isolados SKHI22B, também do fabricante *Semikron*® e capacitores eletrolíticos que resultam ao barramento CC uma capacitância equivalente de 9400 μ F.

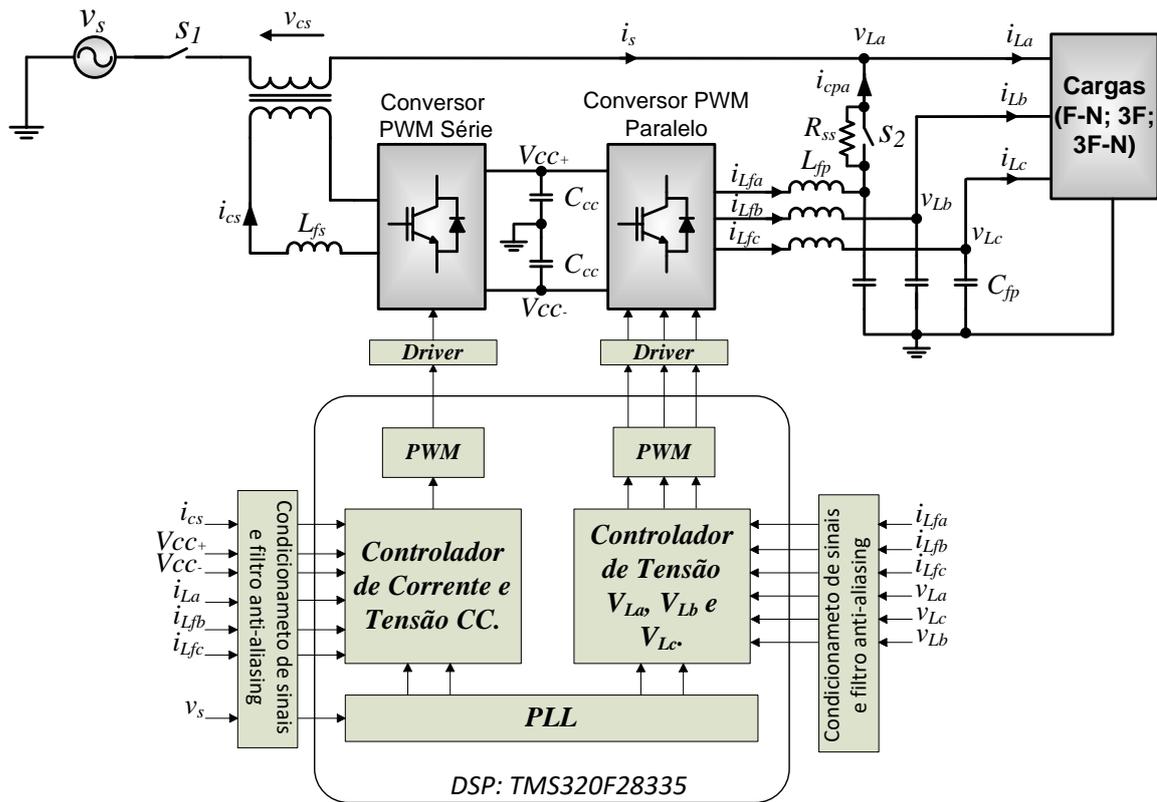


Figura 6.1 - Diagrama do protótipo experimental do UPQC-Mono-Tri implementado

Os sinais de tensão e corrente são adquiridos através das placas de aquisição de sinais, às quais estão incorporados filtros *anti-aliasing* ($f_{caa} = 5kHz$). Para as medições dos sinais de tensão CC do barramento, da tensão AC da rede e das tensões de saída do conversor foi utilizado o sensor de tensão LV25-P, da marca LEM®. Já para as medições da corrente da rede, correntes dos conversores, assim como a corrente da carga da fase a, foi utilizado o sensor de corrente por efeito *Hall* modelo LA100-P da marca LEM®.

Os controles dos conversores, série e paralelo, foram implementados digitalmente, através da utilização do DSP de ponto flutuante da Texas Instruments®, modelo TMS320F28335, com frequência de clock 150Mhz. O DSP dispõe de 16 entradas analógicas de 12 bits e 12 saídas PWM. A taxa de amostragem do conversor analógico-digital (AD) foi configurada em 60kHz e a frequência do PWM em 20kHz. O DSP TMS320F28335 permite a configuração de atualização do PWM do tipo *double update*, na qual o registrador do PWM pode ser atualizado tanto na contagem progressiva, quanto na contagem regressiva. Com isso, na ocorrência de

perturbações, reduz-se o tempo de atraso do modulador. (BUSO, S.; MATAVELLI, P., 2006).

A Figura 6.2 mostra o algoritmo do controlador de corrente e de tensão do barramento CC, utilizado para o controle do conversor série.

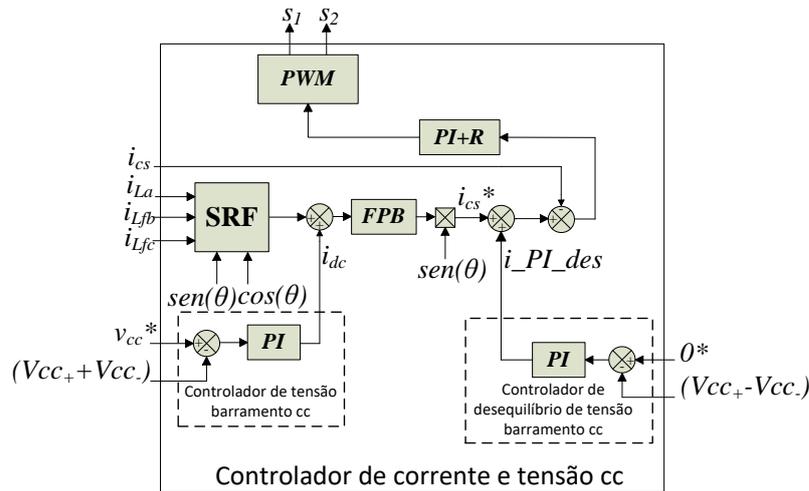


Figura 6.2 - Diagrama do controlador de corrente e tensão CC do UPQC-Mono-Tri implementado.

Na Figura 6.2 é mostrado o controlador de tensão do barramento CC, que é somado à saída do bloco que representa o algoritmo SRF, utilizado para a geração da referência de corrente do conversor série. O controlador de desequilíbrio de tensão do barramento CC, mostrado na Figura 6.2, é utilizado para garantir o equilíbrio entre as tensões sobre os capacitores do barramento CC, necessário em conversores que possuem um barramento com capacitores divididos (*split-capacitor*). Já o filtro passa-baixa (*FPB*) mostrado na Figura 6.2, o qual foi utilizado para evitar a presença da componente harmônica de baixa frequência (120 Hz) da referência de corrente do conversor série, foi implementado um filtro média móvel (MODESTO, 2007), sintonizado em 120 Hz. Já para o controle da corrente do conversor série, foi implementado um controlador proporcional integral, com um termo ressonante integrado (*PI+R*) sintonizado na frequência de 60 Hz (DUMITRESCU et al, 2007).

A figura 6.3 mostra o algoritmo de controle de tensão e corrente do conversor trifásico paralelo.

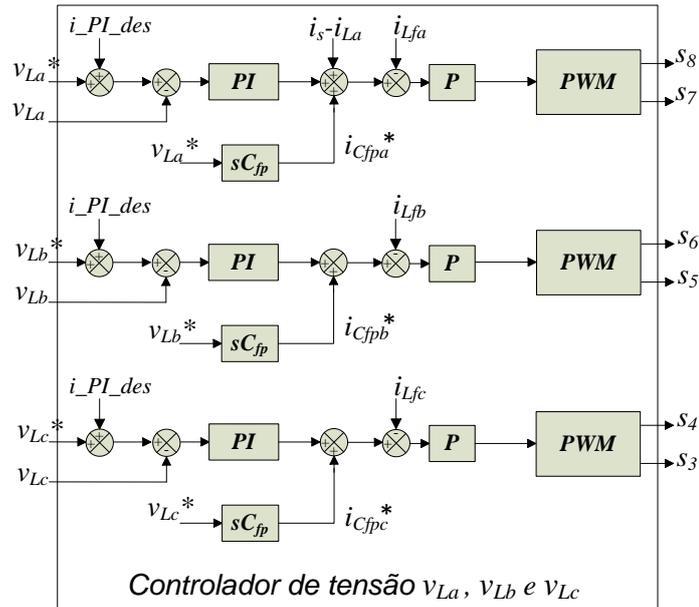


Figura 6.3 - Diagrama do controlador de tensão do conversor paralelo do UPQC-Mono-Tri implementado.

O controlador de tensão do conversor paralelo, mostrado na Figura 6.3, é composto de três controladores independentes, os quais são compostos por duas malhas de controle, sendo uma interna de corrente, controlador proporcional (P), e outra externa de tensão, composta pelo controlador proporcional integral (PI). Para o controlador da malha externa de tensão, a referência de tensão trifásica foi gerada pelo PLL. As correntes estimadas dos capacitores de filtro i_{Cfpa}^* , i_{Cfpb}^* e i_{Cfpc}^* são somados às referências das malhas internas de corrente. Isto é feito para estimar as correntes dos capacitores dos filtros de saída do inversor ao invés de medi-las. As correntes nos capacitores dos filtros de saída são dadas pelas equações (6.1), (6.2) e (6.3) (MODESTO, AZAURI E SILVA, 2015).

$$i_{Cfpa}^* = C_{fpa} \frac{dv_{La}^*}{dt} = i_{Lfa} - i_{cpa} \quad (6.1)$$

$$i_{Cfpb}^* = C_{fpb} \frac{dv_{Lb}^*}{dt} = i_{Lfb} - i_{Lb} \quad (6.2)$$

$$i_{Cfpc}^* = C_{fpc} \frac{dv_{Lc}^*}{dt} = i_{Lfc} - i_{Lc} \quad (6.3)$$

Além disso, soma-se à referência de corrente da malha interna de corrente do controlador da fase *a* o distúrbio correspondente à $i_s - i_{La}$, considerando que i_s é estimada e i_{La} é medida. Esse distúrbio só existe para o conversor paralelo da fase *a*, uma vez que as fases *b* e *c* não atuam como filtro ativo paralelo. Como, na prática i_{Lb} e i_{Lc} não são medidas, com isso reduz-se dois sensores de corrente nas placas de aquisição, estas não serão usadas como distúrbios nas respectivas malhas de controle das fases *b* e *c*. Por isso, utilizou-se as correntes medidas nos indutores do conversor paralelo (i_{Lfb} e i_{Lfc}) como entradas do SRF, uma vez que para o sistema proposto, só a parcela ativa é necessária. A Tabela 6.1 apresenta os parâmetros do protótipo implementado, enquanto a Tabela 6.2 apresenta os parâmetros das cargas utilizadas nos ensaios experimentais do protótipo.

Tabela 6.1 - Parâmetros utilizados no protótipo implementado.

Tensão eficaz da rede monofásica	$V_s = 127V$
Tensão de linha eficaz da carga trifásica	$V_L = 127V$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 500V$
Capacitância Total do Barramento CC	$C_{cc} = 9400\mu F$
Frequência de comutação dos conversores	$f_s = 20kHz$
Indutância de acoplamento do conversor série	$L_{fs} = 1750\mu H$
Resistência série do indutor de acoplamento do conversor série	$R_{fs} = 0,17\Omega$
Indutância total de dispersão do transformador série	$L_{dt} = 180\mu H$
Resistência total do enrolamento do transformador série	$R_{dt} = 0,162\Omega$
Relação de transformação do transformador série	$n = 1$
Potência do transformador série	3,0kVA
Indutâncias de acoplamento conversor paralelo (núcleo toroidal da marca Toroide do Brasil)	$L_{fs} = 1750\mu H$
Resistências série dos indutores de acoplamento paralelo	$R_{fs} = 0,17\Omega$
Capacitores de filtro do conversor paralelo	$C_{fs} = 50\mu F$
Pico da triangular no DSP	$P_{pwm} = 3750$
Ganho do modulador PWM	$K_{pwm} = 2,66 \times 10^{-4}$
Taxa de amostragem do conversor analógico – digital	$f_a = 60kHz$

Tabela 6.2 - Parâmetros das cargas utilizadas nos ensaios do protótipo.

	<i>Fase a</i>	<i>Fase b</i>	<i>Fase c</i>
Carga 1	Retificador trifásico 6 pulsos com carga $R = 50\Omega$.		
Carga 2	Retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R = 40\ \Omega$ e $L = 200\text{mH}$).	Retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R = 40\Omega$ e $L = 346\text{mH}$).	Retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R = 30\Omega$ e $L = 400\text{mH}$).
Carga 3	Motor de indução trifásico 220V /1CV (60Hz, 1730rpm, 4 polos, $\cos \varphi = 0,76$, $\eta = 70,6\%$)		
Carga 4	Carga resistiva monofásica de 30Ω	Carga resistiva monofásica de 30Ω	Carga resistiva monofásica de 30Ω

A Figura 6.4 mostra uma imagem do protótipo experimental montado no laboratório.

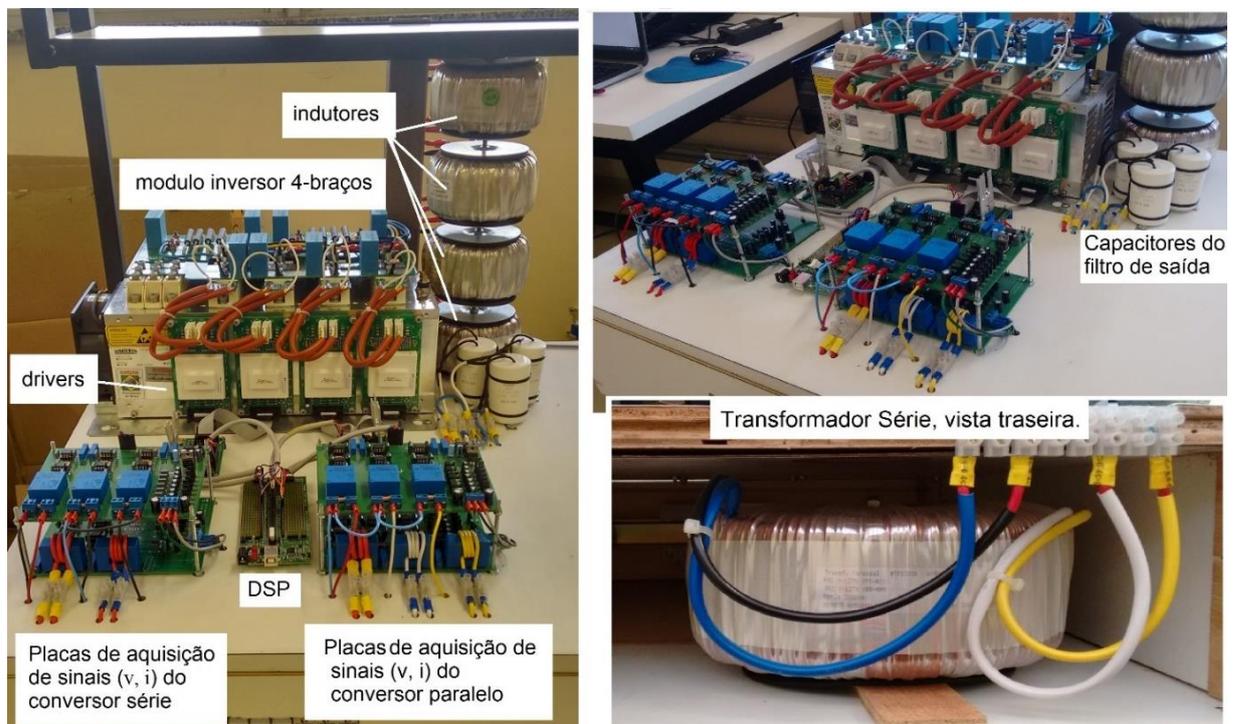


Figura 6.4 - Fotos do protótipo experimental do UPQC Mono-Tri.

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO UPQC-MONO-TRI.

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do protótipo do UPQC-Mono-Tri implementado. O comportamento estático do conversor foi analisado utilizando-se as cargas 1 a 3 apresentadas na Tabela 6.2, e para o ensaio com distorções harmônicas na rede elétrica, foi utilizada a carga 4. Já para a análise do comportamento dinâmico, como degrau de carga e afundamentos de tensões (sags), foi utilizado apenas a Carga 4, também utilizada para as medições de fluxo de potência.

