

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CAMPUS DE BAURU**

JOSÉ DE ARIMATÉIA OLÍMPIO FILHO

**CONVERSOR MULTIFUNCIONAL CONECTADO À REDE ELÉTRICA PARA
COMPENSAÇÃO DE OSCILAÇÕES DE POTÊNCIA INSTANTÂNEA**

Bauru
2019

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ DE ARIMATÉIA OLÍMPIO FILHO

**CONVERSOR MULTIFUNCIONAL CONECTADO À REDE ELÉTRICA
PARA COMPENSAÇÃO DE OSCILAÇÕES DE POTÊNCIA
INSTANTÂNEA**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Bauru – UNESP – Campus de Bauru como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação

Prof. Dr. Helmo Kelis Morales Paredes
Orientador

Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão
Coorientador

Prof. Dr. Jakson Paulo Bonaldo
Coorientador

Olímpio Filho, José de Arimatéia.

Conversor multifuncional conectado à rede elétrica para compensação de oscilações de potência instantânea / José de Arimatéia Olímpio Filho, 2019
161 f. : il.

Orientador: Helmo Kelis Morales Paredes
Coorientador: Fernando Pinhabel Marafão
Coorientador: Jakson Paulo Bonaldo

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2019

1. Conversores Multifuncionais. 2. Teoria de Potência Conservativa. 3. Interface Eletrônica de Potência. 4. Qualidade de Energia Elétrica. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia. II. Título.

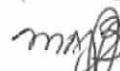
ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE JOSÉ DE ARIMATÉIA OLÍMPIO FILHO, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 07 dias do mês de novembro do ano de 2019, às 15:00 horas, no(a) ICT - Sorocaba, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. HELMO KELIS MORALES PAREDES - Orientador(a) do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia / UNESP / Sorocaba, Prof. Dr. MOACYR AURELIANO GOMES DE BRITO do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Mato Grosso do Sul - UFMS, Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia / UNESP / Sorocaba, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de JOSÉ DE ARIMATÉIA OLÍMPIO FILHO, intitulada **CONVERSOR MULTIFUNCIONAL CONECTADO À REDE ELÉTRICA PARA COMPENSAÇÃO DE OSCILAÇÕES DE POTÊNCIA INSTANTÂNEA**. Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: Aprovado. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. HELMO KELIS MORALES PAREDES



Prof. Dr. MOACYR AURELIANO GOMES DE BRITO



Prof. Dr. FLÁVIO ALESSANDRO SERRÃO GONÇALVES



Dedico este trabalho ao meu
amado pai (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Fico feliz que este manuscrito deixe de lado termos de cunho técnico-científico e possua uma área destinada para agradecer àqueles que permitiram que esta obra fosse concretizada. Acredito que seria necessário mais algumas páginas para expressar minha gratidão perante aqueles que contribuíram por essa conquista.

Primeiramente, agradeço a Deus pelo dom da vida, refúgio e fortaleza.

Agradeço ao SENHOR pelos amigos e familiares que me acompanharam durante esta jornada. Em especial, agradeço ao meu querido e saudoso Pai José de Arimatéia (*in memoriam*) pelo espírito guerreiro apresentado mediante às suas batalhas e pelo exemplo de caráter, educação e responsabilidade. A minha amada Mãe Jane, pelo empenho e sacrifício para sempre fornecer-nos educação, valores e princípios; a minha querida irmã, pelo apoio e companheirismo; a minha pequena sobrinha Ariene por injetar alegria em nossas vidas bem como filtrar as nossas tristezas, ao “Esquadrão Olímpio” e ao meu cunhado pela amizade.

Agradeço ao meu orientador professor Helmo Kelis Morales Paredes pelas orientações, ensinamentos, paciência e por acreditar na minha capacidade para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao meu coorientador professor Fernando Pinhabel Marafão pelas conversas, ensinamentos e pela confiança depositada para a conclusão deste trabalho.

Agradeço ao meu coorientador professor Jakson Paulo Bonaldo pelos ensinamentos compartilhados, paciência, pelas horas despendidas em bancada e por sempre estar disposto a auxiliar-me neste trabalho. Apesar da distância tenho certeza que teve um papel fundamental para o êxito e conclusão desta obra.

Agradeço aos professores parceiros e membros do grupo GASI, em especial: Eduardo V. Liberado, Wesley A. de Souza, Tiago D. C. Busarello, Danilo I. Brandão, Hildo G. Júnior, João I. Y. Ota, Flávio A. S. Gonçalves pelos ensinamentos, prestatividade e dicas fornecidos quando solicitados.

Agradeço aos professores da UNESP - FEB, Flávio Alessandro S. Gonçalves e Fabricio G. Baptista, pelos ensinamentos transmitidos durante as disciplinas de mestrado.

Aos professores João I. Yutaka Ota e José A. Pomilio pelas pertinentes contribuições no exame de qualificação, as quais possibilitaram a continuidade e a finalização deste estudo.

Aos professores Moacyr Aureliano G. de Brito e Flávio Alessandro S. Gonçalves, por terem gentilmente aceitado participar da composição da banca de mestrado. Em especial, ao Prof. Moacyr Aureliano por acompanhar-me desde a época de graduação com ensinamentos e compartilhamento de conhecimento.

Aos pesquisadores e professores de outras instituições de ensino pelas respostas, prestatividade e educação prestadas diante a solicitação de ajuda via e-mail compartilhando o vasto conhecimento. Carregarei comigo este exemplo e tentarei contribuir da mesma maneira com a disseminação de conhecimento.

Agradeço também as pessoas sensacionais com as quais tive o privilégio de compartilhar momentos únicos durante a minha estadia na saudosa Cidade Morena (Campo Grande - MS) bem como aos professores do Laboratório de Inteligência Artificial, Eletrônica de Potência e Sistemas Digitais (Batlab - UFMS) pelos ensinamentos transmitidos e pela busca de excelência.

Agradeço imensamente aos meus amigos e colegas de laboratório Danilo, Davi, Marcelo, Risomar, Alexandre, F. Almeida, F. Paes, Léo, Rafael, Eloá, Cláudio, Eric, Lucas, Diego, Caio, Marcus e aos alunos de graduação Guilherme, Lucas e Bruno pela prestatividade, transmissão de conhecimento, paciência e conversas. Agradeço também aos amigos que mesmo à distância contribuíram na concretização deste trabalho Caio Moraes, Lucas Monteiro, Leandro Takeshi, Alison, Isa, Vitória, Felipe, Evandro, Alan.

Agradeço ao doutorando Augusto M. dos Santos Alonso pela amizade, paciência, ajuda e ensinamentos compartilhados durante este período de mestrado. Tenho certeza que a sua competência, capacidade técnica e educação me servirão como um referencial durante minha vida pessoal bem como profissional.

Agradeço aos técnicos de laboratório e ao pessoal da secretaria de pós-graduação da UNESP Bauru e Sorocaba pela prestatividade e atenção fornecidas.

À D. Edilene e sua família que me acolheram tão bem nesta cidade.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001 e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), mediante o Processo nº 2017/20987-5 pelo apoio

financeiro para o desenvolvimento deste projeto de pesquisa, sem o qual não teria condições de desempenhar as minhas atividades.

Ao povo brasileiro que com seu trabalho e impostos permitiu o desenvolvimento desta dissertação.

A todos aqueles que não foram citados peço desculpas pela minha memória falha e sintam-se agradecidos.

Deus os abençoe.

“Nós somos da Pátria a guarda ...”.
Esquadrão OLÍMPIO

“Tudo posso naquele que me fortalece”.
Filipenses 4:13.

RESUMO

Esta dissertação de mestrado propõe o desenvolvimento e a implementação de uma estratégia de compensação para conversores eletrônicos de potência (CEP) multifuncionais conectados à rede elétrica. A geração dos sinais de referência de corrente para o conversor multifuncional é obtida através das grandezas conservativas da CPT, do inglês *Conservative Power Theory*. O CEP proposto neste trabalho desempenha o papel de um conversor interface de rede no modo conectado, tendo como finalidade a mitigação de oscilações de potência instantânea bem como injeção de potência ativa na rede elétrica, caracterizando assim o seu aspecto multifuncional. São realizados estudos teóricos e simulações computacionais com o intuito de validar a estratégia proposta. Para tanto, foram identificadas as parcelas indesejadas de corrente que permitam a compensação das componentes oscilatórias da potência instantânea e da energia reativa instantânea da CPT. O CEP é controlado em modo corrente, através da estratégia de modulação PWM com duas malhas de controle. A estratégia de compensação e o sistema de controle serão avaliados e testados via simulação para diferentes configurações de cargas, incluindo uma carga não-linear desbalanceada operando em condições onde as distorções e desequilíbrios de tensão sejam consideráveis. Por fim, resultados experimentais obtidos com um protótipo em escala laboratorial são utilizados para validar a estratégia de compensação proposta.

Palavras-chave: Conversores Multifuncionais, Teoria de Potência Conservativa, Interface Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia Elétrica.

ABSTRACT

This master's thesis proposes the development and implementation of a compensation strategy for the three-phase multifunctional grid-tied inverter. The reference signal generation method for grid-tied is based on the Conservative Power Theory (CPT). In this work, the multifunctional inverter plays the role of the Utility Interface (UI) which perform several functions: in grid-connected operation, it injects active power into the grid and compensates the instantaneous power oscillation and the instantaneous reactive energy oscillation. The goal is to execute theoretical studies and computational simulations to validate the proposed strategy. For this purpose, firstly are identifies the unwanted currents which allow the compensation of the oscillatory terms of instantaneous power and reactive energy. The inverter is controlled in current mode through PWM modulation strategy with two control loops. In addition, the proposed compensation strategy and control system is evaluated and tested for different load configurations, such as linear and nonlinear loads (balanced and unbalanced) operating under different voltage conditions (distorted and unbalanced). Finally, experimental results are presented to validate the effectiveness and performance of the proposed compensation strategy.

Keywords: Multifunctional Grid - Tied Inverter, Conservative Power Theory, Power Electronic Interface, Power Quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estrutura geral de uma Microrrede.....	22
Figura 2 - Estrutura simplificada da MR trifásica.....	26
Figura 3 – Caracterização do sistema estudado.....	27
Figura 4 - (a) Carga do ponto de vista da rede elétrica, (b) rede elétrica do ponto de vista da carga.....	28
Figura 5 - Análise de $p(t)$ e $p(t)$ para diferentes configurações de carga	50
Figura 6 -Diagrama de um VSI trifásico.....	52
Figura 7 - Circuito equivalente monofásico com filtro LCL.....	54
Figura 8 - Circuito equivalente do barramento CC.....	58
Figura 9 - CEP Multifuncional trifásico conectado à rede elétrica.....	67
Figura 10 - Diagrama em blocos da estrutura de compensação proposta.....	70
Figura 11 - Diagrama de blocos do sistema de controle.....	71
Figura 12 - Malha de controle da corrente de saída do inversor.....	72
Figura 13 - Resposta em frequência do sistema de controle de corrente do CEP...	75
Figura 14 - Diagrama de blocos para a malha externa de tensão do inversor.....	76
Figura 15 - Barramento CC - Malha aberta com controlador PI.....	78
Figura 16 - Circuito trifásico a 3 condutores com carga desbalanceada (linear + não-linear).....	79
Figura 17 - Formas de onda das tensões no PAC e correntes no lado da fonte.....	79
Figura 18 – CEP operando como FAP, compensação simultaneamente p , w e w no PAC.....	80
Figura 19 – CEP injetando potência ativa na rede e compensando as oscilações...	81
Figura 20 – Resposta dinâmica do sistema de controle durante um degrau de carga.....	81
Figura 21 – Módulo do erro instantâneo do controlador.....	82
Figura 22 - (a) MAF Vetores Circulares, (b) Processo de atualização do buffer circular.....	84
Figura 23 - Configurações das cargas adotadas.....	85
Figura 24 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga R balanceada.....	86
Figura 25 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga R balanceada.....	87

Figura 26 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I - R balanceada.	88
Figura 27 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte – Carga R desbalanceada.	88
Figura 28 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte – Carga R desbalanceada.	89
Figura 29 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I – R desbalanceada.....	90
Figura 30 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga RL balanceada.....	91
Figura 31 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga RL balanceada.....	91
Figura 32 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – RL balanceada.....	92
Figura 33 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga RL desbalanceada.....	93
Figura 34 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga RL desbalanceada.....	94
Figura 35 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – RL desbalanceada.....	94
Figura 36 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga NL balanceada.....	95
Figura 37 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga NL balanceada.....	96
Figura 38 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – NL balanceada.....	96
Figura 39 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga NL desbalanceada.....	97
Figura 40 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga NL desbalanceada.....	98
Figura 41 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – NL desbalanceada.....	98
Figura 42 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga R balanceada.....	100

Figura 43 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - R balanceada.	101
Figura 44 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – R balanceada.....	102
Figura 45 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga RL balanceada.....	103
Figura 46 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - RL balanceada.	104
Figura 47 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – RL balanceada.....	104
Figura 48 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga NL balanceada.....	105
Figura 49 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - NL balanceada.	106
Figura 50 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – NL balanceada.....	106
Figura 51 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga NL Desbalanceada.	107
Figura 52 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - NL Desbalanceada.	108
Figura 53 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – NL Desbalanceada.	109
Figura 54 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III - R balanceada.	110
Figura 55 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III - R balanceada.	111
Figura 56 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso III - R balanceada.....	112
Figura 57 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III – Carga RL balanceada.....	113
Figura 58 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III – Carga RL balanceada.....	114
Figura 59 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso III - RL balanceada.....	114

Figura 60 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III - NL balanceada.	115
Figura 61 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III - NL balanceada.	116
Figura 62 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso III - NL balanceada.....	116
Figura 63 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III - NL desbalanceada.....	117
Figura 64 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III - NL desbalanceada.....	118
Figura 65 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso III - NL desbalanceada.....	118
Figura 66 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I (RF) - NL balanceada.....	120
Figura 67 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I (RF) - NL balanceada.....	121
Figura 68 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I (RF) - NL balanceada.....	121
Figura 69 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I (RF) - NL desbalanceada.....	122
Figura 70 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I (RF) - NL desbalanceada.....	123
Figura 71 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I (RF) - NL desbalanceada.....	123
Figura 72 – Imagem da estrutura da bancada de testes.....	124
Figura 73 - Módulo de condicionamento dos sinais de tensão – LV 25-P.....	126
Figura 74 - Módulo de condicionamento dos sinais de corrente (LA 55-P).....	127
Figura 75 - Diagrama de blocos funcional.....	127
Figura 76 - Placa de interface entre DSP e CEP (versão 02).....	128
Figura 77 - Cargas utilizadas nos testes experimentais. Figura 32(a): Carga não-linear balanceada e na Figura 32(b) Carga não-linear desbalanceada.....	129
Figura 78 - Tensões e correntes no PAC.....	131
Figura 79 - Potência instantânea no PAC gerada através dos pontos das formas de onda de tensão e corrente armazenadas no osciloscópio.....	131

Figura 80 – Tensões e correntes no PAC: Inversor injetando potência ativa.....	132
Figura 81 - Potência instantânea no PAC com injeção de P_{ativa}	132
Figura 82 - Corrente na saída do CEP quando está operando como FAP.....	133
Figura 83 - Tensões e correntes no PAC quando o CEP está atuando como FAP.	134
Figura 84 - Tensões e correntes no PAC quando o CEP está atuando como FAP+IEP.	135
Figura 85 - Espectro harmônico da corrente da fase C.....	135
Figura 86 - Potência instantânea - CEP multifuncional com carga não-linear balanceada.....	136
Figura 87 - Correntes do CEP quando está atuando como IEP e FAP.....	136
Figura 88 – Tensões e correntes no PAC quando o CEP atua como IEP e FAP ..	137
Figura 89 - Corrente sintetizadas pelo CEP multifuncional no caso de uma carga não- linear e desbalanceada.	137

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dados de projeto do Filtro LCL.	64
Tabela 2 - Parâmetros projetados do Filtro LCL.....	66
Tabela 3 - Parâmetros do sistema.	67
Tabela 4 - Tensões de alimentação: Casos - I, II, III.....	85
Tabela 5 - Intervalos de tempo para a compensação das parcelas de $p(t)$ e $w(t)$...	86
Tabela 6 - Associação dos termos decompostos em função das configurações de cargas analisadas para o Caso I (tensão senoidal equilibrada).	99
Tabela 7 - Associação dos termos decompostos em função das configurações de cargas analisadas para o Caso II (tensão senoidal desequilibrada).	109
Tabela 8 - Associação dos termos decompostos em função das configurações de cargas analisadas para o Caso III (tensão não-senoidal equilibrada).	119
Tabela 9 - Especificações do microprocessador DSC 283335.....	125
Tabela 10 - Descrição do sistema.	129
Tabela 11 - Dados das cargas.	130

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
UI	Conversor interface de rede (do inglês <i>Utility Interface</i>)
BT	Baixa tensão
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	Inversor Fonte de Corrente (do inglês <i>Current Source Inverter</i>)
CPC	<i>Current's Physical Components</i>
FAP	Filtro Ativo de Potência
FER	Fontes de Energia Renováveis
FTLAnc(s)	Função de Transferência de Laço Aberto não-compensada
FTLAc(s)	Função de Transferência de Laço Aberto compensada
GD	Geração Distribuída
IEP	interface de Eletrônica de Potência
LKT	Lei de Kirchhof das Tensões
LKI	Lei de Kirchhof das Correntes
MR	Microrrede
PWM	Modulação por largura de pulso
SPWM	Modulação por largura de pulso senoidal
SVM	Modulação vetorial
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
MPP	Ponto de Máxima Potência
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RDEE	Rede de Distribuição de Energia Elétrica
DFT	Transformada Discreta de Fourier
FFT	Transformada Rápida de Fourier,
DFT	Transformada Discreta de Fourier Recursiva
CPT	Teoria de Potência Conservativa
VE	Veículos Puramente Elétricos
VEH	Veículos Elétricos Híbridos
VSI	Inversor Fonte de Tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	ESTRUTURA DE UMA MICRORREDE GENÉRICA	25
1.2	ESTRUTURA DO SISTEMA ESTUDADO NESTE TRABALHO	27
1.3	OBJETIVOS GERAIS	28
1.4	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	29
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	29
2	EMBASAMENTO TEÓRICO E METODOLOGIA PROPOSTA	31
2.1	ESTADO DA ARTE	31
2.2	TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA	43
2.2.1	Abordagem com foco na carga	44
2.2.2	Abordagem com foco na rede (sistema elétrico)	46
2.3	ESTRATÉGIA DE GERAÇÃO DOS SINAIS DE REFERÊNCIA	51
3	MODELAGEM DO SISTEMA	52
3.1	MODELAGEM DO CEP ACOPLADO À REDE ELÉTRICA	53
3.2	MODELAGEM DO BARRAMENTO DE CORRENTE CONTÍNUA	57
3.3	DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LCL	62
4	PROJETO DOS CONTROLADORES DO SISTEMA	67
4.1	MODULAÇÃO PWM	68
4.2	MODELAGEM DO SISTEMA DE CONTROLE	69
4.3	DIMENSIONAMENTO DOS CONTROLADORES	71
4.3.1	Dimensionamento do controlador de corrente	71
4.3.2	Dimensionamento do controlador de tensão	75
4.4	ANÁLISE DO CONTROLADOR DE CORRENTE	78
5	CEP Multifuncional aplicado a CIRCUITOS TRIFÁSICOS COM TRÊS CONDUTORES	83
5.1	CONSIDERAÇÕES SOBRE AS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS	83
5.2	SIMULAÇÕES CONSIDERANDO UMA REDE FORTE	86
5.2.1	CASO I: Tensões senoidais simétricas	86
5.2.2	CASO II: Tensões senoidais desequilibradas	100
5.2.3	CASO III: Tensões não senoidais equilibradas	110
5.3	SIMULAÇÕES CONSIDERANDO UMA REDE FRACA (RF)	119

5.3.1	CASO I (RF): Tensão senoidal simétrica	120
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	124
6.1	INTRODUÇÃO	124
6.2	COMPONENTES DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL	124
6.2.1	Características do microprocessador utilizado	125
6.2.2	Características do conversor	125
6.2.3	Condicionamento dos sinais analógicos	126
6.2.4	Placa de interface entre o DSP e o CEP	127
6.2.5	Programação do DSC	128
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	128
6.3.1	Cenário 1 – CEP inoperante	130
6.3.2	Cenário 2 – CEP injetando potência ativa na RDEE	132
6.3.3	Cenário 3 – CEP atuando como FAP	133
6.3.4	CEP atuando como conversor multifuncional	134
6.3.5	CEP atuando como conversor multifuncional – carga não-linear desbalanceada	136
7	CONCLUSÃO	138
7.1	PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DE TRABALHO E MELHORIAS	138
7.2	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RELACIONADAS AO TRABALHO	139
8	REFERÊNCIAS	141
	APÊNDICE A – Circuito de simulação completo	155
	APÊNDICE B – Circuito de condicionamento de sinais	156
	APÊNDICE C – Circuito de interface	161

1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é um bem de suma importância ao desenvolvimento econômico (ZUBIRIA, 2017). Em virtude desta característica, nas últimas décadas, verificou-se um aumento expressivo na demanda deste insumo, devido ao contínuo desenvolvimento do setor industrial mundial e à utilização de equipamentos eletroeletrônicos nas mais diversas atividades desenvolvidas pelo homem (JUMBE, 2004).

Com o aumento da demanda por energia elétrica bem como preocupações por questões ambientais (HALDER et al., 2015), nota-se a atenção dos governantes no tocante de políticas públicas. Tal fato é evidenciado no desenvolvimento de medidas com a finalidade de evitar o uso indiscriminado dos insumos energéticos assim como incentivar a inserção de fontes renováveis na geração de eletricidade (PANWAR; KAUSHIK; KOTHARI, 2011).

No Brasil tem se observado que o processo de descentralização do sistema elétrico tradicional vem sendo consolidado com a proliferação das Fontes de Energia Renováveis (FER) juntamente com a nova perspectiva sobre o consumo de energia elétrica. Vale salientar que no território brasileiro, tais recursos energéticos foram impulsionados com a Resolução Normativa Nº 687/2015 da ANEEL (ANEEL, 2015), a qual trata de uma revisão da Resolução Normativa Nº 482/2012 (ANEEL, 2012).

Esta normativa regulamenta os sistemas de mini e microgeração distribuída (Geração Distribuída - GD) conectadas às redes de distribuição de baixa e média tensão, permitindo a expansão e gerenciamento dos Recursos Energéticos Distribuídos (RED), isto é, Geradores Distribuídos (GDs). As regras presentes nestas normativas apresentam importantes alterações em relação à versão anterior, destacando-se a ampliação da validade dos créditos de energia elétrica (de 36 meses para 60 meses), a criação da possibilidade dos consumidores usarem tais créditos em outras instalações e a expectativa da formação de cooperativas para a geração e o consumo da energia, por exemplo: geração distribuída em condomínios, empreendimentos de múltiplas unidades consumidoras. Além disso, a ANEEL atualizou a cartilha de “perguntas e respostas” sobre a Resolução Normativa Nº 482/2012 e de acordo com a norma, existe a possibilidade de arrendar o telhado para outra pessoa ou empresa a fim de instalar mini ou microgeração distribuída (ANEEL, 2017).

Neste contexto, o cenário atual evidencia a forte difusão do conceito de Microrredes (MR's) para indicar sistemas elétricos modernos. Visto que as MR's apresentam capacidade de operação e gerenciamento dos geradores distribuídos e das cargas conectadas à Rede de Distribuição de Energia Elétrica (RDEE) de forma controlada e despachável, propiciando maior flexibilidade, resiliência e confiabilidade (SAMAD; ANNASWAMY, 2017). Desta forma, as microrredes de energia têm sido consideradas uma solução atraente e eficiente para aplicações em parques industriais, agrupamentos comerciais, rurais e residenciais, além de diversas outras alternativas onde há disponibilidade de recursos renováveis distribuídos (BHOYAR; BHARATKAR, 2012; PALMA-BEHNKE et al., 2012).

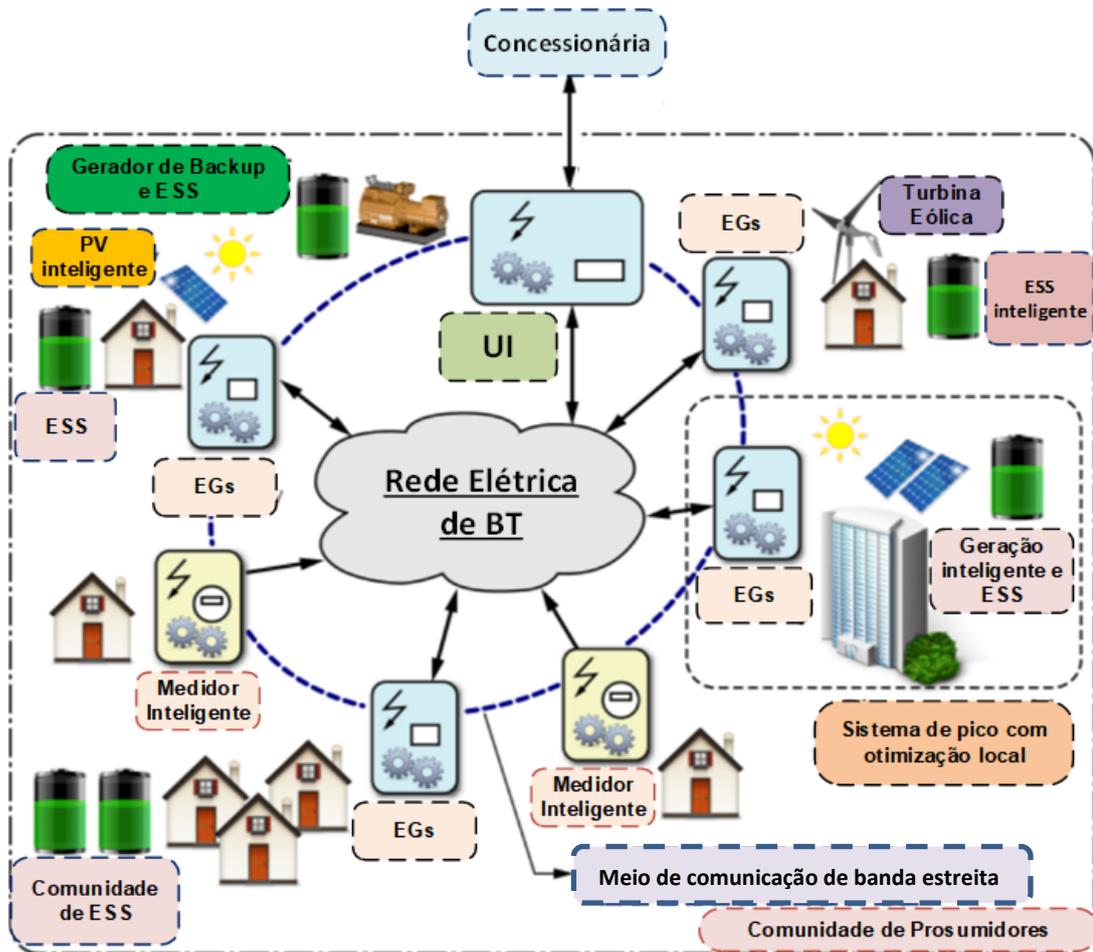
Uma microrrede é caracterizada por um aglomerado de cargas, sistemas de geração distribuída, existindo ou não sistemas de armazenamento de energia, sendo ainda conectada a um sistema principal de distribuição de energia através de um Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Em geral, as microrredes são conectadas através de Conversores Eletrônicos de Potência (CEP) baseados em inversores fonte de tensão, sendo ainda operados por um Sistema de Gerenciamento de Energia (SGE) (PALMA-BEHNKE et al., 2012). Microrredes podem operar em modo conectado à rede principal ou em modo isolado. Além disso, tal infraestrutura deve ser capaz de transitar entre esses dois modos de forma suave e robusta (OLIVARES et al., 2014).

Uma MR também pode ser implementada como um sistema de distribuição de energia em baixa tensão. Conseqüentemente, esta deve ser capaz de alimentar cargas monofásicas, bifásicas e trifásicas baseando-se em topologias de redes trifásicas (KIM et al., 2015).

As arquiteturas de MR's são classificadas em centralizadas e descentralizadas, cujo detalhamento encontra-se em Strasser et al. (2015). O controle centralizado faz referência a um controlador central, o qual faz uso de medições no PAC e possíveis informações externas provenientes de nós da MR. O controle central também é responsável pelo despacho de potência ativa e reativa advindas das unidades de geração contidas na MR (ANTUNES, 2018; FERREIRA et al., 2018a).

A Figura 1 ilustra o diagrama esquemático geral de uma MR. Esta estrutura é composta por nós passivos, agentes ativos e o conversor interface de rede, do inglês *Utility Interface* (UI) (TENTI et al., 2014b).

Figura 1 - Estrutura geral de uma Microrrede.



Fonte – Adaptado de (TENTI et al., 2014b).

Os nós passivos inseridos na arquitetura da MR são constituídos por cargas que drenam corrente da rede elétrica. Tais agentes não usufruem necessariamente de dispositivos de medição inteligentes (BRANDÃO et al., 2018).

Já os agentes ativos são caracterizados pela presença de fontes primárias ou sistemas de armazenamento de energia (ESS, do inglês *Energy Storage System*), sendo assim estes proveem a capacidade de injeção da potência ativa gerada pelas FER. Cabe lembrar que tais elementos podem ser classificados como geradores distribuídos sem comunicação ou com comunicação, os quais são denominados portas de energia (do inglês, *Energy Gateways* - EGs). As EGs possuem módulos de comunicação e têm a capacidade de interação com um controlador central, cuja função é coletar e processar quantidades elétricas oriundas do PAC bem como dos REDs inseridos na MR (BRANDÃO et al., 2018; BRANDÃO, 2015).

Por fim, o conversor interativo conectado em paralelo (UI) e alocado junto ao PAC é constituído de um conversor CC/CA trifásico e um estágio CC/CC de dois quadrantes (BRANDÃO, 2015; CALDOGNETTO, 2016).

O estágio CC/CA é acoplado aos terminais de baixa tensão de um transformador abaixador que alimenta a MR, enquanto que o estágio CC/CC é conectado ao sistema de armazenamento de energia ou sistema de *backup*. Desta maneira, o conversor UI pode ser dimensionado considerando ESS (baterias, supercapacitores) e sistemas de geração reserva (*backup* – grupo motor/gerador). O primeiro visa garantir uma resposta rápida durante ocorrências de variações da MR ao passo que o segundo assegura suporte dinâmico durante o modo de operação ilhada da arquitetura de rede (BRANDÃO et al., 2018).

O UI desempenha um papel crucial na operação da MR centralizada, visto que ela possibilita operação ilhada bem como provê uma transição suave entre modo de ilhamento para o conectado e vice-versa (FERREIRA, 2018). Além disso, uma característica peculiar da interface de rede é a sua capacidade de acoplamento entre os barramentos CC e CA da microrrede (TENTI et al., 2014b).

Dentre as funcionalidades deste dispositivo destacam-se: a capacidade de operar como conversor formador de rede (CFR) ou como conversor de suporte à rede (CSR). Na operação como CFR o conversor opera no modo autônomo e gera as referências de tensão e frequência para a microrrede. Já no modo CSR, o conversor opera regulando os níveis de frequência e tensão da MR bem como injetando ou absorvendo potência. Neste modo, o conversor ainda é capaz de operar como filtro ativo de potência mitigando os distúrbios de corrente da microrrede (FERREIRA et al., 2018b).

Por outro lado, as FER são geralmente interligadas à MR através de um sistema de conversão de duplo estágio, composto por: um conversor CC-CC, responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência (MPP), e também por um conversor CC-CA. Este último é responsável por manter constante a tensão no barramento CC, controlar o fluxo de potência ativa injetada na rede e fornecer serviços ancilares, tais como: filtragem ativa e suporte dinâmico à rede (BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2016a; CARRASCO et al., 2006; HE et al., 2014; HE; LI; MUNIR, 2012; MARAFÃO et al., 2015; MUKHTIAR SINGH, VINOD KHADKIKAR, 2015).

Entretanto, as FER, especialmente aquelas baseadas em sistemas fotovoltaicos e eólicos, são influenciadas por condições climáticas e suas distribuições

geográficas dentro da microrrede. Dessa forma, como principal consequência, a energia gerada pode variar significativamente ao longo do tempo, configurando um sistema de potência dinamicamente complexo.

Neste contexto, ressalta-se um dos problemas mais desafiadores ocasionados pela intermitência das FERs e imprevisibilidade das cargas: as oscilações de potência instantâneas. Tais variações se traduzem em oscilações de tensão que podem provocar oscilações na potência instantânea e no torque de máquinas rotativas, bem como podem danificar os geradores e os conversores eletrônicos devido às elevadas correntes que surgem neste cenário (LUZ DANTAS et al., 2019). Além de afetar o despacho de energia em plantas de geração de energia eólica diminuindo a sua confiabilidade bem como introduzir problemas na dinâmica e qualidade do sistema elétrico devido à natureza flutuante do vento (CARRILLO et al., 2004; FAN; MIAO, 2018; GAUTAM et al., 2011; MIAO et al., 2009).

Ressalta-se, portanto, que em uma rede elétrica trifásica de três condutores, os problemas de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) estão relacionados com as harmônicas, desequilíbrios, desvios de tensão e oscilações da potência instantânea. Diferentemente de técnicas clássicas de compensação que visam mitigar harmônicos e desequilíbrios de corrente (BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2016a; HE et al., 2014; HE; LI; MUNIR, 2012; MARAFÃO et al., 2015), este trabalho foca no problema da oscilação da potência instantânea e energia reativa instantâneas, as quais podem ser suprimidas por meio de um CEP operando como filtro ativo de potência (FAP) trifásico paralelo com a devida estratégia de compensação.

Este trabalho também aborda a característica de injeção de corrente ativa na rede elétrica, garantindo assim o aspecto multifuncional do CEP. Além disso, sob a ótica da IEEE 1547-2018, o CEP pode injetar potência ativa e simultaneamente prestar serviços ancilares, como contribuir com o controle ativo da qualidade da energia elétrica assim como somente compensar distúrbios indesejados durante a intermitência das FER ou ao longo da noite, tornando-se assim uma característica fundamental para a expansão da aplicabilidade de CEP multifuncionais (IEEE 1547, 2018).

Para atingir estes objetivos, o presente trabalho propõe utilizar os termos conservativos de potência e energia reativa definidos pela Teoria de Potência Conservativa (CPT), do inglês *Conservative Power Theory* (TENTI; PAREDES; MATTAVELLI, 2011), como uma forma alternativa e inovadora de gerar os sinais de

referência de um CEP multifuncional trifásico a três condutores. Cabe lembrar que estratégias de compensação derivadas da CPT vêm sendo amplamente empregadas no controle de compensadores chaveados de potência (BRANDAO et al., 2015; BURGOS-MELLADO et al., 2017; MARAFÃO et al., 2013a; PAREDES et al., 2011).

No entanto, questões como a compensação de oscilações da potência instantânea ainda não foram abordadas. Logo, este trabalho explorará as propriedades da potência e energia reativa instantâneas da CPT para sistemas elétricos trifásicos sem condutor de retorno (neutro) com ênfase no uso multifuncional de conversores eletrônicos em arquiteturas de microrredes.

Por fim, a estratégia de geração das referências de compensação e a execução das malhas de controle do conversor são realizadas diretamente no sistema de coordenadas a-b-c. As vantagens, eficácia e resposta dinâmica da arquitetura proposta serão apresentadas e discutidas nas próximas seções através de simulações e de resultados experimentais.

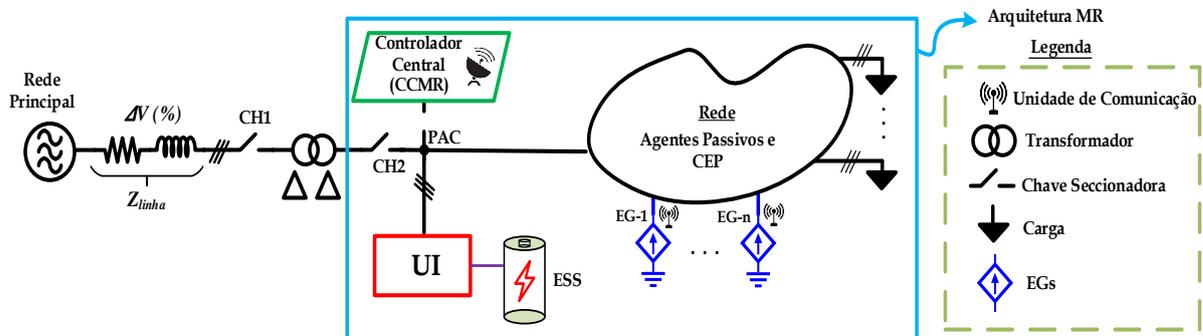
1.1 ESTRUTURA DE UMA MICRORREDE GENÉRICA

A Figura 2 ilustra uma estrutura simplificada de uma MR trifásica, na qual agentes passivos e ativos (CEP locais) estão interconectados ao longo da MR. Toda esta estrutura que compõe a MR está conectada à rede elétrica principal em baixa tensão, que é modelada por uma fonte de tensão trifásica com três condutores (caracterizada pela ligação delta-delta do transformador de distribuição). Os parâmetros de perdas e de indutâncias da rede são concentrados na impedância da linha. No ponto de conexão (PAC) entre a rede principal e a MR também estão conectados o controlador central da microrrede (CCMR) e o conversor de interface (UI).