Para evitar que durante a partida do UPQC-Mono-Tri sejam drenados da rede correntes elevadas, foi criada uma rotina de inicialização e pré-carga dos capacitores do barramento CC. Após a pré-carga o sistema controla a carga dos capacitores do barramento CC até o valor nominal de 500V. Para isso, foram definidas 3 etapas para a inicialização do protótipo, sendo elas E1, E2 e E3. Na Figura 6.5 estão mostrados o comportamento da tensão do barramento CC, (v_{cc}), da corrente da rede (i_s) e da corrente que flui pelo conversor paralelo conectado a da fase a (i_{cpa}).

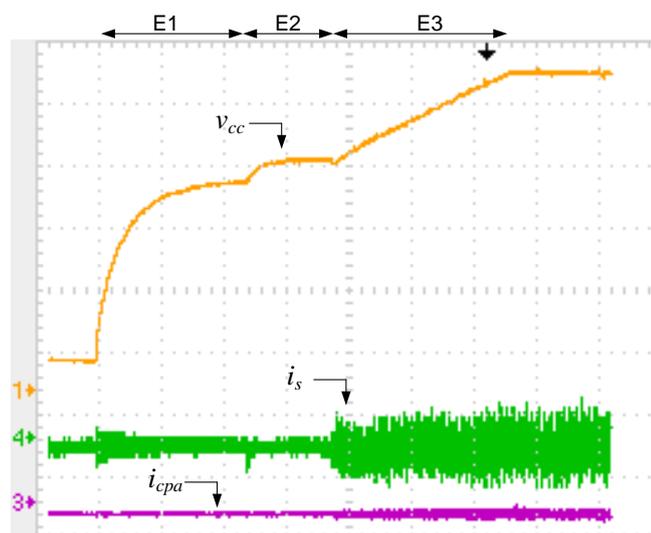


Figura 6.5 – Pré-carga do barramento CC: Tensão do barramento CC (v_{cc}) (100V/div, 5s/div), corrente da rede monofásica (i_s) (10A/div, 5s/div) e corrente que flui pelo conversor paralelo conectado à fase a (i_{cpa}) do UPQC-Mono-Tri (10A/div e 5s/div).

A pré-carga dos capacitores do barramento CC é realizada na etapa E1, na qual o disjuntor da rede, chave s_1 da Figura 6.1, é ligado e a corrente de carga dos capacitores flui pelo resistor R_{ss} de pré-carga. Na etapa E1 o UPQC-Mono-Tri comporta-se como retificador monofásico não controlado. Uma vez que a tensão do barramento se estabiliza, inicia-se a etapa E2 com o “by-pass” do resistor R_{ss} , através do fechamento de s_2 . Com isso a tensão nos capacitores do barramento torna-se igual à tensão de pico da rede. Só então, inicia-se a etapa E3, na qual os controles dos conversores série e paralelo são ligados. Nesta etapa a referência de tensão do barramento CC é incrementada em rampa até o valor nominal ($V_{cc} = 500$ V). Paralelamente ao incremento da tensão do barramento CC (v_{cc}), as amplitudes das tensões da saída trifásica do conversor (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) também são incrementadas em rampa até seus valores nominais ($V_{Lp} = 180$ V).

6.3.1 Resultados Experimentais Estáticos do UPQC-Mono-Tri

6.3.1.1 Resultados para a carga 1 (retificador trifásico)

A Figura 6.6, mostra os resultados do UPQC-Mono-Tri obtidos com o sistema alimentando a carga 1, ou seja, um retificador trifásico de 6 pulsos descrito na Tabela 6.2. As correntes de carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) são mostradas na Figura 6.6 (a). Já as tensões de saída do sistema trifásico (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) estão mostradas na Figura 6.6 (b), junto com a corrente da rede compensada (i_s) que é senoidal e em fase com a tensão da fase a da carga v_{La} . Na Figura 6.6 (c) estão mostrados a tensão da rede elétrica monofásica (v_s) e a corrente da rede compensada (i_s), onde percebe-se que esta está em fase com a tensão v_s . Já na Figura 6.6 (d) estão a corrente da carga da fase a (i_{La}), a corrente da rede (i_s) e a corrente que flui pelo conversor paralelo da fase a (i_{cpa}), essa última composta por uma parcela ativa referente às potências ativas consumidas pelas cargas conectadas às fases b e c, além da componente de compensação dos harmônicos e reativos de corrente da fase a.

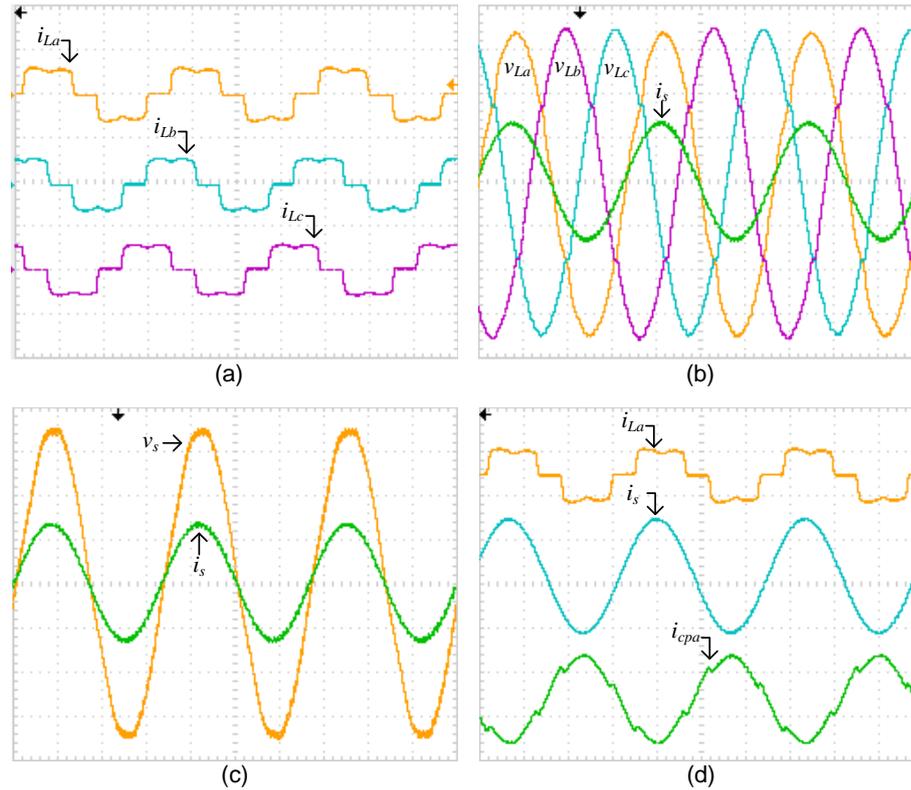


Figura 6.6 – Correntes e tensões do sistema para a carga 1: (a) correntes da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} (10A/div, 5ms/div), (b) tensões trifásicas de saída v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div), (c) tensão da rede v_s (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div) e (d) correntes da carga i_{La} , (10A/div, 5ms/div) corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div) e corrente do conversor paralelo a i_{cpa} (20A/div, 5ms/div).

Os espectros harmônicos e as DHT das tensões e correntes de entrada e saída, estão mostrados na Figura 6.7. Na Figura 6.7 (a) e (b) estão mostrados o espectro harmônico da tensão da rede (v_s) e da corrente da rede (i_s), enquanto na Figura 6.7 (d) está mostrado o espectro harmônico da corrente de carga da fase a (i_{La}). As Figuras 6.7 (c), (e) e (f) mostram os espectros harmônicos e o DHTs das tensões trifásicas de saída do UPQC-Mono-Tri, v_{La} , v_{Lb} e v_{Lc} , respectivamente.

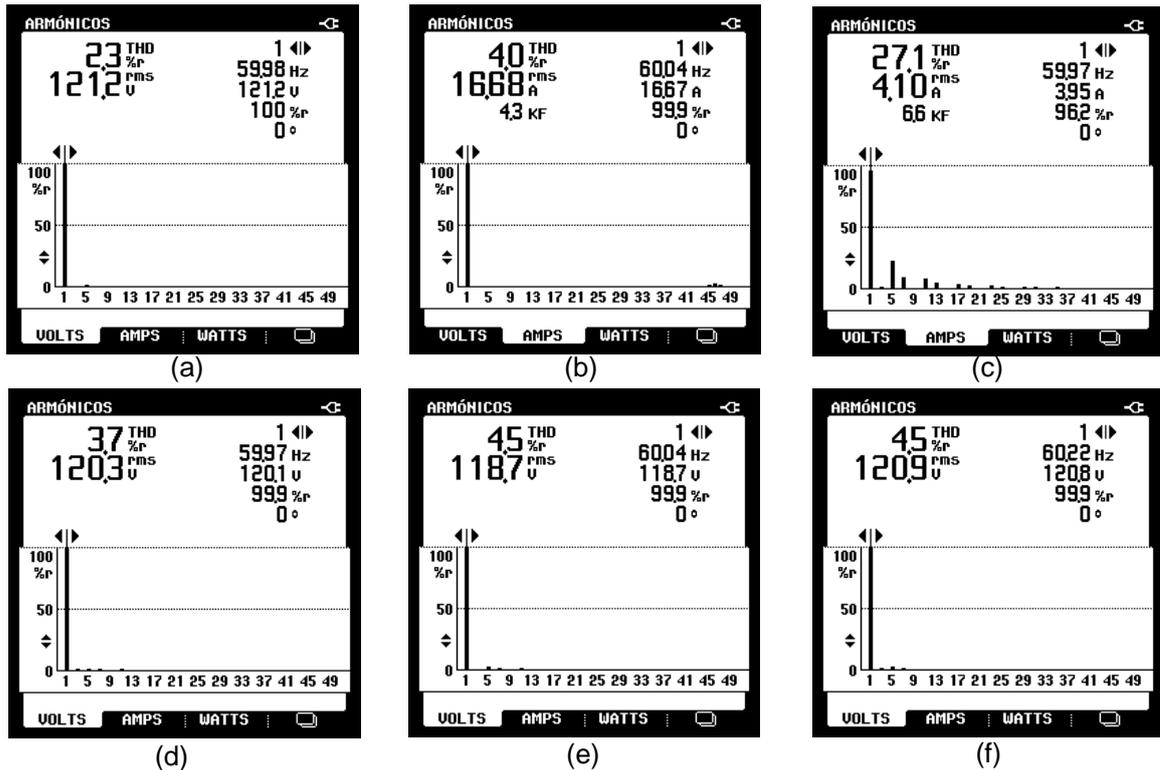


Figura 6.7 – Espectros harmônicos de tensão e corrente da entrada e saídas do UPQC-Mono-Tri para carga 1: (a) tensão da rede (v_s), (b) corrente da rede (i_s), (c) corrente de carga da fase a (i_{La}), (d) tensão de saída da fase a (v_{La}), (e) tensão de saída da fase b (v_{Lb}), (f) tensão de saída da fase c (v_{Lc}).

As potências de entrada e saídas do UPQC-Mono-Tri, juntamente com o fator de potência (FP) e o fator de deslocamento (DPF) estão mostrados na Figura 6.8. O fator de potência e o fator de deslocamento do UPQC-Mono-Tri estão mostrados na Figura 6.8 (a), assim como as potências aparente, ativa e não-ativa. Já as Figuras 6.8 (b), (c) e (d) mostram as potências de saída do sistema, o fator de potência e o fator de deslocamento para as correntes e tensões das fases a, b e c, respectivamente.

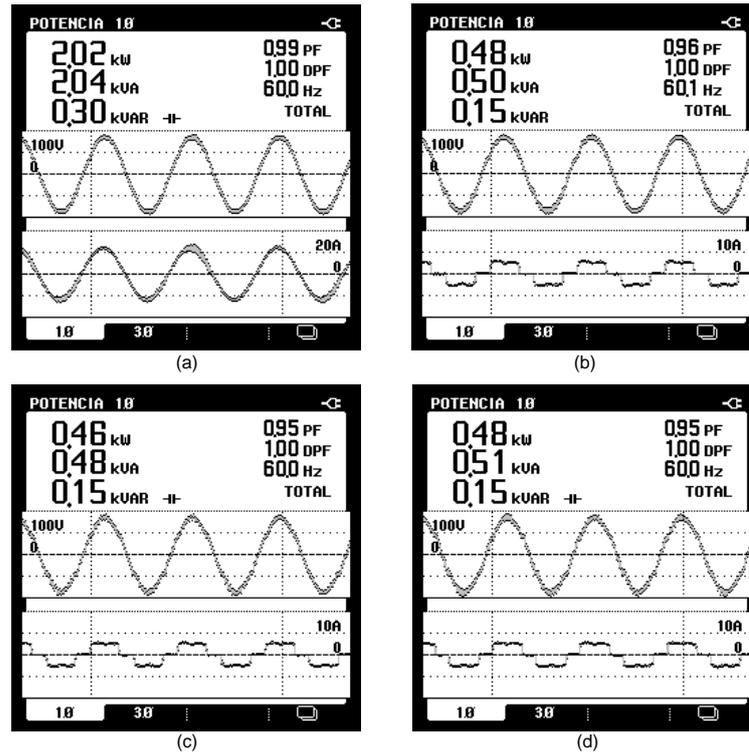


Figura 6.8 – Potências do UPQC-Mono-Tri para a carga 1: (a) entrada (v_s e i_s), (b) saída fase a (v_{La} e i_{La}), (c) saída fase b (v_{Lb} e i_{Lb}) e (d) saída fase c (v_{Lc} e i_{Lc}).

As Figuras 6.6 de (a) a (d) mostram a operação do UPQC-Mono-Tri, tal como proposto durante o desenvolvimento do trabalho. Mesmo para correntes não-lineares drenadas pela carga 1, como mostram as Figuras 6.6 (a) e 6.7(d), o UPQC-Mono-Tri drena da rede uma corrente senoidal e em fase com a rede elétrica, conforme mostrado pelas Figuras 6.6 (c) e 6.8 (a) e com baixa distorção harmônica (4,0%), conforme mostra a Figura 6.7 (b).

Já as correntes das cargas mostradas na Figura 6.6 (a) possuem distorção harmônica de 27,1% e mesmo na presença dessas correntes não-lineares, as tensões de saída (v_{La} , v_{Lb} e v_{Lc}) apresentaram baixa distorção harmônica, 3,7%, 4,5% e 4,5%, como mostram as Figuras 6.7 (c), (e) e (f), respectivamente. Os valores de DHT_v maiores nas tensões das fases b e c, podem ser ter sido causados por não se desacoplar os distúrbios causados pelas correntes i_{Lb} e i_{Lc} , porém ainda estão dentro do valor aceitável, como mostrado nas Tabelas 6.4 a 6.6.

As cargas têm suas potências mostradas nas Figuras 6.8 (b) a (d), assim como a potência que o conversor série drena da rede elétrica está mostrada na Figura 6.8 (a). Nota-se que o fator de deslocamento para o UPQC-Mono-Tri igual a um.

Contudo, o fator de potência é igual a 0,99 devido a uma potência não-ativa (harmônica) causada pelo DHT da corrente e da tensão da rede.

A Figura 6.6 (d) mostra a compensação dos harmônicos de correntes da corrente da carga (i_{La}). Nota-se que, enquanto a corrente da rede (i_s) é senoidal, a corrente que flui para o conversor paralelo conectado à fase a (i_{cpa}) é não-senoidal. Isto acontece, pois a corrente i_{cpa} possui componentes harmônicas e reativas responsáveis pela compensação da corrente de carga da fase a, além das parcelas ativas de corrente, que fluem da rede para o barramento CC, e que são proporcionais às potências ativas das fases b, c, além das perdas de potência do sistema.

6.3.1.2 Resultados para a carga 2 (retificadores monofásicos desequilibrados)

As Figuras de 6.9 a 6.11 são referentes aos ensaios realizados com a carga 2 apresentada na Tabela 6.2, a qual é composta de 3 retificadores monofásicos em ponte completa, seguidas por cargas RL desequilibradas. A Figura 6.9 (a) mostra as correntes das cargas desequilibradas (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) e ainda a corrente de neutro, medida entre as cargas e o UPQC-Mono-Tri. As tensões de saída do sistema trifásico (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) e a corrente da rede compensada (i_s), a qual se encontra em fase com a tensão de saída v_{La} , são mostradas na Figura 6.8 (b). A tensão e corrente de entrada do sistema (v_s e i_s) estão apresentadas na Figura 6.8 (c), enquanto a corrente de compensação i_{cpa} , juntamente com as correntes i_{La} e i_s estão mostradas na Figura 6.9 (d).