Em geral, o conversor de interface é um inversor trifásico equipado com ESS, sendo responsável por gerenciar a conexão entre a MR e a rede principal de energia. Por isso, o UI é geralmente operado como um inversor multifuncional. Portanto, este conversor pode desempenhar diversas tarefas. Quando a MR está operando conectada à rede principal (modo conectado à rede) o UI, além de injetar potência ativa na rede, pode prover serviços auxiliares tais como suporte à tensão e compensação da potência reativa, desbalanços e distorções no PAC. Cabe destacar

que neste modo de operação o UI pode apresentar comportamento de fonte de tensão ou de fonte de corrente, de acordo com a estratégia de operação aplicada.

Figura 2 - Estrutura simplificada da MR trifásica.



Fonte - Próprio Autor.

Por outro lado, quando a MR opera na condição ilhada, isto é, desconectada da rede principal, o conversor UI deve ter comportamento do tipo fonte de tensão, ajustando a tensão e a frequência no PAC. Nesta condição o conversor UI opera como conversor formador de rede, tornando possível a manutenção dos demais conversores que atuam dentro da MR operando como fontes de corrente. Cabe ressaltar que o conversor UI garante o balanço de potência entre a microrrede, principalmente quando a microrrede está ilhada, pois, caso a potência gerada internamente na microrrede seja maior que a potência ativa demandada pelas cargas locais da MR, este excesso pode ser armazenado no ESS instalado junto ao UI. O inverso ocorreria se a carga local fosse maior que a geração de energia no interior da microrrede.

O conversor UI pode, ainda, incorporar a função CCMR, gerenciando a geração de energia e o provimento de serviços auxiliares pelos demais inversores dentro da microrrede. Além disso, o UI tem papel determinante em promover transições suaves entre o modo de operação ilhado e conectado.

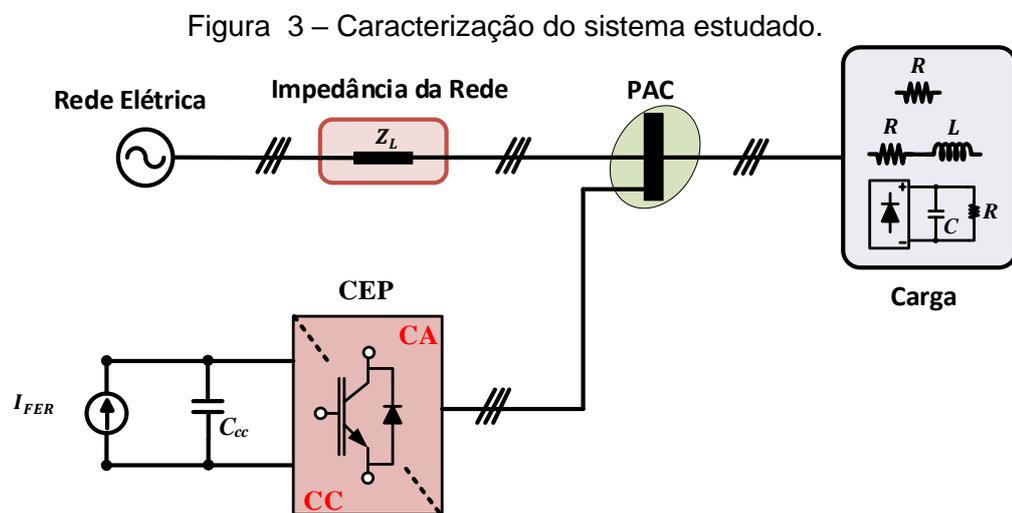
Já o EG é um RED que pode ser controlado para contribuir com as necessidades de energia da MR, ou seja, pode ser uma combinação de FER e ESS. Neste caso, a Unidade de Controle Local (UCL) coleta as grandezas necessárias para ajustar o sinal de referência para injetar energia na rede bem como executar diversas funções auxiliares simultaneamente (compensação de harmônicos, desequilíbrio, entre outros). Portanto, as referências calculadas (para injetar energia na rede e realizar uma compensação) pela UCL são sintetizadas pelos CEPs, sendo que estes

dispositivos possuem a capacidade de atuarem de maneira local, ou seja, ao redor dos nós da MR.

1.2 ESTRUTURA DO SISTEMA ESTUDADO NESTE TRABALHO

Neste trabalho, será analisado um cenário reduzido de microrrede, conforme ilustrado na Figura 3. Ressalta-se que não faz parte do escopo deste trabalho o projeto do ESS presente na estrutura da interface de rede bem como suas técnicas de ilhamento, reconexão e sincronismo. Cabe lembrar que as normativas vigentes exigem que o conversor de conexão à rede contemple estas técnicas. Detalhes sobre a operação do UI podem ser encontrados em (BRANDÃO, 2015).

Por outro lado, o conversor multifuncional UI da Figura 3 será dotado de capacidade para injetar a energia oriunda da fonte local e realizar serviços auxiliares. Neste trabalho, os serviços auxiliares prestados pelo inversor multifuncional estarão relacionados ao tratamento das oscilações de potência instantâneas no PAC.



Fonte - Próprio Autor.

Este cenário de aplicação restrito foi escolhido para que o foco do trabalho não fosse desviado para questões que, apesar de importantes e relevantes, são secundárias do ponto de vista da análise e tratamento das oscilações de potência instantâneas, principalmente neste estágio inicial do tema. É importante ressaltar que, as análises e discussões que serão realizadas no presente trabalho, poderão servir como base para estas questões que não foram abordadas no momento.

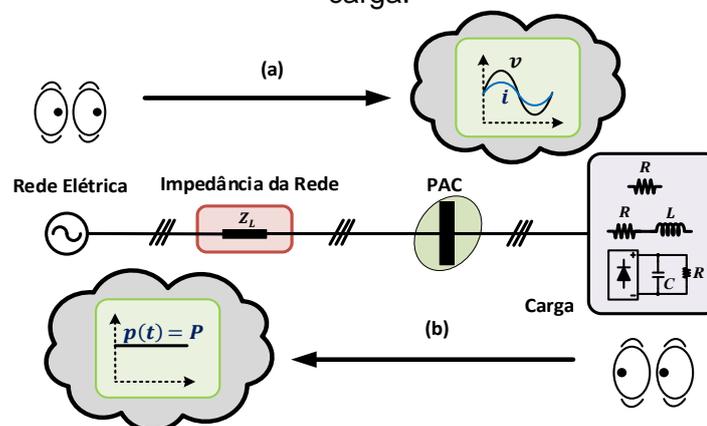
Nas análises que serão conduzidas ao longo do trabalho serão adotadas diversas configurações de cargas, tais como: carga resistiva, resistiva-indutiva, não linear bem como cargas desbalanceadas. A potência ativa das cargas será ajustada em torno de 45 kW, sendo que este valor pode representar a carga total instalada dentro de uma planta piloto em MR (JEON et al., 2011). A resistência e a indutância da rede elétrica principal também serão consideradas em algumas análises, por isso, serão dimensionadas para gerar quedas de tensão de 5% e de 1% (PRODIST, 2018).

1.3 OBJETIVOS GERAIS

Com base no exposto acima, o presente trabalho visa ampliar o conhecimento a respeito das microrredes e das redes inteligentes, com foco no desenvolvimento de tecnologias para a integração de fontes renováveis de energia às redes elétricas de distribuição de baixa tensão, sendo dado ênfase nos conversores eletrônicos de potência e suas estratégias para operação multifuncional.

Desta forma, diferentemente da análise tradicional da CPT (PAREDES, 2011; TENTI; PAREDES; MATTAVELLI, 2011) que visa caracterizar uma carga genérica (compensação de fator de potência, distorção harmônica total de corrente, entre outros) a partir do ponto de vista da carga; este trabalho pretende explorar e investigar as propriedades da potência e da energia reativa da CPT para analisar o sistema elétrico, ou seja, do ponto de vista da rede com ênfase no uso multifuncional do CEP operando em sistemas trifásicos a três condutores (sem condutor de neutro) para obtenção de potência constante no PAC, conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 - (a) Carga do ponto de vista da rede elétrica, (b) rede elétrica do ponto de vista da carga.



Fonte - Próprio Autor.

Assim, espera-se que mediante controle adequado, o CEP multifuncional seja capaz de prover flexibilidade para as funções auxiliares, como minimizar as oscilações da potência instantânea e da energia reativa instantânea pela fonte assim como avaliar o seu efeito na compensação dos distúrbios de corrente no PAC.

1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

A. Avaliar e propor uma estratégia de controle que permita minimizar problemas relacionados à QEE, mediante a compensação das oscilações da potência instantânea em sistemas trifásicos a três condutores.

B. Modelagem matemática e controle de um CEP trifásico multifuncional visando a utilização como um UI acoplado à rede elétrica bem como validação da técnica proposta por meio de resultados de simulações e implementação em escala laboratorial.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

No Capítulo 1, apresentou-se a motivação para a realização deste trabalho, assim como uma breve contextualização sobre os CEPs no cenário de fornecimento de serviços ancilares. Ademais, foram apresentados os objetivos principais e específicos deste trabalho.

O Capítulo 2 apresenta a fundamentação e o desenvolvimento da abordagem proposta baseada nos termos conservativos da CPT (potência e energia reativa) com foco na análise da rede elétrica (sistema elétrico), mediante a decomposição da potência e energia reativa instantânea em componentes médias e oscilatórias.

O Capítulo 3 apresenta a modelagem matemática do conversor acoplado à rede de distribuição de energia elétrica bem como a do barramento de corrente contínua (CC).

O Capítulo 4 contempla a estratégia de compensação proposta e os projetos dos compensadores de corrente e tensão.

Já o Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos a partir de diferentes cenários de simulação, assim como análise e discussão destes resultados.

No Capítulo 6 são descritos os detalhes sobre o protótipo em escala laboratorial e os resultados experimentais.

Por fim, no Capítulo 7 são apresentadas as considerações finais do trabalho, sintetizando os objetivos alcançados e os desafios encontrados, bem como proposições para trabalhos futuros.

2 EMBASAMENTO TEÓRICO E METODOLOGIA PROPOSTA

A Interface de Eletrônica de Potência (IEP) representa um ponto chave para a consolidação da geração distribuída e dos sistemas de geração baseadas em FER (BONALDO et al., 2015). Um dos focos atuais da investigação dos CEP é concentrado no uso multifuncional (MORALES-PAREDES; BONALDO; POMILIO, 2018; XUE et al., 2018), isto é evidenciado pela atualização recente da norma IEEE 1547-2018 (IEEE 1547, 2018), a qual permite a injeção de reativos na rede elétrica da concessionária. Neste cenário, os CEP multifuncionais podem extrair a máxima potência do gerador de energia local e injetá-la na rede, assim como controlar a tensão, regular a frequência, estabilizar a rede e compensar os distúrbios (harmônicas, desequilíbrios e reativos).

Para fornecer estes serviços ancilares a partir do sistema de energia local, são necessários dois subsistemas diferentes, o primeiro é o sistema de detecção que registra a necessidade de um serviço auxiliar e cria um sinal de controle adequado como consequência. Já o segundo, o centro de controle recebe este sinal e implementa a função desejada (BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2016a; BRANDAO et al., 2015).

Muitas vezes, dependendo da capacidade disponível (remanescente) dos conversores, uma variedade de diferentes funções auxiliares pode ser potencialmente realizada, uma vez que apenas um código adicional no sistema de controle é necessário, enquanto não há necessidade de uma avaliação adicional no próprio sistema de distribuição.

A possibilidade de enfrentar diferentes necessidades requer uma abordagem hierárquica na estratégia de controle, uma vez que, quando for necessário utilizar mais que uma função auxiliar, o sistema deve arbitrar qual é a prioridade técnica de acordo com a viabilidade e confiabilidade do sistema. De acordo com esta perspectiva, muitas oportunidades e desafios de pesquisa, desenvolvimento e implementação de novas tecnologias, controle avançado e otimização podem ser consideradas.

2.1 ESTADO DA ARTE

Com o aprimoramento da engenharia dos materiais a área de eletrônica de potência teve um avanço significativo em termos de desenvolvimento e aplicabilidade.

Tal fato está estritamente relacionado ao desenvolvimento da tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência (CAMPANHOL; DA SILVA; GOEDEL, 2013), os quais são capazes de bloquear tensões e correntes elevadas bem como operar em altas frequências de chaveamento, com reduzidas sobretensões e sobrecorrentes durante as comutações (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Desta maneira, nota-se uma disseminação de cargas não-lineares em ambientes residenciais, comerciais e industriais (TAKAMI; SILVA; SAMPAIO, 2014).

Nas indústrias, tais equipamentos concentram-se em processos automatizados por meio do uso de conversores CA-CC, ciclo-conversores e acionamentos CA de motores (CAMPANHOL; DA SILVA; GOEDEL, 2013) ao passo que nas residências estes semicondutores de potência estão presentes em eletrodomésticos, computadores, impressoras, drivers de iluminação, entre outros (GRANDI; CARNEIRO, 2009; WATANABE et al., 2010).

Contudo, devido às suas características não-lineares, tais equipamentos drenam da rede correntes harmônicas que ao interagirem com a impedância de linha da rede provocam quedas de tensão afetando as tensões no PAC (RIBEIRO; AZEVEDO; SOUSA, 2010). Desta forma, tais efeitos acabam distorcendo as formas de onda de tensão, e com as harmônicas de corrente geradas pelas cargas não-lineares, degrada-se o desempenho do sistema elétrico, acarretando em problemas associados à QEE como não linearidades nas formas de onda das tensões e correntes bem como desequilíbrios da rede elétrica (RIBEIRO et al., 2014).

Estes problemas na QEE podem ser causados por cargas não lineares e/ou desbalanceadas, fontes de tensão assimétricas e/ou harmônicas. De tal maneira que neste trabalho, a nomenclatura adotada para os distúrbios mencionados é a seguinte: desequilíbrio refere-se às diferentes amplitudes dos sinais das tensões ou correntes; o termo assimetria é associado ao defasamento angular entre as tensões da fonte de alimentação e, por fim, o desbalanço e reativos referem-se ao comportamento da carga.

Destaca-se que, apesar de drenarem harmônicas no sistema elétrico, os equipamentos dotados de semicondutores de potência dependem da qualidade da tensão fornecida para o seu correto funcionamento, recaindo em uma situação paradoxal (MONTEIRO, 2003).

A iminência do surgimento de um novo paradigma tecnológico no setor elétrico, em especial no segmento de distribuição de energia, está vinculada aos denominados

autoprodutores (usuários que consomem e geram energia em escala local). Estes estão alterando o sistema de energia tradicional com fluxo unidirecional de energia para um sistema com fluxo bidirecional de energia, ou seja, os autoprodutores (geradores distribuídos) além de consumir energia, têm a capacidade de injeção de potência ativa na RDEE (ANTUNES et al., 2018).

Fatores de natureza econômica, técnica e política contribuem para esta mudança de paradigma do sistema elétrico bem como a integração para as FER, principalmente aquelas com características intermitentes (MIYAGI et al., 2014).

No cerne desta reestruturação do sistema elétrico, o conceito de MR (conectada à rede) surge com a finalidade de gerenciamento e integração dos RED nas redes elétricas modernas de energia, contribuindo com o aumento da confiabilidade e da qualidade do fornecimento de energia disponibilizados à carga (ARAÚJO et al., 2015; BARKLUND et al., 2008).

Devido à presença de FER com características intermitentes presentes nas MRs com baixa capacidade de curto-circuito, a denominada rede fraca (impedância equivalente alta), as correntes drenadas pelas cargas (não lineares e/ou desbalanceadas) acarretam em distorções e/ou desequilíbrios nas tensões locais e podem ser prejudiciais para outras cargas (SOUZA, 2017b).

Cabe lembrar que o sistema de distribuição possui ramais monofásicos e bifásicos, principalmente no fornecimento de energia a redes urbanas e rurais (ARIOLI, 2016). Sendo assim, as redes de distribuição de baixa tensão (BT) apresentam tipicamente uma característica peculiar devido ao desbalanceamento advindos de cargas monofásicas e/ou bifásicas distribuídas de maneira irregular entre as fases da unidade consumidora, cargas trifásicas desbalanceadas, faltas assimétricas e anormalidades no sistema de energia (BACELAR, 2013).

Além disso, os desequilíbrios tendem a se acentuar com o alto nível de penetração dos autoprodutores monofásico e bifásico na rede de baixa tensão, visto que sua impedância e nível de potência (consumida e gerada) terão a capacidade de influenciar na rede elétrica (ARIOLI, 2016).

Diante deste cenário, nota-se a presença de cargas desbalanceadas (lineares e não lineares) bem como de fontes desequilibradas, as quais produzem componentes harmônicas de sequência negativa e zero. Estas são responsáveis pelo aparecimento de oscilações na potência instantânea no sistema (fonte e carga).

Uma aplicação interessante seria a compensação destas oscilações de potência por meio de um CEP, eliminado assim, as ondulações no torque de um gerador e mitigando possíveis vibrações no eixo. Desta maneira, com a extinção da parte oscilante da potência instantânea, o rotor da máquina receberia apenas a parcela de potência útil (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

Os fenômenos relacionados à oscilação de potência não são recentes. Este efeito foi observado por *Shallenberger* em 1888, originado pelo ângulo de defasagem da tensão e corrente entre uma fonte de alimentação CA e a carga (SHALLENBERGER, 1888).

Segundo Emanuel (1996), o processo de transferência de energia elétrica em circuitos CA sempre provocam oscilações de potência. Estas são provenientes de sistemas polifásicos desbalanceados, elementos armazenadores de energia ou harmônicos injetados na rede por cargas não-lineares. Assim, a disseminação de cargas não-lineares (balanceadas e desbalanceadas) bem como fontes descentralizadas (painéis fotovoltaicos, veículos elétricos, dentre outros) inseridas entre as fases do sistema de distribuição produzem correntes indesejadas, provocando fenômenos como defasagem, desequilíbrios e não-linearidades (distorção harmônica). De tal forma que o fluxo de potência relacionado com tais efeitos é bidirecional, sendo assim também atrelados às potências oscilantes, as quais incrementam as perdas nas linhas da concessionária e nas cargas, prejudicando o fornecimento de energia elétrica (EMANUEL, 1996).

Diversas soluções têm sido propostas na literatura na tentativa de mitigar os desequilíbrios e/ou as distorções harmônicas. Para isto, normalmente são empregados condicionadores (compensadores) de energia, os quais utilizam equipamentos passivos compostos por filtro passivos sintonizados e amortecidos, chaveados (reator chaveado por tiristores e capacitor chaveado por tiristores) e tecnologias de filtros ativos ou híbridos (PAREDES, 2011).

Com a presença das FER nas MRs, os conversores CC/CC são projetados com a finalidade de processar o pico de potência que a fonte local de energia (painéis fotovoltaicos, turbina eólica entre outras) pode oferecer, ou seja, rastrear o seu MPP (BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2016b).

Neste cenário, a intermitência das fontes de energia assim como das cargas genéricas (balanceadas ou não, lineares ou não) permite o desenvolvimento de um sistema de controle multifuncional em que funções concomitantes sejam adotadas

desde que a sua capacidade de potência/corrente nominal seja respeitada (BONALDO, 2015; IGLESIAS BRANDÃO et al., 2013). Por exemplo, a estratégia de controle flexível implementada nos conversores multifuncionais busca injetar potência ativa na rede e, simultaneamente, minimizar os problemas de QEE presentes nos sistemas conforme a sua capacidade remanescente (BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2015).

Nota-se que estes sistemas de controle devem fornecer ao conversor capacidade de suprimir sinais precisos e consistentes não só em regime permanente como também em possíveis transitórios que ocorrem nos sistemas elétricos. Portanto, as definições de potência (técnicas de decomposições de corrente/potência) tornam-se essenciais na escolha da metodologia a ser utilizada para minimizar os distúrbios de QEE, além de serem os meios principais dos algoritmos de controle dos dispositivos chaveados eletronicamente. Desta forma, as estratégias de controle e as parcelas decompostas de potências/correntes estão estritamente relacionadas, sendo que uma teoria mais generalista possibilitaria o embasamento e a correlação entre o entendimento físico e os fenômenos existentes nos sistemas elétricos.

Em geral, os problemas de compensação de potência reativa são discutidos sob dois aspectos principais: fonte ou carga. Tratando-se da fonte, a compensação é utilizada na redução de flutuações de tensão. Do ponto de vista da carga, almeja-se minimizar o deslocamento de fase da corrente em relação a tensão, controlar o fluxo de potência reativa advinda da fonte e garantir a regulação de tensão (DIXON et al., 2005; FERREIRA, 2012).

Reitera-se que as contribuições sobre teorias de potência foram divididas em duas escolas de pensamento principais. A primeira metodologia para definição de potências em condições não senoidais foi elaborada por Budeanu (BUDEANU, 1927) sendo desenvolvida no domínio da frequência, enquanto que a outra é embasada no domínio do tempo e foi proposta por Fryze (FRYZE, 1932). Estas duas definições constituem-se base das demais proposições desenvolvidas para a definição da potência em condições distorcidas e desequilibradas de tensão e corrente.

A ideia proposta por Budeanu baseou-se na determinação da potência reativa a partir da decomposição harmônica das tensões e correntes. As técnicas encontradas na literatura para detecção das componentes harmônicas no domínio da frequência, são: a *Discrete Fourier Transform* (DFT) - Transformada Discreta de

Fourier, *Fast Fourier Transform* (FFT) - Transformada Rápida de Fourier, Transformada Discreta de Fourier Recursiva (RDFT) (ROCHA, 2017).

Contudo, como os algoritmos desenvolvidos no domínio da frequência baseiam-se na decomposição e análise do espectro de frequência do sinal a partir da DFT, tais metodologias, dependendo do microprocessador empregado, podem ter como desvantagem a perda de precisão para sinais não estacionários e um elevado tempo de processamento bem como alto consumo de memória devido à sua complexa implementação, culminando com respostas dinâmicas lentas (FERREIRA, 2012; FERREIRA et al., 2011; PEREIRA, 2009; SILVA, 2005). Além disso, a análise e implementação pode ficar ainda mais complexa, uma vez que nessas metodologias não são consideradas as inter-harmônicas.

Por sua vez, as técnicas no domínio do tempo proporcionam uma redução no número de cálculos algébricos e um aumento na velocidade comparadas aos métodos no domínio da frequência (PEREIRA, 2009). Desta maneira, os algoritmos implementados possuem rápida execução e baixo esforço computacional, isto é, o controle torna-se mais simples e veloz (MONTEIRO, 2008; SILVA, 2005). Ademais, dependendo da técnica utilizada podem ser incorporadas as análises das inter-harmônicas (MOREIRA; DA SILVA; PAREDES, 2018).

Levando-se em conta que o CEP tenha capacidade de suprimir ou amenizar problemas de QEE, os algoritmos do sistema de controle podem ser implementados preferencialmente no domínio do tempo (MONTEIRO, 2008). A seguir serão descritas sucintamente as principais teorias de potência no domínio do tempo, dentre elas: teoria p-q, teoria p-q modificada, teoria p-q no referencial vetorial e teoria p-q-r.

A teoria p-q foi desenvolvida em 1983 por (AKAGI et al., 1983; AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984) para sistemas trifásicos a três fios, visando a sua aplicação em filtros ativos de potência e tendo como base para sua formulação a transformação de Clarke.

Posteriormente, a teoria p-q foi estendida detalhadamente para sistemas trifásicos a quatro condutores (AREDES; WATANABE, 1995; WATANABE; STEPHAN; AREDES, 1993).

Uma novidade desta teoria de potência encontra-se na introdução do conceito de potência instantânea imaginária, cuja unidade definida pelos autores da teoria-pq é Volt-Ampère-Imaginário (VAi). Esta quantidade elétrica é diferente da definição de

potência reativa convencional tanto no aspecto matemático quanto físico, já que possui uma parcela média e oscilatória (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

(AKAGI; NABAE; ATOH, 1986) propõem uma estratégia de controle para FAP usando a teoria p-q, para isso vários tipos de filtros passa-baixa foram projetados, pois a frequência de corte e a ordem do filtro afetavam o cálculo das potências real e imaginária oscilantes, influenciando diretamente nas referências dos sinais de corrente de compensação.

(AREDES, 1991) discute minuciosamente os conceitos de potência relacionados à teoria p-q tendo em vista as suas aplicações em condicionadores de energia em sistemas trifásicos à quatro condutores sob a ótica da teoria das componentes simétricas contendo harmônicas. Assim o autor demonstrou que o produto das componentes de sequência positiva e negativa da tensão e corrente estabelecidos em uma mesma frequência contribuem para o valor médio da potência real e imaginária. Outra conclusão importante é que a supressão do conjunto composto pela parcela oscilante da potência real e da potência imaginária não permite a obtenção de corrente senoidal na fonte, caso as tensões desta não sejam senoidais (distorcidas). Portanto, para tensão não senoidal a técnica não garante potência real constante e correntes senoidais simultaneamente, ou seja, apenas um objetivo pode ser alcançado, potência constante ou corrente senoidal.

(PENELLO; WATANABE, 1993) propõe a compensação das correntes harmônicas oriundas de uma carga não linear (retificador trifásico de ponte completa composto por seis tiristores com filtro indutivo na saída). O objetivo do artigo é a mitigação da parcela oscilatória da potência real e das parcelas médias e oscilantes da potência imaginária instantânea. Com o auxílio de chaves seletoras calculam-se as correntes de referência de compensação e tais componentes de potência são compensadas seletivamente, possibilitando assim determinar a influência de tais termos individualmente ou em conjunto. De acordo com os resultados obtidos, a eliminação das parcelas oscilantes da potência real e imaginária, as quais para essa configuração de carga representam o conteúdo harmônico, garantiram que as correntes da fonte fossem senoidais, porém defasadas, isto é, fator de potência diferente do valor unitário. Só a compensação das parcelas oscilatórias bem como da parcela média da potência reativa instantânea, garante que a corrente da fonte se torne senoidal e em fase com a tensão. Vale a pena salientar que, a tensão de alimentação considerada, foi senoidal e equilibrada.

Em (WATANABE; STEPHAN; AREDES, 1993), foi elaborada uma revisão sobre a teoria p-q, reforçando que a teoria é válida para regime permanente e transitório assim como para formas de onda genéricas. A partir de alguns exemplos propostos, os autores realizaram tentativas de explicitar o significado físico das potências instantâneas propostas na teoria original (AKAGI et al., 1983). Além disso, foi analisado o caso de um sistema trifásico desbalanceado sem harmônicos. Nessas condições, com o auxílio das componentes simétricas, incluindo a potência instantânea de sequência zero foi analisada a teoria p-q. Na época, os autores já acreditavam no potencial da teoria para o projeto de FAP.

A estratégia de controle com potência constante na fonte ou no PAC foi introduzida em (AREDES; WATANABE, 1995). Este artigo trata da teoria de potência instantânea discutida em (AREDES, 1991) almejando a sua aplicação em ambientes industriais. A estratégia proposta suprime as correntes harmônicas da rede de tal maneira que a corrente compensada deveria drenar potência ativa constante, mesmo sob condições não senoidais de tensão. Cabe salientar que a potência real e imaginária instantânea não são influenciadas pela potência de sequência zero, a qual deve ser mitigada completamente, ou seja, tanto a parcela média quanto oscilatória da potência de sequência zero, pois é impossível produzir tais parcelas separadamente.

Em (AREDES; HÄFNER; HEUMANN, 1997) foram abordadas as estratégias de controle de potência constante da fonte e a de correntes senoidais da fonte considerando sistemas desequilibrados com quatro fios. Além disso, este trabalho realiza uma análise comparativa entre CEP para FAP conectados à sistemas desequilibrados com conexão de neutro. Ressalta-se que na metodologia de potência constante, o FAP é utilizado para compensação das potências real harmônica, imaginária e de sequência zero resultando na fonte apenas no fluxo de potência ativa fundamental. Ademais, por meio de simulações realizam-se discussões e comparações sobre o desempenho das estratégias propostas. Do ponto de vista do conteúdo harmônico, o resultado da comparação indica que a estratégia de potência constante, oferece um desempenho inferior ao da estratégia de corrente senoidal para compensação das correntes indesejadas na fonte.

Conforme Salgado (2005), a teoria de potência reativa instantânea generalizada, isto é, a teoria p-q modificada, foi originalmente apresentada por

(TOGASAWA et al., 1994) contudo, somente foi consolidada em (PENG; LAI, 1996; PENG; OTT; ADAMS, 1998).

Assim em (PENG; LAI, 1996) foi apresentada a teoria p-q modificada fundamentada nas coordenadas a-b-c bem como baseada na transformação de Clarke. Independente do sistema de coordenadas adotado, foi mostrado que as potências real e imaginária instantâneas permanecem idênticas. A principal diferença entre a teoria p-q original e a sua versão modificada está na definição da potência reativa instantânea que foi definida nas coordenadas a-b-c.

(PENG; OTT; ADAMS, 1998) apresentam uma metodologia para compensação de potência reativa e harmônica baseada na teoria p-q modificada como também os significados físicos destas quantidades elétricas para sistemas trifásicos senoidais ou distorcidos, equilibrados e desequilibrados com ou sem componentes homopolares. Um cenário proposto foi a compensação das potências reativas e harmônicas, tal que os sinais de referência deveriam ser constituídos pela parcela oscilante da potência ativa instantânea da carga e pela potência reativa instantânea da carga. Como resultado, o sistema passaria a ter fator de potência unitário.

A formulação vetorial da teoria p-q foi proposta por (SALMERON et al., 2003; SALMERÓN; MONTAÑO, 1996). A estratégia de controle proposta apresenta resultados idênticos aos da versão original em um sistema trifásico a 4 condutores, visto que se trata apenas de uma abordagem diferente. Contudo, a simplicidade da nova metodologia baseada na ausência de transformações de coordenadas matemáticas permite a obtenção dos objetivos da estratégia de compensação proposta (HERRERA; SALMERON, 2009).

(HERRERA; SALMERON, 2009) propõem uma nova estratégia de controle nas coordenadas de fase, isto é, coordenadas a-b-c. Neste caso, os objetivos da compensação são atingidos sem o auxílio de artifícios matemáticos como a transformação de coordenadas ou matrizes de transformação, facilitando assim o controle do sistema. Na situação em que as tensões são senoidais e equilibradas, após a compensação total da potência imaginária instantânea e da parte oscilatória da potência real instantânea, obtém-se potência constante no lado da fonte. Conseqüentemente, a corrente pela fonte possui característica senoidal e equilibrada, evidenciando o que a teoria pq original providenciava. Maiores detalhes desta metodologia estão disponíveis em (HERRERA, 2007).

(HYOSUNG KIM; AKAGI, 1999) propuseram a Teoria p-q-r, a qual trata a teoria da potência instantânea na referência girante p-q-r. Esta teoria define a potência ativa instantânea e duas potências reativas em um sistema trifásico a quatro condutores. As tensões e correntes nas coordenadas a-b-c passam por duas transformadas sucessivas. Inicialmente, utiliza-se a transformada de Clarke garantindo a ortogonalidade entre as componentes de potência instantânea e em seguida, utiliza-se a transformação para as coordenadas girantes. Tal procedimento é necessário para deixar o vetor espacial de tensão alinhado com o eixo “p” da referência girante p-q-r.

(SILVA; MARTINS; AFONSO, 2001) propõem uma análise comparativa de algumas estratégias para o controle de condicionadores de energia, dentre elas a teoria p-q e o método FBD (DEPENBROCK, 1993). Para tal investigação os autores consideram um cenário com tensão trifásica senoidal e desequilibrada. Desta maneira, após o processo de compensação, conclui-se que, com a teoria p-q, a potência pela fonte tornou-se constante, mas a corrente no lado da fonte detinha conteúdo harmônico. Já com o método FBD verifica-se que a potência se torna constante, contudo, as correntes na fonte apesar de serem senoidais apresentam diferentes amplitudes (desequilíbrio).

(MONTEIRO et al., 2009) avaliam o desempenho e aplicabilidade de algoritmos de compensação para compensadores chaveados empregando a teoria p-q e a teoria “*Current’s Physical Components*” - CPC (CZARNECKI, 1988). Os autores enfatizam a oscilação da potência real instantânea, a qual pode originar torques oscilantes ou variações de frequência em MR, que geralmente são sistemas fracos. Em virtude das oscilações de potência real instantânea provenientes das variações no consumo da carga ou flutuações da FER. Além disso, o aparecimento da parcela oscilante da potência real instantânea emerge devido a conexão de diferentes tipos de geradores de baixa inércia ou não-controláveis na MR. De acordo com os autores da teoria p-q, esta parcela oscilatória fornece a quantidade de energia oscilante entre a fonte e a carga, tal que sua compensação deve ser realizada com o auxílio de um dispositivo de armazenamento de energia.

(SUVIRE, 2009) discute a mitigação dos problemas produzidos pela flutuação de potência em geradores eólicos conectados em sistemas fracos. Sendo que tal característica é oriunda das flutuações de tensão. Neste trabalho, o autor propõe o projeto de um dispositivo eletrônico de potência integrado a um sistema de

armazenamento de energia (volantes de inércia - *flywheels*) a fim de suprimir as oscilações de potência. Desta maneira, a potência ativa ou reativa entregue a um gerador eólico ou parque eólico seriam menos dependentes da intermitência do vento e não afetariam o sistema de forma crítica. Outro ponto a se destacar é que as oscilações de potência, conseqüentemente, provocam variações no torque, o qual deve ser amortecido com o intuito de evitar variações na frequência.

(WATANABE et al., 2010) apresentam um tutorial sobre os conceitos básicos da teoria de potência instantânea e sua aplicabilidade ao controle de condicionadores eletrônicos de energia em MR. Sendo que tais dispositivos podem compensar desbalanços, harmônicos e potência reativa ou até mesmo desempenhar a regulação de tensão. Como a MR alimenta diferentes tipos de cargas, tais como: cargas lineares monofásicas e/ou trifásicas lineares e/ou não-lineares, as quais drenam correntes distorcidas e desequilibradas com alto valor de corrente do neutro. Portanto, tal efeito é crítico, pois estas correntes elevam a queda de tensão na impedância da linha. Em consequência disso, as cargas são alimentadas por tensões desequilibradas e distorcidas (ou seja, distúrbios de tensão impostas pelas próprias cargas), ocorrendo o aparecimento de oscilações de potência instantânea. Como solução, os autores propõem a compensação dos harmônicos e desequilíbrio da corrente bem como realizando a regulação de tensão. Por fim, os autores concluem que em uma MR constituída por gerador eólico e cargas não-lineares, a teoria p-q permite a mitigação de maneira adequada dos problemas relacionados à oscilação da potência real a fim de evitar as flutuações de frequência.

Diante dos trabalhos elencados, observa-se diferentes estratégias de controle com o objetivo de suprimir as oscilações de potência instantânea. Sendo que a metodologia abordada depende da maneira como as referências de corrente são geradas.

Por conseguinte, destaca-se que do ponto de vista de compensação, a teoria p-q pode ser aplicada com dois objetivos principais, os quais são: garantia de potência constante no PAC e/ou correntes senoidais e equilibradas no PAC. Tal que, estes dois objetivos só podem ser atendidos simultaneamente quando as tensões no PAC forem senoidais e equilibradas. Em quaisquer outras condições de tensão (distorções e/ou assimetrias), os objetivos só podem ser atendidos isoladamente. Isto significa que o resultado final da compensação depende diretamente das tensões do PAC e do objetivo escolhido para uma dada aplicação (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

Ao contrário das teorias anteriores (p-q e FBD) que misturam o comportamento da fonte (tensões de alimentação) e as características da carga (MARAFÃO; PAREDES; SILVA, 2009; PAREDES; MARAFÃO; DA SILVA, 2009a, 2009b), a CPT, do inglês *Conservative Power Theory*, pode identificar termos de potência/corrente associados a cada distúrbio individualmente de forma dissociada, isto é, consumo de reativos, carga desbalanceada e não-linearidades (harmônicas). Portanto, a CPT é uma formulação que analisa os circuitos elétricos do ponto de vista do comportamento da carga (PAREDES, 2011).

Desta forma, a CPT vem sendo utilizada para gerar os sinais de referência de FAP, com a possibilidade de escolher o distúrbio desejado a ser compensado, ou seja, apresenta uma característica seletiva de compensação (MARAFÃO et al., 2013a; PAREDES et al., 2011).

Além disso, os algoritmos de controle derivados da CPT vêm sendo amplamente empregados no controle multifuncional de CEP (BONALDO; PAREDES; POMILIO, 2016a; MARAFÃO et al., 2015). Entre outras aplicações como técnicas de controle cooperativo local e distribuído, de compensadores (PAREDES, 2011), bem como caracterização de cargas e atribuição de responsabilidades (TENTI et al., 2011, 2014a). No entanto, questões como a compensação de oscilações da potência instantânea ainda não foram abordadas.

Neste sentido, nas próximas seções será apresentada e discutida uma nova formulação baseada nas grandezas conservativas da CPT (potência e energia reativa) para analisar o efeito combinado do comportamento da fonte e as características da carga, ou seja, analisar os circuitos elétricos do ponto de vista do comportamento da rede (fonte ou sistema) para obter sinais de referências para a compensação das oscilações da potência instantânea e da energia reativa instantânea.

Portanto, a busca por uma teoria que seja aplicável tanto do ponto de vista da carga quanto da fonte (rede) sem perder de vista o entendimento físico das grandezas envolvidas, justificaria a nova abordagem proposta neste trabalho, ou seja, pretende-se generalizar a CPT para a análise dos circuitos elétricos, tanto do ponto de vista do comportamento da rede quanto do ponto de vista das características da carga.

2.2 TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA

A CPT define grandezas elétricas chamadas de conservativas, tal que as tensões e correntes assim como suas derivadas e integrais imparciais satisfaçam as Leis de Tensões e Correntes de *Kirchhoff*, e conseqüentemente, o Teorema de *Tellegen* (Teorema da Conservação de Energia). Desta maneira, considerando um sistema polifásico genérico sob condição de operação periódica (período T), no qual v e i representam os vetores (variáveis em negrito) de tensão e corrente (as variáveis de fase são indicadas com o índice “ m ”), respectivamente.

A CPT define dois termos básicos, sendo que o primeiro é a potência instantânea, $p(t)$, mostrado em (2.1) (PAREDES, 2011).

$$p(t) = \mathbf{v} \circ \mathbf{i} = [v_a \ v_b \ v_c] \circ \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

E o segundo é a energia reativa instantânea, $w(t)$, expressa em (2.2):

$$w(t) = \hat{\mathbf{v}} \circ \mathbf{i} = [\hat{v}_a \ \hat{v}_b \ \hat{v}_c] \circ \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

onde: \hat{v} é o vetor contendo as integrais sem valor médio (*unbiased integral*) das tensões das “ m ” fases do sistema, cuja definição é dada em (2.3) .

$$\hat{v}_m = v_{f m} - \bar{v}_{f m} = \int_0^t v_m(\tau) d\tau - \frac{1}{T} \int_0^T \left[\int_0^t v_m(\tau) d\tau \right] dt \quad m \in \{a, b, c\} \quad (2.3)$$

Tal que: $v_{f m}$ é a integral da tensão e $\bar{v}_{f m}$ é o valor médio de $v_{f m}$.

Por outro lado, os valores médios de (2.1) e (2.2) resultam:

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c) dt = P \quad (2.4)$$

$$\bar{w} = \frac{1}{T} \int_0^T w(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (\hat{v}_a i_a + \hat{v}_b i_b + \hat{v}_c i_c) dt = W \quad (2.5)$$

Em que: $P = \bar{p}$ é a potência ativa [Watt] e $W = \bar{w}$ é a energia reativa [J].

2.2.1 Abordagem com foco na carga

Com base nos termos conservativos de potência ativa e energia reativa, a CPT decompõe as correntes de fase das cargas como sendo a soma de quatro subcomponentes denominadas: correntes ativas balanceadas (i_{am}^b), correntes reativas balanceadas (i_{rm}^b), correntes de desbalanço (i_m^u) e correntes residuais (i_{vm}) (TENTI; MATTAVELLI; MORALES PAREDES, 2010), sendo assim a corrente em um sistema trifásico pode ser decomposto da seguinte forma:

$$i_m = i_{am}^b + i_{rm}^b + i_m^u + i_{vm} = i_{am}^b + i_{nam} \quad m \in \{a, b, c\} \quad (2.6)$$

Sendo que: i_m é a corrente total na fase “m” e i_{nam} é a corrente não ativa na fase “m”.

- **as correntes ativas balanceadas** (i_{am}^b) são aquelas responsáveis pela transferência mínima da potência ativa coletiva da fonte para a carga, além de serem proporcionais e estarem em fase com suas respectivas tensões de fase “m”:

$$i_{am}^b = \frac{P}{V^2} v_m = \left(\frac{P}{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \right) v_m = G^b v_m \quad m \in \{a, b, c\} \quad (2.7)$$

Em que V^2 representa o valor eficaz coletivo (norma euclidiana) da tensão, P a potência ativa coletiva e G^b a condutância equivalente balanceada, a qual é igual para todas as fases.

- **as correntes reativas balanceadas** (i_{rm}^b) são aquelas responsáveis pelo fluxo mínimo de energia reativa coletiva no circuito e esta pode ser distorcida.

$$i_{rm}^b = \frac{W}{\hat{V}^2} \hat{v}_m = \left(\frac{W}{\hat{V}_a^2 + \hat{V}_b^2 + \hat{V}_c^2} \right) \hat{v}_m = B^b \hat{v}_m \quad m \in \{a, b, c\} \quad (2.8)$$

No qual: \hat{V}^2 e W representam o valor eficaz coletivo da integral imparcial da tensão e a energia reativa, respectivamente, ao passo que B^b é a reatidade equivalente balanceada, sendo idêntica para todas as fases.

- **as correntes de desbalanço** ($i_m^u = i_{am}^u + i_{rm}^u$) são compostas por uma parte ativa e reativa que representam os diferentes valores de condutância e reatidade equivalente por fase e é definida por:

$$i_m^u = i_{am}^u + i_{rm}^u = (G_m - G^b)v_m + (B_m - B^b)\hat{v}_m \quad m \in \{a, b, c\} \quad (2.9)$$

Tal que:

$$G_m = \frac{P_m}{V_m^2} \text{ e } B_m = \frac{W_m}{\hat{V}_m^2} \quad m \in \{a, b, c\} \quad (2.10)$$

Em que G_m e B_m representam a condutância e a reatidade equivalente por fase, respectivamente. Considerando uma carga balanceada, observa-se que a condutância equivalente por fase resulta idêntica a condutância balanceada ($G_m = G^b$). De maneira similar, as reatidades resultam idênticas, ou seja, $B_m = B^b$.

- **a corrente residual (distorciva)** (i_{vm}) é aquela parcela de corrente que não transfere potência ativa nem energia reativa (não linearidades entre as tensões e correntes):

$$i_{vm} = i_m - (i_{am}^b + i_{rm}^b + i_m^u) \quad m \in \{a, b, c\} \quad (2.11)$$

Assim, devido a propriedade de ortogonalidade entre as parcelas de corrente decompostas pela CPT, a corrente total pode ser expandida como:

$$I^2 = I_a^{b^2} + I_r^{b^2} + I^u{}^2 + I_v^2 = I_a^{b^2} + I_{na}^2 \quad (2.12)$$

Tal que I_a^b , I_r^b , I^u e I_v são os valores eficazes coletivos das componentes ativa balanceada, reativa balanceada, desbalanço e residual, ou seja, o cálculo do valor eficaz de cada parcela de corrente é considerado como a soma dos quadrados das correntes de fase de cada sub-parcela.

Nota-se que, a partir da CPT, as correntes medidas são decompostas em parcelas ortogonais (desacopladas), as quais visam representar as características do circuito elétrico (fenômenos físicos) relacionadas às cargas, isto é, identificar, principalmente, o comportamento das cargas: lineares, não-lineares, balanceadas e desbalanceadas que compõem o circuito elétrico (REIS, 2015; TENTI et al., 2014a).

Em virtude de ser uma proposta que interpreta de maneira adequada o comportamento da carga, as parcelas de correntes compostas em (2.8), (2.9) e (2.11), tem sido aplicada em diferentes cenários, os quais abrangem FAP e controle multifuncional de CEP (BONALDO; MORALES PAREDES; POMILIO, 2016; MARAFÃO et al., 2013b; PAREDES et al., 2011, 2015).

Neste sentido, considerando-se o potencial desta teoria de potência, na sequência será abordada a CPT do ponto de vista do comportamento da rede (sistema fonte). Esta lidará com a modelagem do sistema, cuja metodologia empregada é centrada na decomposição em termos médios e oscilatórios das parcelas instantâneas de potência e energia reativa, ou seja, agora a análise é focada no sistema e não na característica de carga como abordado tradicionalmente.

2.2.2 Abordagem com foco na rede (sistema elétrico)

A estratégia proposta para analisar o comportamento do sistema baseia-se na decomposição das parcelas básicas da CPT, (2.1) e (2.2), em valores médios e oscilatórios. De maneira análoga à Teoria p-q (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017), os termos instantâneos de potência e energia reativa definidos em coordenadas estacionárias a-b-c podem ser decompostos, conforme (2.13) e (2.14), respectivamente. Ressalta-se que a CPT, ao contrário da Teoria p-q, faz uso das grandezas conservativas denominadas de potência e energia reativa, a qual está relacionada à transferência de energia e energia armazenada no sistema.

$$p(t) = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.13)$$

$$w(t) = \bar{w} + \tilde{w} \quad (2.14)$$

Ressalta-se que as componentes oscilatórias de cada termo instantâneo são representadas pela simbologia “~”, ao passo que as componentes médias são descritas por “-”. As parcelas médias são determinadas diretamente no domínio do tempo e podem ser extraídas de acordo com (2.4) e (2.5) ou através da utilização de filtros passa-baixa ou por meio de diversos algoritmos de controle para compensadores chaveados de potência (PENG; OTT; ADAMS, 1998). Além disso, as componentes médias destacam-se por serem válidas independentemente das formas de onda de tensão e de corrente, garantindo que a aplicação desta metodologia seja válida para condições senoidais ou não.

A potência instantânea, $p(t)$, representa a energia útil por unidade de tempo fluindo da fonte para a carga (ou da carga para a fonte, se negativa). A componente média de $p(t)$, caso seja positiva consiste na energia por unidade de tempo transferida da fonte para a carga, ou seja, convertida em potência útil e possui definição idêntica à de potência ativa convencional. Enquanto a componente oscilatória (\tilde{p}) corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre a fonte e a carga, sendo originada pelas componentes harmônicas não comuns e desequilíbrios. Embora o valor médio da componente oscilante seja nulo, tal termo tem um papel fundamental, pois a cada instante representa uma quantidade de energia fluindo no sistema trifásico, originando, desta forma, parcelas de correntes indesejáveis, além de perdas adicionais.

Em geral, a componente média (\bar{p}) é calculada considerando o período da frequência da rede, conforme (2.4). Já a componente oscilatória de potência (\tilde{p}) corresponde às componentes de frequência superiores à frequência da rede ou devido às componentes de sequência negativa.

Portanto, no contexto de microrredes, onde existem geradores distribuídos interligados baseados em fontes de energia intermitentes e imprevisíveis, é possível o aparecimento da parcela \tilde{p} , em virtude da presença de frequências harmônicas, cargas desequilibradas, ou devido aos conversores monofásicos e bifásicos conectados à rede elétrica.

Em circuitos elétricos trifásicos, com ou sem condutor de neutro, onde as tensões e as correntes são compostas apenas por suas componentes fundamentais de sequência positiva, a transferência de energia é unidirecional, normalmente da fonte para a carga. Neste caso, a potência instantânea, contém apenas a componente média, isto é, $p(t) = \bar{p} = P$.

O valor médio de $w(t)$, \bar{w} , corresponde à energia reativa média (W) na rede ou à circulação de "reativos" provenientes de circuitos com ou sem armazenadores de energia, os quais são responsáveis pela defasagem da tensão em relação à corrente (PAREDES; REIS; DECKMANN, 2017). A parcela de energia reativa média, W , é válida para condições genéricas, incluindo até mesmo distorções nas formas de ondas e assimetrias. Já a componente oscilante de $w(t)$, $\tilde{w}(t)$, é oriunda das componentes harmônicas não comuns e desequilíbrios associadas ao fluxo de reativos no sistema.

Existem também outras situações particulares em que a potência instantânea apresenta uma transferência unidirecional da fonte para a carga. Por exemplo: quando as tensões e correntes estão em fase, são equilibradas, e possuem as mesmas componentes harmônicas (harmônicas comuns), além de possuírem as mesmas componentes de sequência (sequência positiva e sequência negativa).

Em qualquer outra situação, onde as tensões e correntes são compostas por distorções (harmônicas não comuns) ou componentes desequilibradas, a potência instantânea apresenta a componente média e a componente oscilante.

De posse das parcelas de potência e energia reativa, as quais são representadas em (2.13) e (2.14), podem ser definidas as correntes ativa, i_p , e reativa instantânea, i_w , da seguinte maneira:

$$\mathbf{i}_p = \frac{\bar{p}}{v_{abc}^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{\tilde{p}}{v_{abc}^2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{i}_w = \frac{\bar{w}}{\hat{v}_{abc}^2} \begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_b \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \frac{\tilde{w}}{\hat{v}_{abc}^2} \begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_b \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Tal que: $v_{abc}^2 = v_a^2 + v_b^2 + v_c^2$ e $\hat{v}_{abc}^2 = \hat{v}_a^2 + \hat{v}_b^2 + \hat{v}_c^2$ representam os valores coletivos instantâneos das tensões e das integrais imparciais das tensões,

respectivamente. Desta maneira, o vetor da corrente instantânea, (i), é composto pela soma destas duas parcelas.

$$i = i_p + i_w \quad (2.17)$$

Portanto, os vetores das correntes associadas aos termos instantâneos, isto é $p(t)$ e $w(t)$, são decompostos em duas subcomponentes, conforme (2.18) e (2.19).

$$i_p = i_{\bar{p}} + i_{\tilde{p}} \quad (2.18)$$

$$i_w = i_{\bar{w}} + i_{\tilde{w}} \quad (2.19)$$

Tratando-se das componentes decompostas, a componente i_p representa o vetor das correntes ativas instantâneas correspondente à potência instantânea. Admitindo-se um cenário senoidal e equilibrado, tais termos são proporcionais às tensões. Enquanto que a componente i_w corresponde ao vetor das correntes reativas instantâneas, sendo que tais parcelas não contribuem com a transferência de potência.

As componentes de corrente relacionadas à potência e à energia reativa médias ($i_{\bar{p}}$ e $i_{\bar{w}}$) das eq. (2.18) e (2.19) coincidem com as correntes ativa e reativa balanceadas definidas em (2.7) e (2.8) respectivamente. Tal situação somente é válida, caso o sistema opere sob condições de tensão senoidal e equilibrada.

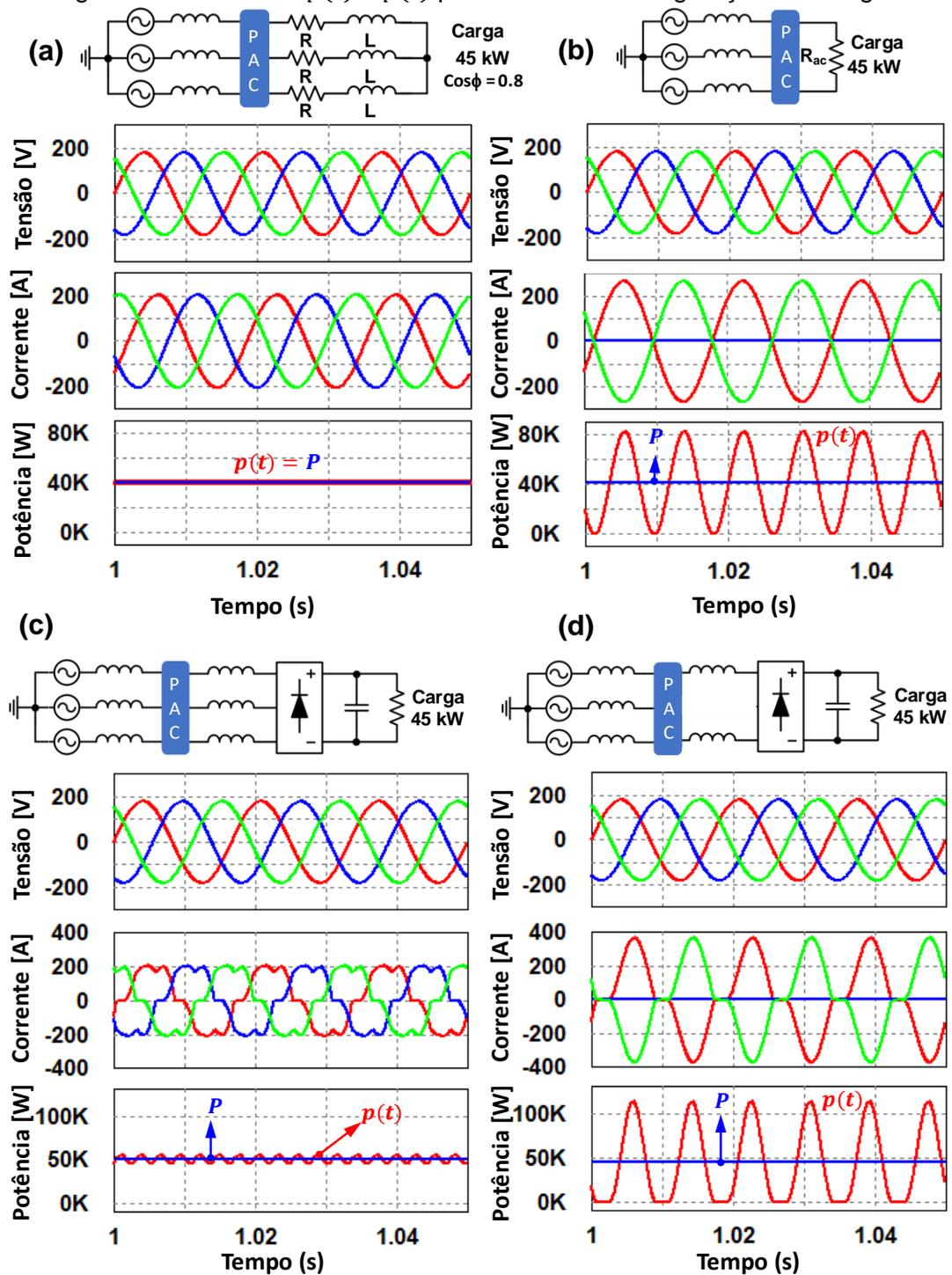
Por outro lado, as componentes oscilatórias ($i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$) constituem os vetores das correntes associadas aos desequilíbrios e ao conteúdo harmônico que provocam oscilações na potência instantânea, $p(t)$ e na energia reativa instantânea, $w(t)$ no sistema. Assim, estas parcelas de corrente não contribuem com a energia reativa (W) tampouco com a potência ativa (P).

Ressalta-se que as correntes decompostas em (2.18) e (2.19), não fornecem informações relevantes para uma caracterização específica do comportamento da carga tal como as definições em (2.7) - (2.9) e (2.10).

Neste contexto, a Figura 5 ilustra a natureza da potência instantânea e da potência média para diferentes configurações de cargas considerando a mesma potência nominal e alimentadas com tensões senoidais e equilibradas.

Desta maneira, observa-se que a energia oscilante entre a carga e a fonte depende da configuração da carga. Outro aspecto a se destacar, encontra-se no fato de que os desbalanços, em geral, são os fatores que geram as maiores amplitudes na oscilação da potência instantânea, conforme observa-se nas Figuras 5(b) e 5(d).

Figura 5 - Análise de $p(t)$ e $\tilde{p}(t)$ para diferentes configurações de carga



2.3 ESTRATÉGIA DE GERAÇÃO DOS SINAIS DE REFERÊNCIA

Conforme discutido na introdução, no cenário atual, percebe-se a proliferação e consolidação das Interfaces de Eletrônica de Potência (IEP) evoluindo para o uso multifuncional no sistema elétrico, visto que tais dispositivos são indispensáveis em microrredes de energia elétrica devido às suas funcionalidades, como: injeção de potência ativa, principalmente, e serviços ancilares para controlar os distúrbios de QEE garantindo assim a flexibilidade de tais dispositivos.

Diante disso, com base na decomposição de corrente apresentado no item anterior, os sinais de referência para o CEP multifuncional operando como um FAP podem ser representados pela soma dos termos $i_{\bar{w}}$, $i_{\bar{p}}$ e $i_{\bar{w}}$, conforme (2.20). Tal estratégia decorre em função de que as distorções de tensão e corrente, e/ou desequilíbrios de tensão e corrente são responsáveis pelo surgimento da circulação de reativos bem como das oscilações de potência instantânea. Além disso, cabe lembrar que o CEP é capaz de injetar corrente ativa, advinda da FER, na rede elétrica, garantindo assim sua característica de multifuncionalidade.

$$\begin{bmatrix} i_{a-comp} \\ i_{b-comp} \\ i_{c-comp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a-\bar{w}} \\ i_{b-\bar{w}} \\ i_{c-\bar{w}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{a-\bar{p}} \\ i_{b-\bar{p}} \\ i_{c-\bar{p}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{a-\bar{w}} \\ i_{b-\bar{w}} \\ i_{c-\bar{w}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Nota-se que o sinal utilizado como referência (i_{m-comp}) para o CEP pode ser executado de maneira seletiva, desta forma, os distúrbios associados com as oscilações são mitigados de acordo com a finalidade do projeto. Caso a tarefa do CEP seja a compensação da oscilação da potência e da energia reativa instantânea respectivamente, a sua referência será dada pela soma das componentes $i_{\bar{p}}$ e $i_{\bar{w}}$.

Outra possibilidade seria a supressão dos reativos circulantes no sistema, assim a referência do FAP seria a parcela $i_{\bar{w}}$. Por fim, as componentes de correntes $i_{\bar{p}}$, $i_{\bar{w}}$ e $i_{\bar{w}}$ podem ser compensadas de maneira individual pelo FAP. Uma alternativa bastante interessante em função do custo do compensador, por exemplo, seria uma compensação híbrida, a qual faria uso de bancos capacitivos, com o intuito de minimizar a componente $i_{\bar{w}}$ e um FAP (de menor tamanho) para mitigar a porção $i_{\bar{p}} + i_{\bar{w}}$.

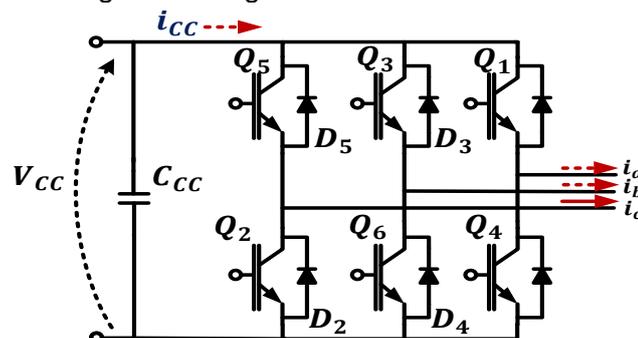
3 MODELAGEM DO SISTEMA

O conversor CC-CA desempenha um papel fundamental na interligação de fontes de energia renováveis à rede de distribuição. Visto que tal estrutura de potência, com o auxílio do filtro acoplado a sua saída, é capaz de funcionar como um gerador distribuído injetando corrente ativa sincronizada à rede elétrica, bem como desempenhar o papel de FAP, mitigando problemas relacionados a harmônicos e desbalanços de tensão da rede trifásica.

Na literatura, destacam-se duas topologias de conversores bidirecionais em corrente empregados como FAP. Tais configurações são denominadas como inversor fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*) e inversor fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*). A topologia CSI possui um indutor acoplado ao barramento CC, enquanto o barramento CC do VSI é obtido mediante um capacitor. O VSI é a configuração mais empregada como FAP, pois possui peso, volume e custo reduzidos em relação ao CSI bem como capacidade expansível para topologia multinível (CAMPANHOL, 2012). Cabe salientar que o FAP, tanto VSI quanto CSI, deve se comportar como uma fonte de corrente não-senoidal desequilibrada, suprimindo instantaneamente as componentes harmônicas, os desbalanços e os reativos visto pelo PAC conforme desejado (ALONSO, 2018; SILVA, 2001).

Neste trabalho, adotou-se o VSI trifásico de ponte completa a três fios, cujo circuito esquemático é ilustrado na Figura 6. Esta estrutura topológica é constituída por seis interruptores do tipo IGBT, com seis diodos em anti-paralelo com a função de roda livre, sendo que os dispositivos semicondutores de potência controlados presentes no mesmo braço de cada um dos três braços do conversor operam de forma complementar (ALMEIDA, 2011; PAUKNER, 2016).

Figura 6 -Diagrama de um VSI trifásico.



Fonte - Adaptado de (ALMEIDA, 2011).

Além disso, o capacitor, C_{cc} , acoplado a esta topologia deve apresentar capacitância suficiente para diminuir a ondulação de tensão nos terminais CC do conversor, bem como estabelecer o balanço entre a potência do lado CC e do lado CA do conversor (DOMINGOS, 2018). Cabe lembrar que as etapas de operação desta topologia podem ser revisadas em (SCHONARDIE, 2011).

Dentre as várias estratégias de chaveamento do conversor, optou-se pela modulação por largura de pulso senoidal (HOLMES; LIPO, 2003), do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM), em virtude de sua facilidade de implementação (VADHIRAJ; SWAMY; DIVAKAR, 2013). Contudo, independente da estratégia de acionamento empregada, o chaveamento dos interruptores (IGBTs e diodos) do conversor origina componentes espectrais de tensão e corrente de alta ordem em relação à frequência de chaveamento. Desta maneira, a fim de contornar tal fato há a necessidade de inserção de um filtro passa-baixa, composto por indutores ou capacitores e indutores, no estágio de saída dos conversores PWM para que haja atenuação das ondulações de corrente provenientes do processo de chaveamento (BACON, 2015).

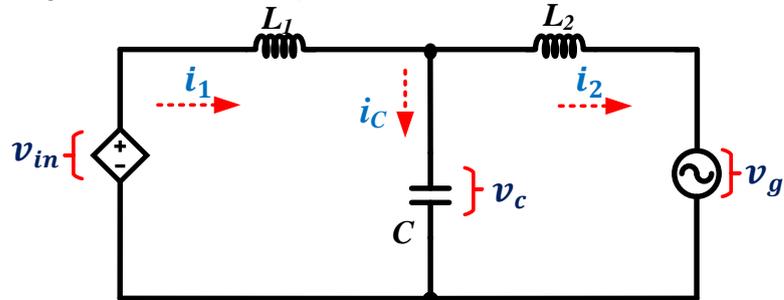
3.1 MODELAGEM DO CEP ACOPLADO À REDE ELÉTRICA

Para a modelagem do circuito de controle do inversor, considera-se o sistema trifásico equilibrado, ou seja, desprovido de tensões e correntes homopolares e componentes de sequência negativa, desta forma a análise pode ser fundamentada no circuito equivalente monofásico (BRITO, 2013), conforme mostrado na Figura 7 (GUIZELINI, 2017; SAMPAIO, 2013). Isto é possível, visto que considera-se a presença de dois neutros virtuais, um no lado do inversor e outro junto à rede elétrica (VILLALVA, 2010). Desta maneira, assume-se que a tensão média quase instantânea por fase produzida pelo conversor CC - CA, isto é, o valor médio da tensão medida entre o inversor e o indutor L_1 em um período de comutação pode ser definida como $v_{in} = m(t) \cdot (0,5 \cdot V_{cc})$, sendo $m(t)$ o índice de modulação em amplitude variante no tempo e V_{cc} a tensão do barramento de corrente contínua (HART, 2011).

Cabe salientar que a indutância e a resistência da rede foram desconsideradas neste equacionamento. Tal consideração é feita, pois a tensão da rede elétrica é considerada puramente senoidal, sendo assim esta apresenta um comportamento de curto-circuito para frequências diferentes da fundamental (60Hz) (BONALDO, 2015).

Ademais, ressalta-se que a modelagem matemática é realizada somente nas coordenadas de eixos estacionários trifásicos a-b-c, pois facilita a utilização da teoria CPT.

Figura 7 - Circuito equivalente monofásico com filtro LCL.



Fonte - Próprio Autor.

A modelagem apresentada neste trabalho foi adaptada de (GAZOLI, 2011; GUIZELINI, 2017; MACHADO, 2016; SCHONARDIE, 2011; VILLALVA, 2010) de tal forma que, primeiramente, aplica-se a lei de *Kirchhof* das tensões (LKT) e correntes (LKI) no circuito equivalente por fase do inversor trifásico com filtro LCL. Desta maneira, obtêm-se as relações entre correntes e tensões instantâneas do circuito equivalente do inversor conectado à rede, conforme mostrado na Figura 7, de acordo com (3.1), (3.2) e (3.3).

$$v_{in} - L_1 \frac{di_1}{dt} - v_c = 0 \quad (3.1)$$

$$v_c - L_2 \frac{di_2}{dt} - v_g = 0 \quad (3.2)$$

$$i_c = i_1 - i_2 = C \frac{dv_c}{dt} \quad (3.3)$$

A partir das equações que definem o comportamento das tensões e correntes nos indutores L_1 (acoplado ao inversor) e L_2 (conectado à rede) e do capacitor (C), realiza-se a média destas equações em um período de chaveamento com o intuito de obter o comportamento médio das variáveis do conversor. Isto proporciona apenas a análise do comportamento natural de baixa frequência do sistema, ou seja, as

componentes de alta frequência são desprezadas (GAZOLI, 2011). Desta forma, admitindo que $v_{in} = m \cdot (V_{cc}/2)$, em que $m = m(t)$, obtém-se o modelo médio monofásico do inversor, de acordo com (3.4), (3.5) e (3.6).

$$\langle m(t) \rangle V_{cc} - L_1 \frac{d \langle i_1(t) \rangle}{dt} - \langle v_c(t) \rangle = 0 \quad (3.4)$$

$$\langle v_c(t) \rangle - L_2 \frac{d \langle i_2(t) \rangle}{dt} - \langle v_g(t) \rangle = 0 \quad (3.5)$$

$$C \frac{d \langle v_c(t) \rangle}{dt} = \langle i_1(t) \rangle - \langle i_2(t) \rangle \quad (3.6)$$

em que a simbologia ' $\langle \rangle$ ' representa o valor médio das variáveis em um período de comutação (T_s).

As equações (3.4), (3.5) e (3.6) constituem um conjunto de equações diferenciais não-lineares, sendo assim é necessário aplicar uma perturbação ao sistema de equações e depois linearizá-lo. Desta forma se torna possível obter o modelo CA de pequenos sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001) do inversor acoplado à rede elétrica. Em seguida, considera-se que as variáveis de entrada e as equações médias do inversor podem ser expressas por duas componentes, sendo uma componente oscilatória CA (variação em torno do ponto de operação) representada por letras minúsculas com o símbolo '^' e uma componente média significando o valor em regime permanente (ponto de operação), a qual é representada por letras maiúsculas. Desta forma, as variáveis do modelo do inversor são representadas por um termo alternado de pequenos sinais e um termo médio representando a resposta em regime permanente do sistema analisado, tais como:

$$\begin{aligned} \langle m(t) \rangle &= \hat{m} + M \\ \langle i_1(t) \rangle &= \hat{i}_1 + I_1 \\ \langle i_2(t) \rangle &= \hat{i}_2 + I_2 \\ \langle v_c(t) \rangle &= \hat{v}_c + V_c \\ \langle v_g(t) \rangle &= \hat{v}_g + V_g \end{aligned} \quad (3.7)$$

Substituindo as expressões de (3.7) nas equações (3.4), (3.5) e (3.6), tem-se:

$$\begin{aligned}
 (\hat{m} + M) \cdot V_{CC} - L_1 \cdot \frac{d(\hat{i}_1 + I_1)}{dt} - (\hat{v}_c + V_c) &= 0 \\
 (\hat{v}_c + V_c) - L_2 \cdot \frac{d(\hat{i}_2 + I_2)}{dt} - (\hat{v}_g + V_g) &= 0
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

$$C \cdot \frac{d}{dt}(\hat{v}_c + V_c) = (\hat{i}_1 + I_1) - (\hat{i}_2 + I_2)$$

É interessante ressaltar que, como a derivada dos valores constantes à esquerda das equações é nulo, os termos CC à direita se cancelam (GUIZELINI, 2017; VILLALVA, 2010). Além disso, considerando-se nulas as variações na tensão da rede elétrica, já que a RDEE pode ser considerada constante durante um período de chaveamento, determina-se o modelo CA, conforme (3.9).

$$\begin{aligned}
 \frac{\hat{m} \cdot V_{CC}}{2} - L_1 \cdot \frac{d\hat{i}_1}{dt} - \hat{v}_c &= 0 \\
 \hat{v}_c - L_2 \cdot \frac{d\hat{i}_2}{dt} &= 0
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$C \cdot \frac{d\hat{v}_c}{dt} = \hat{i}_1 - \hat{i}_2$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.9) determinam-se (3.10), (3.11) e (3.12).

$$\hat{m}(s) \cdot V_{CC} \cdot 0,5 - L_1 s \hat{i}_1(s) - \hat{v}_c(s) = 0 \tag{3.10}$$

$$\hat{v}_c(s) - L_2 s \hat{i}_2(s) = 0 \tag{3.11}$$

$$C s \hat{v}_c(s) = \hat{i}_1(s) - \hat{i}_2(s) \tag{3.12}$$

As correntes dos indutores presentes em (3.10) e (3.11) são isoladas e em seguida substituídas na expressão (3.12), obtendo-se (3.13) e originando a função de transferência (3.14) que representa a relação entre a tensão no capacitor e o índice de modulação do inversor (TANG et al., 2011).

$$Cs\hat{v}_c(s) = \frac{\hat{m}(s) \cdot V_{CC} \cdot 0,5 - \hat{v}_c(s)}{sL_1} - \frac{\hat{v}_c(s)}{sL_2} \quad (3.13)$$

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{m}(s)} = \frac{0,5 \cdot V_{CC} \cdot L_2}{L_1 + L_2 + L_1L_2Cs^2} \quad (3.14)$$

A partir de (3.11) a corrente pelo indutor da rede (L_2) pode ser escrita como:

$$\hat{i}_2(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{sL_2} \quad (3.15)$$

Multiplicando os dois lados de (3.14) pela corrente do indutor dada por (3.15) obtém-se então (3.16) que pode ser rearranjada obtendo a função de transferência para o controle da corrente no indutor de saída ($G_i(s)$), isto é, indutor do lado da rede, a qual é dada por (3.17):

$$\hat{i}_2(s) \cdot \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{m}(s)} = \frac{\hat{v}_c(s)}{sL_2} \cdot V_{CC} \cdot 0,5 \cdot \frac{L_2}{L_1 + L_2 + L_1L_2Cs^2} \quad (3.16)$$

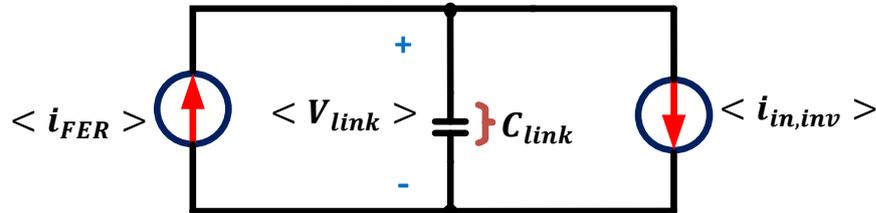
$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{m}(s)} = \frac{V_{CC} \cdot 0,5}{s(L_1 + L_2) + L_1L_2Cs^3} \quad (3.17)$$

3.2 MODELAGEM DO BARRAMENTO DE CORRENTE CONTÍNUA

A adição de uma malha externa ao inversor exerce um papel fundamental, visto que ela garante que a tensão do barramento CC oscile em torno de um valor médio de projeto, o qual é regulado pela malha externa de tensão (BRITO, 2013) e (FREITAS, 2013).

A Figura 8 ilustra o modelo do circuito equivalente usado para modelar a dinâmica da regulação da tensão do barramento CC do inversor (VERMA; BHARTI; GUPTA, 2016; VILLALVA et al., 2011).

Figura 8 - Circuito equivalente do barramento CC.