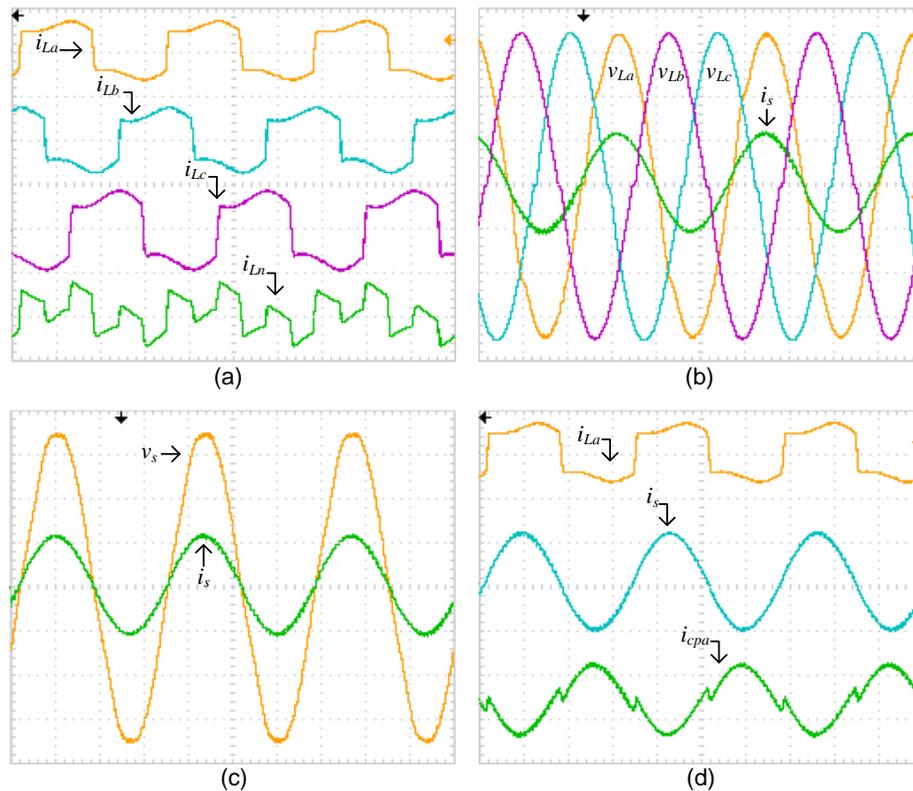


Figura 6.9 – Correntes e tensões do sistema para a carga 2: (a) correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} (5A/div, 5ms/div) e i_{Ln} (10A/div, 5ms/div), (b) tensões trifásicas de saída v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div), (c) tensão da rede v_s (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (20A/div, 5ms/div), (d) correntes da carga i_{La} , (5A/div, 5ms/div), corrente da rede i_s e corrente do conversor paralelo da fase a i_{cpa} (20A/div, 5ms/div).

Na Figura 6.10 estão mostradas as medições referentes às DHTs de tensão e corrente da entrada e saída do sistema, assim como os espectros harmônicos de tensão e corrente. As Figuras 6.10 (a) e (b) mostram as medições realizadas para a tensão (v_s) e corrente (i_s) de entrada. As medições realizadas para as tensões de saída v_{La} , v_{Lb} , e v_{Lc} estão mostradas nas Figuras 6.10 (c), (e) e (f), respectivamente, enquanto as medições da corrente de carga estão apresentadas na Figura 6.10 (d)

As medições de potências aparente, ativa e reativa, da entrada e da saída do sistema, assim como as medições do fator de potência e do fator de deslocamento para as correntes de entrada e saída estão apresentadas da Figura 6.11

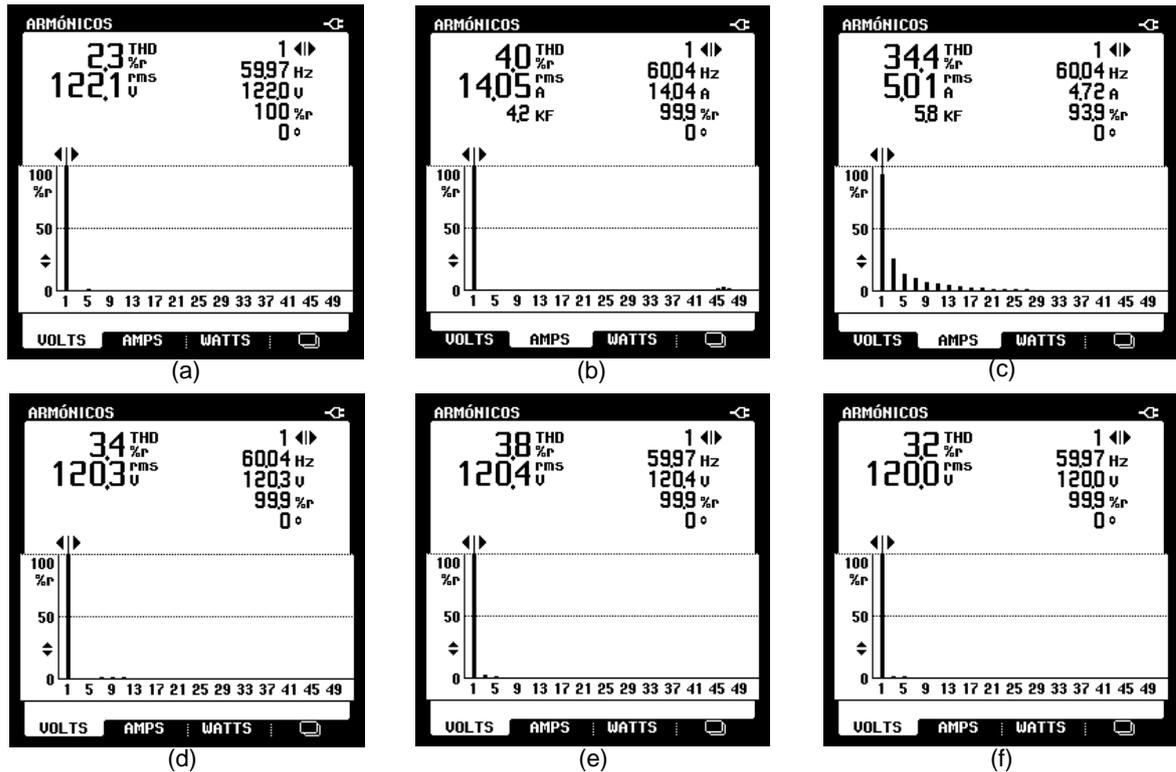


Figura 6.10 – Espectros harmônicos de tensão e corrente da entrada e saída do UPQC-Mono-Tri para carga 2: (a) tensão da rede (v_s), (b) corrente da rede (i_s), (c) corrente de carga da fase a (i_{La}), (d) tensão de saída da fase a (v_{La}), (e) tensão de saída da fase b (v_{Lb}), (f) tensão de saída da fase c (v_{Lc}).

Da mesma forma que a carga 1, a carga 2 também drena do UPQC-Mono-Tri correntes não-lineares, no entanto estas são desequilibradas, como pode ser observado na Figuras 6.9 (a). Nessa condição, a corrente de carga da fase a (i_{La}) possui distorção harmônica total de 34,4%, como mostrado na Figura 6.10 (d). Mesmo com carga desequilibrada e não-linear, a corrente drenada da rede (i_s) é senoidal e em fase com a tensão da rede, como mostra a Figura 6.9 (c), e possui baixa distorção harmônica (4,0%), como mostrado na Figura 6.10 (b).

Devido à característica da carga 2, nota-se na Figura 6.9 (b) uma deformação da forma de onda de tensão na passagem pelo zero, contudo as distorções harmônicas de totais da tensão resultantes são baixas, 3,4%, 3,8% e 3,2%, como mostrado nas Figuras 6.10 (c), (e) e (f), para v_{La} , v_{Lb} e v_{Lc} , respectivamente.

Assim como ocorre para a carga 1, a corrente que flui pela fase a do conversor paralelo fase a (i_{cpa}) também é não-linear, como mostra a Figura 6.9 (d). A corrente i_{cpa} , é composta pelas parcelas harmônicas e reativa de compensação da

corrente da carga da fase a e das parcelas ativas de corrente referentes às fases b e c.

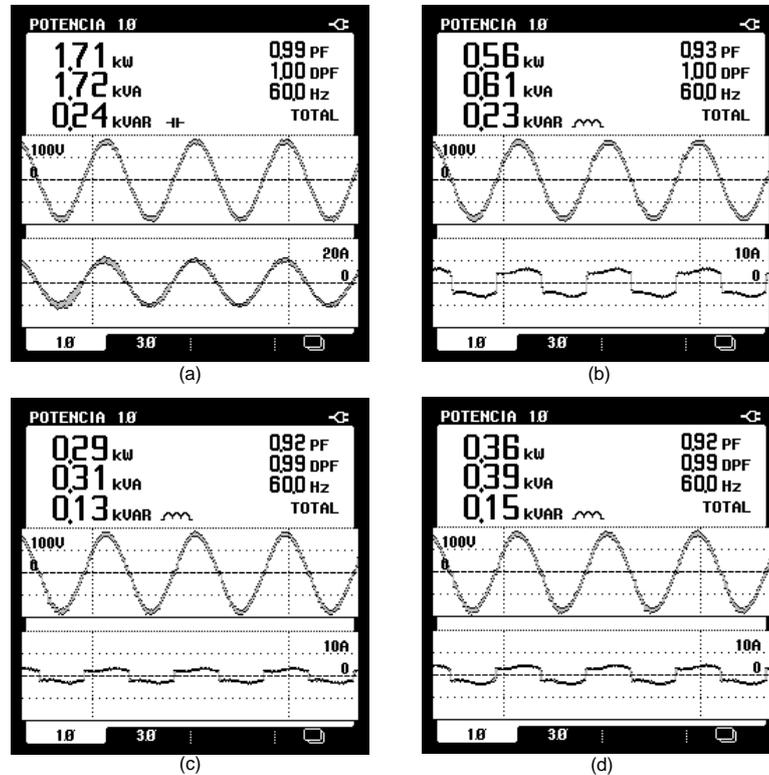


Figura 6.11 – Potências do UPQC-Mono-Tri para a carga 2: (a) entrada (v_s e i_s), (b) saída fase a (v_{La} e i_{La}), (c) saída fase b (v_{Lb} e i_{Lb}) e (d) saída fase c (v_{Lc} e i_{Lc}).

As potências do sistema estão mostradas na Figura 6.11. Considerando a potência ativa média medida na entrada igual 1,73kW, pode-se afirmar que é equivalente a soma das potências ativas médias das cargas, ou seja, 0,56kW, 0,29kW e 0,36kW, mais a perdas de potência do sistema que equivale a 0,5kW. Nota-se que o fator de deslocamento, mostrado na Figura 6.11 (a) é unitário, contudo o fator de potência é 0,99, que é causado pela parcela não-ativa de potência (0,24kVA), devido à presença de harmônicos de corrente de alta frequência da corrente drenada da rede i_s , (DTH = 4,0%), mostrado na Figura 6.10 (b).

6.3.1.3 Resultados para a carga 3 (motor de indução trifásico)

Os ensaios utilizando a carga 3, motor de indução trifásico, tem os resultados mostrados da Figura 6.12 e 6.13. Para esse ensaio, o UPQC-Mono-Tri partiu com o motor já conectado, assim evita-se que as altas correntes de partida do motor acionem as proteções dos conversores. Na Figura 6.12 (a) estão mostradas as correntes de carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}); Figura 6.12 (b) as tensões de saída (v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}) e corrente da rede (i_s); Figura 6.12 (c) a tensão da rede (v_s) e a corrente da rede (i_s); e Figura 6.12 (d) as correntes da carga da fase a (i_{La}), corrente da rede (i_s) e corrente que flui pelo conversor paralelo da fase a (i_{cpa}).

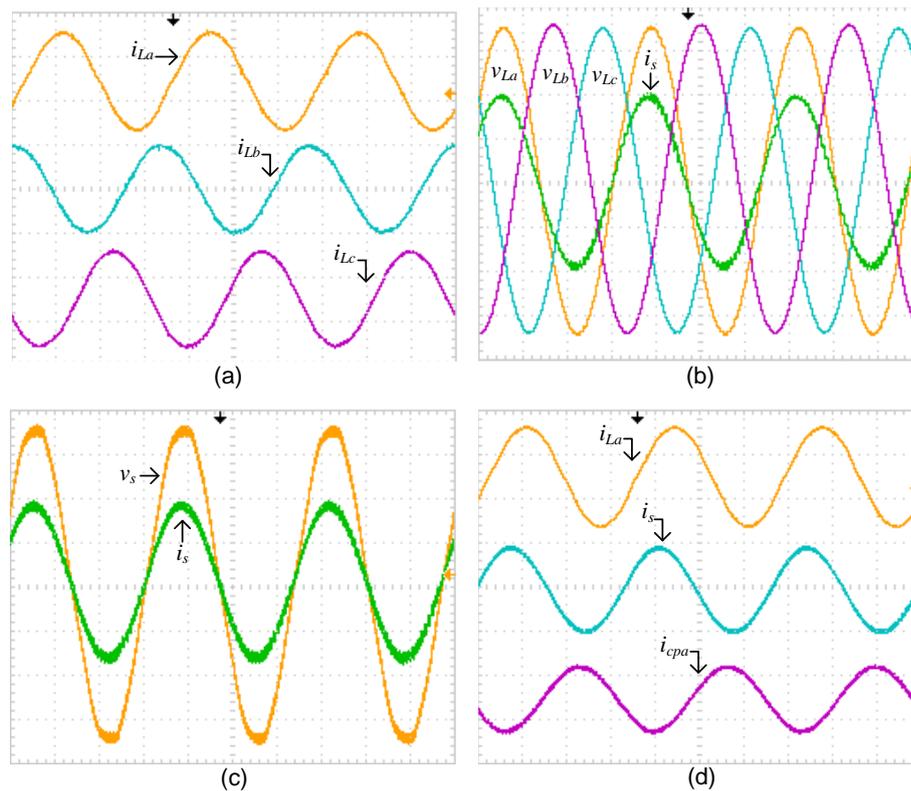


Figura 6.12 – Correntes e tensões do sistema para a carga 3: (a) correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} (5A/div, 5ms/div), (b) tensões trifásicas de saída v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc} (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (10A/div, 5ms/div), (c) tensão da rede v_s (50V/div, 5ms/div) e corrente da rede i_s (10A/div, 5ms/div), (d) correntes da carga i_{La} , (5A/div, 5ms/div), corrente da rede i_s e corrente do conversor paralelo da fase a i_{cpa} (20A/div, 5ms/div).

A Figura 6.12 (d) mostra a corrente da *fase a* (i_{La}) defasada em relação à corrente da rede (i_s) e a corrente que flui para o conversor paralelo da *fase a* (i_{cpa}), onde essa é composta pela parcela reativa gerada pela *fase a* do motor somadas às parcelas ativas de corrente equivalente às *fases b e c*.

A Figura 6.13 mostra os DHT medidos para as correntes e tensões com a carga 3. Na Figura 6.13, tem-se: (a) espectro harmônicos da tensão da rede (v_s), (b) espectro harmônico da corrente da rede (i_s), (c) espectro harmônico da tensão da *fase a* (v_{La}), (d) espectro harmônico da corrente da *fase a* (i_{La}), (e) espectro harmônico da tensão da *fase b* (v_{Lb}), e (f) espectro harmônico da tensão da *fase c* (v_{Lc}).