Fonte - Adaptado de Villalva (2010).

Nota-se que os estágios CC-CC, ao qual é conectada a fonte de energia renovável (FER), e o estágio CC-CA que é representado pelo inversor trifásico, são substituídos por fontes de corrente equivalentes, $\langle i_{FER} \rangle$ e $\langle i_{in,inv} \rangle$, respectivamente (VILLALVA, 2010). Sendo que $\langle i_{in,inv} \rangle$ representa a corrente de entrada no barramento CC do inversor.

Estas fontes equivalentes alimentam e drenam corrente do capacitor do barramento CC, o qual funciona como uma interface no sistema, visto que recebe energia proveniente da FER entregando ao estágio de saída do inversor (AYRES et al., 2017).

As correntes médias de entrada e saída do modelo proposto devem ser iguais, a fim de que a tensão no barramento CC permaneça constante e regulada no valor de projeto (VILLALVA, 2010). Esta situação é uma consequência direta de que a potência de entrada e saída do conversor devem ser iguais, para que a tensão média no capacitor seja constante (AYRES et al., 2017).

Em seguida, tem-se como finalidade determinar a função de transferência para o controle da tensão do barramento CC. Segundo Brandão (2013), para o projeto do compensador da malha externa de tensão há a necessidade de determinar uma função de transferência, a qual relaciona a tensão do barramento CC (v_{link}) e a condutância equivalente (g) do inversor.

Inicialmente, define-se a função de transferência entre a tensão média do barramento CC (v_{link}) e a corrente média do barramento CC (i_{link}), cuja relação no domínio do tempo é dada por (3.18) (FREITAS, 2013).

$$v_{link} = \frac{1}{C_{link}} \int_0^t i_{link}(t) dt + V_c(0) \quad (3.18)$$

Admitindo-se que a tensão inicial no capacitor do elo CC é nula, obtém-se (3.19) (ALONSO, 2018). Aplicando a transformada de Laplace à (3.19), a função de transferência ($G_{link}(s)$) do barramento CC é expressa conforme (3.20).

$$v_{link} = \frac{1}{C_{link}} \int_0^t i_{link}(t) dt \quad (3.19)$$

$$G_{link}(s) = \frac{v_{link}}{i_{link}} = \frac{1}{sC_{link}} \quad (3.20)$$

Assumindo que as perdas no inversor são desprezíveis e o fator de potência é unitário, utiliza-se o balanço ou conservação de potência, o qual assume que a potência processada pelo lado CA, (P_{ca}), é idêntica a potência média processada pelo lado CC (P_{cc}), conforme (3.21). (BRANDÃO, 2013; BACON, 2013; YAZDANI; IRAVANI, 2006).

$$P_{cc} = P_{ca} \quad (3.21)$$

Desenvolvendo a expressão (3.21), a partir de $I_{a,b,c(rms)}$ e $V_{a,b,c(rms)}$ que representam as correntes e tensões eficazes da rede elétrica por fase, respectivamente, determina-se (3.22) (VILLALVA, 2010).

$$\langle v_{link} \rangle \cdot \langle i_{in,inv} \rangle = 3 \cdot V_{a,b,c(rms)} \cdot I_{a,b,c(rms)} \quad (3.22)$$

Lembrando que corrente eficaz do lado CA. pode ser reescrita em função de $V_{a,b,c(rms)}$ e da condutância do conversor CC - CA necessária para manter a tensão do elo CC constante, g , tem-se que.

$$I_{a,b,c(rms)} = V_{a,b,c(rms)} \cdot g \quad (3.23)$$

Em seguida, por praticidade, os ganhos e a variável de controle são normalizados para valores por unidade (p.u.). Para isto, utiliza-se o ganho do transdutor de tensão do lado da rede elétrica, K_{vac} , e o valor de pico da tensão do lado CA, $V_{a,b,c}^{pico}$, sendo que tal relação é indicada em (3.24).

$$I_{a,b,c(rms)} = \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot g \cdot K_{vac} \quad (3.24)$$

Substituindo a eq. (3.24) na eq. (3.22) e isolando a parcela $\langle i_{in,inv} \rangle$, determina-se (3.25).

$$\langle i_{in,inv} \rangle = \frac{3V_{a,b,c(rms)}}{\langle v_{link} \rangle} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot g \cdot K_{vac} \quad (3.25)$$

Utilizando-se o artifício de que o capacitor do elo CC é suficientemente grande, sendo capaz de manter a tensão do barramento aproximadamente constante, isto é, $\langle v_{link} \rangle = V_{link}$, (3.25) pode ser reescrita como:

$$\langle i_{in,inv} \rangle = \frac{3V_{a,b,c(rms)}}{V_{link}} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot g \cdot K_{vac} \quad (3.26)$$

Fazendo uso da Lei de Kirchhoff das correntes (LKC) no circuito da Figura 8 (AYRES et al., 2017), obtêm-se:

$$\langle i_{FER} \rangle - C_{link} \frac{d \langle v_{link} \rangle}{dt} - \langle i_{in,inv} \rangle = 0 \quad (3.27)$$

Simplificando (3.27), visto que a corrente fornecida pela FER permanece praticamente inalterada, ou seja, $\langle i_{FER} \rangle = I_{FER}$, a expressão (3.28) é determinada.

$$I_{FER} - C_{link} \frac{d \langle v_{link} \rangle}{dt} - \langle i_{in,inv} \rangle = 0 \quad (3.28)$$

Substituindo a eq.(3.26) na eq.(3.28) e rearranjando a expressão, tem-se:

$$I_{FER} - C_{link} \frac{d \langle v_{link} \rangle}{dt} = \frac{3V_{a,b,c}(rms)}{V_{link}} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot g \cdot K_{vac} \quad (3.29)$$

Como as grandezas definidas anteriormente são variantes no tempo e apresentam não-linearidades(CAMPOS, 2018), utiliza-se a técnica de linearização por pequenos sinais, em que são aplicadas pequenas perturbações, no sistema em torno do seu ponto quiescente (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001). Tal técnica é empregada na tensão do barramento CC, v_{link} , e na condutância do circuito, g .

$$v_{link} = \hat{v}_{link} + V_{link} \quad (3.30)$$

$$g = \hat{g} + G$$

em que as variáveis V_{link} e G representam o ponto de operação em regime permanente enquanto que \hat{v}_{link} e \hat{g} indicam as componentes alternadas do sinal (perturbações).

Substituindo as perturbações e seus respectivos valores médios em (3.29), determina-se a expressão (3.31).

$$I_{FER} - C_{link} \frac{d \langle \hat{v}_{link} + V_{link} \rangle}{dt} = \frac{3V_{a,b,c}(rms)}{V_{link}} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot (\hat{g} + G) \cdot K_{vac} \quad (3.31)$$

Como a derivada da parcela constante é nula e as parcelas constantes se anulam, estas não influenciam na modelagem dinâmica, e com isso tem-se:

$$I_{FER} - C_{link} \frac{d \langle \hat{v}_{link} \rangle}{dt} = \frac{3V_{a,b,c}(rms)}{V_{link}} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot \hat{g} \cdot K_{vac} \quad (3.32)$$

Segundo Brandão (2013), o lado CC não processa potência ativa em regime permanente, pois o capacitor do barramento CC processa apenas a potência reativa. Ademais, quando a FER está indisponível no lado CC, o inversor mantém a tensão do

barramento CC regulada, tal como um FAP. Assim, o balanço de potência será satisfeito por meio da seguinte consideração: $I_{FER} = 0$ (ALONSO, 2018). Substituindo esta condição em (3.31) determina-se (3.33).

$$C_{link} \frac{d \langle \hat{v}_{link} \rangle}{dt} = - \frac{3V_{a,b,c}(rms)}{V_{link}} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot \hat{g} \cdot K_{vac} \quad (3.33)$$

Aplicando a transformada de Laplace (BOYCE; DIPRIMA, 2015) em (3.33), obtém-se (3.34).

$$C_{link} \cdot (\hat{v}_{link} s) = - \frac{3V_{a,b,c}(rms)}{V_{link}} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot \hat{g} \cdot K_{vac} \quad (3.34)$$

Em seguida, a expressão (3.34) é rearranjada, e com isso é possível determinar (3.35), a qual relaciona a tensão do barramento CC e a condutância do conversor.

$$\frac{\hat{v}_{link}(s)}{\hat{g}(s)} = - \frac{3V_{a,b,c}(rms)}{V_{link}} \cdot \frac{1}{sC_{link}} \cdot \frac{V_{a,b,c}^{pico}}{\sqrt{2}} \cdot K_{vac} \quad (3.35)$$

Uma maneira alternativa de expressar a equação (3.35) seria reescrevê-la com o auxílio do modelo dinâmico da corrente de pico do lado CA, $\hat{i}_{a,b,c}^{pico}$, conforme a expressão (3.36).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{link}(s)}{\hat{i}_{a,b,c}^{pico}(s)} = - \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{a,b,c}(rms)}{V_{link}} \cdot \frac{1}{sC_{link}} \quad (3.36)$$

3.3 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO LCL

A comutação das chaves eletrônicas presentes nos conversores estáticos produz componentes espectrais de corrente, cujos valores são múltiplos da frequência de chaveamento empregada. Desta maneira, é possível a ocorrência de distúrbios nas cargas ou equipamentos interligados à rede da concessionária (AZEVEDO, 2007).

Além disso, as FERs devem satisfazer requisitos e critérios mínimos no processo de integração à rede elétrica no que tange à injeção de corrente harmônica (PAUKNER, 2016).

No intuito de minimizar os efeitos decorrentes das tensões e correntes harmônicas bem como atender às especificações técnicas, filtros passivos são utilizados como interface entre a rede e o inversor. Neste trabalho não serão abordadas as normativas a respeito de conversores multifuncionais, mas a título de interesse, a obra proposta por (BELLINASSO, 2017) trata tal tema de maneira minuciosa.

As topologias de filtro mais tradicionais encontradas na literatura são: filtro indutivo puro (L), indutivos-capacitivos e indutivos-capacitivos-indutivos. Os filtros tipo L são utilizados em aplicações de baixa potência e destacam-se por serem a estrutura mais empregada na ligação do CEP com a RDEE (JESUS, 2017). Uma desvantagem desta metodologia encontra-se na relação custo-benefício, pois resultam em um indutor muito volumoso dificultando a execução do seu projeto físico bem como elevando o preço do produto (BALASUBRAMANIAN; JOHN, 2013; JAYARAMAN; SREEDEVI, 2017; TANG et al., 2012).

Já os filtros LCL utilizados nas interfaces de potência chaveadas (IPC) apresentam algumas vantagens em relação ao filtro L, tais como: desempenho efetivo na atenuação da distorção harmônica oriunda do chaveamento do inversor, diminuição do tamanho dos componentes e redução de custos e perdas operacionais (LIBERADO, 2017; PAUKNER, 2016).

Contudo, a função de transferência de filtros LCL apresentam picos de ressonância próximos à frequência de corte, os quais tendem a instabilizar o controle de corrente do CEP conectado à rede (PAUKNER, 2016). A fim de mitigar tal característica, faz-se o uso de técnicas de amortecimento passivas ou ativas (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007; GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018; JAYARAMAN; SREEDEVI, 2017; ZHANG; TANG; YAO, 2014).

Neste trabalho, efetuou-se somente a modelagem e dimensionamento de um filtro LCL, devido aos seus atributos mencionados anteriormente. Uma modelagem das diferentes topologias citadas encontra-se em (TAKAMI, 2017).

Na literatura existem diversas metodologias de dimensionamento dos elementos do filtro LCL (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005; PAUKNER, 2016; PEÑA-ALZOLA et al., 2014; REZNIK et al., 2014; TANG et al., 2015) .

Neste trabalho, optou-se pelos procedimentos descritos em (REZNIK et al., 2014), visto que trata-se de uma abordagem atual para IPC (LIBERADO, 2017). Primeiramente, definem-se os dados de projeto desejados, os quais estão expressos na Tabela 1.

Tabela 1 - Dados de projeto do Filtro LCL.

Parâmetros de Projeto	
V_{nom}	$220 V_{RMS}$
S_{nom}	$3,6 kVA$
Frequência de chaveamento	$12 kHz$
Frequência da rede	$60 Hz$
Tensão do barramento CC.	$400 V_{CC}$

Fonte - Próprio Autor.

Em seguida, determina-se a capacitância base (C_b), de acordo com (3.37).

$$C_b = \frac{S_{nom}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{nom}^2} \quad (3.37)$$

O valor do capacitor do filtro LCL está limitado pela potência reativa máxima presente no circuito e não deve ultrapassar 5% do valor da capacitância base (FILHO, 2017).

Portanto, este elemento passivo influencia o fator de potência da corrente injetada na rede (REZNIK et al., 2014), sendo assim considera-se apenas a injeção de potência ativa na frequência fundamental e escolhe-se uma variação do fator de potência de 5%. Assim, a capacitância do filtro é dada por: $C = 0,05C_b$.

Adotando-se uma ondulação de corrente de 10% no indutor acoplado aos terminais do conversor, a sua indutância é dada por (3.38). Note que V_{DC}^{ref} representa a tensão de referência do *link* CC e m indica o índice de modulação. Caso este seja parametrizado como $m = 0,5$, tem-se a máxima corrente de pico e a expressão L_1 é reescrita como (3.39) (LIBERADO, 2017).

$$L_1 = \frac{2 \cdot V_{DC}^{ref} \cdot (1 - m) \cdot m}{3 \cdot 0,1 \cdot i_{IEP} \cdot f_s} \quad (3.38)$$

$$L_1 = \frac{V_{DC}^{ref}}{0,6 \cdot i_{IEP} \cdot f_s} \quad (3.39)$$

A fim de diminuir a queda de tensão durante a operação do inversor eletrônico, o valor total da indutância necessita de uma limitação (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005). Desta maneira, a ondulação de corrente nos terminais do conversor é atenuada por um fator de atenuação de corrente harmônica, denominado k_a , o qual é sugerido como 20% por (REZNIK et al., 2014) no exemplo de projeto proposto.

A indutância de acoplamento com a rede elétrica L_2 é determinada de acordo com (3.40).

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_s)^2} \quad (3.40)$$

Assumindo-se que a resistência de amortecimento do filtro LCL é nula, a frequência de ressonância é dada por (3.41) (LIBERADO, 2017):

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_b}} \quad (3.41)$$

Contudo, ressalta-se que a frequência de ressonância deve obedecer ao seguinte critério: $10f_0 < f_{res} < 0,5f_{sw}$, em que f_0 corresponde à frequência da rede elétrica (FILHO, 2017). Caso tal inequação não seja satisfeita, deve-se aumentar k_a e recalculer L_2 com o intuito de atender aos requisitos exigidos (MARTINS, 2018).

Por fim, visando a redução do pico de ressonância do filtro, utiliza-se o método de *damping* (amortecimento) passivo, que consiste em adicionar um resistor de amortecimento em série com o capacitor do filtro LCL. O cálculo do valor deste resistor é realizado conforme (3.42).

$$R_f = \frac{1}{3 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{res}) \cdot C_b} \quad (3.42)$$

De posse dos dados da Tabela 1, os parâmetros calculados e adotados para o filtro LCL são encontrados na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros projetados do Filtro LCL.

Parâmetros de Projeto	
L_1	0,5 mH
L_2	0,5 mH
C_b	3,3 μ F
R_f	1,0 Ω

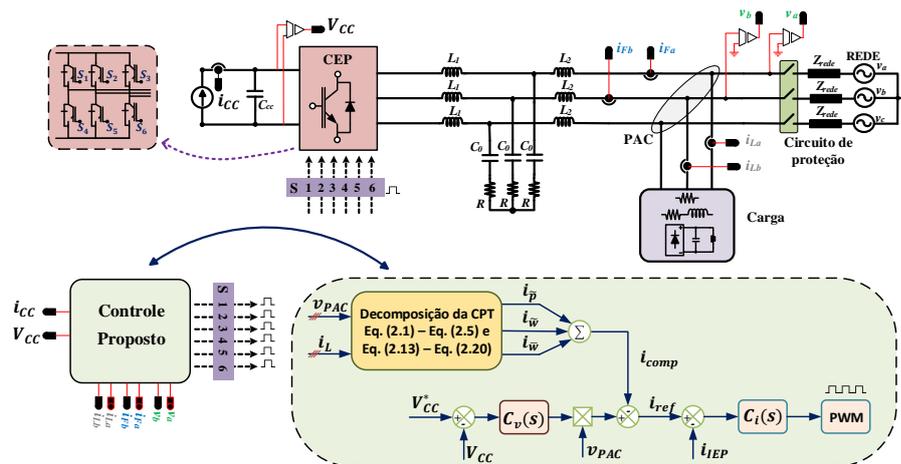
Fonte - Próprio Autor.

4 PROJETO DOS CONTROLADORES DO SISTEMA

A Figura 9 ilustra a estrutura do sistema proposto, observa-se que o conversor eletrônico de potência multifuncional, por meio de um filtro LCL (L_1, L_2, C_0), cujo amortecimento é feito de maneira passiva, é acoplado à RDEE. Além disso, o sistema possui uma estrutura de controle responsável por controlar de maneira adequada o acionamento do semicondutor de potência e por manter a tensão do barramento CC constante. Por fim, uma carga mista composta por parcelas linear, desbalanceada e não-linear (retificador trifásico a diodos) é conectada junto ao ponto de acoplamento do inversor com a rede.

Um resumo dos principais parâmetros do sistema mostrado na Figura 9 é indicado na Tabela 3.

Figura 9 - CEP Multifuncional trifásico conectado à rede elétrica.



Fonte - Próprio autor.

Tabela 3 - Parâmetros do sistema.

V_{nom}	220 V_{RMS}	FILTRO	
S_{nom}	3,6 kVA	L_1, R_1	0,5 mH; 10 m Ω
Freq. de chaveamento	12 kHz	L_2, R_2	0,5 mH; 10 m Ω
Freq. da rede	60 Hz	C_0	3,3 μF
V_{cc}	400 V_{cc}	R	1 Ω

Fonte - Próprio Autor.

4.1 MODULAÇÃO PWM

Na literatura têm sido propostas diferentes estratégias de modulação envolvidas no processo de comutação das chaves eletrônicas dos VSI. Dentre tais, citam-se as seguintes: modulação por largura de pulso (PWM), modulação PWM senoidal (SPWM) e a técnica de modulação vetorial (*Space Vector Modulation* - SVM) (ALONSO, 2018; BACON, 2015).

Através da técnica de modulação PWM obtêm-se o sinal de acionamento, das chaves eletrônicas, isto é, o modulador PWM é responsável pela geração dos pulsos para o acionamento dos interruptores da estrutura de potência. Esta estratégia de comutação consiste na comparação entre uma portadora triangular ou dente de serra de alta frequência e o sinal de referência (modulante) (CAMPANHOL, 2012).

Cabe salientar que, com o intuito de obter uma reprodução aceitável da forma de onda do sinal de referência após o processo de filtragem, deve-se assumir que: $f_{portadora} \geq 20 f_{modulante}$ (POMILIO, 2012). Além disso, nos conversores CC-CC, o sinal a ser modulado (referência) é representado por um sinal contínuo de tensão (BATSCHAUER, 2012). Já na estratégia SPWM, o sinal modulante é baseado em uma onda alternada, frequentemente de forma senoidal, já que se almeja um sinal alternado na saída na frequência da rede (RASHID, 1999).

Um fator de mérito quanto à estratégia de modulação é a relação entre a amplitude do sinal de referência, V_{ref} , e o pico do sinal da portadora triangular, V_{tri} , sendo que o pico do índice de modulação (m_a) é apresentado em (4.1), onde $m \in [-1,1]$ (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (4.1)$$

Tal técnica é capaz de operar gerando dois tipos de formas de onda na saída do inversor. Quando a tensão de saída contém apenas dois níveis de tensão, a estratégia de modulação SPWM é dita bipolar. Por outro lado, quando existem três níveis, a estratégia recebe o nome de SPWM unipolar (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

Contudo, tratando-se de inversores trifásicos, a tensão de saída entre cada braço do conversor fornece três níveis, apesar de que a tensão em um ramo seja de apenas dois níveis (POMILIO, 2012). Desta maneira, optou-se pela estratégia de

modulação senoidal PWM a dois níveis, cuja função de transferência do modulador PWM, G_{PWM} , é um ganho dado pela equação (4.2) (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

$$G_{pwm} = \frac{1}{V_{tri}} \quad (4.2)$$

A fim de considerar os efeitos de atraso advindos do modulador PWM, é possível, modelá-lo e inseri-lo na modelagem do sistema, i.e., a dinâmica do PWM do inversor é dada por: $e^{-s \cdot T_s}$, onde T_s é o período de chaveamento do sinal de PWM (NASCIMENTO FILHO et al., 2014). Desta maneira, a expressão (4.2) pode ser reescrita como $PWM(s) = G_{pwm} \cdot e^{-s \cdot T_s}$ representando o modelo completo. Maiores detalhes podem ser encontrados em (BONALDO, 2015; BUSO; MATTAVELLI, 2015).

4.2 MODELAGEM DO SISTEMA DE CONTROLE

É importante salientar que as malhas de controle podem ser executadas considerando os valores de tensão e corrente de apenas duas fases do sistema trifásico (3 fios), devido à ausência de condutor de neutro no sistema apresentado na Figura 9. Segundo a lei das correntes de Kirchhoff, a soma das correntes das três fases do CEP é nula. Desta forma, a corrente da fase c pode ser escrita como uma função das correntes pelas outras fases, isto é, $i_{Fc} = -(i_{Fa} + i_{Fb})$.

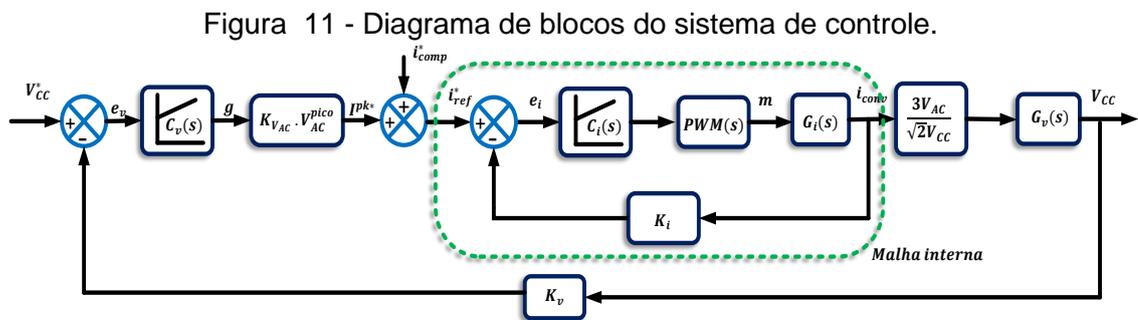
No caso das tensões, estas podem ser medidas em relação a um ponto virtual, sendo necessário medir apenas dois sinais, pois o terceiro é obtido em função dos demais. As tensões trifásicas de fase podem ser obtidas a partir das tensões de linha (TENTI; MATTAVELLI; MORALES PAREDES, 2010), conforme (4.3). Desta forma, por exemplo, v_{PAC-ab} e v_{PAC-bc} podem ser medidas e a terceira componente da tensão de linha é obtida aplicando-se a lei das tensões de Kircchoff, ou seja, tem-se a seguinte parcela $v_{PAC-ca} = -(v_{PAC-ab} + v_{PAC-bc})$.

$$\begin{aligned} v_{PAC-a} &= \frac{1}{3}(v_{PAC-ab} + v_{PAC-ac}) \\ v_{PAC-b} &= \frac{1}{3}(v_{PAC-bc} + v_{PAC-ba}) \\ v_{PAC-c} &= \frac{1}{3}(v_{PAC-cb} + v_{PAC-ca}) \end{aligned} \quad (4.3)$$

4.3 DIMENSIONAMENTO DOS CONTROLADORES

Nesta subseção aborda-se a metodologia de projeto dos compensadores, a qual visa garantir que o sistema de controle atenda as especificações de projeto, rejeitando distúrbios e garantindo estabilidade.

Esta metodologia foi baseada na análise da resposta em frequência, cujas especificações de projeto são, normalmente, o cruzamento de ganho, w_c , e a margem de fase desejada, M_ϕ (BUSO; MATTAVELLI, 2015). Além disso, de posse de todas as funções de transferência e do diagrama de blocos da Figura 11, é possível determinar os parâmetros dos compensadores.



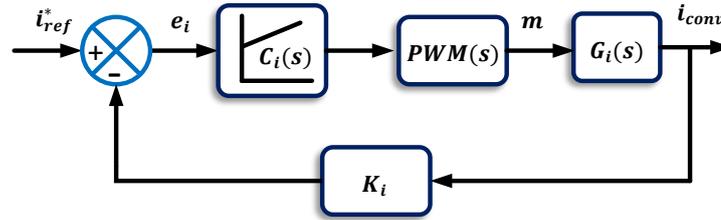
Fonte - Adaptado de (ALONSO, 2018, CAMPOS et al., 2018)

Neste trabalho, a malha de corrente é controlada por meio de um compensador proporcional ressonante harmônico, PRes. Já para a regulação do barramento CC empregou-se um controlador proporcional integral (PI), visto que o comportamento dinâmico da malha externa é mais lento. Tal característica é fundamental para o projeto dos controladores de corrente $C_i(s)$ e de tensão $C_v(s)$, pois tais malhas podem ser desacopladas dinamicamente e com isso os compensadores são projetados separadamente.

4.3.1 Dimensionamento do controlador de corrente

A Figura 12 mostra a malha de corrente interna do conversor CC-CA.

Figura 12 - Malha de controle da corrente de saída do inversor.



Fonte - Adaptado de (ALONSO, 2018).

Inicialmente, determina-se a função de transferência de laço aberto não compensada, $F_{TLAnc}(s)$ (COELHO, 2013), expressa por (4.4), onde K_i representa o ganho do sensor de corrente. Com base nos parâmetros mostrados na Tabela 3, a função de transferência $F_{TLAnc}(s)$ apresentou frequência de cruzamento de 1,2 kHz e uma margem de fase de 60°.

$$F_{TLAnc}(s) = PWM(s) \cdot G_i(s) \cdot K_i \quad (4.4)$$

Salienta-se que o comportamento da F_{TLAnc} é conhecido, contudo, não necessariamente adequado do ponto de vista estático ou dinâmico. Desta forma, insere-se um compensador $C_i(s)$ em cascata com a planta.

Cabe lembrar que o controlador proporcional-integral (PI) possui um ganho infinito na frequência zero, contudo, finito nas demais, sendo assim o erro torna-se nulo apenas em variáveis CC, tornando-se assim uma desvantagem em relação ao compensador ressonante (GAZOLI et al., 2012).

Visando anular o erro em regime permanente do sistema de controle da corrente do CEP deve-se aplicar um ganho elevado nas frequências de interesse (frequência fundamental e principais harmônicas). Por este motivo, optou-se por usar um controlador proporcional multi-ressonante para o controle da malha interna (ANDRETA; ORTMANN; HELDWEIN, 2015; BUSARELLO; POMILIO; SIMOES, 2018), cuja função de transferência é dada por (4.5). Nesta situação, h indica a sintonização de cada frequência harmônica sintonizada e ω_o a frequência angular fundamental (JUNIOR; SERNI, 2018).

$$PRes(s) = K_{pi} + \sum_{h=1,3,5,\dots}^{K_h} \frac{2 \cdot K_{Ih} \cdot s}{s^2 + (h \cdot \omega_o)^2} \quad (4.5)$$

Após a escolha do controlador de corrente, é possível inserí-lo no diagrama de blocos do sistema a ser controlado, desta forma, determina-se a função de transferência de laço aberto compensada, $FTLAc(s)$, a qual é dada por (4.6) (KNABBEN et al., 2017a, 2017b).

$$FTLAc(s) = FTLAnc(s) \cdot C_i(s) \quad (4.6)$$

Uma vez que a metodologia proposta é baseada no método da resposta em frequência, considerando que o sistema opera em regime permanente senoidal ($s = j\omega$) (COELHO; LAZZARIN; MARTINS, 2011), com isto a $FTLAc$ pode ser reescrita tal como (4.7).

$$FTLAc(j\omega) = FTLAnc(j\omega) \cdot C_i(j\omega) \quad (4.7)$$

A expressão (4.7) denota uma função complexa, sendo assim esta é explicitada em termos de magnitude e fase, conforme (4.8) e (4.9).

$$|FTLAc(j\omega)| = |FTLAnc(\omega)| \cdot |C_i(\omega)| \quad (4.8)$$

$$\angle FTLAc(j\omega) = \angle FTLAnc(j\omega) + \angle C_i(\omega) \quad (4.9)$$

Segundo Nise (2015), a magnitude da $FTLAc(j\omega)$ na frequência de cruzamento desejada, ω_{Ci} , é unitária (0dB). Fazendo-se $\omega = \omega_{Ci}$ em (4.8), encontra-se a condição de pertinência de módulo, isto é exposto matematicamente em (4.10).

$$|FTLAc(j\omega)| \stackrel{\omega=\omega_{Ci}}{\iff} 1 \quad (4.10)$$

A parcela proporcional do controlador PRes atua no ganho da malha de controle, a fim de que a curva de magnitude cruze na frequência escolhida com valor

de 0 dB. Portanto, o ganho proporcional é encontrado por meio da expressão (4.11) (ANDRETA; ORTMANN; HELDWEIN, 2015; KNABBEN et al., 2017b).

$$K_p = \frac{1}{|FTL_{Anc}(j\omega_{ci})|} \quad (4.11)$$

Ademais, o ganho ressonante (K_{Ih}) referente a cada parcela da frequência harmônica é indicado em (4.12). O termo $t_r = n_{oh} \cdot T_o$ representa o tempo de resposta desejado para a frequência fundamental, sendo seu valor compreendido entre 10% e 90% da resposta ao degrau de controle, tal que T_o é o período da frequência fundamental e n_{oh} indica número de períodos de T_o (BUSO; MATTAVELLI, 2015).

$$K_{Ih} = \frac{2,2 \cdot K_{Pi}}{t_r} = \frac{2,2 \cdot K_{Pi}}{n_{oh} \cdot T_o} \quad (4.12)$$

Levando-se em conta a implementação digital do compensador, efetua-se o processo de discretização via equação à diferenças através do método de *Tustin* (LIBERADO, 2017; BUSO; MATTAVELLI, 2006).

$$m(Z^{-1}) = a_h \cdot e_i(Z^{-1}) - a_h \cdot e_i(Z^{-1})Z^{-2} + b_h \cdot m(Z^{-1})Z^{-1} - m(Z^{-1}) + K_{Pi} e_i(Z^{-1}) \quad (4.13)$$

Com:

$$a_h = \frac{2,2 \cdot K_{Ih} \cdot T_s}{4 + (h \cdot w_o)^2 \cdot T_s^2} \text{ e } b_h = \frac{-8 + 2 \cdot (h \cdot w_o)^2 \cdot T_s^2}{4 + (h \cdot w_o)^2 \cdot T_s^2} \quad (4.14)$$

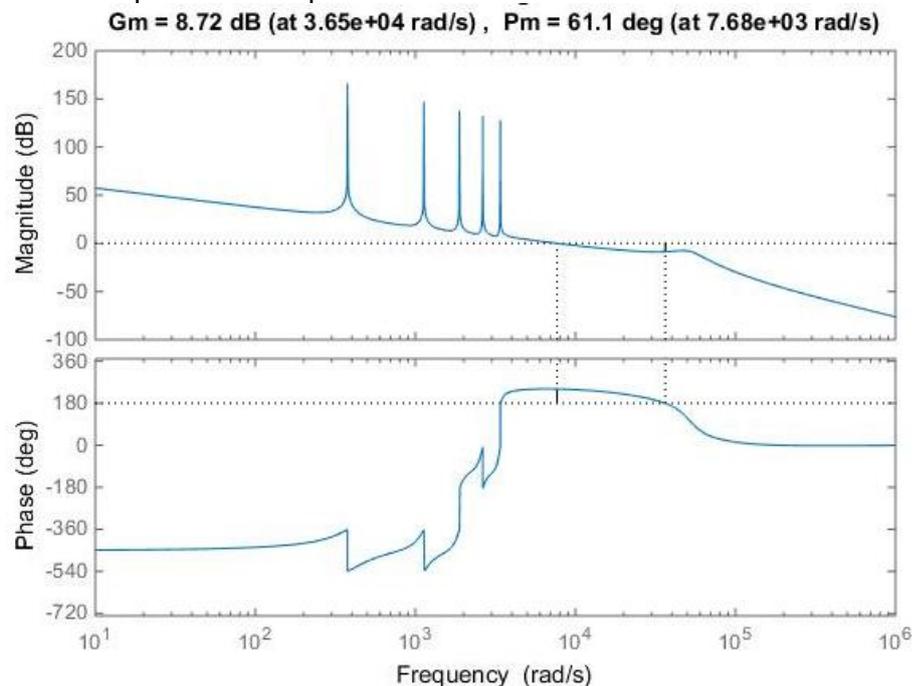
Nota-se que a partir destas equações, o controlador PRes pode ser implementado em um microcontrolador com a possibilidade de inserção de técnicas de *anti-windup*. Maiores detalhes sobre tais técnicas encontram-se em (MARAFÃO, 2004).

Por fim, para o dimensionamento do controlador de corrente do CEP, adotaram-se como requisitos de projeto uma margem de fase, MF , de 60° e uma frequência de cruzamento de $1,2 \text{ kHz}$. Esta foi escolhida como sendo uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor (12 kHz) com o intuito de que os atrasos

gerados pelo conversor e sensores sejam desprezados bem como garantir a filtragem dos ruídos oriundos das altas frequências (MORAES, 2019; PEREIRA, 2019).

A resposta em frequência do sistema compensado é ilustrada na Figura 13. Nota-se que conforme especificado nos dados de projeto, o sistema apresenta uma MF de $61,1^\circ$ na frequência de cruzamento de ganho de 7680 rad/s ($\approx 1,22 \text{ kHz}$) e margem de ganho de 8.72 dB . Ressalta-se que uma metodologia alternativa adotada neste trabalho encontra-se em (NASCIMENTO FILHO et al., 2014).

Figura 13 - Resposta em frequência do sistema de controle de corrente do CEP.



Fonte - Próprio Autor.

4.3.2 Dimensionamento do controlador de tensão

Após o projeto do controle da malha de corrente, efetua-se o controle da tensão do barramento CC, a qual corresponde à malha externa e é suficientemente lenta (BRANDÃO, 2013). Esta característica tem como finalidade evitar que as ondulações de tensão sejam traduzidas em distorção nas correntes de referência do inversor (ORTMANN, 2008).

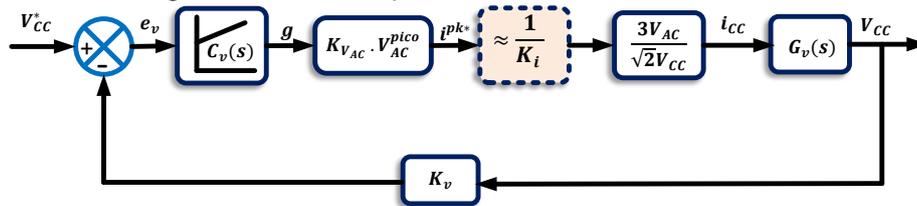
Da mesma maneira que na malha de corrente, os procedimentos do projeto do compensador de tensão serão concebidos via técnica de resposta em frequência.

Vale salientar que, devido ao desacoplamento dinâmico entre as malhas interna e externa, negligencia-se a influência do comportamento dinâmico da malha de

corrente sobre a malha de tensão (COELHO; LAZZARIN; MARTINS, 2011). Sendo assim, a malha de corrente pode ser modelada como um simples ganho do ponto de vista da malha mais lenta (FENILI, 2007; MORAES et al., 2018).

Portanto, considerando o ponto de operação da malha externa, o diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão do barramento CC é ilustrado na Figura 14 (CAMPOS et al., 2018).

Figura 14 - Diagrama de blocos para a malha externa de tensão do inversor.



Fonte – Adaptado de (CAMPOS et al., 2018)

Desta maneira, a função de transferência de laço aberto não compensada da malha de tensão, $FTLanc_V(s)$, é dada por (4.15). Cabe ressaltar que a malha interna de corrente é resumida por um simples ganho devido a sua dinâmica, $FTLAc(s)$, sendo que o ganho de malha fechada de corrente é dado por $1/K_i$, permitindo assim que os sinais realimentados variem entre 0 e 1, caracterizando a operação em por unidade (COELHO et al., 2011; BRANDÃO, 2013; MORAES, 2017), por fim, K_{vac} representa o ganho do sensor de tensão.

$$FTLanc_V(s) = K_{vac} V_{a,b,c(rms)} \cdot FTLAc(s) \cdot \frac{3V_{a,b,c(rms)}^{pico}}{\sqrt{2}V_{link}} \cdot G_v(s) \quad (4.15)$$

Conforme discutido anteriormente, um controlador PI será usado para controlar a tensão do barramento CC. De acordo com a teoria clássica de controle (OGATA, 2009), os controladores PI são compostos por um ganho proporcional, K_p , combinado com um ganho integral, K_i , sendo que a sua função de transferência é apresentada em (4.16).

$$C_v(s) = PI(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (4.16)$$

Ao introduzir o compensador $C_V(s)$ em cascata com $FTLanc_v(s)$, obtém-se a função de transferência de laço aberto compensada de tensão, $FTLAc_v(s)$. A representação da função de transferência com a inserção do controlador é dada por (4.17).

$$FTLAc_v(s) = FTLanc_v(s) \cdot C_V(s) \quad (4.17)$$

$$FTLAc_v(s) = FTLanc_v(s) \cdot \frac{K_p s + K_I}{s}$$

Como a $FTLAc_v(s)$ na frequência de cruzamento de ganho especificada é unitária (NISE, 2015), tem-se:

$$|FTLAc_v(j\omega_c)| = 1$$

$$|FTLAc_v(j\omega_c)| = |FTLanc_v(j\omega_c)| \cdot |C_V(j\omega_c)| \quad (4.18)$$

$$|FTLanc_v(j\omega_c)| \cdot \left| \frac{K_p \cdot j\omega_c + K_I}{j\omega_c} \right| = 1$$

Aplicando a aproximação $K_p \cdot j\omega_c \gg K_I$ proposta por (BUSO; MATTAVELLI, 2015) em (4.18) é obtido o ganho proporcional do controlador PI conforme (4.19).

$$K_p = \frac{1}{|FTLanc(j\omega_c)|} \quad (4.19)$$

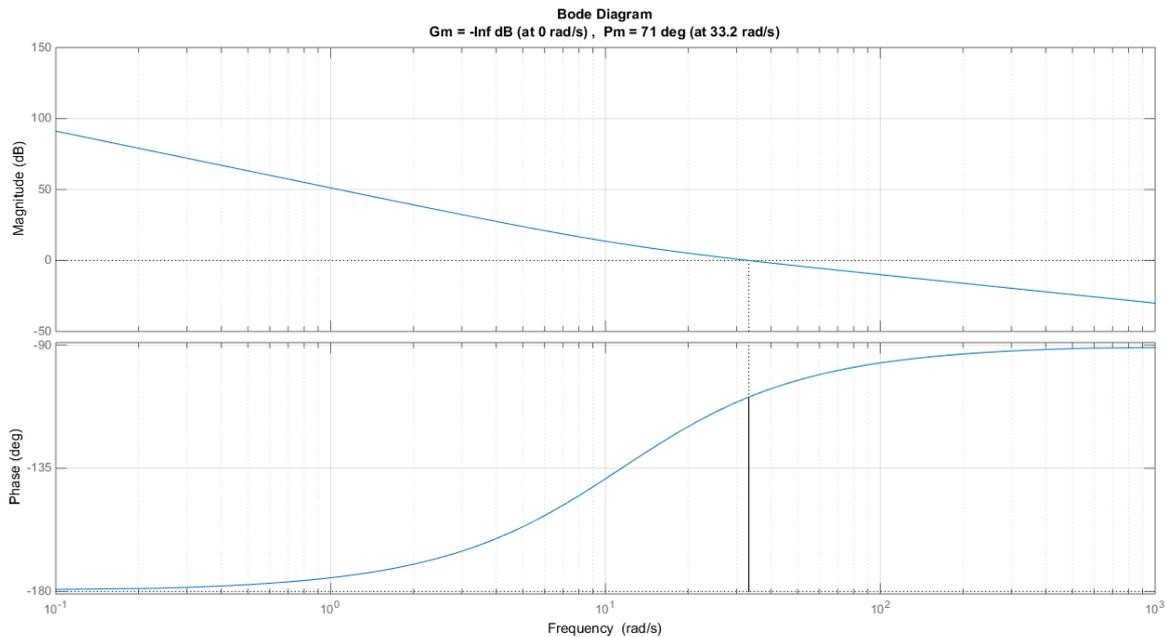
Analisando a fase do sistema, o ganho integral do controlador é descrito como:

$$K_I = \frac{K_p \cdot \omega_c}{tg(M_\varphi)} \quad (4.20)$$

Segundo Marafão (2004), a margem de fase para o controlador PI, em geral, é adotada como 70° e a frequência de cruzamento, f_c , para o sistema em malha aberta em torno de 1 a 10 Hz.

Desta maneira, os dados de projeto adotado para o compensador de tensão foram: $MF = 70^\circ$ e $f_c = 5 \text{ Hz}$ ou $w_c \approx 31,4 \text{ rad/s}$. Por fim, a Figura 15 ilustra a resposta em frequência para a planta compensada. Observa-se que o sistema apresenta a MF muito próxima da frequência de cruzamento escolhida.

Figura 15 - Barramento CC - Malha aberta com controlador PI.

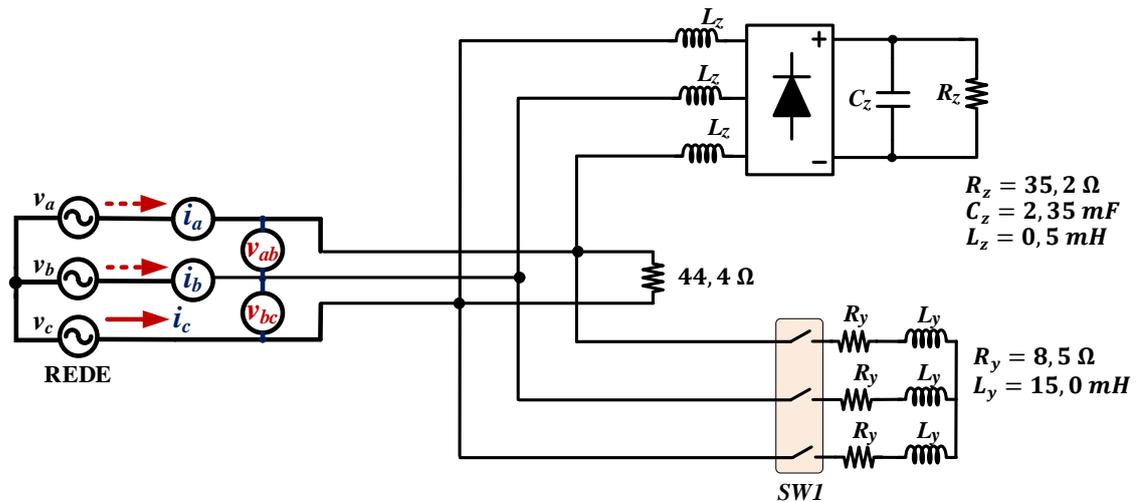


Fonte - Próprio Autor.

4.4 ANÁLISE DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Esta seção aborda a simulação do sistema considerando a modelagem proposta anteriormente. O seu objetivo será a análise do CEP operando tanto como FAP quanto IEP. A Figura do sistema simulado no software PSIM[®] encontra-se no Apêndice A. Para tal análise será desconsiderada a impedância de linha e será adotada uma carga mista desbalanceada, a qual agrupa um conjunto de cargas lineares e não-lineares conectadas em paralelo ao PAC. Os dados referentes a esta carga encontram-se na Figura 16.

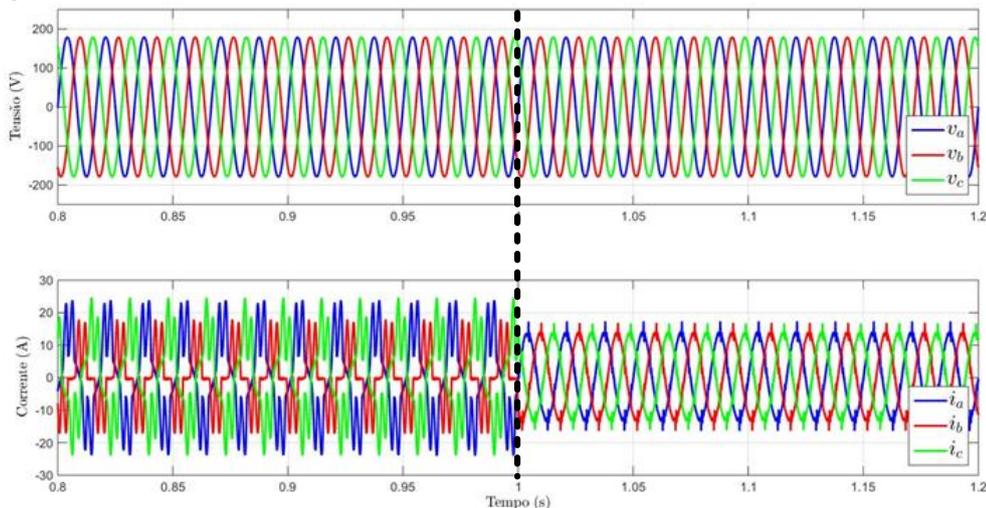
Figura 16 - Circuito trifásico a 3 condutores com carga desbalanceada (linear + não-linear).



Fonte - Próprio Autor.

A Figura 17 ilustra as formas de onda das tensões no PAC bem como as correntes do ponto de vista da fonte para a carga analisada. Antes do instante 1,0 s, o CEP está inoperante, porém, após o início da compensação o CEP funciona como FAP, e este realiza a compensação dos termos \tilde{p} , \tilde{w} e \bar{w} simultaneamente. É possível observar que após a compensação a corrente no lado da fonte torna-se praticamente senoidal e equilibrada, a menos de pequenas oscilações no pico de corrente..

Figura 17 - Formas de onda das tensões no PAC e correntes no lado da fonte.

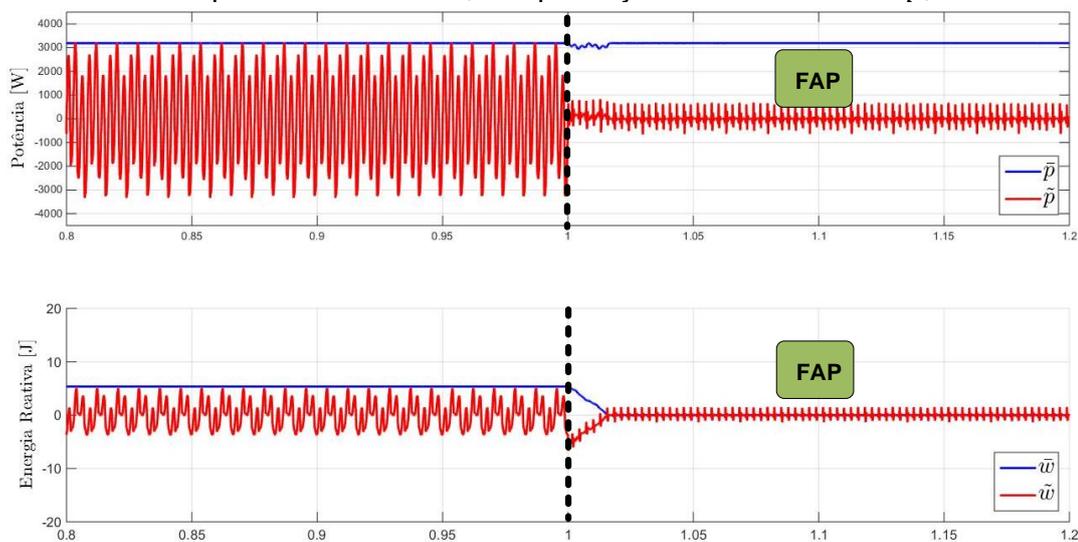


Fonte - Próprio Autor.

A Figura 18 ilustra os resultados da estratégia de compensação. É possível notar que antes da compensação ($t < 1,0 s$) tanto a potência instantânea quanto a energia reativa instantânea apresentam oscilações não senoidais (isto é, presença

das componentes oscilatórias \tilde{p} e \tilde{w} na rede elétrica), as quais são oriundas da distorção harmônica da corrente, intrínsecas da característica de carga não linear desbalanceada. A partir do instante em que o CEP é acionamento como FAP, em $t > 1,0$ s, tanto o desequilíbrio quanto a distorção harmônica da corrente fluindo pela rede elétrica são compensados (vide Figura 17), o que leva à minimização das componentes oscilatórias (\tilde{p} e \tilde{w}) pela rede elétrica, restando apenas fluxo de potência ativa, ou seja, potência constante no lado da rede (sistema).

Figura 18 – CEP operando como FAP, compensação simultaneamente \tilde{p} , \tilde{w} e \bar{w} no PAC.

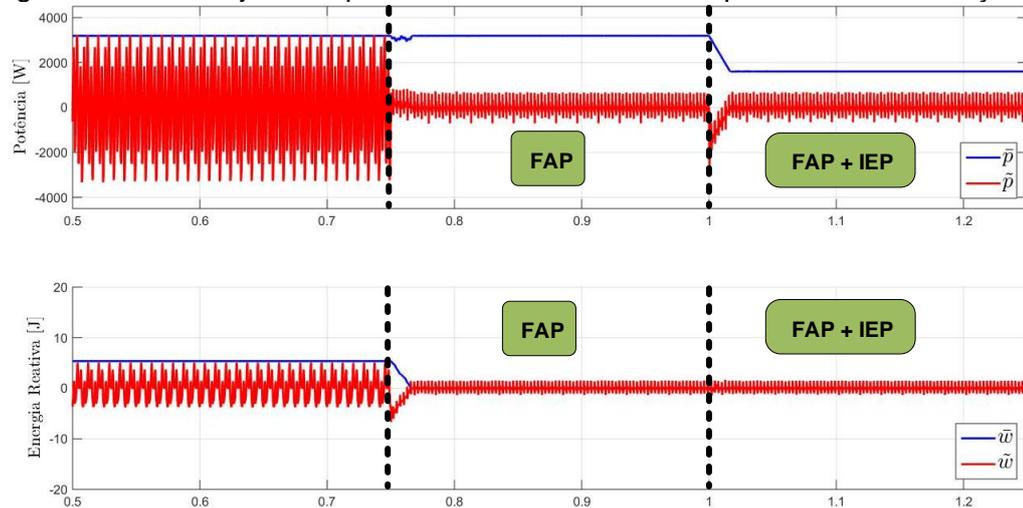


Fonte - Próprio Autor.

Outro cenário abordado foi a multifuncionalidade do CEP, isto é, permitir a injeção de potência ativa na RDEE, concomitantemente com a minimização das componentes \tilde{p} , \tilde{w} e \bar{w} . Para isto uma FER, a qual é representada por uma fonte CC, foi inserida no barramento CC do CEP (vide Figura 9). Desta maneira, a Figura 19 ilustra o resultado obtido para a situação almejada; observa-se que antes da compensação ($t < 0,75$ s), como o CEP está desligado, as distorções harmônicas juntamente com o desequilíbrio de corrente (vide Figura 17) produzem oscilações tanto na potência instantânea quanto na energia reativa instantânea. Contudo, quando o CEP é ligado no modo de FAP ($0,75$ s $< t < 1,0$ s), as oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ foram minimizadas, resultando em potência constante ($p(t) \approx P$) e energia reativa praticamente nula ($w(t) \approx 0$) no lado da fonte. Em seguida, no terceiro intervalo, é adicionado ao CEP a funcionalidade de injeção de potência na rede (isto é, FAP + IEP), a qual tem a função de suprir parte da potência ativa demandada pela carga,

assim a potência ativa pela rede diminui, indicando um incremento na capacidade da rede para atender outras cargas vizinhas.

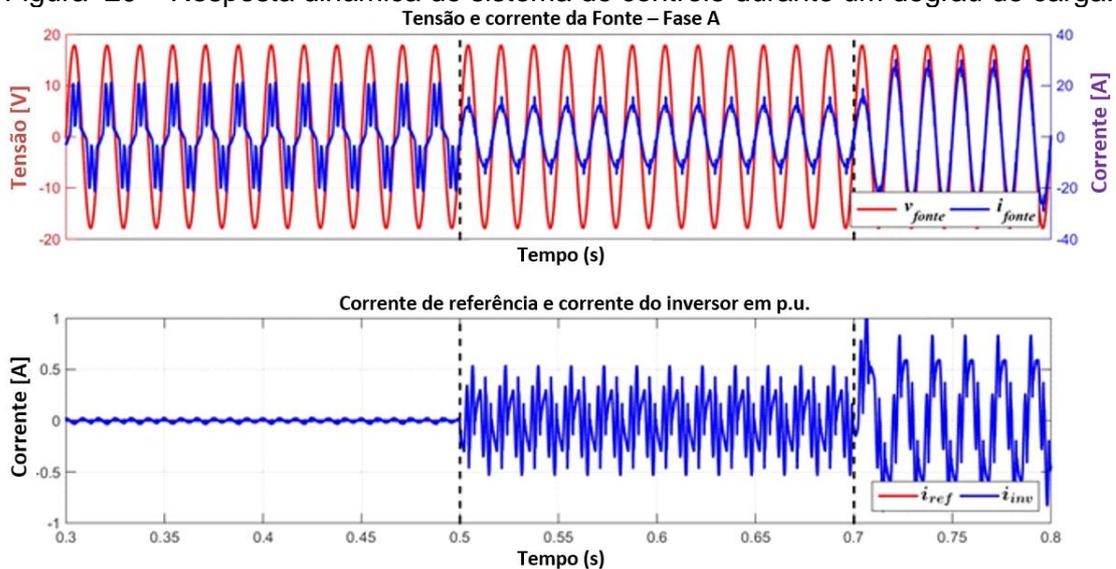
Figura 19 – CEP injetando potência ativa na rede e compensando as oscilações.



Fonte - Próprio Autor.

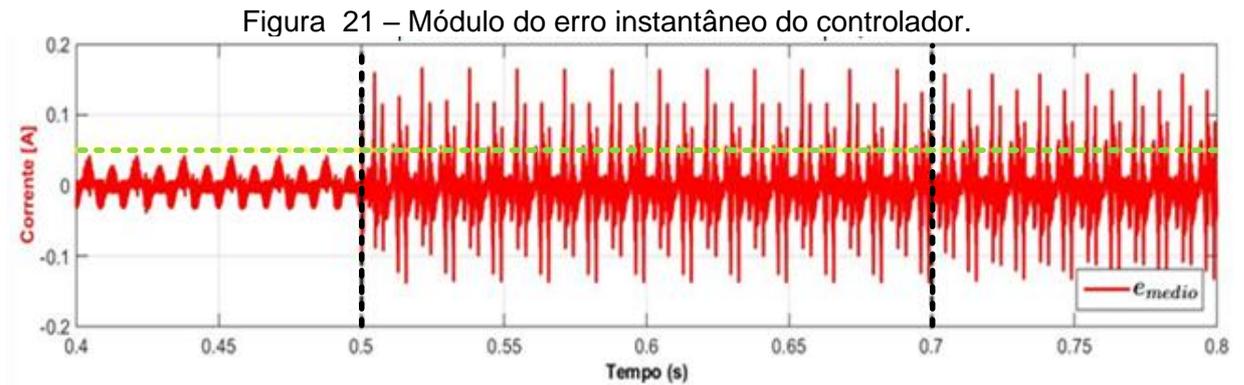
Além disso, a fim de analisar o desempenho dinâmico do controlador empregado, um degrau de carga foi inserido no instante $t = 0,7$ s. Sendo que este foi implementado com o fechamento da chave “SW1” da Figura 16, a qual adiciona uma carga RL ao sistema. A resposta do sistema para este caso encontra-se na Figura 20, sendo que o sistema de controle foi capaz de seguir o sinal de referência.

Figura 20 – Resposta dinâmica do sistema de controle durante um degrau de carga.



Fonte - Próprio Autor.

Um fator de mérito analisado foi o módulo do erro instantâneo do controlador, o qual é resultado da diferença entre a corrente de referência em pu (i_{ref}) e a corrente do CEP (i_{inv}) em pu ($|i_{ref} - i_{inv}|$). O erro apresentou um valor percentual em torno de 5% (linha tracejada em verde-claro) atendendo de maneira eficaz os requisitos de projeto, conforme indicado na Figura 21.



5 CEP MULTIFUNCIONAL APLICADO A CIRCUITOS TRIFÁSICOS COM TRÊS CONDUTORES

Neste capítulo serão apresentados resultados obtidos através de simulações do conversor multifuncional trifásico (3 fios) mostrado na Figura 9. Diferentes configurações de cargas (lineares, desbalanceadas e não lineares, entre outros) e condições de tensão (senoidal e não senoidal) são analisadas e discutidas em regime permanente, de forma a exemplificar a nova abordagem proposta que é derivada das grandezas conservativas da CPT. Para isto, utiliza-se o software de simulação PSIM® que permitir cálculos através de arquivos compilados em linguagem C/C++ facilitando a implementação digital.

5.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE AS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Esta seção aborda as simulações para circuitos trifásicos com três condutores (3F), considerando uma rede fraca (impedância de linha alta) e outra forte (impedância de linha reduzida), com a intenção de análise e validação da estratégia de compensação e controle proposta. As impedâncias utilizadas foram determinadas baseadas na queda de tensão máxima ($\Delta V = 5\%$), e mínima ($\Delta V = 1\%$), permitida pelo PRODIST - MÓDULO 8 para um circuito cuja tensão equilibrada por fase seria de $127 V_{rms}/60 Hz$.

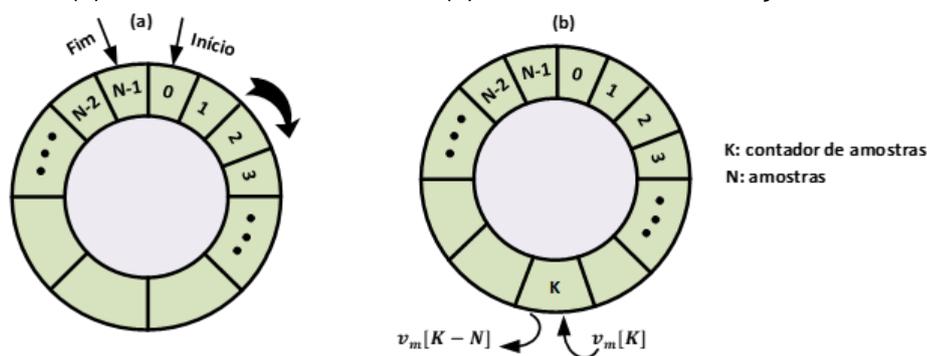
Além disso, as simulações visam exemplificar e discutir a obtenção de potência constante no lado da rede, a qual pode ser alcançada pela compensação das parcelas oscilatórias (potência e energia reativa) instantâneas e/ou da energia reativa média.

Inicialmente, uma fonte de corrente controlada foi utilizada para a injeção das correntes de referência da metodologia proposta. Esta estratégia visa idealizar o CEP, a fim de restringir bem como eliminar as possíveis interferências em que a interação entre o CEP e o sistema de controle possam acarretar negativamente no resultado das simulações computacionais da estratégia de compensação proposta.

O cálculo dos valores médio e eficaz das grandezas de tensão e corrente foram feitos com o auxílio de um Filtro Média Móvel (*Moving Average Filter* - MAF) com frequência de amostragem igual a $12 kHz$, ou seja, 200 amostras em um período de $60 Hz$. Assim, o MAF foi implementado com o denominado “vetores (*buffers*) circulares”. Nesta técnica não há necessidade de deslocamento dos elementos de um

vetor no processo de aquisição de um novo valor. O MAF caracteriza-se como um filtro de resposta impulsiva finita (*Finite Impulsive Response - FIR*), visto que o seu processamento não depende das saídas anteriores. A Figura 22 mostra a estrutura de tal filtro bem como o seu procedimento de atualização (MARAFÃO, 2004; SIMÕES; FARRET, 2016). Por fim, as parcelas oscilatórias de $p(t)$ e $w(t)$ são obtidas pela diferença entre as parcelas instantâneas [$p(t)$ e $w(t)$] e os seus respectivos valores médios [$\bar{p}(t)$ e $\bar{w}(t)$].

Figura 22 - (a) MAF Vetores Circulares, (b) Processo de atualização do buffer circular.



Fonte - Adaptado de (MARAFÃO, 2004; SIMÕES; FARRET, 2016).

Os cenários para a análise e discussões também incluem diferentes configurações da fonte de alimentação. Desta forma, os diferentes casos para a fonte de tensão são:

- ✓ Caso I: Tensões senoidais simétricas;
- ✓ Caso II: Tensões senoidais desequilibradas;
- ✓ Caso III: Tensões não senoidais simétricas;

A Tabela 4 apresenta os parâmetros relacionados à tensão da fonte de alimentação aplicada para os três casos abordados. No caso II, as tensões apresentam desequilíbrio de 3 % e no caso III as tensões são as mesmas do caso I com a adição de 8,6 % da 5ª ($V_{a,b,c}^5$) e 5,1 % da 7ª ($V_{a,b,c}^7$) ordens harmônicas (k), resultando numa Distorção Total de Tensão (DTT) de 10%, respeitando as condições normativas brasileiras encontradas no Módulo 8 do PRODIST (PRODIST, 2018).

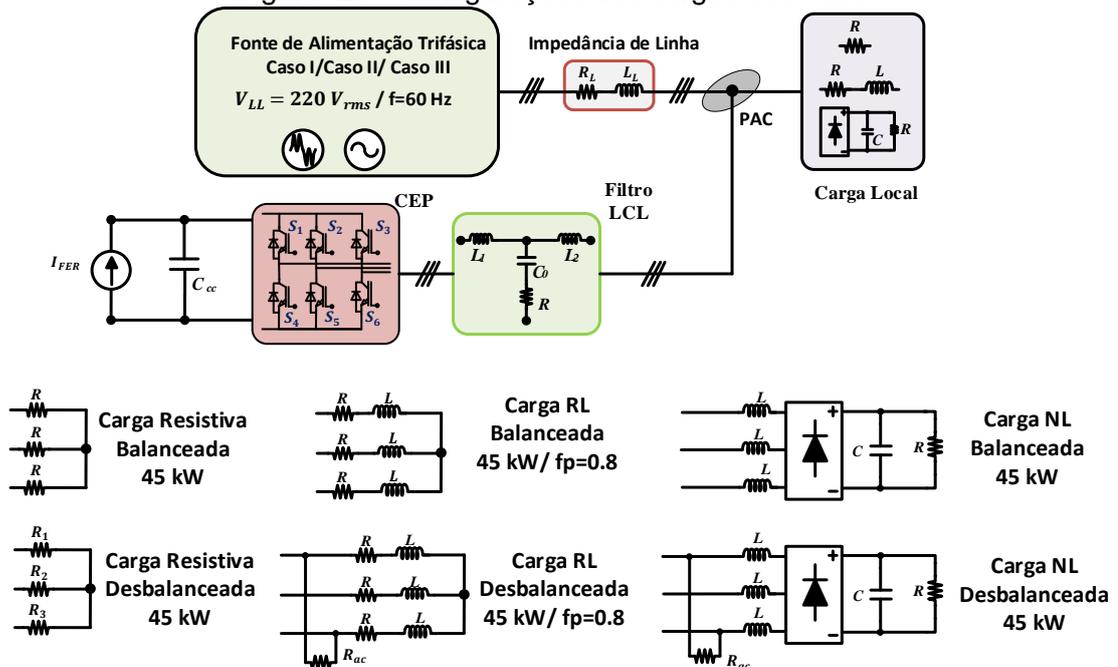
Tabela 4 - Tensões de alimentação: Casos - I, II, III.

Caso I	Caso II	Caso III
$V_a = 127 \angle 0^\circ$	$V_a = 132,3 \angle 0^\circ$	$V_a = V_{a(casoi)} + (V_a^5 + V_a^7)$
$V_b = 127 \angle -120^\circ$	$V_b = 119,6 \angle -120^\circ$	$V_b = V_{b(casoi)} + (V_b^5 + V_b^7)$
$V_c = 127 \angle 120^\circ$	$V_c = 123,5 \angle 120^\circ$	$V_c = V_{c(casoi)} + (V_c^5 + V_c^7)$

Fonte - Próprio Autor.

Para exemplificar o efeito individual da compensação de cada parcela de potência e energia reativa instantânea na obtenção de potência constante no lado da rede, diferentes estratégias por meio da permutação dos sinais de referência ao longo do tempo de simulação foram realizadas. Os intervalos de tempo e as respectivas parcelas a serem compensadas estão ilustradas na Tabela 5. Por fim, os valores e as configurações de carga para as simulações utilizadas foram retirados de (MOREIRA et al., 2019; PAREDES, 2011), conforme Figura 23. No caso das cargas não-lineares foram inseridos indutores na entrada da carga para atuarem como filtro com o intuito de minimizar as distorções das correntes, drenadas pela carga.

Figura 23 - Configurações das cargas adotadas.



Fonte - Adaptado de (MOREIRA et al., 2019; PAREDES, 2011).

Tabela 5 - Intervalos de tempo para a compensação das parcelas de $p(t)$ e $w(t)$.

Intervalo de tempo	Compensação
$t < 0,3$	\emptyset
$0,3 < t < 0,4$	\tilde{p}
$0,4 < t < 0,5$	$\tilde{p} + \tilde{w}$
$t > 0,5$	$\tilde{p} + \tilde{w} + \bar{w}$

Fonte - Próprio Autor.

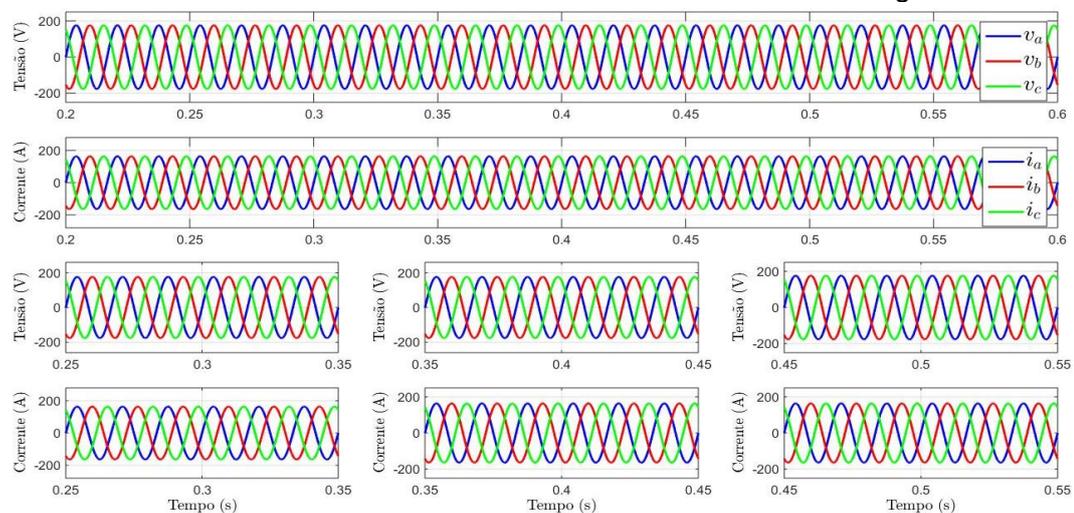
5.2 SIMULAÇÕES CONSIDERANDO UMA REDE FORTE

5.2.1 CASO I: Tensões senoidais simétricas

A.1) Carga resistiva balanceada - CASO I

A Figura 24 ilustra as formas de onda das tensões (v_a, v_b, v_c) no PAC e das correntes (i_a, i_b, i_c) analisadas do ponto de vista da rede (fonte). Em seguida, tais formas de onda são ampliadas visando destacar os efeitos dos intervalos de compensação. Como esperado as correntes são senoidais e estão em fase com as tensões, indicando fator de potência unitário. Observa-se que não há alteração das correntes ao longo do processo de compensação, já que a carga é balanceada e puramente resistiva. Assim, neste caso não há necessidade da compensação, como pode ser verificado pelas parcelas de potência e energia reativa instantânea (Figura 25).

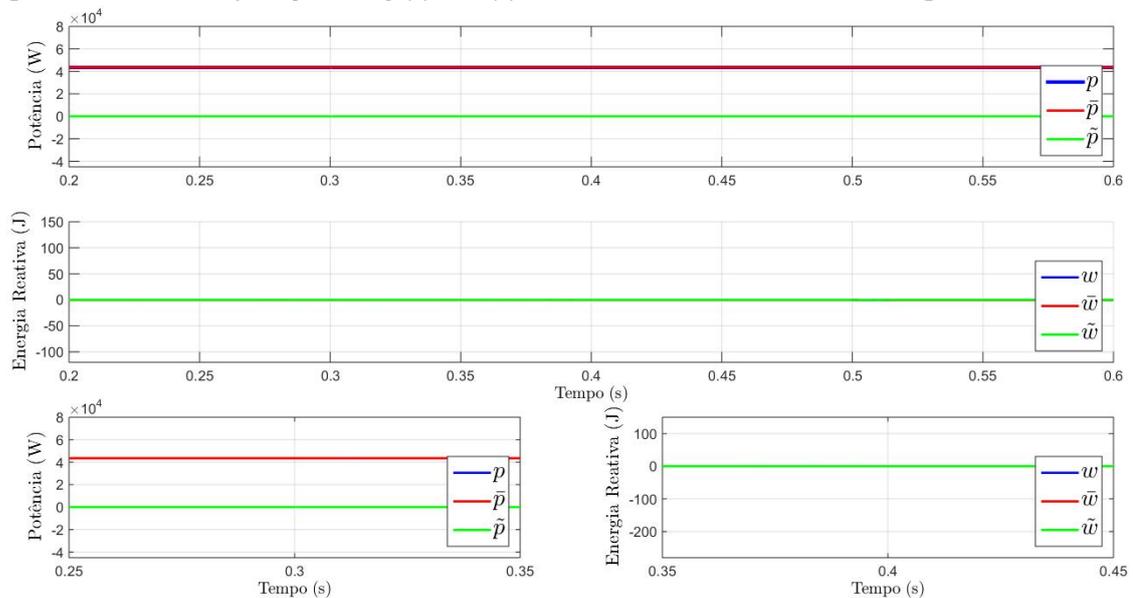
Figura 24 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga R balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

A Figura 25 ilustra a decomposição da potência e da energia reativa instantâneas vistas do lado da fonte. O resultado obtido está de acordo com o esperado, já que o sistema (interação fonte e carga) não possui componentes oscilatórios, pois trata-se de uma carga resistiva balanceada alimentada com tensão senoidal. Neste caso, a única parcela presente é o valor médio da potência instantânea.

Figura 25 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga R balanceada.

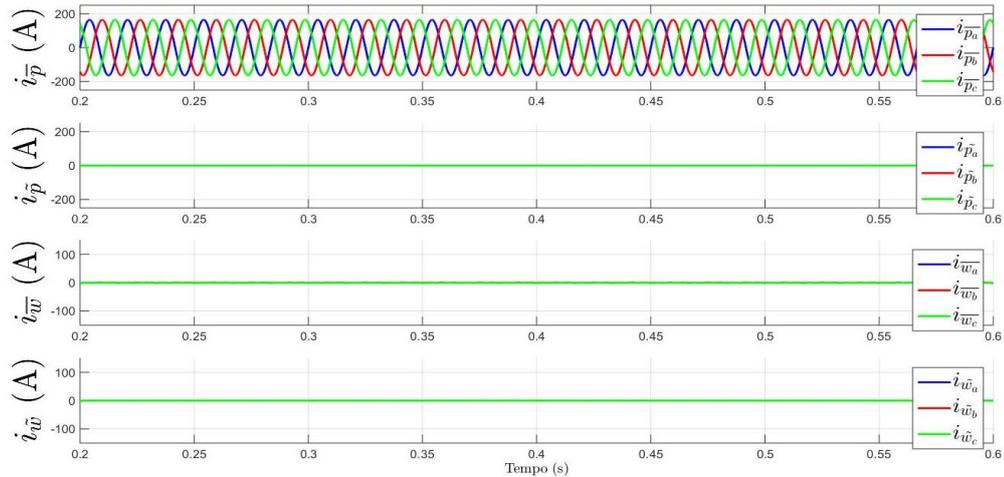


Fonte - Próprio Autor.

Como não há componentes oscilatórias nem energia reativa média, da Figura 26, observa-se que a única parcela de corrente existente é aquela relacionada com a potência média, ou seja, potência ativa.

Além disso, como as tensões são senoidais e equilibradas, facilmente pode ser verificado que as componentes, $i_{\bar{p}_{a,b,c}}$ coincidem com as correntes ativas balanceadas $i_{a,b,c}^b$ da CPT (PAREDES, 2011), ou seja, $i_{\bar{p}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^b$.

Figura 26 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I - R balanceada.