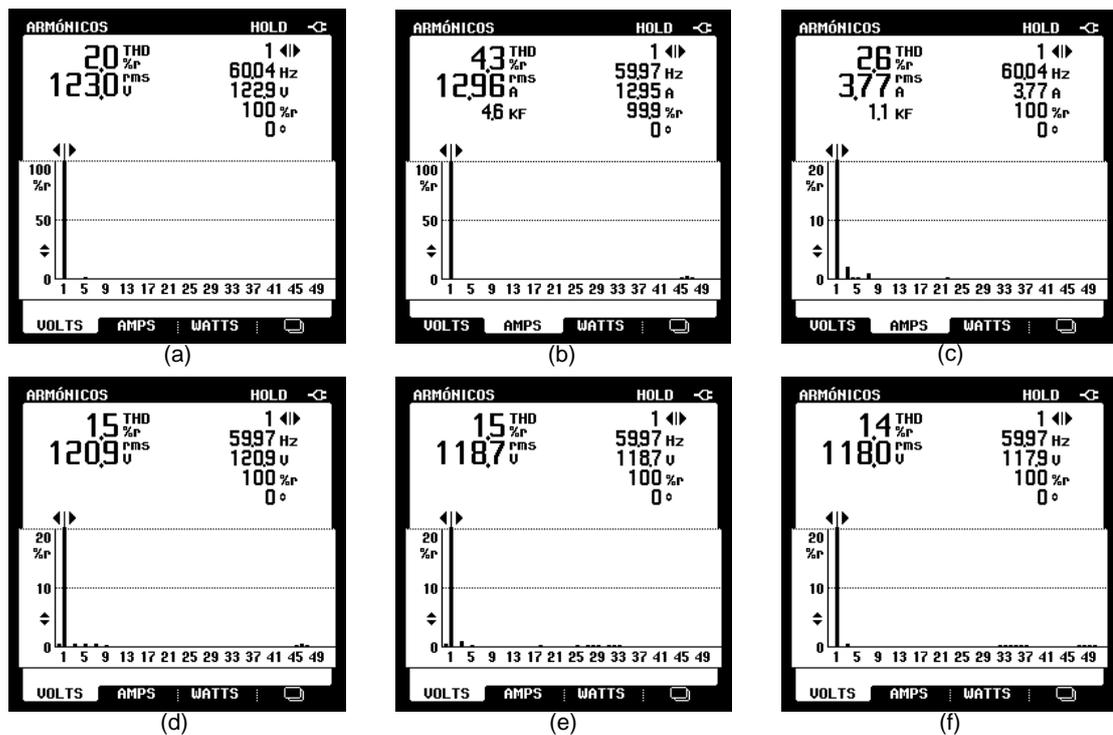


Figura 6.13 – Espectros harmônicos de tensão e corrente da entrada e saída do UPQC-Mono-Tri para carga 3: (a) tensão da rede (v_s), (b) corrente da rede (i_s), (c) tensão de saída da *fase a* (v_{La}), (d) corrente de carga da *fase a* (i_{La}), (e) tensão de saída da *fase b* (v_{Lb}), (f) tensão de saída da *fase c* (v_{Lc}).

Observa-se as baixas distorções harmônicas das tensões de saída (1,5%, 1,5% e 1,4%), mostradas na Figura 6.13 (d), (e) e (f). Já a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada é igual a 4,3% como mostrado na Figura 6.13 (b).

Na figura 6.14 estão apresentadas as potências de entrada monofásica e as potências da saída trifásica, assim como os fatores de potência e os fatores de deslocamento para a entrada e saídas do sistema. Para o caso da carga 3, durante a medição da potência consumida pelo motor trifásico, o analisador de qualidade de energia Fluke® 43B foi utilizado como medidor de potência trifásico, no qual, mede-se tensão entre duas fases (v_{Lab}), entre fase *a* e fase *b* e a corrente da fase *c* (i_{Lc}). Os dados de potência medidos de entrada do sistema estão na Figura 6.14 (a), enquanto os dados de potência medidos de saída do sistema estão na Figura 6.14 (b).

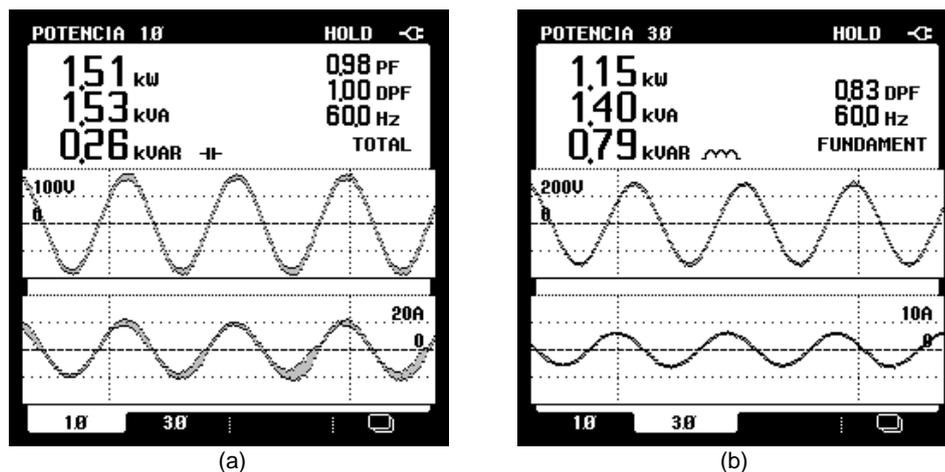


Figura 6.14 – Potências do UPQC-Mono-Tri para a carga 3: (a) entrada, potência monofásica, tensão v_s e corrente i_s , (b) saída, potência trifásica, tensão v_{Lab} e corrente i_{Lc} .

Na Figura 6.14 (a), pode-se ver que o fator de deslocamento para a entrada do sistema é unitário, mesmo para uma carga reativa conectada ao UPQC-Mono-Tri, com baixo fator de deslocamento (0,83), como mostrado na Figura 6.14 (b). A potência ativa, drenada pelo motor trifásico é de 1,15kW e a potência ativa drenada da rede pelo sistema é de 1,51Kw. A diferença entre potência ativa do motor e a potência ativa drenada da rede são as perdas de potência pelos conversores.

A Tabela 6.3 resume os resultados experimentais de potência aparente (kVA), potência ativa (kW) e potências não-ativa (kVA_r), assim como os indicadores de fator

de deslocamento e de fator de potência obtidos nos ensaios com as cargas 1, 2 e 3, os quais se referem às medições apresentadas nas Figuras 6.8, 6.11 e 6.12. Observa-se que para todos os tipos de carga, altos fatores de potência e fatores de deslocamento são alcançados.

Tabela 6.3 –Medições experimentais de potências (Aparente, Ativa e Não Ativa), Fator de potência e Fator de Deslocamento para as cargas 1, 2 e 3.

Tipo de Carga	Fase	Potência Aparente, kVA.		Potência Ativa, kW		Potência não-ativa, kVAr		Fator de potência		Fator de deslocamento	
		Carga	Rede	Carga	Rede	Carga	Rede	Carga	Rede	Carga	Rede
1	a	0,50	2,04	0,48	2,02	0,15	0,30	0,96	0,99	1,00	1,00
	b	0,48	-	0,46	-	0,15	-	0,96	-	1,00	-
	c	0,51	-	0,48	-	0,15	-	0,96	-	1,00	-
2	a	0,61	1,70	0,56	1,71	0,23	0,24	0,93	0,99	1,00	1,00
	b	0,31	-	0,29	-	0,13	-	0,92	-	0,99	-
	c	0,39	-	0,36	-	0,15	-	0,92	-	0,99	-
3	a, b, c (3 ϕ)	1,40	1,51	1,15	1,51	0,79	0,26	-	0,98	0,83	1,00

Na Tabela 6.4, está um resumo dos resultados experimentais, considerando as taxas totais de distorção harmônica das tensões e das correntes. São considerados os resultados dos ensaios com as cargas 1 e 2, mostrados nas Figuras 6.7 e 6.10. Também são mostrados na Tabela 6.4 dados das distorções harmônicas das correntes das fases *b* e *c*, assim como os dados de distorções harmônicas para tensões e correntes da carga 3, coletados utilizando o analisador de qualidade de energia Fluke® 43B.

Tabela 6.4 – Resultados experimentais para as cargas de 1 a 3, DHT%.

Tipo de Carga	Fase	DHT _v %		DHT _i %	
		Carga	Rede	Carga	Rede
1	a	3,7	2,3	27,1	4,0
	b	4,5	-	26,3	-
	c	4,5	-	23,6	-
2	a	3,4	2,3	34,4	4,0
	b	3,8	-	32,8	-
	c	3,2	-	30,8	-
3	a	1,5	2,0	2,6	4,3
	b	1,5	-	2,6	-
	c	1,4	-	2,5	-

Os dados de distorções harmônicas totais de corrente e tensão apresentados na Tabela 6.4, mostram que para todos os casos, mesmo com cargas não-lineares, as correntes drenadas da rede elétrica apresentam taxa de distorção harmônica total abaixo de 5,0%. Assim como a corrente drenada da rede elétrica monofásica, as tensões de saída do UPQC-Mono-Tri apresentam baixas taxas de distorções harmônicas, e estão abaixo dos limites máximos exigidos pelo PRODIST. A Tabela 6.5, 6.6 e 6.7, mostram as comparações entre os harmônicos medidos individuais mais relevantes e os valores de referência indicados no PRODIST (Tabela 2.2) para as Carga 1, 2 e 3, respectivamente.

A análise dos harmônicos individuais mostra que em nenhum dos casos os valores de DHT superam os valores exigidos pelo PRODIST. Isso mostra a capacidade do UPQC-Mono-Tri de suportar cargas trifásicas não-lineares, sem sofrer distorções significativas na tensão de saída trifásica.

Tabela 6.5 – Comparação dos harmônicos individuais de tensão para carga 1.

Ordem Harmônica	Número da harmônica	Distorção harmônica Individual (%)			
		Valor de Referência (%)	Fase a (%)	Fase b (%)	Fase c (%)
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	1,7	3,1	2,8
	7	6,5	1,5	1,4	1,8
	11	4,5	1,5	1,6	0,9
	13	4	0,8	1,0	0,9
	17	2,5	0,7	0,8	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	1,2	0,9	1,3
	9	2	0,9	0,3	0,7
	15	1	0,2	0,2	0,4
	21	1	0,4	0,2	0,3

Tabela 6.6 – Comparação dos harmônicos individuais de tensão para carga 2.

Ordem Harmônica	Número da harmônica	Distorção harmônica Individual (%)			
		Valor de Referência (%)	Fase a (%)	Fase b (%)	Fase c (%)
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	0,8	1,2	1,1
	7	6,5	1,7	0,8	0,8
	11	4,5	1,3	0,8	0,6
	13	4	0,8	0,5	0,6
	17	2,5	0,3	0,4	0,3
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	0,8	2,9	2,1
	9	2	1,8	0,9	0,9
	15	1	0,4	0,6	0,5
	21	1	0,3	0,3	0,3

Tabela 6.7 – Comparação dos harmônicos individuais de tensão para carga 3.

Ordem Harmônica	Número da harmônica	Distorção harmônica Individual (%)			
		Valor de Referência (%)	Fase a (%)	Fase b (%)	Fase c (%)
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	0,4	0,4	-
	7	6,5	0,4	-	-
	11	4,5	-	-	-
	13	4	-	-	-
	17	2,5	-	0,5	-
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	0,4	0,8	0,4
	9	2	0,4	-	-
	15	1	-	-	-
	21	1	-	-	-

6.3.1.4 Resultados para a carga 4 (carga resistiva)

As Figuras 6.15 (a), (b) e (c) mostram os valores de tensão sobre o transformador de acoplamento do conversor série, para as condições de valores eficazes de tensão da rede e da fase *a* onde $V_s = V_{La}$, $V_s > V_{La}$ e $V_s < V_{La}$, respectivamente. Nas figuras 6.15 (a), (b) e (c), v_s é a tensão da rede, v_{La} é a tensão de saída, medida sobre a carga na fase *a*, e v_{cs} é a tensão sobre o transformador de acoplamento.

Na Figura 6.15, observa-se a tensão sobre o transformador de acoplamento do conversor série (v_{cs}). Na Figura 6.15 (a) a tensão sobre o transformador série tem um valor baixo, apenas apresentando componentes harmônicos de alta frequência, devido aos chaveamentos dos conversores e as diferenças de THD das tensões da rede (v_s) e da fase *a* (v_{La}). Já na Figura 6.15 (b), nota-se também uma parcela de tensão de frequência fundamental, devido a diferença entre as tensões da rede e da fase *a*.

A Figura 6.16 mostra a compensação da tensão da fase *a* na presença de tensão da rede elétrica com distorção harmônica. A tensão da rede com distorção harmônica foi gerada pela Fonte de Tensão CA Supplier, modelo FCATH 450-22-50.

Na Figura 6.16 estão mostrados a tensão da rede (v_s) com distúrbio (DHT=12%), a tensão de compensação do transformador (v_{cs}) e a tensão de saída (v_{La}).

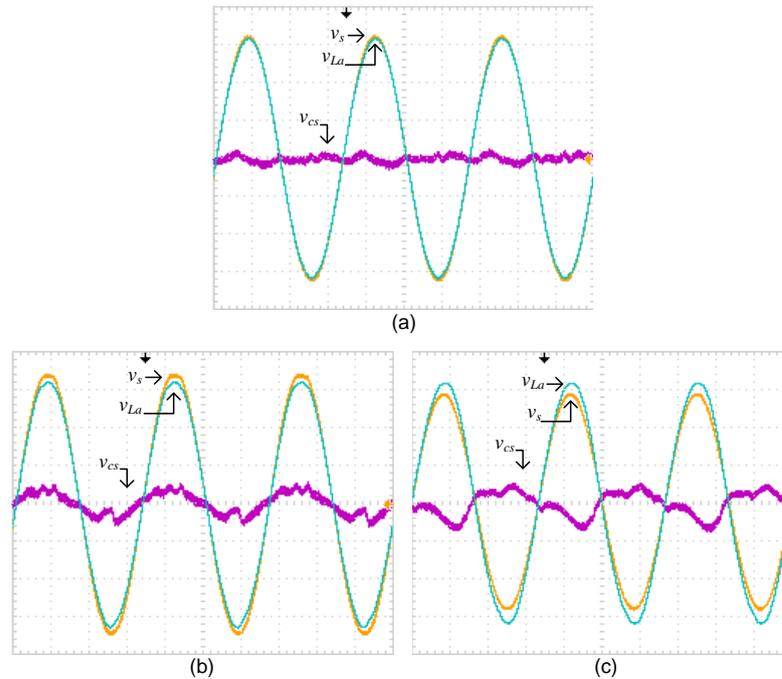


Figura 6.15 –Tensão sobre o transformador para: (a) $V_s = V_{La}$, (b) $V_s > V_{La}$ e (c) $V_s < V_{La}$, onde v_s é a tensão da rede, v_{La} é a tensão de saída e v_{cs} é a tensão sobre o transformador de acoplamento série.

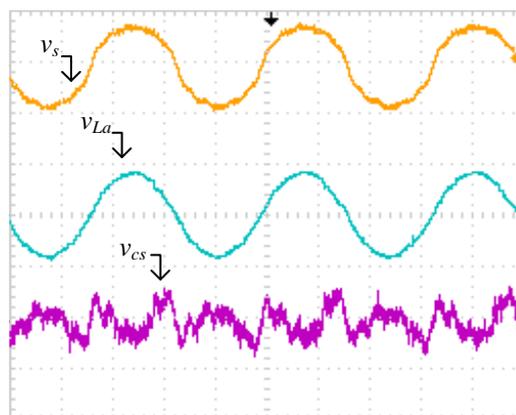


Figura 6.16 –Tensões do sistema para harmônicos de tensão na rede: tensão da rede com DHT de 12%, (200V/div ,5ms/div), tensão na carga da fase a (v_{La}), (200V/div ,5ms/div) e tensão sobre o transformador de acoplamento (v_{cs}), (50V/div ,5ms/div).

A Figura 6.17, mostra o espectro harmônico e as medições do DHT da tensão da rede (v_s) e da tensão de saída (v_{La}). As medições de distorção harmônica e do espectro harmônico de tensão da rede v_s com DHT de 12% é mostrada na Figura 6.17 (a), já as medições para a tensão de saída v_{La} , é mostrado na Figura 6.17 (b).

Nas Figuras 6.16 e 6.17, nota-se que o UPQC-Mono-Tri mantém em sua saída (v_{La}) uma tensão com baixa DHT (4,0%), mesmo na presença de harmônicos (12,0%) na tensão da rede elétrica (v_s). Os harmônicos de tensão presentes na rede elétrica aparecem como a tensão sobre o transformador do conversor série (v_{cs}), como mostrado na Figura 6.16.