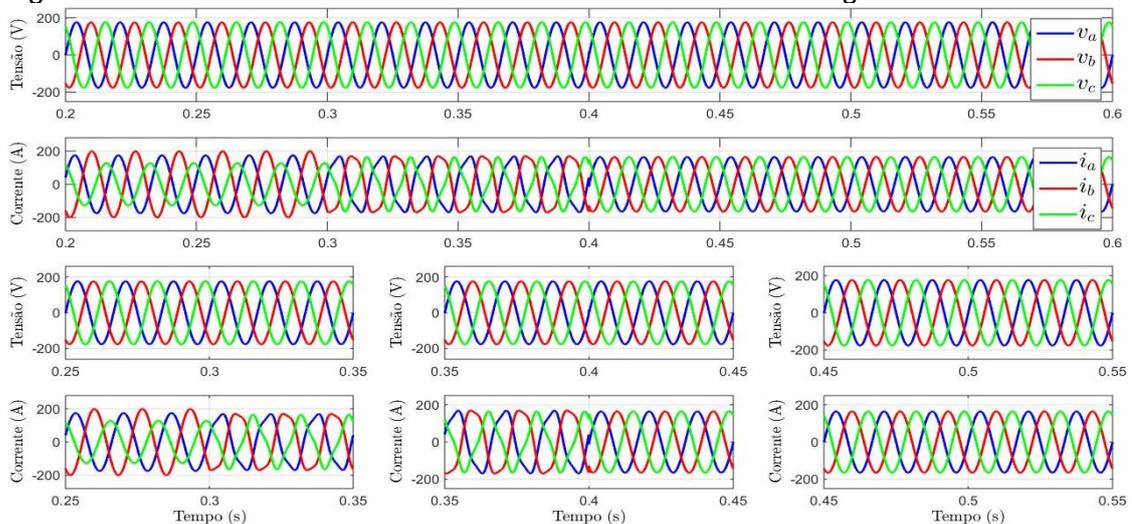


Fonte - Próprio Autor.

A.2) Carga resistiva desbalanceada - CASO I

Na Figura 27 são mostradas as formas de onda das tensões no PAC e correntes no lado da fonte para a carga resistiva desbalanceada. Note que antes do início da compensação ($t < 0,3 s$) as correntes na fonte estão desbalanceadas. Após a compensação de \tilde{p} ($0,3 s < t < 0,4 s$) as correntes tornam-se equilibradas (mesma amplitude), porém, não-senoidais, visto que não foi compensada a componente \tilde{w} . A partir do terceiro intervalo ($t > 0,4 s$), no qual ocorre a compensação total das componentes oscilantes oriundas do desbalanço, as correntes ficam senoidais e equilibradas.

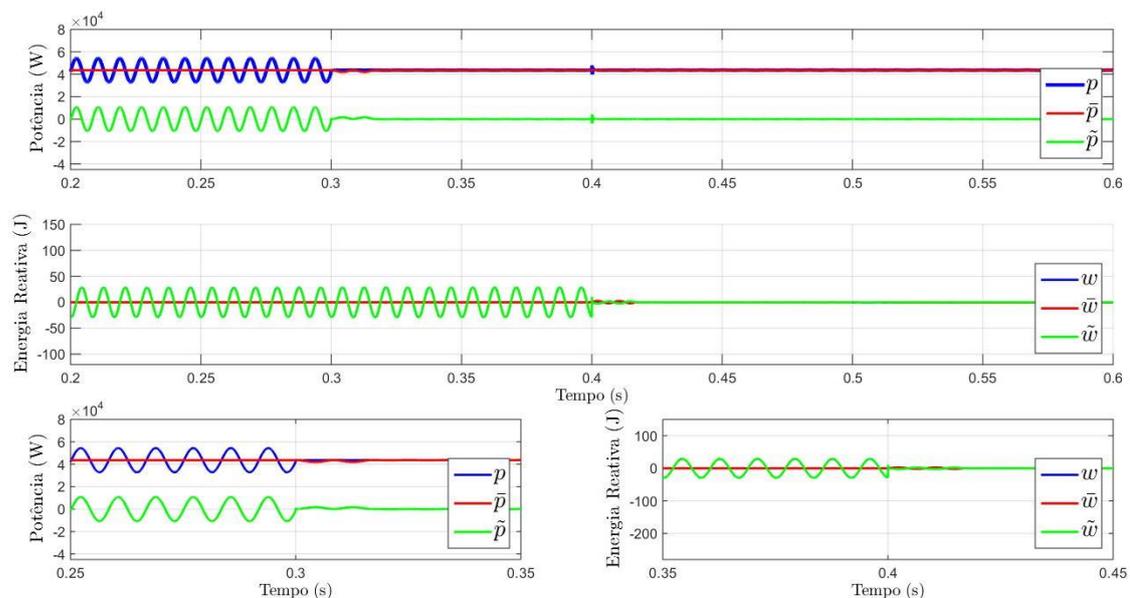
Figura 27 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte – Carga R desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor

Diferentemente da carga resistiva balanceada, em virtude do desbalanço da carga, surgem oscilações tanto na potência instantânea quanto na energia reativa instantânea, conforme a Figura 28. Portanto, uma carga resistiva desbalanceada, não gera apenas oscilação na potência instantânea ($p \neq \bar{p}$), como também oscilação da energia reativa instantânea ($w \cong \tilde{w}$), porém, com valor médio nulo ($\bar{w} = 0$). Do ponto de vista de compensação, nota-se que, a partir do intervalo II ($t > 0,3 s$), a potência instantânea torna-se constante e idêntica à potência média ($p \cong \bar{p}$), já que a parcela que faz oscilar a potência instantânea, \tilde{p} , entre a fonte e a carga é compensada. Similarmente, após $t > 0,4 s$ a componente oscilatória da energia reativa é compensada, resultando nula e idêntica a energia reativa média ($\tilde{w} \cong \bar{w} = w = 0$).

Figura 28 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte – Carga R desbalanceada.

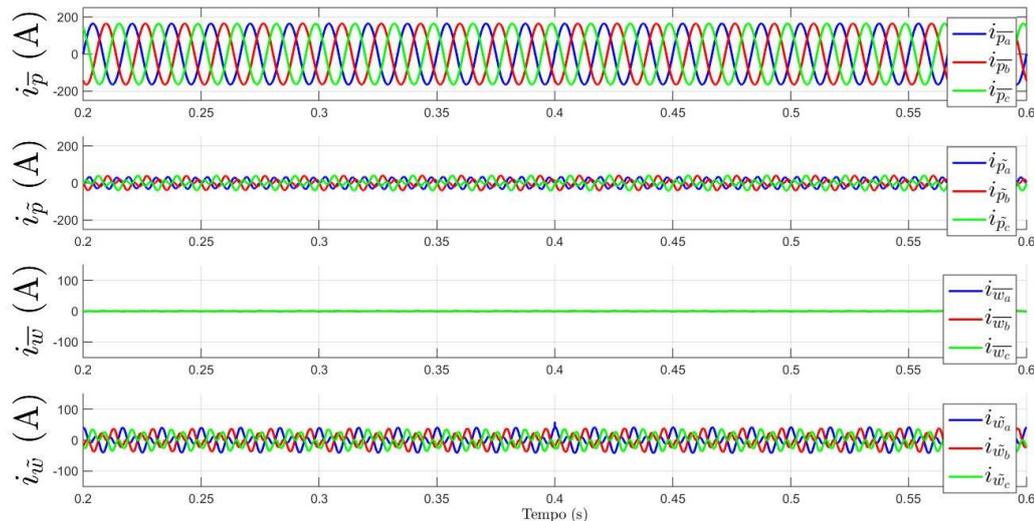


Fonte - Próprio Autor.

A partir da Figura 29, observa-se a existência de todas as componentes de corrente com exceção da componente média ($i_{\bar{w}_{a,b,c}} = 0$), a qual é associada com a defasagem entre as tensões e correntes, ou seja, relacionado à existência de elementos armazenadores de energia (capacitores ou indutores). De maneira similar a carga resistiva (A.1), como as tensões são senoidais e equilibradas, as componentes $i_{\bar{p}_{a,b,c}}$ resultam idênticas as correntes ativas balanceadas da CPT ($i_{\bar{p}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^b$), e neste caso (carga resistiva desbalanceada), a soma das

componentes oscilatórios resultam igual a componente de desbalanço ($i_{a,b,c}^u$) da CPT (PAREDES, 2011), ou seja, $i_{\bar{p}_{a,b,c}} + i_{\bar{w}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^u$ e a componente reativa balanceada ($i_{r_{a,b,c}}^b$) resulta nula e igual as componentes $i_{\bar{w}_{a,b,c}}^b$ ($i_{r_{a,b,c}}^b = i_{\bar{w}_{a,b,c}}^b = 0$).

Figura 29 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I – R desbalanceada.

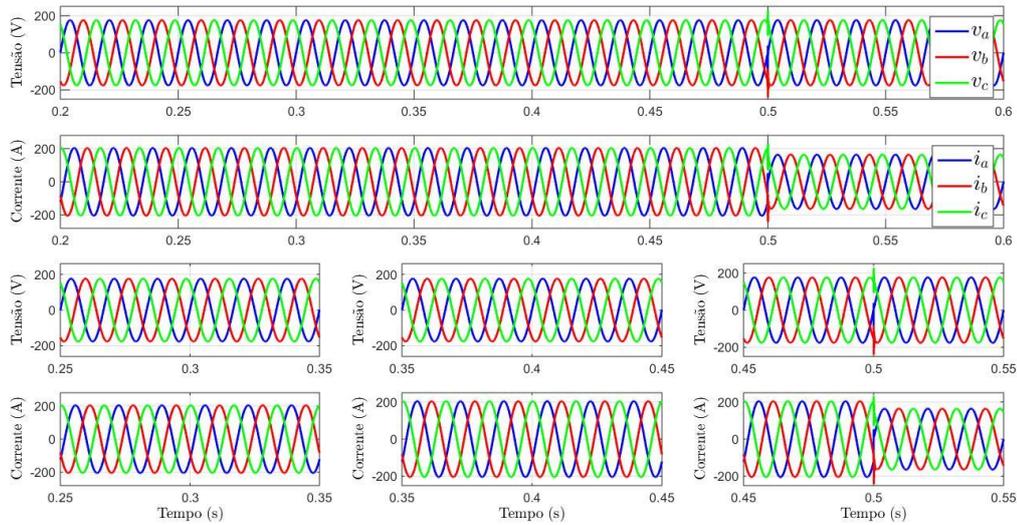


Fonte - Próprio Autor.

B.1) Carga resistiva-indutiva (RL) - CASO I

Inicialmente, conforme esperado as correntes na fonte e as tensões no PAC estão defasadas, porém equilibradas, conforme ilustrado na Figura 30. Tal característica advém do efeito indutivo da carga balanceada. Observa-se que, similarmente ao caso de carga resistiva balanceada não há alteração nas correntes no lado da fonte até $t > 0,5$ s, onde as correntes tornam-se em fase com as tensões devido à compensação da energia reativa média. Portanto, uma carga resistiva-indutiva balanceada alimentada com tensões senoidais e equilibradas, também não apresenta oscilação de potência instantânea nem oscilação de energia reativa instantânea. Neste caso, apenas a energia reativa média deve ser compensada (Figura 31), a qual pode ser feita, por exemplo, por um banco capacitivo.

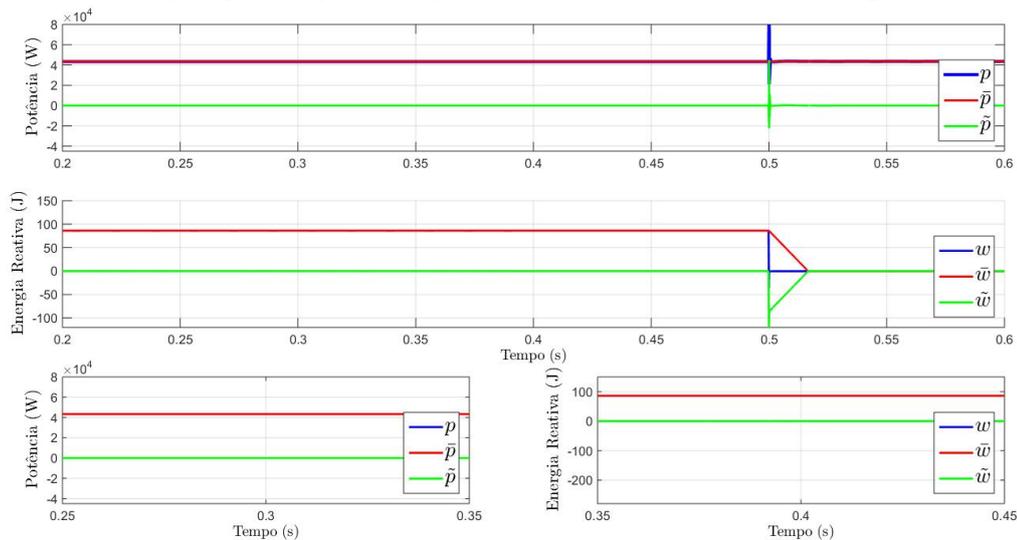
Figura 30 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga RL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Conforme discutido anteriormente, a Figura 31 ilustra a existência de potência média (potência ativa) e energia reativa média. Os termos oscilantes estão ausentes pois não existe desbalanço e/ou não linearidades entre as tensões e correntes. Neste cenário somente aparecem parcelas médias no sistema, ou seja, não há oscilação da potência instantânea entre a fonte e a carga.

Figura 31 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga RL balanceada.

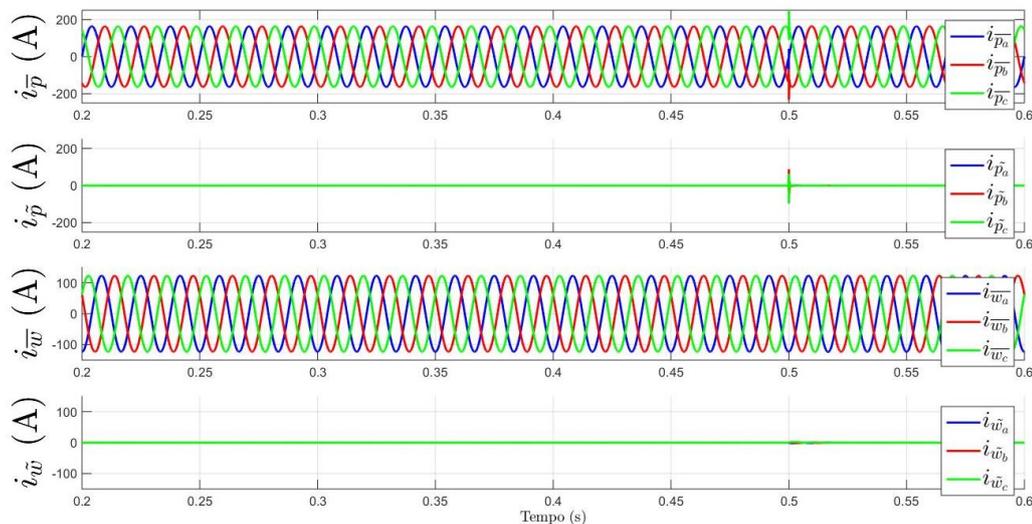


Fonte - Próprio Autor.

Tratando-se de uma carga resistiva-indutiva balanceada, observa-se que o termo resistivo da carga está associado à presença da parcela média de corrente da

potência instantânea ($i_{\tilde{p}_{a,b,c}}$). Ao passo que a parcela média da corrente atribuída à energia reativa ($i_{\tilde{w}_{a,b,c}}$), caracteriza a presença do termo indutivo, vide Figura 32. Neste caso, estas parcelas de corrente também podem ser associadas às correntes ativas e reativas balanceadas da CPT, respectivamente, ou seja, $i_{\tilde{p}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^b$ e $i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = i_{r_{a,b,c}}^b$. Além disso, como a carga é balanceada, as correntes associadas às componentes oscilatórias resultam em valores nulos e idênticos às componentes de desbalanço da CPT ($i_{\tilde{p}_{a,b,c}} + i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = 0 = i_{a,b,c}^u$).

Figura 32 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – RL balanceada.



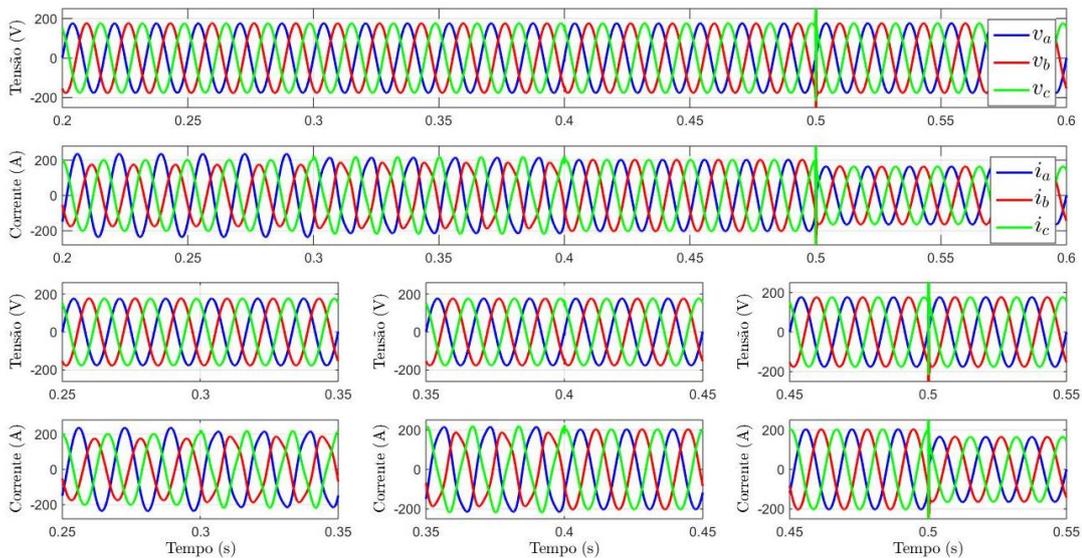
Fonte - Próprio Autor.

B.2) Carga resistiva-indutiva (RL) Desbalanceada - CASO I

A Figura 33 demonstra que antes da compensação ($t < 0,3 s$) as formas de onda das correntes no lado da fonte estão desequilibradas e defasadas em relação às tensões. Estes fenômenos surgem devido à presença do elemento indutivo e ao resistor (R_{ac}) conectado entre as fases “a” e “c” que origina o desequilíbrio das correntes, respectivamente. Note que, após a compensação de \tilde{p} ($0,3 s < t < 0,4 s$) as correntes tornam-se distorcidas e continuam desequilibradas, mesmo assim a potência instantânea resulta constante e igual a potência média (Figura 34). A partir do terceiro intervalo ($0,4 s < t < 0,5 s$), no qual ocorre a compensação da componente \tilde{w} , as correntes ficam senoidais e equilibradas, ainda assim continuam defasadas em relação às tensões, visto que não foi compensada a energia reativa média.

Finalmente, após $t > 0,5 s$, como a componente média da energia reativa instantânea é compensada, as correntes pela fonte continuam senoidais e equilibradas, contudo, agora em fase com as tensões no PAC.

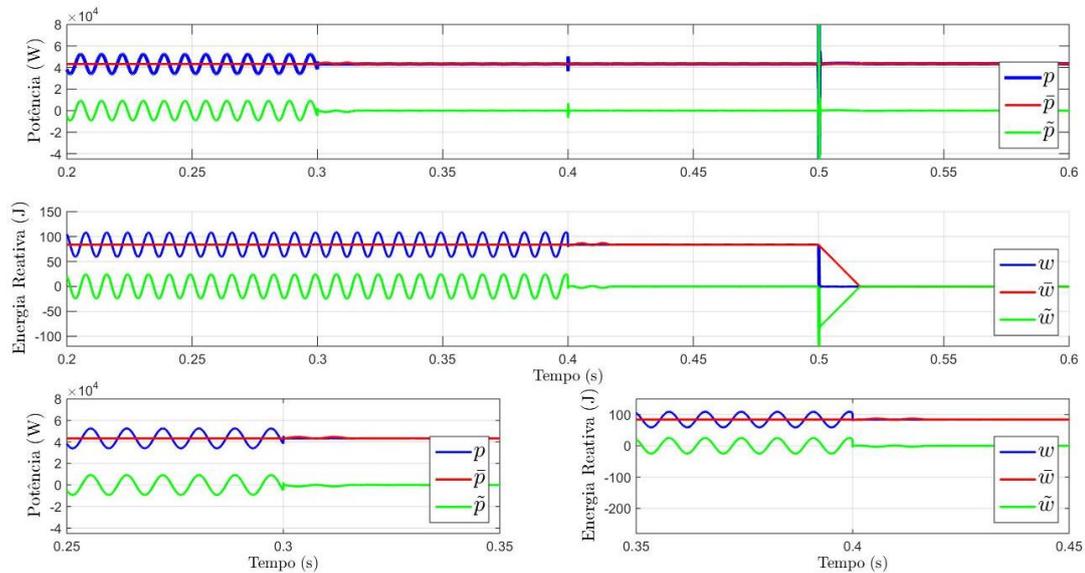
Figura 33 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga RL desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

De forma análoga ao caso de carga resistiva desbalanceada (A.2) surgem oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ entre a fonte e carga, todavia agora devido ao comportamento indutivo da carga há fluxo de energia reativa média, conforme visto na Figura 34. Portanto, as oscilações em $p(t)$ e $w(t)$ são provenientes da característica da carga (desbalanceada) e a energia reativa média (\bar{w}) está associada à energia reativa média na rede. O processo de compensação da oscilação da potência instantânea, neste caso, se dá exatamente igual ao da carga resistiva desbalanceada (A.2), ou seja, logo após a compensação de (\tilde{p}) ($t > 0,3 s$), a potência instantânea torna-se constante ($p \cong \tilde{p}$), e após $t > 0,4 s$ a energia reativa instantânea resulta constante, apesar disso, diferente de zero ($w = \bar{w} \neq 0$). A energia reativa média, neste caso só é compensada ($\bar{w} = 0$) após $t > 0,5 s$ uma vez que todos os reativos da carga estão sendo fornecidos pelo CEP.

Figura 34 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga RL desbalanceada.

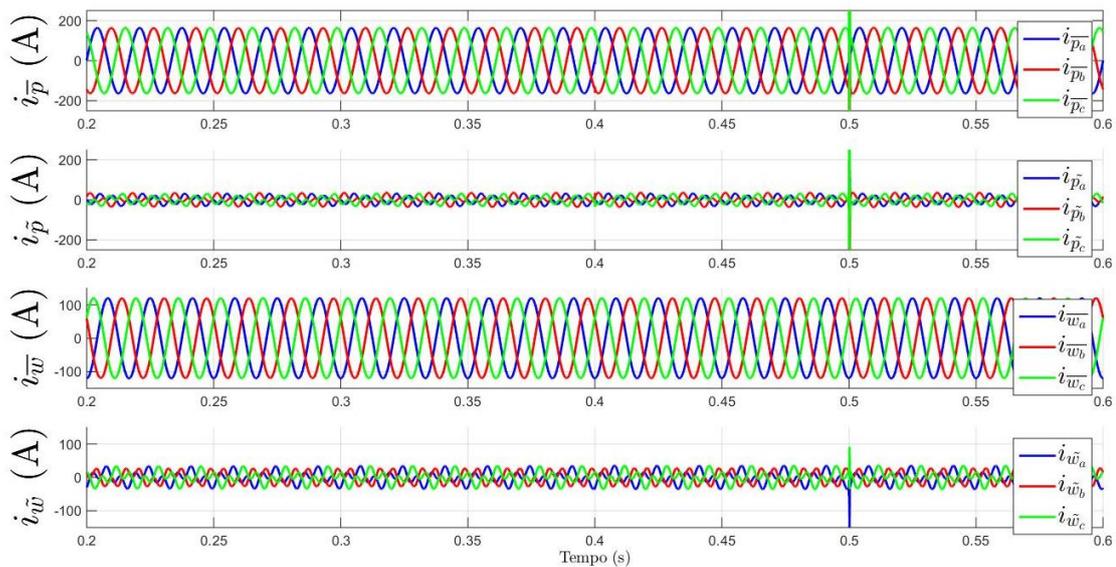


Fonte - Próprio Autor.

Da Figura 35, observa-se que em virtude da característica da carga desbalanceada e do elemento indutivo, há presença de todas as parcelas de corrente. Neste caso, como a carga é linear e alimentada com tensões senoidais e equilibradas, as correspondências entre as parcelas de corrente da CPT (PAREDES, 2011) são:

$$i_{\tilde{p}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^b, \quad i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = i_{r,a,b,c}^b \quad \text{e} \quad i_{\tilde{p}_{a,b,c}} + i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^u.$$

Figura 35 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – RL desbalanceada.

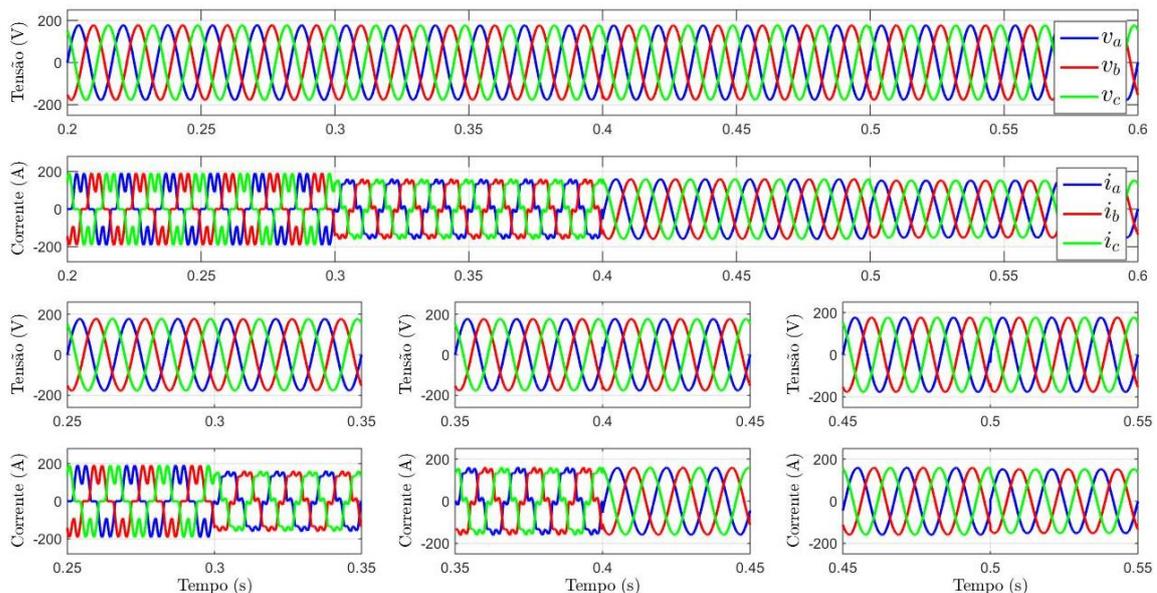


Fonte - Próprio Autor.

C.1) Carga não-linear balanceada (NL) - CASO I

A Figura 36 ilustra as tensões no PAC e as correntes na fonte. Inicialmente, as correntes estão equilibradas, contudo, distorcidas devido às harmônicas advindas da carga não-linear. Durante o intervalo II ($0,3 s < t < 0,4 s$), compensação de \tilde{p} , as componentes harmônicas da corrente são parcialmente minimizadas. Já no intervalo III ($0,4 s < t < 0,5 s$), em que as componentes oscilatórias de $p(t)$ e $w(t)$ são compensadas, a corrente pela fonte passa a ter aspecto senoidal, porém, só a partir da compensação de \bar{w} ($t > 0,5 s$) as correntes tornam-se aproximadamente senoidais e equilibradas. Neste caso, as oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ são impostas pelas harmônicas geradas pela carga não linear, já a energia reativa média é devido ao filtro indutivo na entrada da ponte retificadora, assim todas as componentes de $p(t)$ e $w(t)$ estão presentes na rede, conforme mostrado na Figura 37.

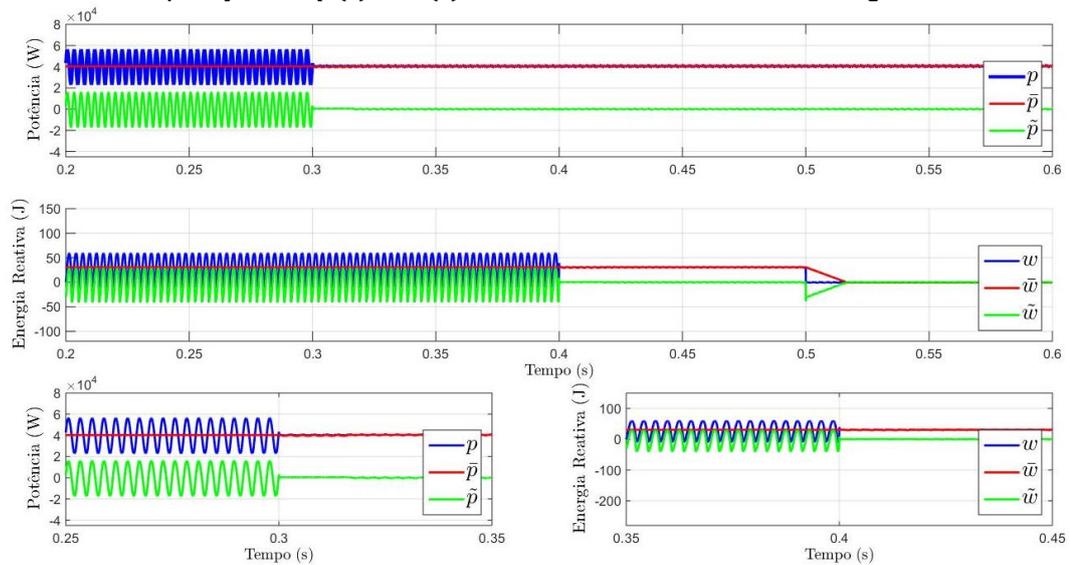
Figura 36 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga NL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Da Figura 37 observa-se que as componentes oscilatórias de $p(t)$ e $w(t)$ são minimizadas e após $t > 0,5 s$ a energia reativa média é compensada.

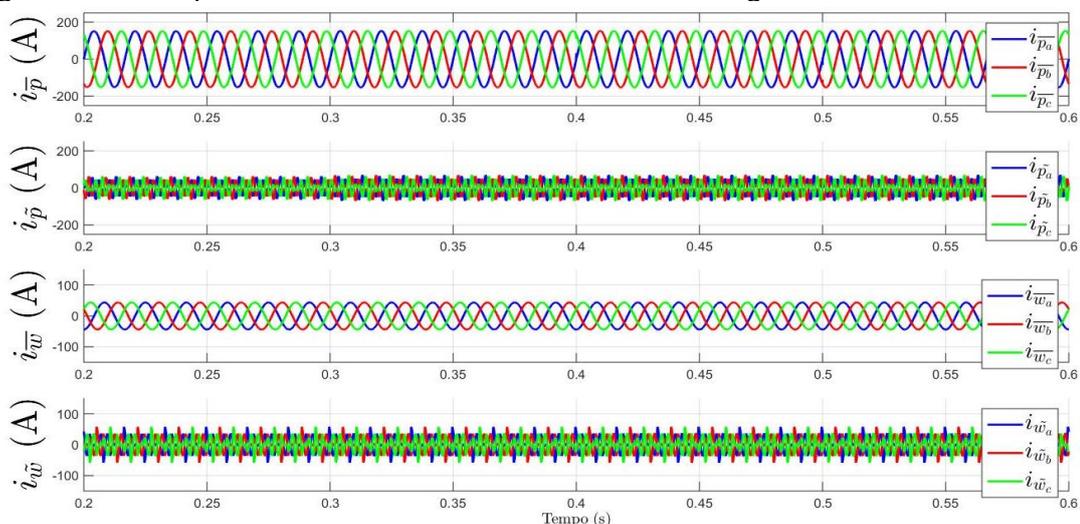
Figura 37 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga NL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

De acordo com a Figura 38, observa-se que todas as parcelas de corrente estão presentes na carga. Nota-se que, neste caso, ao contrário das cargas lineares desbalanceadas (A.2 e B.2) as parcelas oscilantes são originadas pela característica não-linear da carga, ou seja, pelas harmônicas geradas pela carga. Ademais, tais componentes oscilatórias apresentam amplitudes significativas quando comparadas as cargas anteriores (lineares desbalanceadas). Portanto, as correspondências entre as parcelas de corrente da CPT são: $i_{\tilde{p}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^b$, $i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = i_{r,a,b,c}^b$ e $i_{\tilde{p}_{a,b,c}} + i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = i_{v_{a,b,c}}$. Tal que, $i_{v_{a,b,c}}$ são as correntes residuais (nulas) da CPT.

Figura 38 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – NL balanceada.

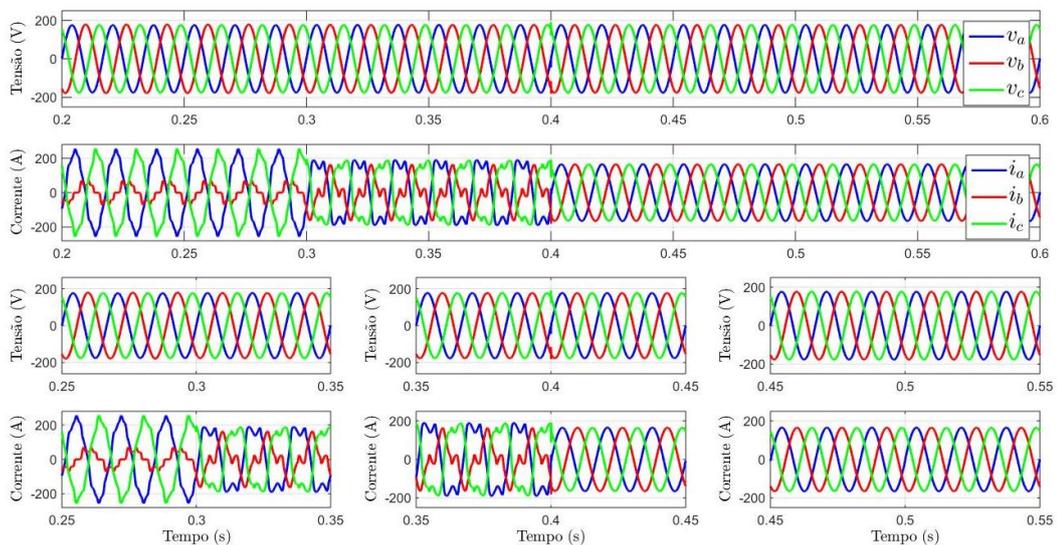


Fonte - Próprio Autor.

C.2) Carga NL desbalanceada - CASO I

A Figura 39 ilustra o resultado para a simulação de uma carga não linear balanceada e uma carga resistiva bifásica conectadas ao mesmo PAC, configurando um comportamento não linear desbalanceado. Antes da compensação ($t < 0,3 s$), as formas de onda das correntes estão desequilibradas e distorcidas. Após a compensação das oscilações da potência instantânea ($0,3 s < t < 0,4 s$), as correntes na fonte são praticamente equilibradas, todavia, distorcidas e ligeiramente defasadas em relação às tensões, ou seja, a compensação de \tilde{p} leva apenas ao equilíbrio das correntes pela rede. No entanto, as componentes harmônicas só são minimizadas após a compensação de \tilde{w} , ou seja, as correntes no lado da rede tornam-se senoidais e equilibradas. Entretanto, continuam ligeiramente defasadas em função da pequena porção do fluxo de energia reativa média circulante na rede. Finalmente, o defasamento entre as tensões e correntes são minimizadas após a compensação da energia reativa média.

Figura 39 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I – Carga NL desbalanceada.

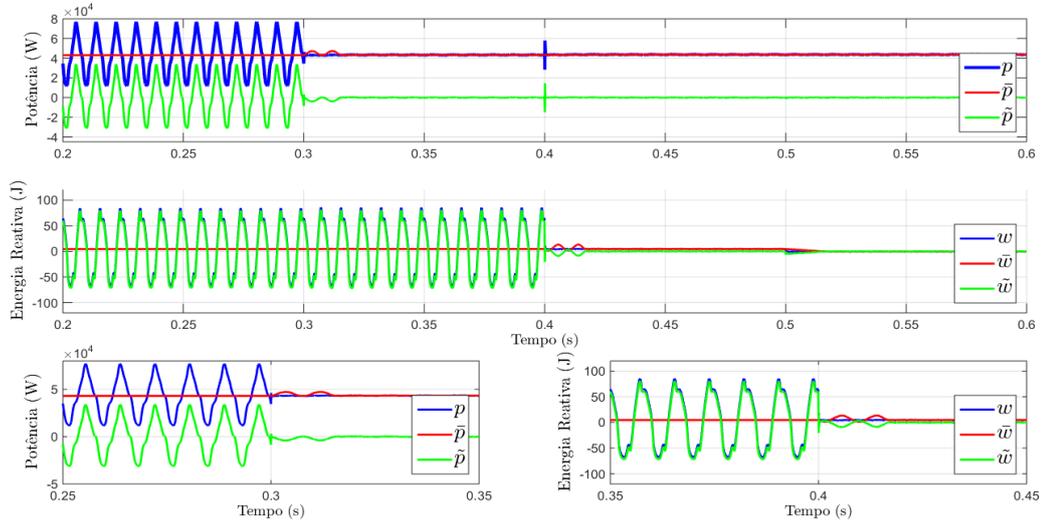


Fonte - Próprio Autor.

Neste caso, as oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ estão relacionadas tanto ao desbalanço da carga quanto aos harmônicos gerados, sendo assim tais fenômenos acabam se sobrepondo. Tal fato fica evidenciado na Figura 40. Portanto, um aspecto interessante seria que com a presença do desequilíbrio e/ou harmônicos, perde-se a

vantagem da potência trifásica instantânea ser constante. Tal característica tem um impacto indesejável sobre motores elétricos trifásicos, por exemplo.

Figura 40 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I – Carga NL desbalanceada.

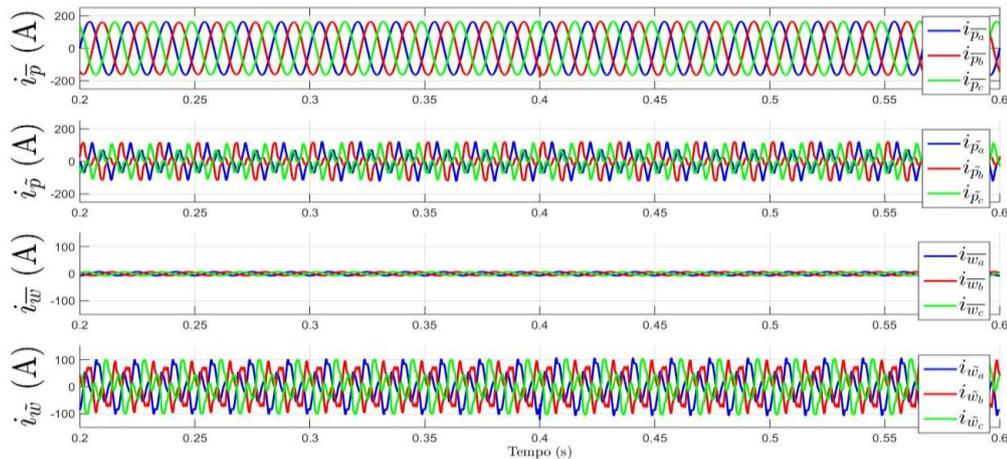


Fonte - Próprio Autor.

Através da Figura 41, observa-se a existência das parcelas oscilatórias de corrente em virtude da característica não-linear e desbalanceada da carga. Neste caso, apenas há equivalência entre as componentes de correntes ativas e reativas balanceadas da CPT, uma vez que os fenômenos de desbalanço e não-linearidades são misturados (sobrepostos) nas componentes oscilatórias das correntes, ou seja:

$$i_{\tilde{p}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^b, \quad i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = i_{r_{a,b,c}}^b \quad \text{e} \quad i_{\tilde{p}_{a,b,c}} + i_{\tilde{w}_{a,b,c}} = i_{a,b,c}^u + i_{v_{a,b,c}}.$$

Figura 41 - Componentes de corrente nos terminais da carga: Caso I – NL desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

A Tabela 6 mostra resumidamente a presença (\checkmark) e ausência (X) dos valores médios e oscilantes da potência instantânea e energia reativa instantânea para cada configuração de carga analisada, quando a fonte de alimentação é senoidal e equilibrada (Caso I). Tal que, (R) representa elemento resistivo, (L) – elemento indutivo, (D) – desequilíbrio de corrente, (H) – harmônicas de corrente.

Tabela 6 - Associação dos termos decompostos em função das configurações de cargas analisadas para o Caso I (tensão senoidal equilibrada).

Carga	\bar{p}	\tilde{p}	\bar{w}	\tilde{w}
R balanceada	\checkmark (R)	X	X	X
R desbalanceada	\checkmark (R)	\checkmark (D)	X	\checkmark (D)
RL balanceada	\checkmark (R)	X	\checkmark (L)	X
RL desbalanceada	\checkmark (R)	\checkmark (D)	\checkmark (L)	\checkmark (D)
NL balanceada	\checkmark (R)	\checkmark (H)	\checkmark (L)	\checkmark (H)
NL desbalanceada	\checkmark (R)	\checkmark (D+H)	\checkmark (L)	\checkmark (D+H)

Fonte - Próprio Autor.

Da Tabela 6, nota-se que na ausência de correntes harmônicas (H) as oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ estão relacionadas ao desbalanço da carga. Similarmente, na ausência de desequilíbrios de corrente (D) as componentes \tilde{p} e \tilde{w} estão associadas às cargas não-lineares.

Portanto, a oscilação da potência instantânea pode ser originada tanto pelo desbalanço da carga quanto pelas cargas não-lineares, ou pelo efeito combinado do desequilíbrio da corrente e as correntes harmônicas, como poder ser verificado pela última fila da Tabela 6.

Neste caso I (tensão senoidal equilibrada), como demonstrado anteriormente pelos resultados, a compensação dos termos oscilantes (\tilde{p} e \tilde{w}), além de garantir potência e energia reativa constante, permite a obtenção de correntes senoidais e equilibradas no lado da rede.

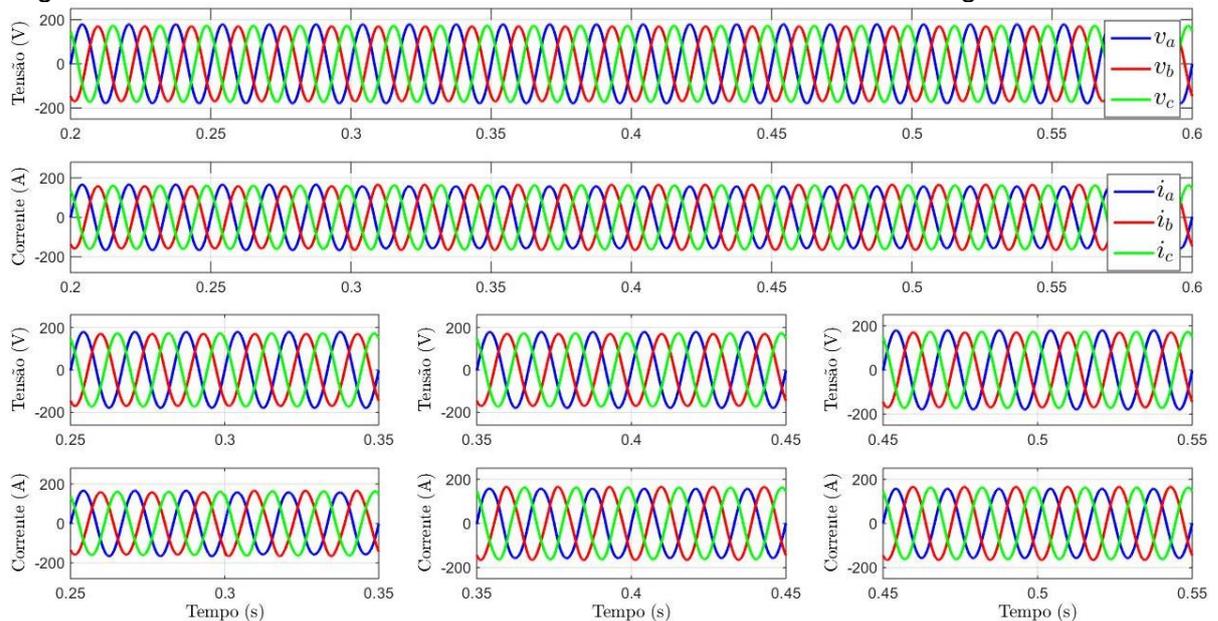
5.2.2 CASO II: Tensões senoidais desequilibradas

A.1) Carga resistiva balanceada - CASO I

A Figura 42 ilustra as formas de onda das tensões (v_a, v_b, v_c) e correntes (i_a, i_b, i_c) mensuradas no lado da rede. Logo abaixo destas, destacam-se os estágios de compensação a fim de melhorar visualização das transições das estratégias de compensação.

Observa-se que as correntes são senoidais, porém, ligeiramente desequilibradas em função do desequilíbrio imposto pela fonte de alimentação. Considerando 3% de desequilíbrio da fonte, nota-se que como a carga é puramente resistiva e balanceada, aparentemente não há efeito da compensação nas correntes pela rede, contudo, após a compensação de \tilde{p} e \tilde{w} , tanto a potência instantânea quanto a energia reativa instantânea tornam-se constantes, conforme a Figura 43.

Figura 42 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga R balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

A Figura 43 ilustra a decomposição da potência e da energia reativa instantâneas do ponto de vista da fonte. Em seguida, o intervalo de compensação das oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ é destacado visando um melhor entendimento da estratégia proposta.

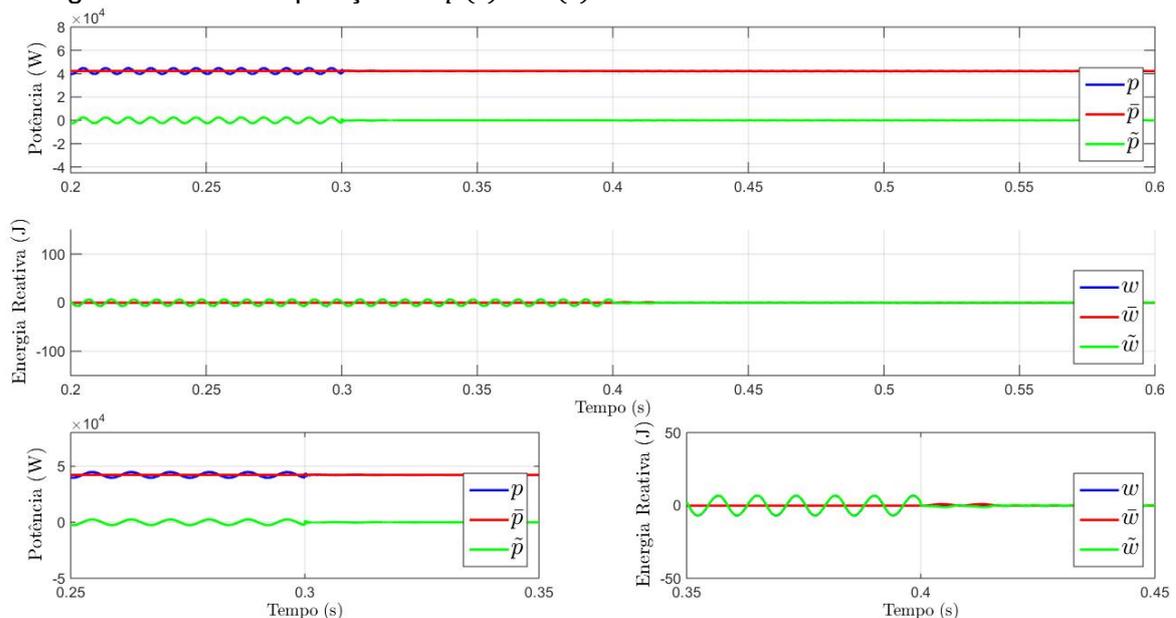
Em virtude do desequilíbrio da fonte de tensão surgem oscilações na potência instantânea e energia reativa instantânea. Apesar disso, como não existem elementos armazenadores de energia, conseqüentemente, a energia reativa média é nula, resultando na seguinte identidade $w(t) = \tilde{w}(t)$.

Neste caso, a $w(t)$ representa uma troca de energia bidirecional entre a fonte e a carga, isto é evidenciado na oscilação de $w(t)$, a qual ocorre em torno do eixo das abscissas, sendo assim o valor médio da energia reativa oscilante é nulo ($\langle \tilde{w} \rangle = 0$).

Desta maneira, a potência instantânea torna-se constante e igual a potência média ($p(t) = \bar{p}(t)$) a partir de $t = 0,3$ s, pois ocorre a mitigação de $\tilde{p}(t)$.

Ao passo que a energia reativa instantânea é nula ($w(t) = 0$), logo após a compensação de $\tilde{w}(t)$ iniciada em $t = 0,4$ s.

Figura 43 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - R balanceada.



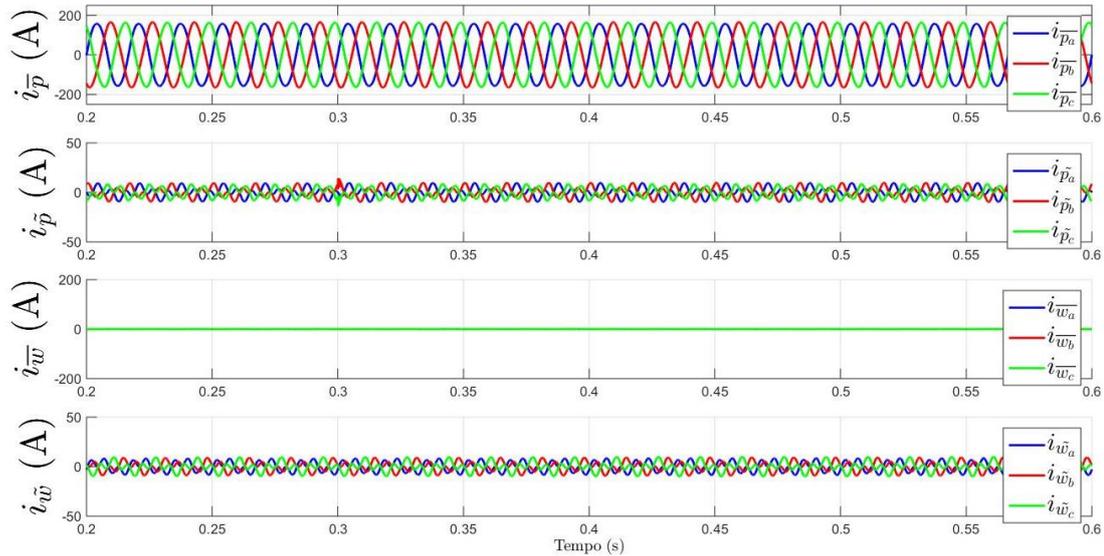
Fonte - Próprio Autor.

Comparando-se a Figura 44 (Caso II) e a Figura 26 (Caso I), é possível observar que ao contrário do caso I, neste caso verifica-se o aparecimento $i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$, as quais são devido ao comportamento da fonte (desequilíbrio da tensão) e não à característica da carga

Tratando-se de uma carga resistiva, nota-se que $i_{\tilde{w}}$ é nula, já que esta parcela está associada a elementos armazenadores de energia (indutores ou capacitores).

Por fim, em razão da não proporcionalidade entre $i_{\tilde{p}_{a,b,c}}$ e as tensões, não é possível relacioná-las com as correntes ativas balanceadas, ou seja, $i_{\tilde{p}_{a,b,c}} \neq i_{a,b,c}^b$.

Figura 44 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – R balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

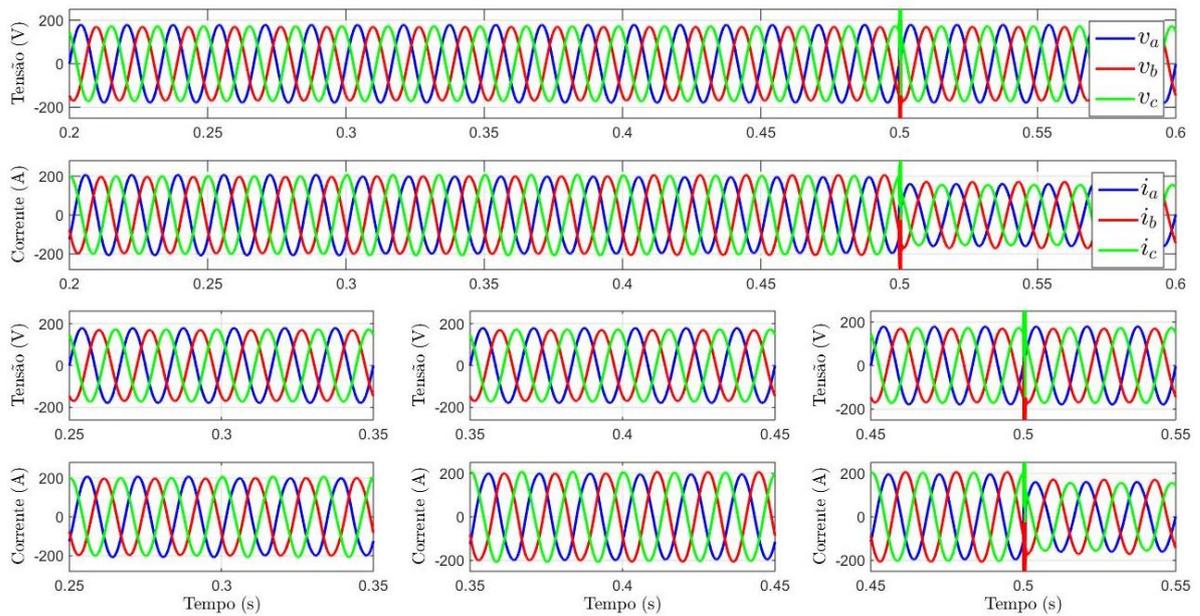
B.1) Carga resistiva-indutiva (RL) - CASO II

A Figura 45 mostra que as diferentes amplitudes da corrente são impostas pelo desequilíbrio da fonte de tensão. Como a carga analisada nesta situação possui um termo indutivo, as correntes mensuradas estão defasadas em relação às tensões.

Nota-se que mesmo após os instantes de compensação $t > 0,3 s$ e $t > 0,4 s$, onde ocorrem a mitigação das oscilações de $p(t)$ e $w(t)$, as correntes continuam defasadas

Após o instante $t = 0,5 s$, as correntes resultantes estão em fase com as respectivas tensões e com menor amplitude já que a parcela de energia reativa média foi compensada ($\bar{w}(t) = 0$).

Figura 45 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga RL balanceada.



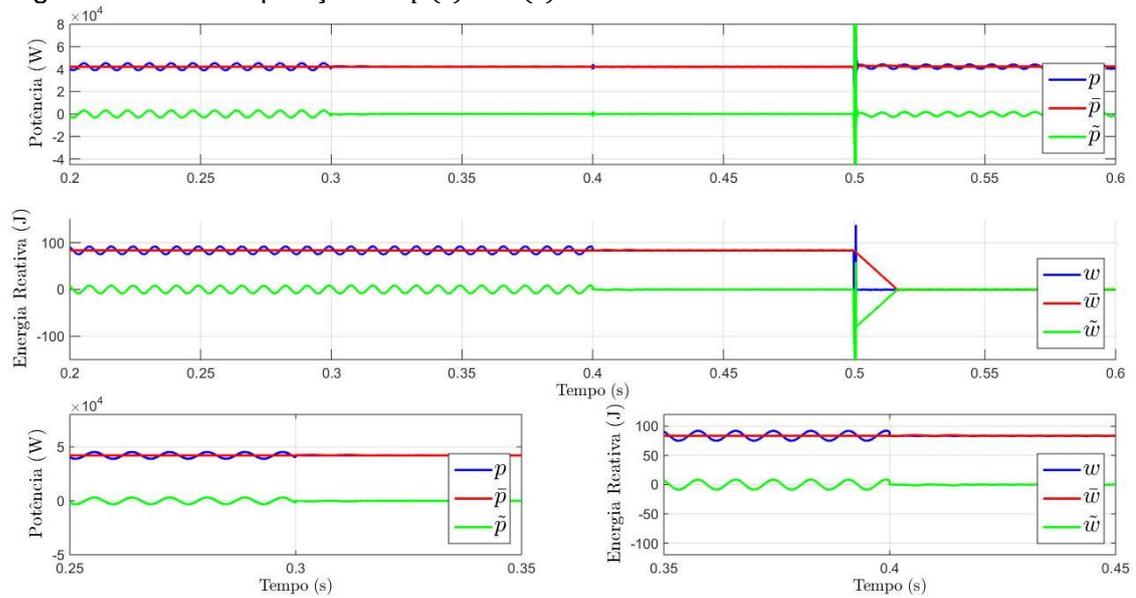
Fonte - Próprio Autor.

A presença do elemento indutivo, responsável pela defasagem da corrente em relação à tensão, permite a circulação de energia reativa média no sistema, de acordo com a Figura 46.

Neste caso, a potência instantânea torna-se idêntica a potência ativa do sistema ($p(t) = \bar{p}(t)$) após a compensação de $\tilde{p}(t)$ ($t > 0,3 s$). De maneira análoga, após a compensação da parcela $\tilde{w}(t)$ no segundo estágio ($t > 0,4 s$), a energia reativa instantânea está somente relacionada a energia reativa média $w(t) = \bar{w}(t)$.

Entretanto, com a mitigação da energia reativa média ($\bar{w}(t)$) no terceiro estágio ($t > 0,5 s$) tem-se: $w(t) = \bar{w}(t) = \tilde{w}(t) = 0$. Além disso, observa-se um efeito interessante durante o último estágio de compensação, o qual provoca o aparecimento de oscilações em $p(t)$ em virtude da mitigação da parcela média de energia reativa.

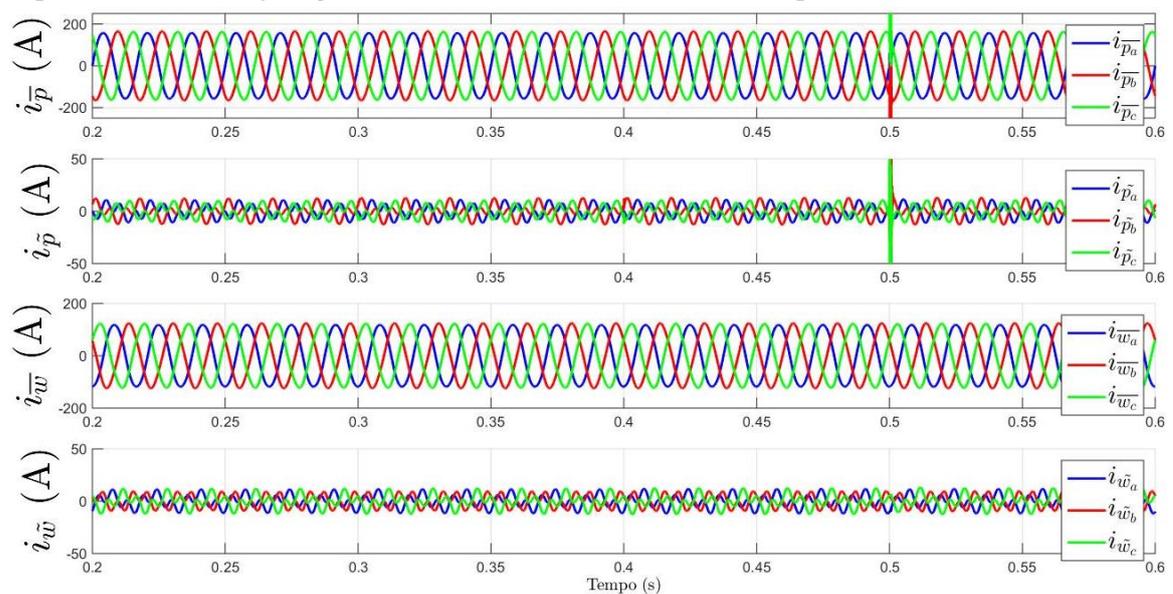
Figura 46 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - RL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Na Figura 47 é mostrada a decomposição da corrente nos terminais da carga, onde verificam-se que os termos médios ($i_{\bar{p}}$ e $i_{\bar{w}}$) são mais significativos que as parcelas oscilantes ($i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$). Cabe salientar que as correntes ativas e reativas ($i_{\bar{p}}$ e $i_{\bar{w}}$) estão associadas aos elementos resistivos e indutivos, respectivamente. No presente caso as componentes oscilatórias ($i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$) estão relacionadas aos 3% de desequilíbrio da fonte de tensão.

Figura 47 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – RL balanceada.

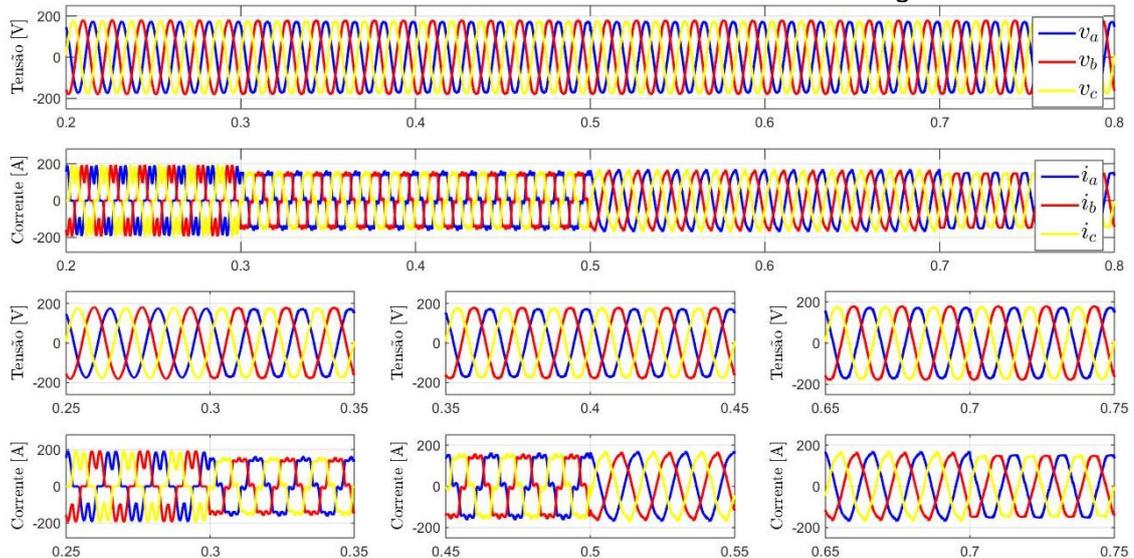


Fonte - Próprio Autor.

C.1) Carga não-linear (NL) balanceada - CASO II

De acordo com a Figura 48, antes do início do processo de compensação ($t < 0,3 s$), observa-se que as correntes são não-senoidais e estão ligeiramente desequilibradas, basicamente devido à característica intrínseca da carga (não-linear) e ao desequilíbrio imposto pelas tensões. Cabe lembrar que neste intervalo a corrente na fonte é idêntica à da carga, já que não foi ativado nenhum processo de compensação. Note que, a compensação de $\tilde{p}(t)$ iniciada no instante $t = 0,3 s$ reduz grande parte das correntes harmônicas. Mesmo acrescentando a compensação de $\tilde{w}(t)$ em $t = 0,4 s$, as correntes harmônicas não foram minimizadas totalmente, resultando assim correntes circulantes pela fonte ligeiramente distorcidas. Contudo, com a adição da compensação da energia média em $t = 0,5 s$, a corrente passa a ter uma forma de onda ligeiramente desequilibrada e distorcida

Figura 48 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga NL balanceada.

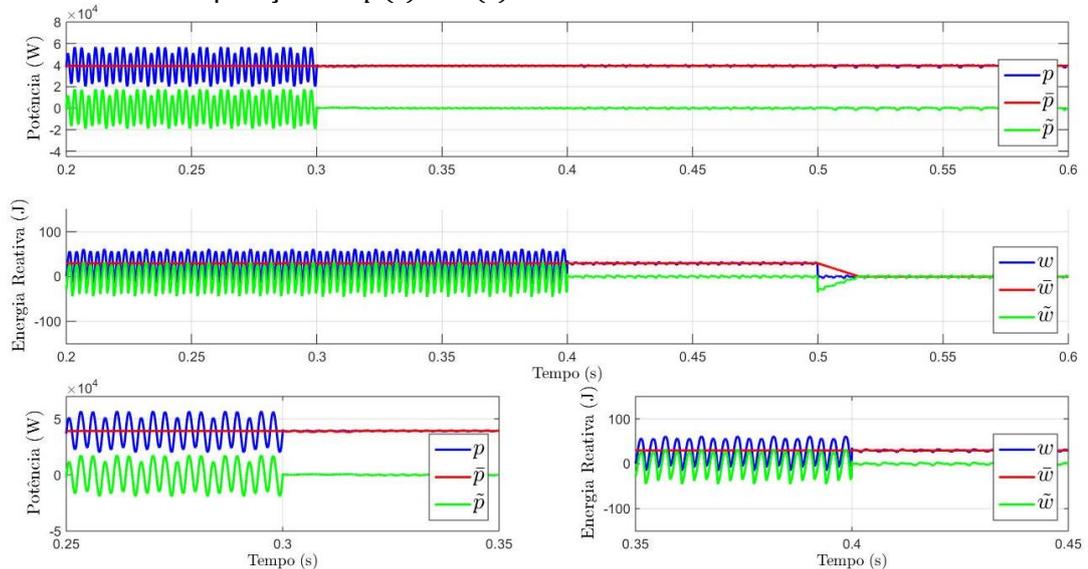


Fonte - Próprio Autor.

Neste cenário, as componentes oscilatórias de $p(t)$ e $w(t)$ estão mais acentuadas, conforme mostrado na Figura 49. As oscilações estão relacionadas ao efeito combinado pelo desequilíbrio imposto pela fonte assim como pela característica não-linear da carga. Note que, tanto a potência instantânea quanto a energia reativa instantânea tornam-se constantes após as compensações das suas parcelas

oscilatórias em $t = 0,3 s$ e $t = 0,4 s$, respectivamente. Finalmente a energia reativa resulta nula após a compensação da energia reativa média em $t = 0,5 s$.

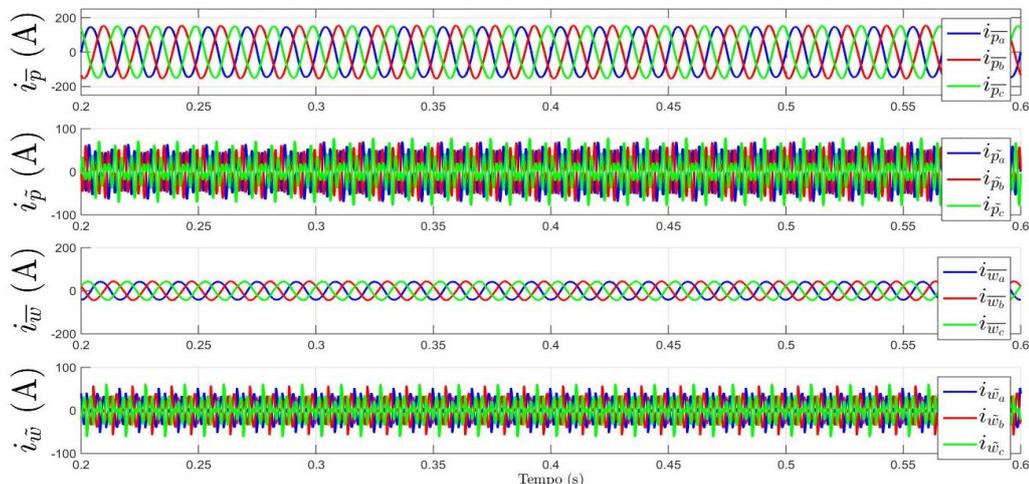
Figura 49 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - NL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Nota-se que todas as parcelas de corrente estão presentes na carga, conforme ilustrado na Figura 50. Observa-se também que as correntes ativas e reativas médias ($i_{\bar{p}}$ e $i_{\bar{w}}$) estão ligeiramente desequilibradas devido à imposição da fonte de tensão. Já as parcelas oscilantes acabam sobrepondo os efeitos da característica da carga não linear e o comportamento desequilibrado da fonte. Portanto, não há equivalência entre as parcelas médias e balanceadas da CPT, ou seja: $i_{\bar{p}_{a,b,c}} \neq i_{a,b,c}^b$ e $i_{\bar{w}_{a,b,c}} \neq i_{r,a,b,c}^b$.

Figura 50 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – NL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

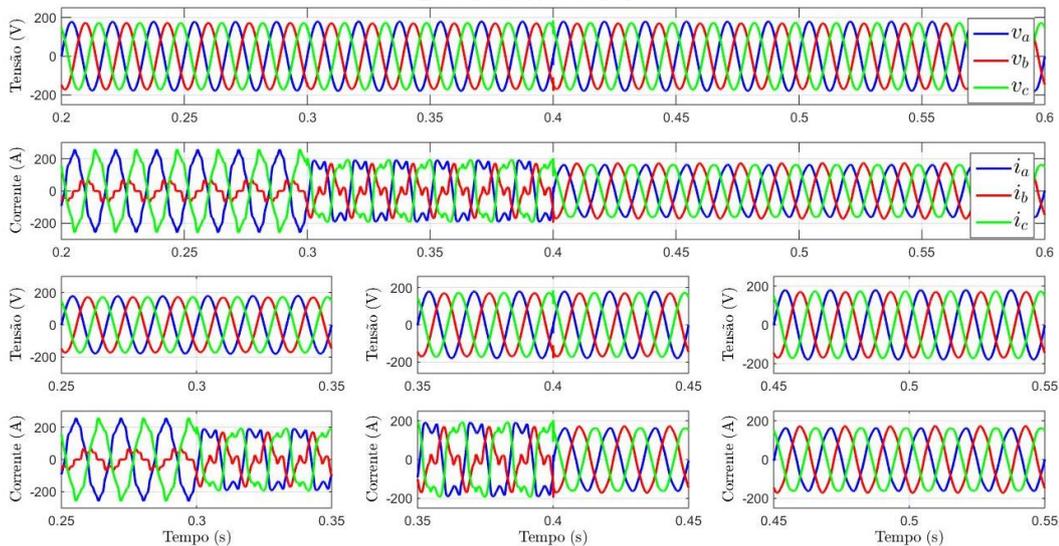
C.2) Carga não-linear (NL) desbalanceada - CASO II

A Figura 51 apresenta as tensões no PAC e as correntes no lado da fonte, respectivamente. Antes da compensação ($t < 0,3 s$), a corrente no PAC é distorcida e altamente desequilibrada devido à característica da carga (não linear desbalanceada) e ao desequilíbrio da fonte.

Note que, durante a compensação da parcela $\tilde{p}(t)$ ($0,3 s < t < 0,4 s$) as correntes continuam distorcidas, porém, grande parte dos desequilíbrios foram minimizados. As correntes harmônicas são atenuadas somente após o início da mitigação da componente $\tilde{p}(t)$ em $t = 0,4 s$.

Quando as duas componentes oscilatórias ($\tilde{p}(t) + \tilde{w}(t)$) estão sendo compensadas simultaneamente, a corrente no lado da fonte passa a possuir um aspecto senoidal e ligeiramente desequilibrado. Não é possível compensar o desequilíbrio remanescente nas correntes em função da imposição da fonte (3% de desequilíbrio de tensão). Por fim, as tensões e correntes resultam em fase após a compensação da energia reativa média em $t = 0,5 s$.

Figura 51 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso II – Carga NL Desbalanceada.

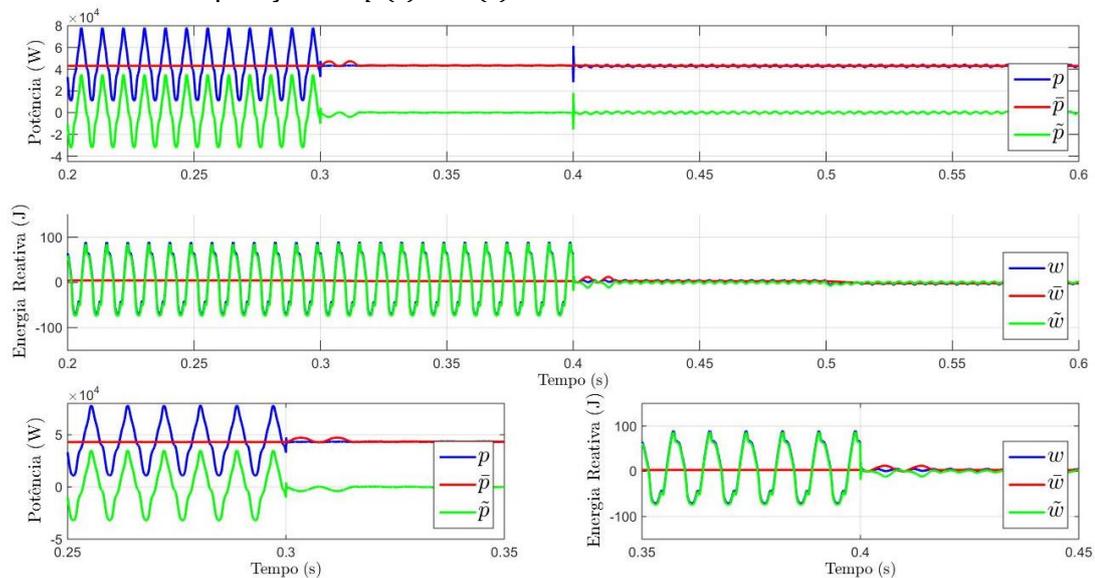


Fonte - Próprio Autor.