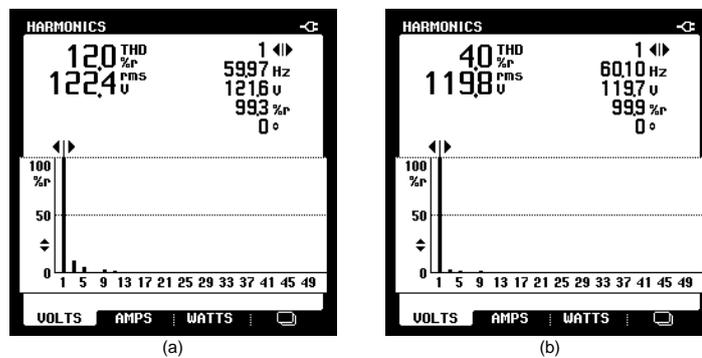


Figura 6.17 – Espectros harmônicos de tensão de entrada e de saída do UPQC-Mono-Tri para presença de harmônico de tensão na rede elétrica.

6.3.1.5 Fluxo de Potência do UPQC-Mono-Tri

As potências de entrada e saída medidas do UPQC-Mono-Tri para as diferentes condições de tensões eficazes estão apresentados nas Figuras 6.18, 6.20 e 6.22, considerando as condições de tensão $V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$ e $V_s > V_{La}$, respectivamente. Para esse ensaio foi utilizado a carga 4 da Tabela 6.2. Nas Figuras 6.18, 6.20 e 6.22, tem-se: (a) medições de tensão e corrente da entrada (v_s e i_s), (b) medições de tensão e corrente da saída, *fase a* (v_{La} e i_{La}), (c) medições de tensão e corrente da saída, *fase b* (v_{Lb} , i_{Lb}), (d) medições de tensão e corrente da saída, *fase c* (v_{Lc} , i_{Lc}), (e) medições de potências de entrada, (f) medições de potências de saída da *fase a*, (g) medições de potências de saída da *fase b*, (h) medições de potências

de saída da *fase c*, (i) medições de potências do conversor série, (j) medições de potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (k) medições de potências fluindo pelo conversor paralelo da *fase a*. Para conseguir as situações necessárias aos ensaios de fluxo de potência ($V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$, $V_s > V_{La}$), por motivos práticos, foram modificados os valores de referência da saída do conversor paralelo para 119,4V, 121,0V e 121,8V, mantendo do valor da rede elétrica em 120V.

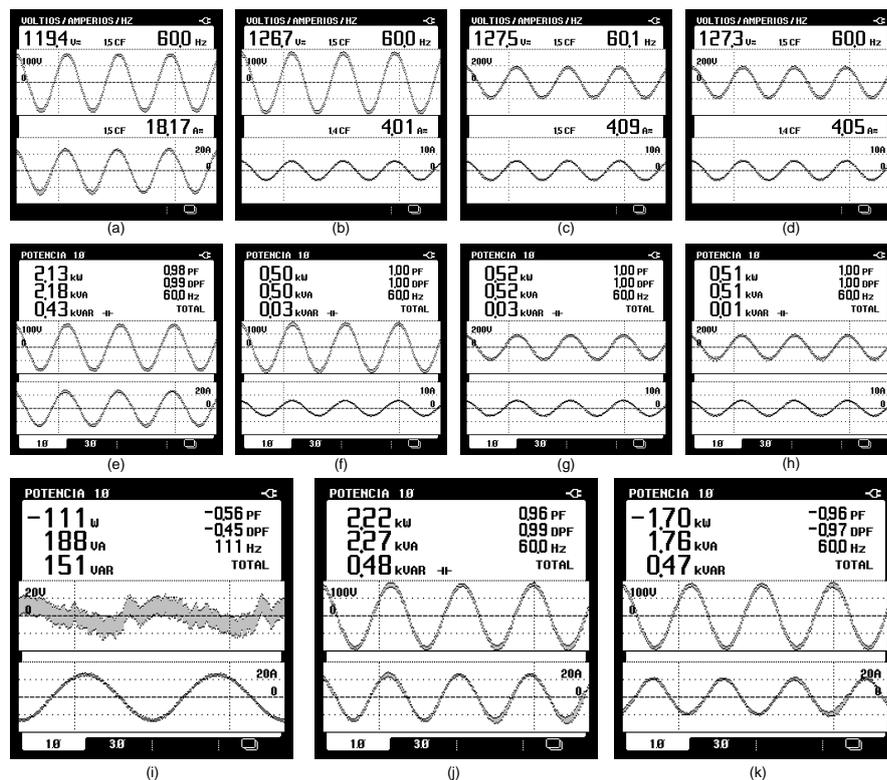


Figura 6.18 – Potências do conversor para condição de tensão $V_s < V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, *fase a* (v_{La} e i_{La}), (c) tensão e corrente, *fase b* (v_{Lb} e i_{Lb}), (d) tensão e corrente, *fase c* (v_{Lc} e i_{Lc}), (e) potências de entrada, (f) potências da *fase a* (g) potências da *fase b*, (h) potências da *fase c*, (i) potências do conversor série, (j) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (k) potências fluindo pelo conversor paralelo a.

Os valores das potências aparentes, em kVA, referente às Figuras 6.18, 6.20 e 6.22 foram inseridos nas Figuras 6.19, 6.21 e 6.23, respectivamente, para melhor visualização dos fluxos de potência pelos conversores. As Figuras 6.19, 6.21 e 6.23 mostram os fluxos de potência através do UPQC-Mono-Tri para as condições de tensão $V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$ e $V_s > V_{La}$, respectivamente.

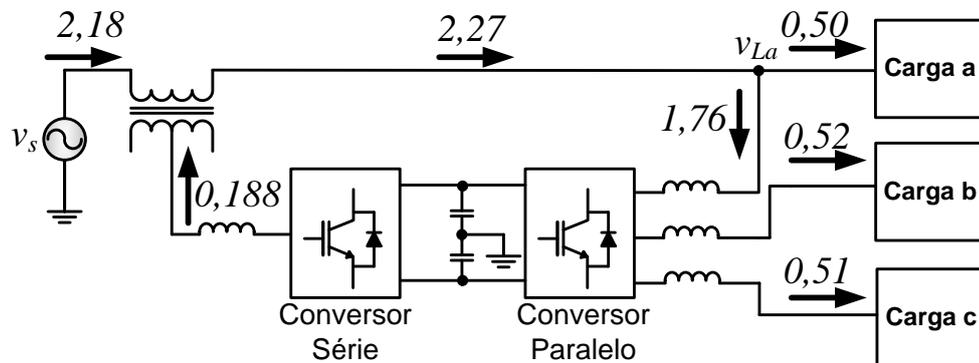


Figura 6.19 – Fluxo de potência em kVA: $V_s < V_{La}$

As Figuras 6.18 e 6.19 apresentam a situação de ensaio para tensão da rede ($V_s = 119,4V$) menor que a tensão sobre a carga ($V_{La} = 126,7V$), mostrado nas Figuras 6.18 (a) e (b), respectivamente. Para esse ensaio, a potência ativa drenada da rede é igual a 2,13kW. Considerando que a soma das potências das fases de saída é igual a 1,53kW (Figuras 6.18 (f) a (h)), encontra-se 600W de perdas pelo sistema. Para esse caso, a potência flui da rede para o conversor paralelo (1,76kVA) e do barramento para o conversor série (1,88kVA), mostrados na Figura 6.19 e nas Figuras 6.18 (k) e (i), respectivamente. A potência de 2,27kVA que flui da rede para o conversor paralelo, é composta pela potência ativa da carga da fase a (0,50kW) mais a parcela de potência que foi da rede para o barramento CC (1,76kVA). Assim, nessa condição de operação ($V_s < V_{La}$), o UPQC-Mono-Tri drena pelo conversor paralelo da fase a, a potência ativa necessária para fornecer às cargas “b”, “c”, a potência devido às perdas do sistema, além da potência aparente processada pelo conversor série. No caso específico da tensão da rede (V_s) seja 25% menor que a tensão da carga da fase a (V_{La}), a potência processada pelo conversor paralelo na fase a poderá ser uma potência equivalente à potência total da carga mais as perdas do sistema, conforme ábacos de potência das Figuras 3.15 (a) e (b).

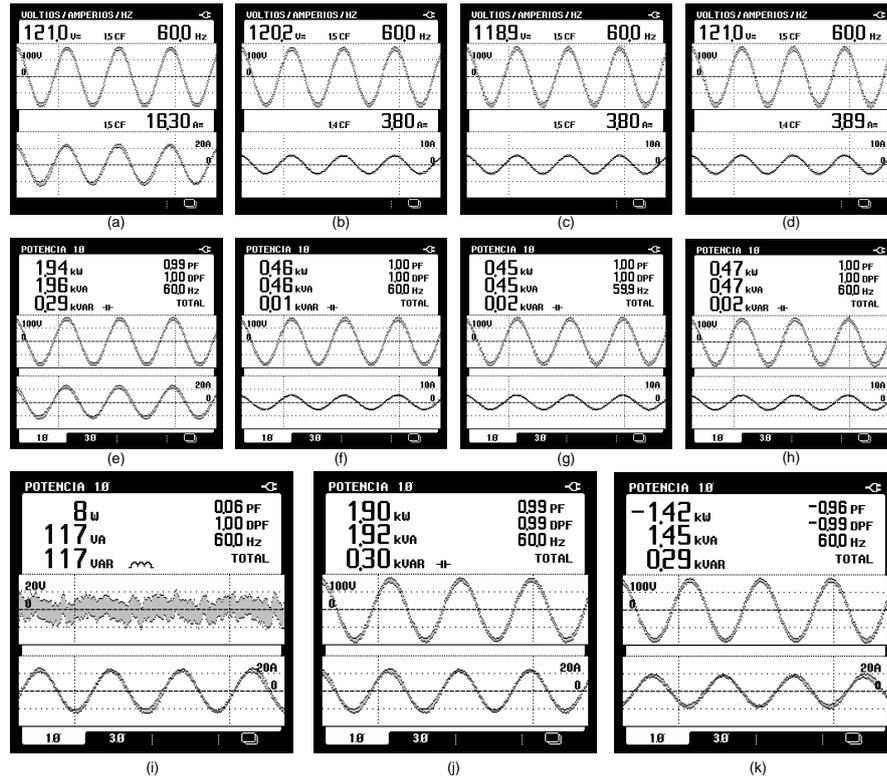


Figura 6.20 – Potências do conversor para condição de tensão $V_s = V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) tensão e corrente, fase b (v_{Lb} e i_{Lb}), (d) tensão e corrente, fase c (v_{Lc} e i_{Lc}), (e) potências de entrada; (f) potências da fase a, (g) potências da fase b, (h) potências da fase c, (i) potências do conversor série, (j) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (k) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.

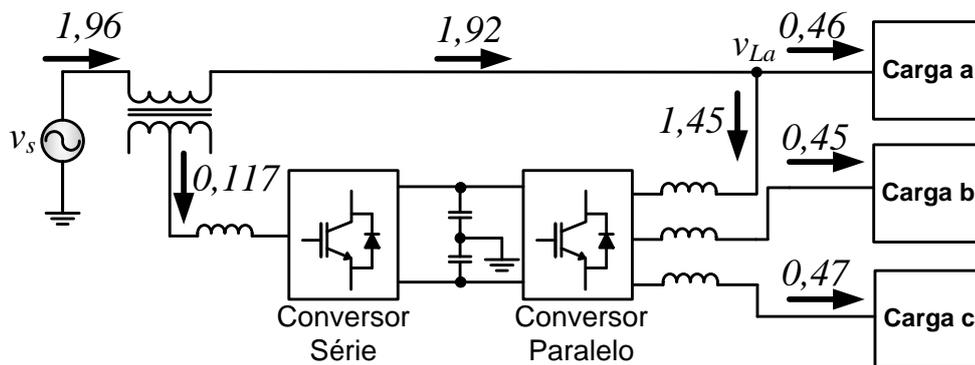


Figura 6.21 – Fluxo de potência em kVA: $V_s = V_{La}$

Já as Figuras 6.20 e 6.21 e mostram a condição de tensão da rede (V_s) igual à tensão a tensão de saída da *fase a* (V_{La}). Como a tensão sobre o transformador de acoplamento do conversor série (v_{cs}) é praticamente nula, pode-se considerar que o valor da potência ativa processada pelo conversor série seja próximo de zero (8W), mostrado na Figura 6.20 (i). Porém, nessa figura, têm-se um valor de potência não-ativa equivalente a 117VAr, causado pelos harmônicos de tensão nos terminais do transformador série.

Para o caso de $V_s = V_{La}$, a potência ativa flui direto da rede para as cargas, assim, a potência ativa processada pelo conversor paralelo da *fase a* (1,42kW) é equivalente à soma das potências ativas das cargas *b* e *c* mais as perdas do sistema, conforme mostra a Figura 6.20 (i). Considerando a potência aparente que flui pelo conversor paralelo da *fase a*, tem-se 1,46kVA, pois apesar das cargas utilizadas serem resistivas, existe uma parcela de potência não-ativa (0,29 kVAr) fluindo por esse conversor devido aos harmônicos presentes na tensão e corrente da carga da *fase a* (THD_v de 3,0%). Com isso, o fluxo de potência para a condição de ($V_s = V_{La}$), está em conformidade ao mostrado nos ábacos de potência das Figuras 3.15 (a) e (b). Para esse ensaio, as perdas de potência medidas foi equivalente a 560W.

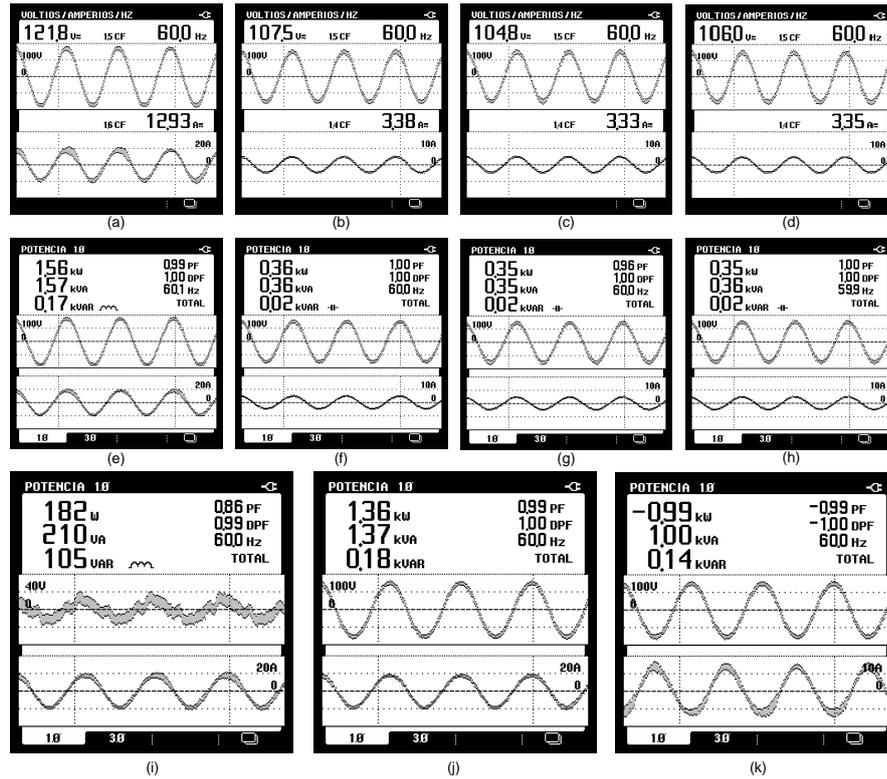


Figura 6.22 – Potências do conversor para condição de tensão $V_s > V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) tensão e corrente, fase b (v_{Lb} e i_{Lb}), (d) tensão e corrente, fase c (v_{Lc} e i_{Lc}), (e) potências de entrada, (f) potências da fase a, (g) potências da fase b, (h) potências da fase c, (i) potências do conversor série, (j) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (k) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.

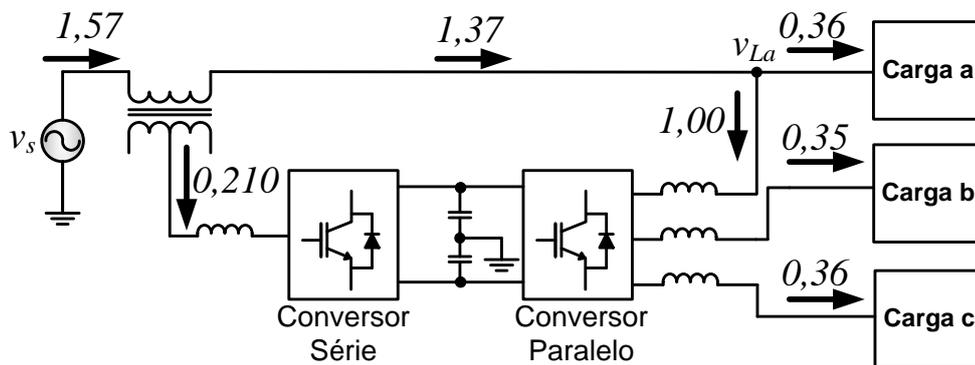


Figura 6.23 – Fluxo de potência em kVA: $V_s > V_{La}$

Quando a tensão da rede ($V_s = 121,8V$) for maior que a tensão de saída da fase a ($V_{La} = 107,5V$), conforme mostram as Figuras 6.22 e 6.23, parte da potência flui da rede para o barramento pelo conversor série (0,21kVA) e parte flui da rede para o barramento através do conversor paralelo (1,0 kVA), conforme mostrado nas Figura 6.23. Para essa condição de operação, a potência processada pelo conversor paralelo da fase a, fica reduzida, pois parte da potência total (aparente), flui da rede para o barramento através do conversor série. A potência processada pelo conversor série, como mostra a Figura 6.22 (i), é composta por uma potência ativa (182W), mais uma potência não-ativa (105VAr), essa última, devida à presença de harmônicos de tensão sobre o transformador de acoplamento do conversor série. A potência ativa total drenada da rede elétrica é de 1,56kW (Figura 6.22 (e)), como a potência total da carga é 1,06kW (Figuras 6.22 (b), (c) e (d)), então as perdas de potência do sistema é 500W.

6.3.1.6 Fluxo de Potência do UPQC-Mono-Tri operando como UPQC-Mono

Também foram realizados ensaios do UPQC-Mono-Tri operando como um UPQC monofásico convencional. Para isso, foram desligadas, via *software*, as fases “b” e “c”. Isto permite um melhor entendimento na comparação entre os fluxos de potência através do sistema. Tais ensaios podem ser vistos pelas Figuras 6.24, 6.26 e 6.28, onde são mostradas as medições das potências para as condições $V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$ e $V_s > V_{La}$. Essas figuras mostram: (a) medições de tensão e corrente da entrada (v_s e i_s), (b) medições de tensão e corrente da saída, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) medições de potências de entrada, (d) medições de potências de saída da fase a, (e) medições de potências do conversor série, (f) medições de potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (g) medições de potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a. Assim como para os ensaios realizados com o UPQC-Mono-Tri, para conseguir as situações necessárias aos ensaios de fluxo de potência ($V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$, $V_s > V_{La}$), foram ajustados os valores de referência da saída do conversor paralelo.

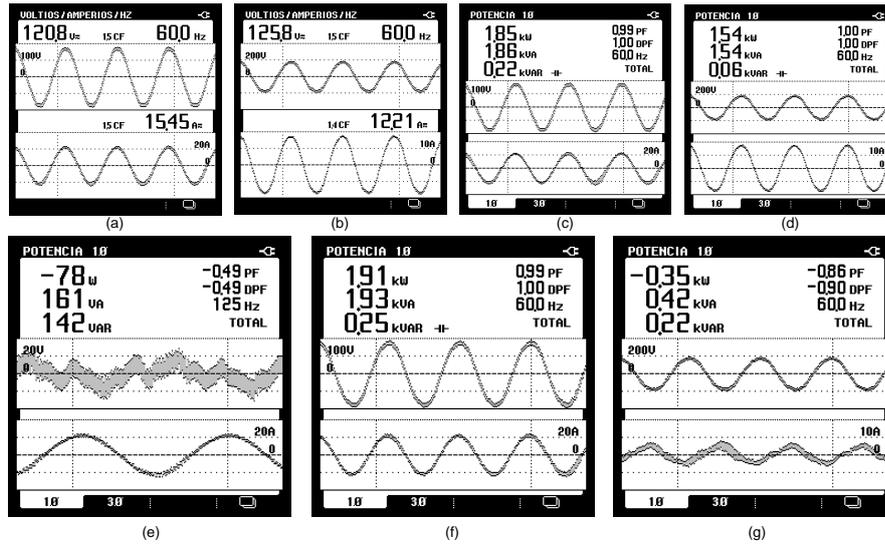


Figura 6.24 – Potências UPQC monofásica para condição de tensão $V_s < V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) potências de entrada, (d) potências da fase a, (e) potências do conversor série, (f) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (g) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.

Assim como a análise feita para o UPQC-Mono-Tri, os valores das potências aparentes, em kVA, das Figuras 6.24, 6.26 e 6.28 foram mostrados nos diagramas de blocos das Figuras 6.25, 6.27 e 6.29 para a visualização dos fluxos de potência pelos conversores. As Figuras 6.25, 6.27 e 6.29 mostram os fluxos de potência através do UPQC-Mono-Tri para as condições de tensões $V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$ e $V_s > V_{La}$, respectivamente.

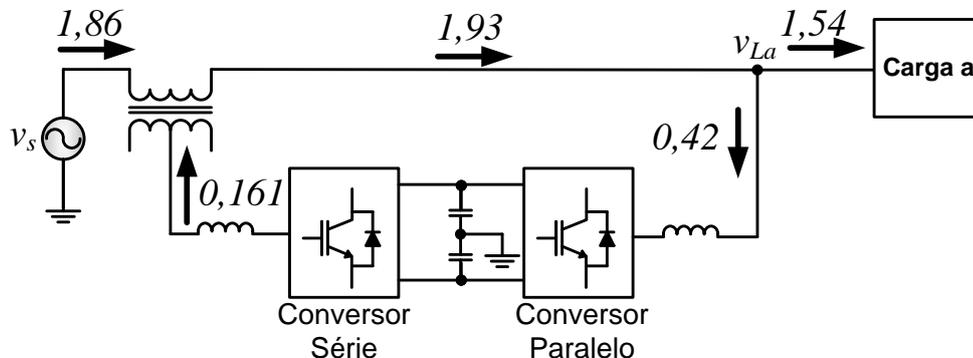


Figura 6.25 – Fluxo de potência em kVA: $V_s < V_{La}$ (monofásico)

As Figuras 6.24 e 6.25 mostram as medições para condição de tensão da rede (V_s) menor que a tensão sobre a carga (V_{La}). Nessa condição, assim como para o UPQC-Mono-Tri, a potência flui da rede para o barramento através do conversor paralelo (0,42kVA) e do barramento para a rede através do conversor série (0,161kVA). A potência processada pelo conversor série é composta de uma parcela de potência ativa de 78W, resultante da diferença de tensão sobre o transformador, e uma parcela de potência não-ativa, 142kVA_r, essa última é devido à presença de harmônicos de tensão sobre o transformador, mostrado na Figura 6.24 (e). As perdas de potência do sistema calculada são iguais à 310W e fluem para o barramento através do conversor paralelo. Nessa condição de tensão ($V_s < V_{La}$), ambas as configurações do UPQC, monofásica e mono-tri, possuem o fluxo de potência semelhantes, porém para a configuração mono-tri, a potência processada pelo conversor paralelo da fase *a* é maior, pois também processa a potência ativa referente às cargas das fases *b* e *c*.

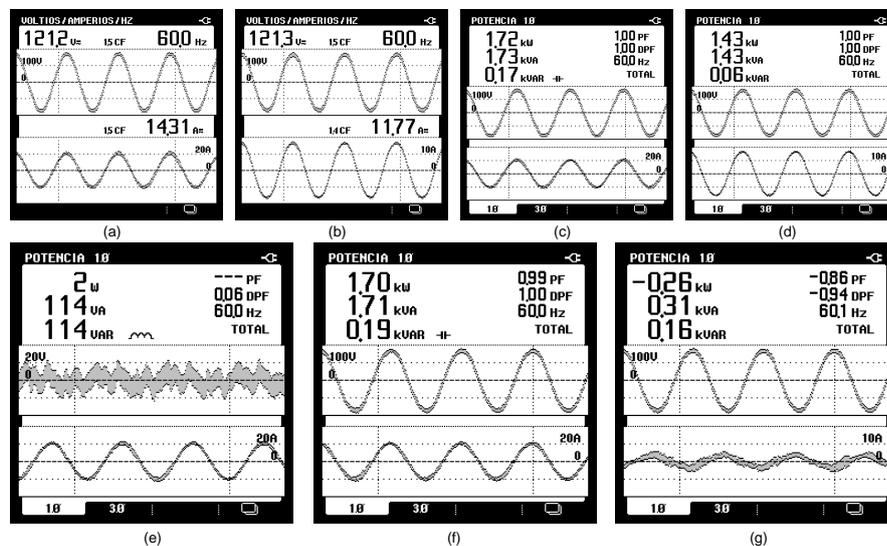


Figura 6.26 – Potências UPQC monofásica para condição de tensão $v_s = v_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase *a* (v_{La} e i_{La}), (c) potências de entrada, (d) potências da fase *a*, (e) potências do conversor série, (f) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (g) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase *a*.

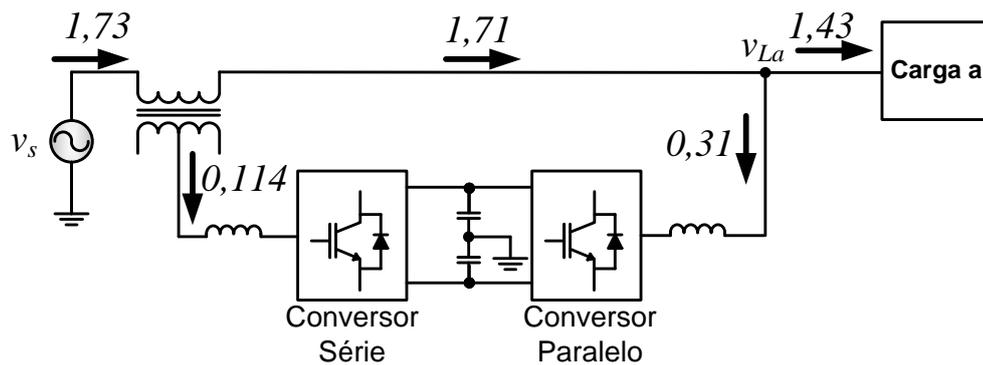


Figura 6.27 – Fluxo de potência em kVA: $V_s = V_{La}$ (monofásico)

Para o caso das tensões da rede (V_s) e da fase a (V_{La}) serem iguais, mostrado nas Figuras 6.26 e 6.27, a tensão fundamental sobre o transformador do conversor série é nula, assim a potência ativa processada é próximo de zero (2W), porém por existirem componentes harmônicos de tensão que sobre o transformador, o conversor série apresenta uma potência não-ativa de 114Var, mostrados na Figura 6.26 (i). O UPQC-Mono-Tri, para esse mesmo caso, apresenta valores de potências semelhantes para o conversor série. Da mesma forma que no caso anterior ($V_s < V_{La}$), as perdas de potência pelo sistema, são processadas em forma de potência ativa pelo conversor paralelo, fluindo da rede para o barramento. Já no caso da configuração mono-tri, além da potência de compensação das perdas, também há a potência ativa equivalente às cargas b e c sendo processadas pelo conversor paralelo da fase a .

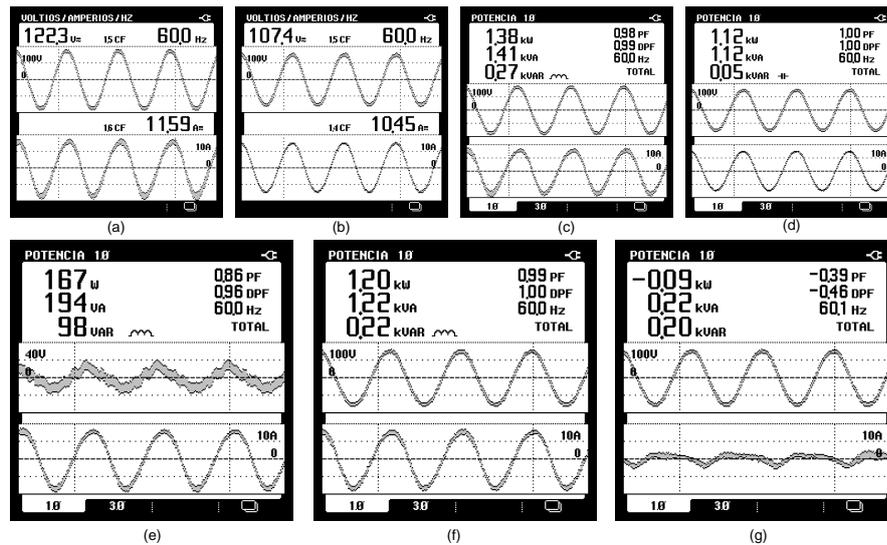


Figura 6.28– Potências UPQC monofásica para condição de tensão $V_s > V_{La}$: (a) tensão e corrente (v_s e i_s), (b) tensão e corrente, fase a (v_{La} e i_{La}), (c) potências de entrada, (d) potências da fase a, (e) potências do conversor série, (f) potência fluindo da rede para o conversor paralelo e (g) potências fluindo pelo conversor paralelo da fase a.

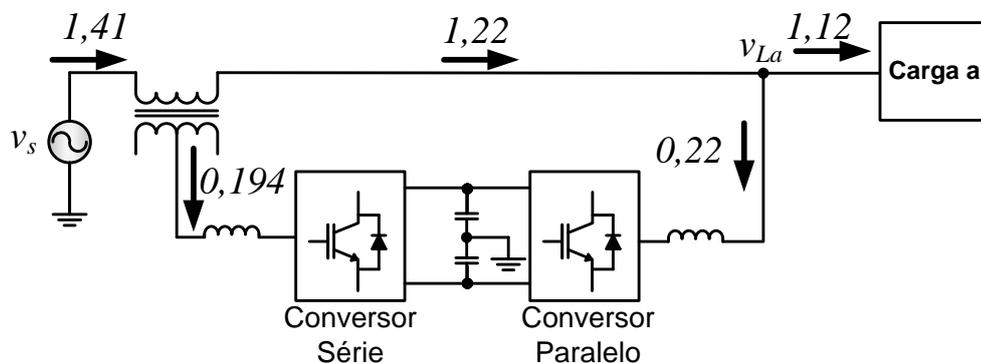


Figura 6.29 – Fluxo de potência em kVA: $V_s > V_{La}$ (monofásico)

No caso apresentado pelas Figuras 6.28 e 6.29, tem se situação semelhante em ambas configurações do UPQC. Ou seja, parte da potência flui da rede para o barramento através do conversor série (0,194kVA), e parte flui para da rede para o barramento através do conversor paralelo (0,22kVA), para a configuração monofásica. Nota-se, através da comparação dos fluxos de potência das configurações monofásica e mono-tri, que a principal diferença é a quantidade de potência ativa processada pelo conversor paralelo da fase a.

A Tabela 6.8 apresenta um resumo das potências aparentes (kVA), ativas (kW) e não-ativas (kVAr) processadas pelos conversores série e paralelo, em ambas configurações do UPQC.

Tabela 6.8 - Medições experimentais de potências (Aparente, Ativa e Não Ativa) para as diferentes condições de tensão ($V_s < V_{La}$, $V_s = V_{La}$ e $V_s > V_{La}$).

Condições de operação		Rede		Carga total		Conversor série		Conversor paralelo	
		UPQC Mono-Tri	UPQC Mono	Mono-Tri	Mono	Mono-Tri	Mono	Mono-Tri	Mono
$V_s < V_{La}$	kVA	2,27	1,86	1,53	1,54	0,188	0,161	1,76	0,42
	kW	2,22	1,85	1,53	1,54	-0,111	-0,078	-1,70	-0,35
	kVAr	0,48	0,22	0,07	0,06	0,151	0,142	0,47	0,22
$V_s = V_{La}$	kVA	1,96	1,73	1,38	1,43	0,117	0,114	1,45	0,31
	kW	1,94	1,72	1,38	1,43	0,008	0,002	-1,42	-0,26
	kVAr	0,29	0,17	0,07	0,06	0,117	0,114	0,29	0,16
$V_s > V_{La}$	kVA	1,57	1,41	1,07	1,12	0,210	0,194	1,0	0,22
	kW	1,56	1,38	1,06	1,12	0,182	0,167	-0,99	-0,09
	kVAr	0,17	0,27	0,06	0,05	0,105	0,098	0,14	0,20

A Tabela 6.8 mostra que as potências processadas pelos conversores série nas configurações mono-tri e monofásica, são semelhantes, com mesmo sentido e baixa diferença entre os valores. Porém quando comparadas as potências processadas pelo conversor paralelo da fase *a*, a configuração mono-tri processa potências maiores, diferença essa, devido as parcelas ativas necessárias às cargas *b* e *c*.

6.3.2 Resultados Experimentais Dinâmicos do UPQC-Mono-Tri

6.3.2 Resultados Experimentais Dinâmicos do UPQC-Mono-Tri

6.3.2.1 Degraus de Carga

O comportamento dinâmico da tensão do barramento CC (V_{cc}) do UPQC-Mono-Tri está mostrado nas Figuras 6.30 (a) e (b). Para esse ensaio, foi utilizado a

carga 4 da Tabela 6.2. Essa carga é conectada ao conversor paralelo, em degrau de carga de 0 a 100% e posteriormente é retirada, também em forma de degrau de 100% a 0. Na Figura 6.30 (a) estão mostrados os valores da tensão do barramento CC (V_{cc}) e das correntes das cargas (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}), para entrada e saída de carga. Já na Figura 6.28 (b) estão mostrados os valores da tensão do barramento CC (V_{cc}) e da corrente da rede (i_s), para entrada e saída da carga.

Tanto na Figura 6.30 (a), quanto na Figura 6.30 (b), pode-se ver a atuação do controlador do barramento CC, que atua para que a tensão do barramento (V_{cc}) se estabilize em 500V. Também pode ser observada pela Figura 6.30 (b) a rápida e estável atuação do controle de corrente do conversor série. No instante em que a carga é conectada à saída do UPQC-Mono-Tri, mostrado na Figura 6.30 (a), assim como em sua desconexão, o algoritmo de SRF atua rapidamente para a geração da nova corrente de referência, conforme mostrado na Figura 6.30(b). O atraso é devido ao tempo de integração do filtro média móvel.

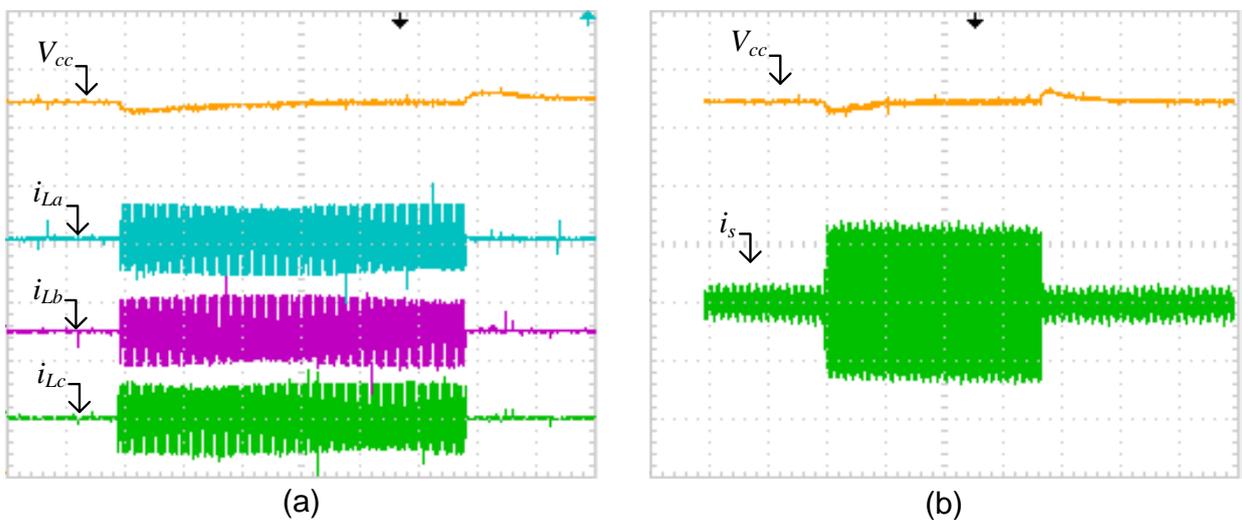


Figura 6.30 –Comportamento dinâmico do UPQC, degrau de carga: (a) tensão do barramento CC (V_{cc}) (50V/div, 1s/div) e correntes das cargas i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} (10A/div, 1s/div) (b) tensão do barramento CC (V_{cc}) (50V/div, 2,5s/div, nível zero em 3,5 divisões abaixo da tela do osciloscópio) e corrente da rede i_s (20A/div, 2,5s/div).

6.3.2.2 Afundamento de Tensão

Também para análise do comportamento dinâmico do conversor, foram realizados ensaios de afundamentos de tensão (sag), com a redução da tensão e posterior retorno ao estado normal. A Figura 6.31 mostra a tensão da rede (v_s) com distúrbio de sag, a tensão de saída da fase a (v_{La}) regulada, a tensão de compensação do transformador de acoplamento do conversor série (v_{cs}) e a corrente da rede (i_s). A Figura 6.31 (a) apresenta um afundamento de 15% durante de 10 ciclos de rede, já na Figura 6.31 (b) o afundamento de 15% teve duração de 30 ciclos.

Pelas Figuras 6.31 (a) e (b), nota-se que em ambos os casos a tensão v_{La} permanece estabilizada sem alteração em sua amplitude. Mesmo durante o transitório de início e fim do afundamento, a tensão de saída do UPQC-Mono-Tri não apresenta oscilação. A diferença de amplitude entre a tensão da rede (v_s) e tensão de saída sobre a carga (v_{La}), aparece naturalmente como diferença de tensão sobre transformador do conversor série (v_{cs}), isso é devido ao UPQC-Mono-Tri ser controlado pela estratégia de controle dual.

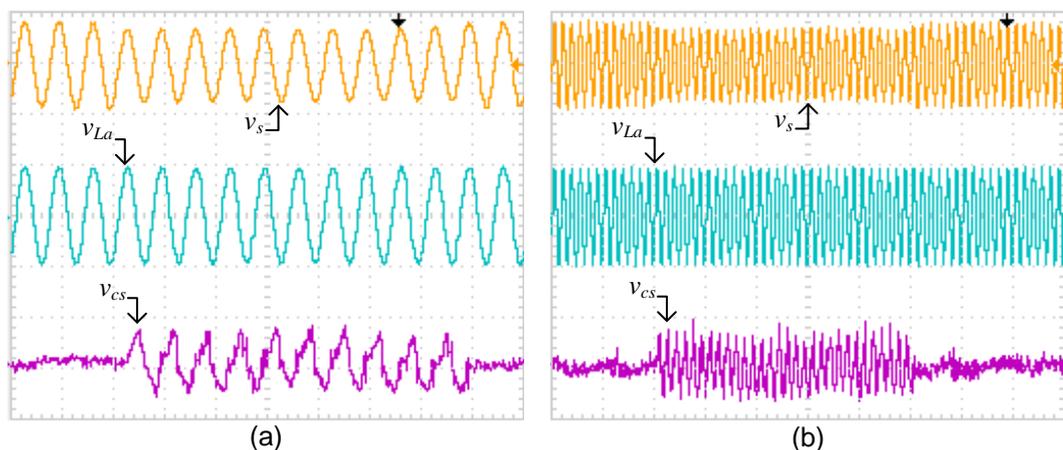


Figura 6.31 –Comportamento dinâmico, aplicação de sag de tensão: (a) sag de 10 ciclos, tensão da rede (v_s) (200V/div, 25ms/div), tensão de saída da fase a (v_{La}) (200V/div, 25ms/div), tensão de compensação do transformador de acoplamento do conversor série (v_{cs}) (50V/div, 25ms/div), (b) Sag de 30 ciclos, tensão da rede (v_s) (200V/div, 100ms/div), tensão de saída da fase a (v_{La}) (200V/div, 100ms/div), tensão de compensação do transformador de acoplamento do conversor série (v_{cs}) (50V/div, 100ms/div).

6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados dos ensaios realizados por meio de um protótipo experimental montado em laboratório. Foram apresentados também, os resultados dos ensaios estáticos e dinâmicos, com cargas lineares e não lineares, sendo estas trifásicas equilibradas ou monofásicas desequilibradas, além dos estudos de fluxo de potência com dados experimentais, que validam a proposta apresentada neste trabalho.

Os resultados obtidos dos ensaios com cargas não-lineares, como as cargas 1 e 2 da Tabela 6.2, demonstraram a capacidade do UPQC-Mono-Tri de compensar as correntes harmônicas gerados por essas cargas. Também demonstram que a corrente drenada pela rede é senoidal, com baixa distorção harmônica e em fase com a rede elétrica, gerando assim, um alto fator de potência, próximo ao valor unitário. O UPQC-Mono-Tri mesmo na presença de distúrbios de tensão na rede elétrica garante que a tensão na carga seja senoidal, estabilizada e com baixa distorção harmônica de tensão. Os ensaios mostram que para cargas não-lineares, como as utilizadas nesses ensaios, as DHTs de tensão ficaram menores que 5%.

Ensaio realizados com distorções harmônicas de tensão na rede, assim como ensaios de distúrbios de afundamentos da rede elétrica monofásica, demonstram a capacidade do UPQC-Mono-Tri de evitar que esses distúrbios sejam transferidos à carga. Esses distúrbios aparecem como diferença de tensão sobre o transformador de acoplamento do conversor série, assim, a tensão na carga se mantém senoidal e com baixa distorção harmônica. Foram realizados ensaios com diferentes valores de tensão da rede em relação à tensão de saída do UPQC-Mono-Tri, que além de demonstrarem a regulação da tensão de saída, também permitem demonstrar os fluxos de potência através dos conversores, para cada situação de tensão da rede.

Ainda foram apresentados os resultados dos ensaios dinâmicos de entrada e saída de carga. Esses ensaios mostraram o comportamento do barramento CC e a resposta do controlador de tensão do barramento CC, ao se introduzir e se retirar a carga. Esses ensaios dinâmicos, também mostraram a rápida resposta do algoritmo de geração de referência de corrente e do controlador de corrente do conversor série.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

7.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o estudo, projeto e análise de um conversor monofásico-trifásico com compensação ativa de potência série-paralela, o qual foi denominado de UPQC-Mono-Tri, indicado para aplicações em sistemas de eletrificação rurais monofásicos.

O UPQC-Mono-Tri é composto por um inversor monofásico com topologia meia-ponte (conversor série), operando como FAPS e por um inversor trifásico, composto por três inversores monofásicos com topologia meia-ponte (conversor paralelo), no qual um dos braços está conectado à fase *a* e opera como FAPP. Foi adotada a estratégia de compensação dual para a topologia de UPQC proposta. Nessa estratégia, as malhas de controle dos conversores série e paralelo processam apenas referências senoidais de corrente e tensão, respectivamente.

O FAPS opera como fonte de corrente senoidal, sincronizada com a tensão da rede elétrica monofásica, ainda, o UPQC-Mono-Tri garante que a corrente no alimentador monofásico tenha baixa distorção harmônica, assim o fator de potência do sistema torna-se próximo de um. Nesse modo de operação, o FAPS apresenta-se como uma alta impedância aos harmônicos de corrente gerados na carga.

Já o FAPP opera como fonte de tensão senoidal trifásica equilibrada, regulada e sincronizada com a tensão da rede elétrica, assim, apresenta-se como caminho de baixa impedância aos harmônicos de corrente gerados pela carga. Uma vez que FAPP conectado à fase *a* atua como fonte de tensão controlada, os distúrbios da tensão da rede elétrica monofásica são indiretamente compensados, de forma que tais distúrbios aparecem sobre o transformador de acoplamento série.

Para o desenvolvimento do trabalho, no segundo capítulo, foi apresentada uma revisão de conceitos sobre a qualidade da energia aplicados à sistemas elétricos monofásicos rurais, como também uma revisão sobre o cenário da eletrificação rural no Brasil, considerando as principais configurações de distribuição da energia elétrica através de rede monofásicas MRT. Nesse capítulo, também foram discutidas as topologias de UPQC operando com as estratégias de compensação convencional e

dual. Além disso, as principais topologias de conversores monofásico-trifásico foram resumidamente apresentadas.

No terceiro capítulo foi descrita detalhadamente a proposta do UPQC-Mono-Tri, com a apresentação do circuito de potência, do algoritmo SRF de geração de referência de corrente para o FAPS e geração das referências de tensão para o FAPP por meio do algoritmo PLL adotado. Também foram realizadas a modelagem matemática dos conversores série e paralelo, do barramento CC, bem como das malhas de controle utilizadas.

Ainda no capítulo três, foi apresentado o estudo do fluxo de potência através dos conversores série e paralelo, com apresentação de curvas normalizadas representando as potências processadas pelos conversores. As curvas de potência normalizadas evidenciaram algumas vantagens e desvantagens da topologia em estudo, em relação à potência processadas por cada conversor. Desta forma, dependendo da relação de amplitude entre as tensões de entrada e de saída do sistema, a potência processada pelo conversor série pode a ser nula. Por outro lado, podem ocorrer situações em que o braço do conversor paralelo conectado à fase *a* processará a potência equivalente à potência ativa total da carga. Sendo assim, fica claro que um dos braços inversores do conversor de saída deve ser sobre dimensionado.

No quarto capítulo, por meio de um método específico apresentado, foi realizada a sintonia dos controladores das malhas de controle. Para a sintonia, foram utilizadas as equações de função de transferência em malha aberta obtidas a partir das modelagens matemáticas realizadas no capítulo 3. O método de sintonia adotado, tomou como parâmetros de especificações de projeto a margem de fase e a frequência de cruzamento do sistema em malha aberta. Por fim, para a utilização dos controladores em no DSP, foi apresentado o método de discretização dos controladores.

No quinto capítulo foram mostrados os resultados das simulações computacionais realizadas do UPQC-Mono-Tri. As simulações foram realizadas para análise do princípio de funcionamento do conversor, evidenciando o algoritmo de geração de referência de corrente proposto. As simulações mostram o desempenho dos conversores série e paralelo atuando como FAPS e FAPP, assim como o desempenho satisfatório do sistema atuando como condicionador universal de qualidade de energia. A análise do desempenho do UPQC-Mono-Tri com cargas não-

lineares e cargas indutivas, assim como as simulações utilizando degraus de carga e distúrbios na tensão da rede, mostraram a capacidade de condicionamento universal da qualidade de energia da estrutura.

Para validação da proposta do UPQC-Mono-Tri, foi montado um protótipo, apresentado no sexto capítulo. Com o protótipo realizou-se ensaios experimentais de desempenho do UPQC-Mono-Tri. Foram realizados ensaios dinâmicos e estáticos, os quais demonstraram a capacidade do sistema de fornecer energia trifásica de qualidade à saída, assim como drenar da rede elétrica corrente senoidal em fase com a rede elétrica. Os dados extraídos dos ensaios, demonstram a capacidade do UPQC-Mono-Tri de suportar cargas não-lineares, sem sofrer grandes distorções na tensão de saída, assim como suportar as oscilações e distúrbios da rede elétrica, sem afetar a tensão sobre a carga.

Para completar os ensaios experimentais, foram realizados os estudos de fluxo de potência pelos conversores do UPQC-Mono-Tri, além de uma comparação com os fluxos de potência de um UPQC monofásico. Através dessa comparação, foi possível mostrar a principal diferença no fluxo de potência entre essas duas topologias.

Desta forma, os resultados obtidos dos estudos dos capítulos iniciais, assim como os resultados dos ensaios de simulação e sobretudo os resultados dos ensaios experimentais, demonstram que o UPQC-Mono-Tri é uma solução viável e eficaz frente aos problemas enfrentados pelas propriedades rurais, abastecidas por redes de distribuição de energia elétrica monofásicas.

7.2 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Através dos estudos realizados e resultados obtidos, algumas propostas de continuidade podem ser apontadas, tais como:

- Utilizar sistema de geração fotovoltaico conectado ao barramento CC do UPQC-Mono-Tri, assim reduzir o valor da corrente drenada da rede monofásica em horário de maior consumo, assim como, em horários de menor consumo, devolver energia à rede elétrica (SCAPINI; et al, 2014).

- Utilizar o UPQC-Mono-Tri conectado em paralelo à um sistema de geração de energia eólico trifásico, com isso controlar o fluxo de potência entre o barramento trifásico e a rede elétrica monofásica (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006).
- Utilizar o UPQC-Mono-Tri com banco de bateria conectada ao barramento CC, assim armazenar energia durante horário de menor consumo e maior tensão da rede e devolver em forma de energia ativa durante o horário de maior consumo e menor tensão (HELWIG; AHFOCK, 2013).
- Melhorar a rejeição de harmônicos de corrente na corrente da rede, quando em presença de distúrbios de tensão da rede elétrica, através da utilização de controlador ressonantes sintonizados (CASTILLA; et al, 2009), no controlador do conversor série.

7.3 PUBLICAÇÕES

Durante o desenvolvimento deste trabalho um artigo foi aceito para publicação em congresso, como segue:

- Negrão, F.A.; Silva, S. A. O.; Modesto, R. A.. **A Single-Phase to Three-Phase UPQC Topology with Universal Filtering Capabilities.** In: 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015, Fortaleza.

REFERÊNCIAS

ANGÉLICO, B. A.; CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. Proportional-integral/proportional-integral-derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram. **IET Power Electronics**, v.7, n. 10, p. 2647-2659, Mar. 2014.

AREDES, M.; FERNANDES, R. M.. A Dual Topology of Unified Power Quality Conditioner: the iUPQC. In International European Power Electronics Conference 13., 2009, Barcelona. **Proceedings...IEEE**: Barcelona, 2009, p. 1-10.

BACON, V. D.; SILVA, S. A. O.; 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**, v.7, n. 8, p. 2081-2092, Aug. 2014.

BARRIVIERA, R.; SILVA, S. A. O.; KASTER, M. S.; MODESTO, R. A. Implementação de um Sistema UPS monofásico com condicionamento ativo de potência série e paralelo. **Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP)**, v. 17, n.4, p. 753-762, Set./Nov. 2012.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system. In Industry Applications Conference, 30., 1995, Orlando. **Proceedings... Orlando: IEEE**, 1995, v. 3, p. 2531-2540.

BELLAR, M. D.; AREDES, M.; NETO, J. L. S.; ROLIM, L. G. B.; AQUINO, F. C.; PETERSEN, V. C.. Comparative analysis of single-phase to three-phase converters for rural electrification. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics., 2004, Ajaccio. **Proceedings... Ajaccio: IEEE**, 2004, v. 2 p.1255-1260.

_____. Single-phase static converters for rural distribution system. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics., 2004, Ajaccio. **Proceedings... Ajaccio: IEEE**, 2004. v. 2, p.1237-1242

_____.MIRANDA, U.D.A.; FERNANDES, R.M.. Four wire single-phase to three-phase system for rural distribution network. In Power Electronics Specialists Conference, 35., 2004, Aachen. **Proceedings... Aachen: IEEE**, 2004, v. 2, p.1064-1070.

BERTOLLO, H. C.. **Contribuição ao estudo dos aterramentos de sistemas monofilares com retorno pelo terra**. 2008, 76f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, 2008.

BUSO, S.; MATAVELLI, P.. **Digital Control in Power Electronics**. Editora Morgan & Claypool, 2006.

CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O.; GOEDTEL, A. Filtro ativo de potência paralelo aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios. **Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP)**, v. 18, n.1, p. 782-792, dez.2012/ fev.2013.

CAMPANHOL, L.B.G; SILVA, S.A.O.; GOEDTEL, A. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. **IET Power Electronics**, v .7, n. 11, p. 2825-2836, Nov. 2014.

CASTILLA, M.; Miret, J; Matas, J; Garcia de Vicuna, J. Guerrero, J. M.. Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters With Damped Resonant Harmonic Compensators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p.4492 – 4501, Nov. 2009.

COVIC, G.A.; PETERS, G.L.; BOYS, J.T.. An improved single phase to three phase converter for low cost AC motor drives. In: International Conference on Power Electronics and Drive Systems., 1995. **Proceedings...** IEEE: 1995, v. 1, p. 549-554.

DIAS, J.A.A.; SANTOS, E.C.; JACOBINA, C.B. A low investment single-phase to three-phase converter operating with reduced losses. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 25., 2010, Palm Spring. **Proceedings...** IEEE: Palm Spring, 2010, p. 755-760

DOUGLAS, H.; MALENGRET, M. Symmetrical PWM with a Split-capacitor Single-phase to Three-phase converter for rural electrification. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1998, Pretorian. **Proceedings...** IEEE: Pretorian, 1998, p. 289-293.

DUMITRESCU, A. M. GRIVA, G. BOJOI, R. BOSTAN V. MAGUREANU, R. Design of current controllers for active power filters using naslin polynomial technique, In:European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, Aalborg. **Proceedings...** IEEE: Aalborg, 2007, p 1-7.

Eletronbras [Portal Online]. Disponível em: <<http://www.eletronbras.com/elb/data/Pages/LUMIS32AB99AAPTBRIE.htm> > Acesso em 14 de dezembro de 2014.

ENJETI, P.; CHOUDHURY, S. A. A low cost single phase to three phase static power converter. In: Rural Electric Power Annual Conference, 36., 1992, New Orleans. **Proceedings...** IEEE: New Orleans, 1992, p. A4/1-A4/7.

_____; 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**, v. 29, n. 4, p. 806-813, Jul./Aug. 1993.

_____; RAHMAN, A; JAKKLI, R. Economic single phase to three phase converter topologies for fixed frequency output. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 6., 1991, Dallas. **Proceedings...** IEEE: Dallas, 1991, p. 88-94.

_____. Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 3, p. 329-335, Jul. 1993.

ERIKSON, E. R.; MAKSINMOVIC, D.. **Fundamentals of power electronics**. 2 ed. New York, Kluwer Academic Publisher, 2001.

FRANCA, B.W.; AREDES, M. Comparisons between the UPQC and its dual topology (iUPQC) in dynamic response and steady-state. In: Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 37., 2011 Melbourn, **Proceedings...** IEEE: Melbourn, 2011, p.1232-1237.

GUINANE, A.; SHAFIULLAH, G. M.; OO, A. M. T.; HARVEY, B. E.. Voltage fluctuations in PV penetration on SWER networks — A case study for regional Australia. In: IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2012. San Diego. **Proceedings...** IEEE: San Diego, 2012, p 1-6.

GUSMAO, M. V.; PIRES, S. H.; GIANNINI, M. et al. O programa de eletrificação rural "Luz no Campo": resultados iniciais. In: ENCONTRO DE ENERGIA NO MEIO RURAL, 4., 2002, Campinas. **Proceedings online...** Disponível em: <http://www.proceedings.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=MSC000000022002000200035&lng=en&nrm=abn>. Acesso em: 16 Out. 2015.

HELWIG, A.; AHFOCK, T.. Long-life nickel iron battery functionality / cost comparison for peak demand SWER network voltage support application. In: Power Engineering Conference (AUPEC), 2013, Hobart. **Proceedings...** IEEE: Hobart, 2013, p 1-6.

HOSSEINZADEH, N; RATTRAY, J.. Economics of Upgrading SWER Distribution Systems. In Power Engineering Conference (AUPEC '08), 2008, Sydney. **Proceedings...**IEEE: Sydney, 2008, p 1-7.

JACOBINA, C.B.; SANTOS, E.C.; CORREA, M.B.R.. Control of the Single-Phase to Three-Phase Four-leg Converter for Constant Frequency Output Voltage. In Power Electronics Specialists Conference (PESC '05), 36., 2005, Recife. **Proceedings...** IEEE: Recife, 2005, p.52-58.

_____. Single-phase to Three-phase-Four-Wire AC-AC Component Minimized Converters Without Capacitor DC-Bus Mid-point Connection. In Power Electronics Specialists Conference (PESC '05), 36., 2005, Recife. **Proceedings...** IEEE: Recife, 2005, p.2415-2421.

_____; LIMA, A.M.N..Component minimized AC-AC single-phase to three-phase-four-wire converters. In International Conference on Electric Machines and Drives, 2005., San Antonio. **Proceedings...**IEEE: San Antonio, 2005 p.789-796.

LARSEN, J.S.; JESPERSEN, K.; PEDERSEN, M.R.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J.K. Control of a complete digital-based component-minimized single-phase to three-phase AC/DC/AC converter. In: Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 24., 1998, Aachen. **Proceedings...** IEEE: Aachen, 1998, v. 2, p. 618-625.

LOWY, S.N; OO, A. M. T; ROBINSON, G.. Deployment Of Low Voltage Switched Capacitors On Single Wire Earth Return Networks. In: Universities Power Engineering Conference, 2012. Bali. **Proceedings...** IEEE: Bali, 2012, p 1-5.

LUCIANO, B. A; INÁCIO, R. C.; FREIRE, R. C. S. Transformadores monofásicos com núcleo de liga amorfa em sistemas de distribuição de energia elétrica rurais. In: Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica, 19., 2010. São Paulo. **Anais...** SENDI: São Paulo, 2010, p. 1/6-6/6.

MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J.A. A line-interactive single-phase to three-phase converter system. In Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 35., 2004, Aachen **Proceedings...** IEEE: Aachen, 2004, v. 1, p. 753-758.

MACHADO, R.Q.; BUSO, S.; POMILIO, J.A. A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 6, p. 1628-1636, Nov. 2006.

MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J.A.; MARAFAO, F.P. Three-phase to single-phase direct connection rural cogeneration systems. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 19., 2004, Anaheim. **Proceedings...** IEEE: Anaheim, 2004, v. 3, p. 1547-1553.

MIRANDA, U. A.. **Análise e implementação de conversores monofásico-trifásico**. 2007, 113f. Dissertação (Mestrado) – COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.

MODESTO, R. A.; BARRIVIERA, R.; SILVA, S. A. O.; OLIVEIRA Jr., A.A. A simplified strategy used to control the output voltage and the input current of a single-phase line-interactive UPS system. In: Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 12., 2013, Gramado. **Proceedings...** IEEE: Gramado, 2013, p. 420-426.

_____.; SILVA, S.A. O.; OLIVEIRA Jr., A. A. Line-interactive UPS system applied to three-phase four-wire systems with universal filtering capabilities. In: International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 23., 2014 Istanbul. **Proceedings...** IEEE: Istanbul, 2014, p.1858-1865.

_____., "Power quality improvement using a dual unified power quality conditioner/uninterruptible power supply in three-phase four-wire systems. Transactions on Power Electronics (IET), v. 8, n. 9, p. 1595-1605, Aug. 2015.

NIELSEN, J.G.; NEWMAN, M.; NIELSEN, H.; BLAABJERG, F. Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 3, p. 806-813, May, 2004.

OLIVEIRA, L. C. **Perspectivas para a eletrificação rural no novo cenário econômico-institucional do setor elétrico brasileiro**. Dissertação (Mestrado) - COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2001.

PRODIST. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional**. Módulo 8. Revisão 6, ANEEL, 2015.

RIBEIRO, F. S.; PAZZINI, L. H. A.; KURAHASSI, L. F. et al. O método dos elementos finitos na análise do aterramento do sistema monofilar com retorno por terra. In: ENCONTRO DE ENERGIA NO MEIO RURAL, 3., 2000, Campinas. **Proceedings online...** Disponível em: <http://www.proceedings.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=MSC0000000022000000200027&lng=en&nrm=abn>. Acesso em: 16 Outubro, 2015.

RIBEIRO, F. S.; PELEGRINI, M. A.; UDAETA, M. E. M. Planejamento integrado de recursos energéticos na eletrificação rural. In: III Encontro de Energia no Meio Rural, 2000, Campinas. **Anais...** III Encontro de Energia no Meio Rural, 2000.

RODRIGUES, R. M.; SERNI, P. J. A ; RODRIGUES, J. F. . Análise de custos de condutores não convencionais utilizados em instalações elétricas rurais. In: 4º **Anais...** Encontro de Energia no Meio Rural, 2002, Campinas, 2002.

ROSA, F.; MAK, S.T.. A Look into Steady State and Transient Performance of Power Lines Integrating Single Wire Earth Return Circuits. In: Power Engineering Society General Meeting, 2007, Tampa. **Proceedings...** IEEE: Tampa, 2007. p 1-6.

SANKARAN, C. **Power Quality**. 1 ed. Boca Raton, Florida: CRC Press,

SANTOS, R.J.M.; CUNHA, J.C.; MEZARоба, M. A Simplified Control Technique for a Dual Unified Power Quality Conditioner. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, pp.5851-5860, Nov. 2014.

SANTOS, E.C.; JACOBINA, C.B.; DIAS, J.A.A. Active power line conditioner applied to single-phase to three-phase systems. In: Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 35., 2009, Porto. **Proceedings...** IEEE: Porto, 2009, p. 148-153.

_____, ROCHA, N. Single-Phase to Three-Phase Universal Active Power Filter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 26, n. 3, p. 1361-1371, July, 2011.

_____, ROCHA, N.; JACOBINA, C.B.; MACENA, R.S. Suitable single-phase to three-phase AC-DC-AC power conversion system. In: Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 27., 2012, Orlando. **Proceedings...** IEEE: Orlando, 2012, p. 1631-1638.

_____, SILVA, E.R.C.; ROCHA, N.. Single-phase to three-phase power converters: state of the art. In: **IEEE Transactions On Power Electronics**, v. 27, n. 5, p. 2437-2452, May. 2012.

SCAPINI, R.Z.; RECH, C.; MARCHESATI, T.B.; SCHUCH, L.; DE CAMARGO, R.F.; MICHELS, L. Conversor monofásico para trifásico interativo com compensação ativa de tensão monofásica. In: Congresso Brasileiro de Automática, 20., 2014, Belo Horizonte. **Anais...** SBA: Belo Horizonte, 2014, p. 585 - 592.

_____. Distribution STATCOM integrated to a single-phase to three-phase converter. In: Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 40., 2014, Dallas. **Proceedings...** IEEE: Dallas, 2014, pp.1423-1429.

_____. Capability analysis of a D-STATCOM integrated to a single-phase to three-phase converter for rural grids. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 23., 2014, Istanbul. **Proceedings...** IEEE: Istanbul, 2014, p. 2560-2565.

SCHMITZ, A. P.; LOPES, G. M. Política pública de eletrificação rural no estado do paraná (programa luz para todos): uma análise custo efetividade – 2004/2007. In: Congresso Sociedade Brasileira de Economia, Administra o e Sociologia Rural, 47., 2009 Porto Alegre. **Anais...** SOBER: Porto Alegre, 2009, p. 1-21.

SILVA, S. A. O. da. **Sistemas de energia ininterrupta line interactive trifásicos com compensa o ativa de potência série e paralela.** Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2001.

_____; BARRIVIERA, R.; MODESTO, R.A.; KASTER, M.; GOEDEL, A. single-phase power quality conditioners with series-parallel filtering capabilities. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2011, Gdansk. **Proceedings...** IEEE: Gdansk, 2011, p. 1124-1130.

_____; DONOSO-GARCIA, P.F.; CORTIZO, P.C.; SEIXAS, P.F. A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. In: **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 6, p. 1581-1590, Nov./Dec. 2002.

_____; MODESTO, R.A.; BARRIVIERA, R.; KASTER, M. A line-interactive UPS system operating with sinusoidal voltage and current references obtained from a self-tuning filter," In: Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON) 38., 2012, Montreal. **Proceedings...** IEEE: Montreal, 2012, p. 74-79.

_____; NOVOCHADLO, R.; MODESTO, R.A.. Single-phase PLL structure using modified p-q theory for utility connected systems. In Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008), 2008, Rhodes. **Proceedings...** IEEE: Rhodes, 2008, p.4706-4711.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUO, U; LISERRE, M.. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'04), 2004, Austin. **Proceedings...**IEEE: Austin, 2004, v.1, p. 550-586.

TSHIVHILINGE, E.N.; MALENGRET, M. A practical control of a cost reduced single phase to three phase converter. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 1998, Pretoria. **Proceedings...** IEEE: Pretoria, 1998, v. 2, p. 445-449.

YUAN, X.; MERK, W.; STEMMLER, H.; ALLMELING, J.. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating condition. In: **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 523-532, Mar/Apr. 2002.

WOLF, P.J.. Capacity Improvements For Rural Single Wire Earth Return Systems. In International Power Engineering Conference, 2005, Sigapore. **Proceedings...** IEEE: Singapore, 2005, pp 1-306.