Por meio da Figura 52, é possível observar as oscilações de $p(t)$ e $w(t)$. Como discutido anteriormente, estas advêm da característica da carga (não linear e desbalanceada) e do desequilíbrio imposto pela fonte.

Neste caso, as oscilações são mais acentuadas do que o caso de carga não linear balanceada (Figura 49) devido ao desbalanceamento da carga. Após o instante $t = 0,3\text{ s}$ a $p(t)$ torna-se constante, em função da compensação da componente oscilatória, desta maneira a potência instantânea é composta apenas pela potência ativa. Em seguida, ao se realizar a compensação da parcela oscilante de $w(t)$, esta fica praticamente constante, visto que a sua parcela média é praticamente desprezível.

Figura 52 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso II - NL Desbalanceada.

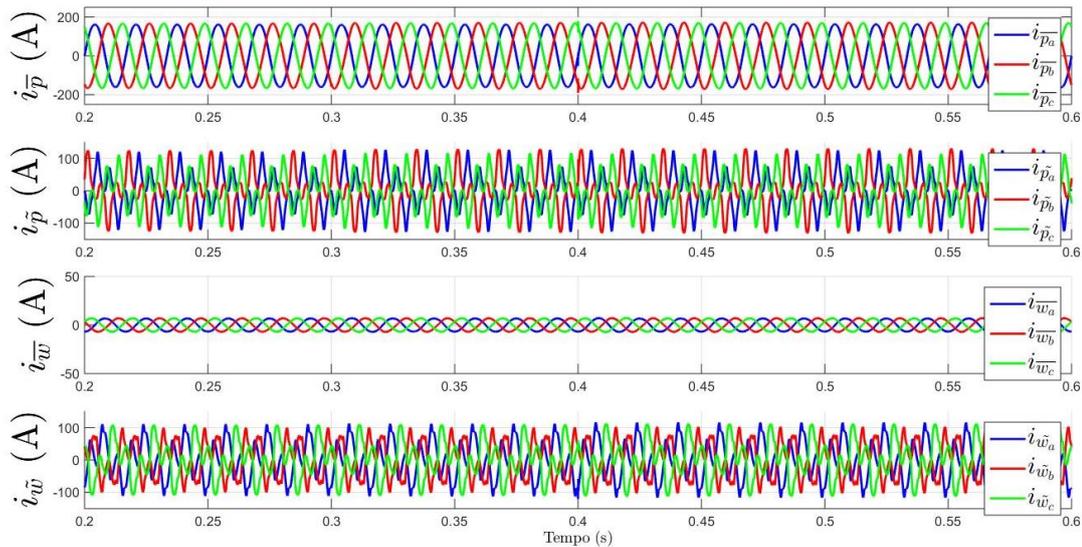


Fonte - Próprio Autor.

Com o auxílio da Figura 53, nota-se a existência de todas as parcelas de corrente. Neste caso, as parcelas oscilatórias de corrente ($i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$) são provenientes da característica intrínseca da carga e da fonte desequilibrada, ou seja, o efeito das não-linearidades da carga e o desequilíbrio da fonte acabam se sobrepondo. Portanto:

$$i_{\tilde{p}a,b,c} \neq i_{a,b,c}^b \text{ e } i_{\tilde{w}a,b,c} \neq i_{r,a,b,c}^b.$$

Figura 53 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso II – NL Desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

A Tabela 7 resume os resultados obtidos anteriormente da decomposição da potência e energia reativa instantânea, as quais são correlacionadas com as configurações de carga adotadas e o desequilíbrio da tensão (caso II). De tal maneira que para evidenciar a existência (✓) e ausência (X) dos termos médios e oscilatórios foi adotada a seguinte nomenclatura: (R) – elemento resistivo, (L) – elemento indutivo, (D) – desequilíbrio de corrente, (H) – harmônicas da corrente e (TD) – tensão senoidal desequilibrada.

Tabela 7 - Associação dos termos decompostos em função das configurações de cargas analisadas para o Caso II (tensão senoidal desequilibrada).

Carga	\bar{p}	\tilde{p}	\bar{w}	\tilde{w}
R balanceada	✓ (R)	✓ (TD)	X	✓ (TD)
RL balanceada	✓ (R)	✓ (TD)	✓ (L)	✓ (TD)
NL balanceada	✓ (R)	✓ (H+TD)	✓ (L)	✓ (H+TD)
NL desbalanceada	✓ (R)	✓ (TD+D+H)	✓ (L)	✓ (TD+D+H)

Fonte - Próprio Autor.

A partir da Tabela 7, observa-se que mesmo para carga balanceada (R ou RL) as componentes \tilde{p} e \tilde{w} estão presentes, neste caso as oscilações são geradas pelo desequilíbrio da fonte de tensão (TD). Ademais, as oscilações presentes na carga não linear estão atreladas ao desequilíbrio da fonte de tensão (TD) assim como às

harmônicas geradas pela carga NL. No caso de carga NL desbalanceada, as oscilações são provenientes das harmônicas da corrente (H), desequilíbrio da corrente (D) e ao desequilíbrio da tensão (TD).

Neste caso II (tensão senoidal desequilibrada), como demonstrado anteriormente pelos resultados, a compensação dos termos oscilantes (\tilde{p} e \tilde{w}) garante potência e energia reativa constante, porém, o desequilíbrio da corrente não é minimizado completamente.

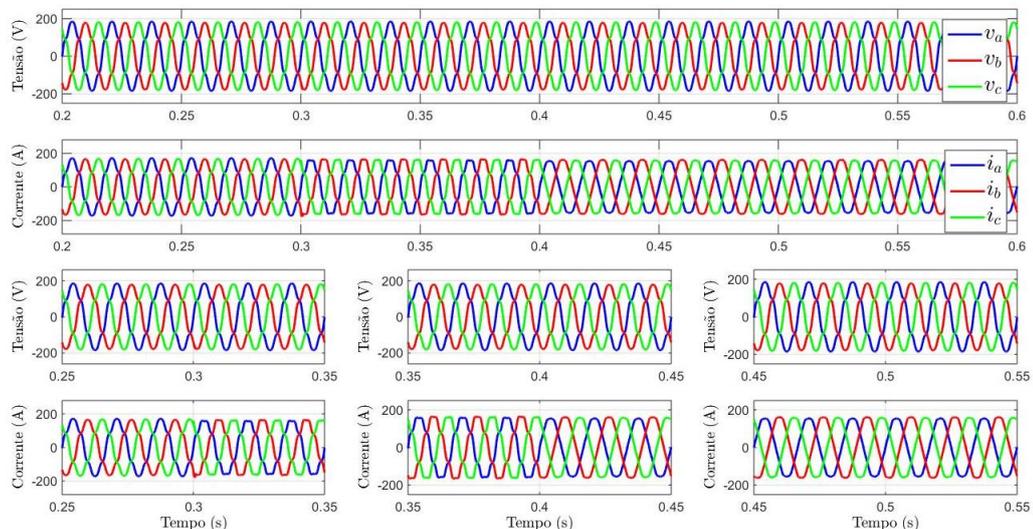
5.2.3 CASO III: Tensões não senoidais equilibradas

A.1) Carga resistiva balanceada - CASO III

A Figura 54 ilustra as formas de onda das tensões (v_a, v_b, v_c) e correntes (i_a, i_b, i_c) no PAC, observa-se que estas apesar de estarem distorcidas estão em fase, indicando fator de potência unitário. Esta distorção resulta da imposição das harmônicas presentes na fonte de tensão (5ª e 7ª).

Observa-se que, conforme é realizado o processo de compensação, as distorções da corrente impostas pela fonte de tensão foram compensadas parcialmente. Como a carga é balanceada e resistiva, após a compensação de \tilde{p} e \tilde{w} ($t > 0,4 s$) a maioria das componentes harmônicas de corrente foram compensadas, resultando assim em potência e energia reativa instantânea constantes vista pela fonte (vide Figura 55).

Figura 54 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III - R balanceada.



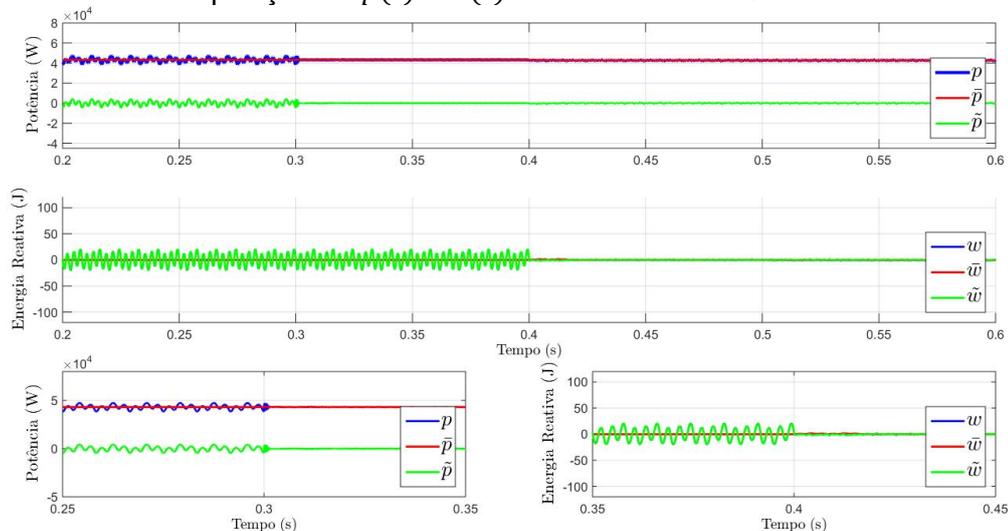
Fonte - Próprio Autor.

A Figura 55 mostra $p(t)$ e $w(t)$ decompostas do ponto de vista da fonte. Em virtude das harmônicas da fonte de tensão surgem oscilações na potência instantânea assim como na energia reativa instantânea mesmo tratando-se de uma carga resistiva balanceada.

Diante das oscilações, um efeito interessante, neste caso, seria que a energia reativa instantânea resulta igual a sua componente oscilatória ($w(t) = \tilde{w}(t)$), ou seja, conforme esperado o seu valor médio resulta nulo ($\overline{w}(t) = 0$).

Ressalta-se que, neste caso a oscilação de $w(t)$ apresenta um fluxo bidirecional da fonte para a carga e vice-versa (troca de energia reativa entre a fonte e a carga a todo instante) ao passo que a oscilação da potência instantânea possui um fluxo unidirecional. Observa-se que a potência instantânea resulta contante e igual a potência ativa ($p(t) = \bar{p}(t) = P$) logo após $t = 0,3 s$, e a energia reativa instantânea resulta nula ($w(t) = 0$) após $t = 0,4 s$, ou seja, após a compensação de $\tilde{p}(t)$ e $\tilde{w}(t)$ respectivamente.

Figura 55 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III - R balanceada.

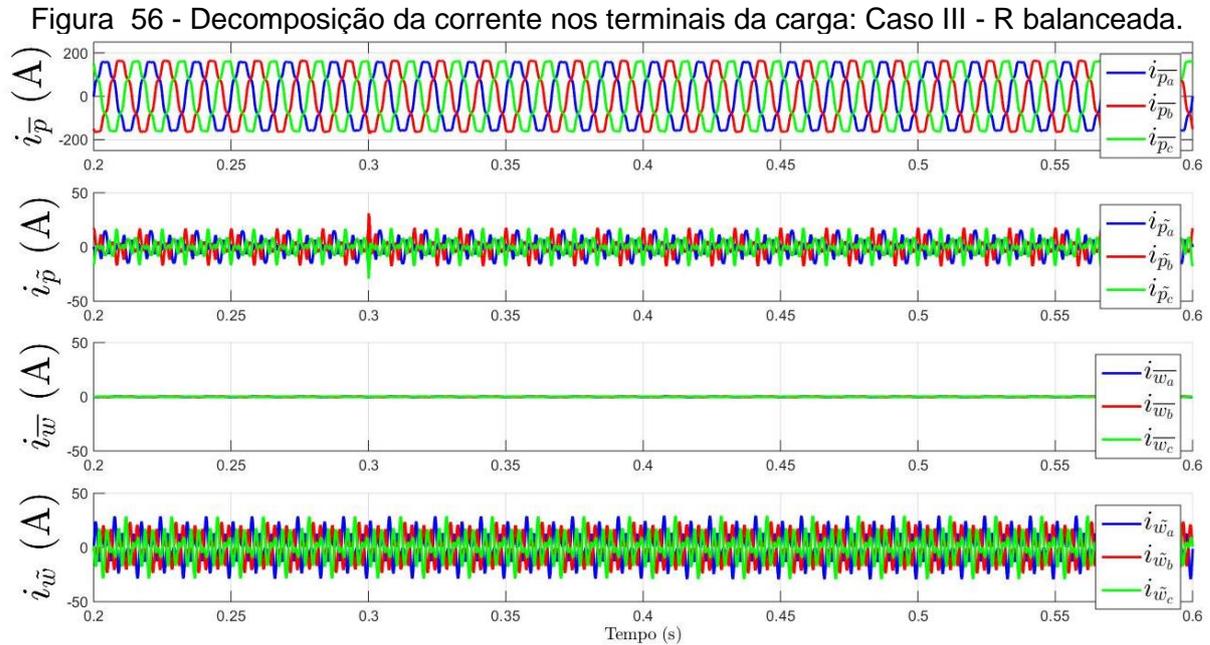


Fonte - Próprio Autor.

De acordo com a Figura 26 (Caso I) e a Figura 56, observa-se que o aparecimento das componentes de corrente oscilatória $i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$ advém das tensões harmônicas da fonte e não da carga.

Portanto, neste caso, $i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$ são as responsáveis pela oscilação de $p(t)$ e $w(t)$. Ao passo que a componente $i_{\tilde{w}}$ resulta nula, conseqüentemente, não há consumo de energia reativa média ($\overline{w}(t) = 0$) na carga. Além disso, observa-se que

as componentes $i_{\tilde{p}_{a,b,c}}$ não são proporcionais às tensões, portanto, não há mais a correspondência com as correntes ativas balanceadas ($i_{\tilde{p}_{a,b,c}} \neq i_{a,b,c}^b$).



Fonte - Próprio Autor.

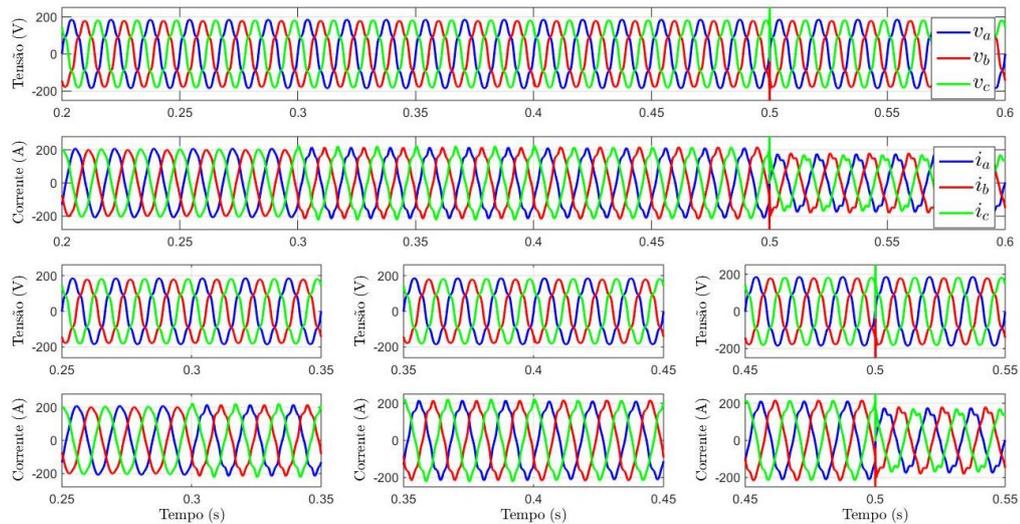
B.1) Carga resistiva-indutiva (RL) - CASO III

A Figura 57 demonstra a imposição das tensões harmônicas da fonte nas correntes tornando-as ligeiramente distorcidas (antes da compensação). A defasagem entre as tensões e correntes são oriundas da característica indutiva da carga.

Um efeito interessante reside no fato de que a compensação dos termos oscilantes ($\tilde{p}(t)$ e $\tilde{w}(t)$) acarreta um incremento das distorções nas correntes vistas perante à fonte. Mesmo adicionando a compensação de $\bar{w}(t)$, a corrente permanece distorcida.

Todavia, a corrente resulta em fase com a tensão. Por outro lado, tanto a potência quanto a energia reativa instantânea resultaram em valor constante após a compensação de \tilde{p} e \tilde{w} (vide Figura 58).

Figura 57 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III – Carga RL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

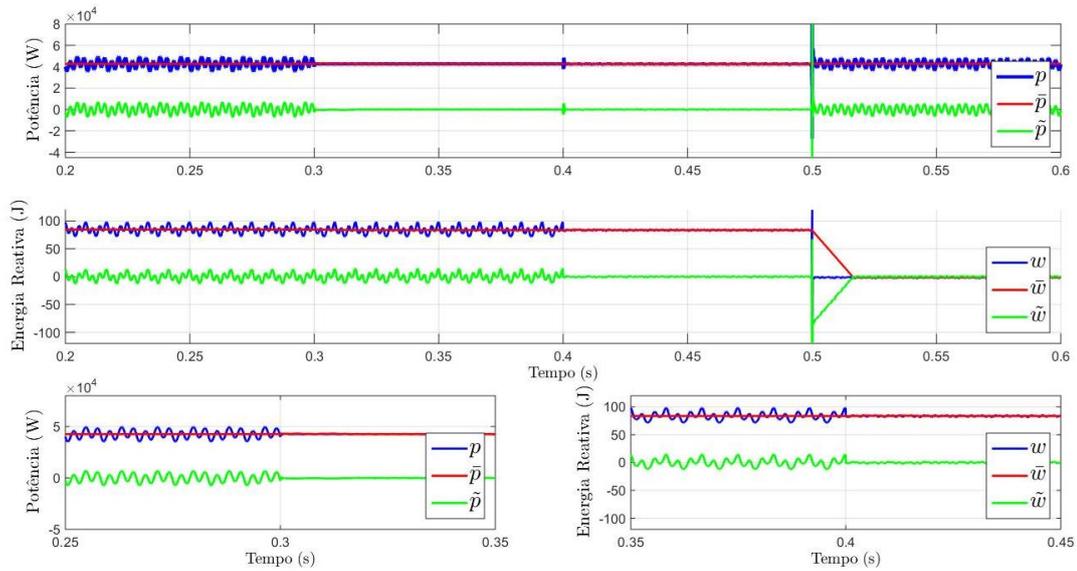
A circulação de energia reativa média no sistema é devido à presença do elemento armazenador de energia (indutor), conforme indicado na Figura 58. As oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ advêm do comportamento da fonte (tensões distorcidas). Observa-se que, após a compensação de $\tilde{p}(t)$ ($t > 0,3 s$) a potência instantânea resulta idêntica a potência média, ou seja, constante ($p(t) = \bar{p}(t)$).

Similarmente, a energia reativa instantânea resulta constante ($w(t) = \bar{w}(t)$) após $t = 0,4 s$, isto é, quando $\tilde{w}(t)$ foi mitigado. Um efeito interessante acontece quando é compensado $\bar{w}(t)$ ($t > 0,3 s$), neste caso, a energia reativa média resulta em valor nulo ($\bar{w}(t) = 0 = \tilde{w}(t)$), porém a potência instantânea volta a oscilar.

A oscilação de $p(t)$ após $t > 0,5 s$ é em função do resultado da forma de onda da corrente no final da compensação total, isto é, a compensação de $\tilde{p} + \tilde{w} + \bar{w}$.

Observa-se que as formas de onda das correntes após a compensação total ($t > 0,5 s$) resultaram diferentes quando há a compensação de $\tilde{p}(t)$ e $\tilde{w}(t)$ ($0,3 s < t < 0,5 s$), ou seja, a energia reativa média consumida pela carga e a energia reativa média necessária para sua compensação são iguais ($\bar{w}_{carga} = \bar{w}_{comp}$), porém a forma de onda da corrente que as origina são diferentes. Logo, como $\bar{w}(t)$ resulta zero, a potência instantânea resulta oscilatória.

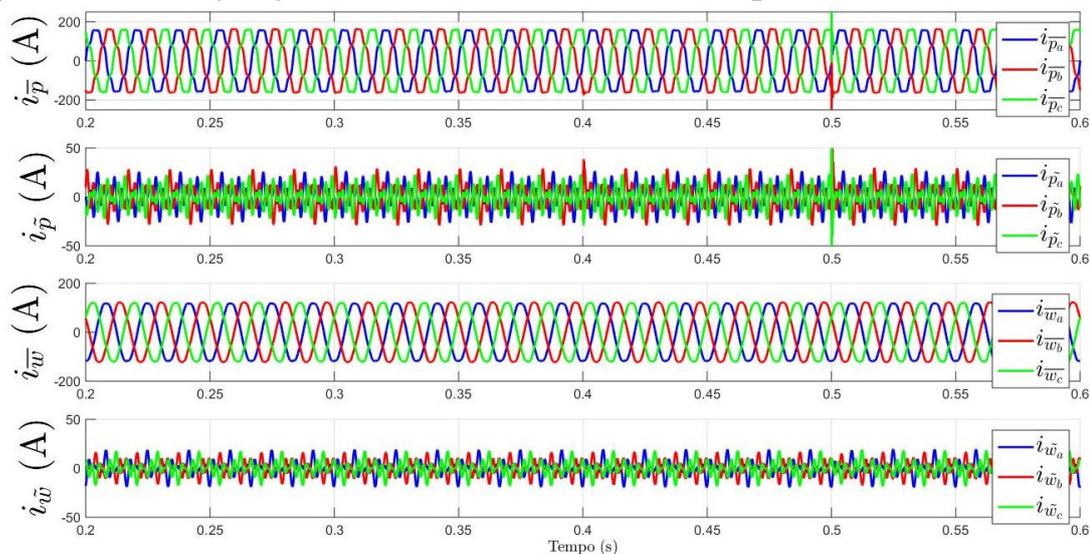
Figura 58 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III – Carga RL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Da Figura 59, note que a corrente da carga nesta condição apresenta todas as suas componentes, sendo que as parcelas médias ($i_{\bar{p}}$ e $i_{\bar{w}}$) são devido ao termo resistivo e indutivo, respectivamente, e as componentes $i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$ são procedentes das tensões harmônicas impostas pela fonte. Neste caso, as correntes ativas e reativas balanceadas também resultam em valores diferentes das parcelas médias, ou seja, $i_{\bar{p}a,b,c} \neq i_{a,b,c}^b$ e $i_{\bar{w}a,b,c} \neq i_{r,a,b,c}^b$.

Figura 59 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso III - RL balanceada.

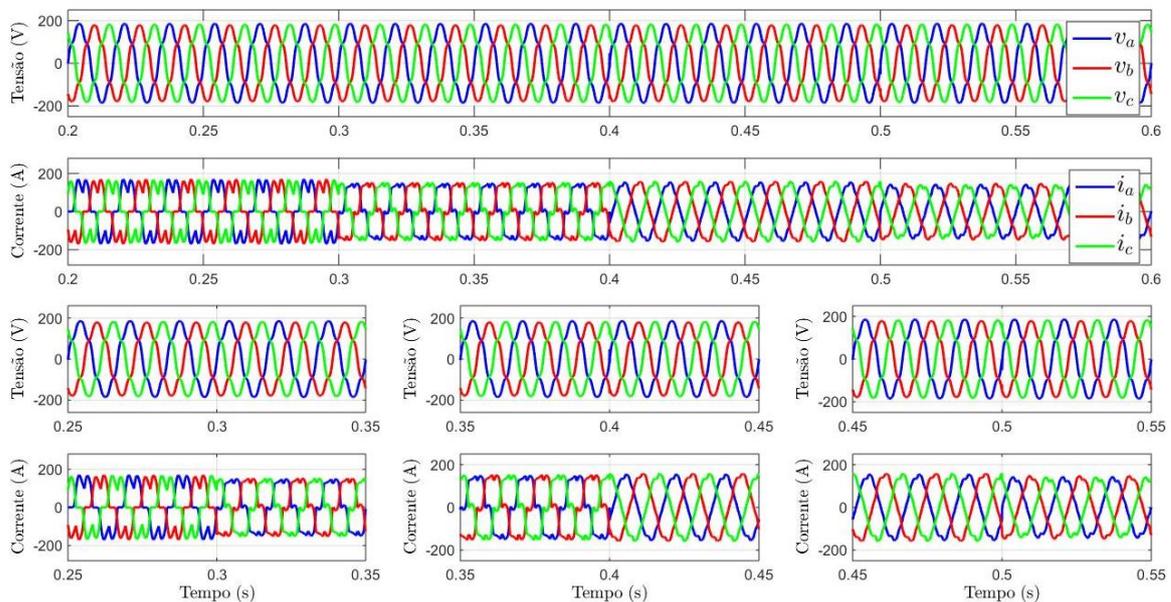


Fonte - Próprio Autor.

C.1) Carga não-linear (NL) balanceada - CASO III

Verifica-se que, antes de $t = 0,3 \text{ s}$ as correntes no lado da fonte e as tensões no PAC são distorcidas, porém, equilibradas, como mostrado na Figura 60. Note que, conforme o processo de compensação é ativado, as distorções da corrente são minimizadas proporcionalmente, no final da compensação total ($t > 0,5 \text{ s}$) as correntes estão em fase com as tensões, todavia não chegam a ser totalmente senoidais.

Figura 60 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III - NL balanceada.

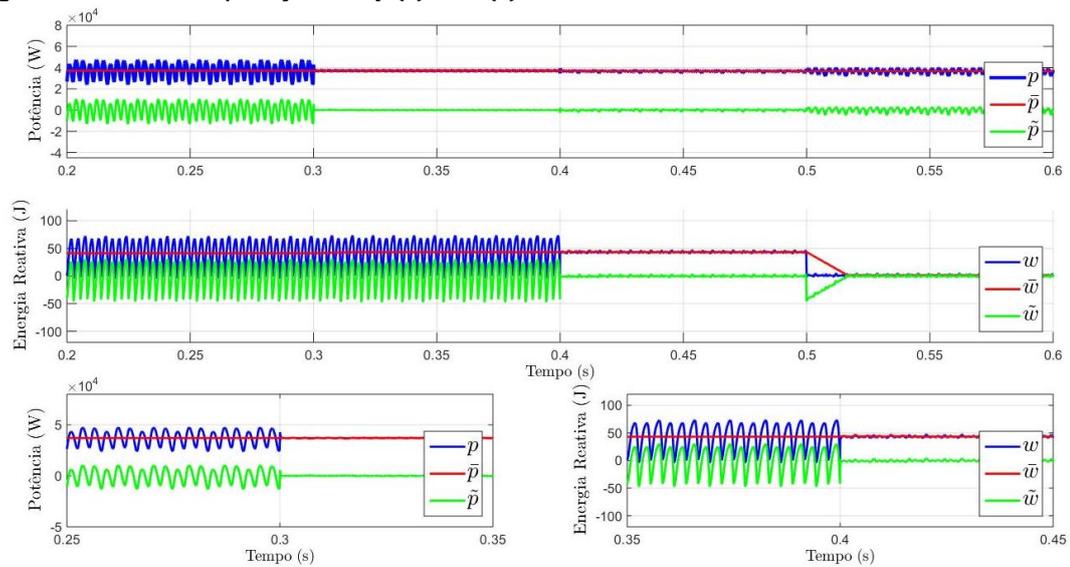


Fonte - Próprio Autor.

De acordo com a Figura 61, percebe-se que tanto a oscilação da potência instantânea quanto a oscilação da energia reativa foram minimizadas.

No entanto, após a compensação da energia reativa média (\bar{w}), a potência instantânea volta a oscilar devido às harmônicas impostas pela fonte tensão. Portanto, do ponto de vista de análise da rede não faz sentido compensar \bar{w} . Por outro lado, só faz sentido compensá-la com o intuito de melhorar o fator de potência de uma instalação (carga), a qual pode ser realizada por bancos capacitivos (PAREDES, 2011).

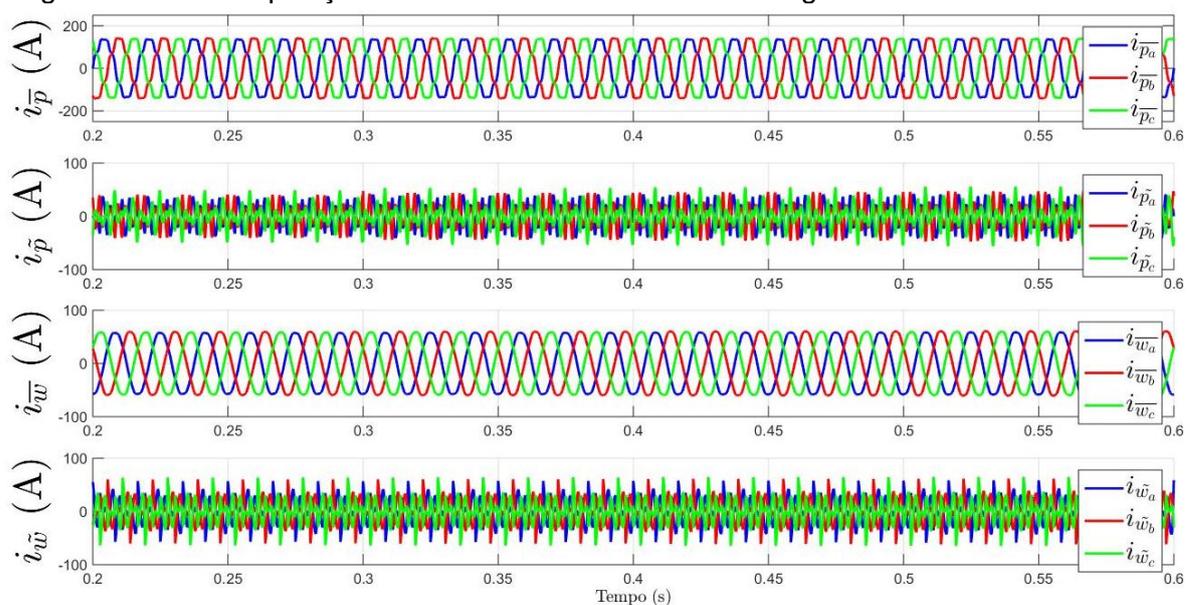
Figura 61 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III - NL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

A corrente da carga nesta situação é composta por termos médios e oscilantes, segundo a Figura 62. Nesta situação, as componentes $i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$ resultam do efeito combinado das harmônicas geradas pela carga não linear e as tensões harmônicas impostas pela fonte de alimentação. Ademais, as correntes ativas e reativas balanceadas são diferentes que as parcelas médias da metodologia proposta, isto é, $i_{\tilde{p}a,b,c} \neq i_{a,b,c}^b$ e $i_{\tilde{w}a,b,c} \neq i_{r,a,b,c}^b$.

Figura 62 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso III - NL balanceada.



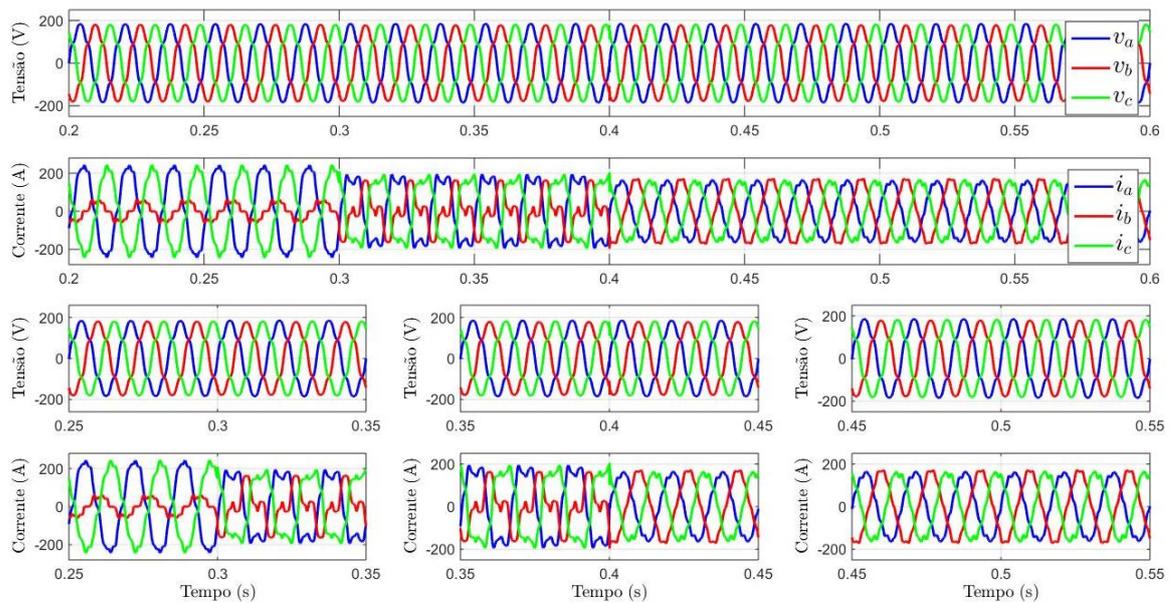
Fonte - Próprio Autor.

C.2) Carga NL desbalanceada - CASO III

A Figura 63 mostra as correntes considerando uma carga mista (linear e não linear) desbalanceada alimentada por uma fonte de tensão harmônica. Antes da compensação ($t > 0,3 s$), as correntes são distorcidas e desequilibradas. Tal fato advém das tensões harmônicas impostas pela fonte, desbalanço da carga bem como da não linearidade da carga.

Note que, o desequilíbrio na corrente é praticamente minimizado logo após a compensação de $\tilde{p}(t)$ ($t > 0,3 s$) e as harmônicas são reduzidas após a compensação de $\tilde{p}(t)$ e $\tilde{w}(t)$ ($t > 0,4 s$), onde as formas de onda das correntes passam a ter aspecto ligeiramente senoidal.

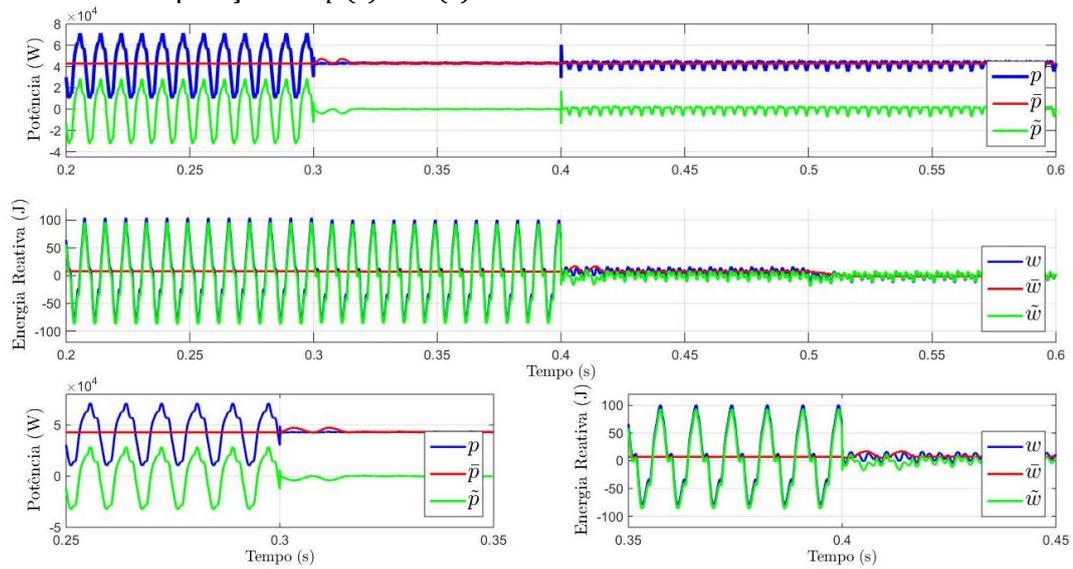
Figura 63 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso III - NL desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

As componentes de potência e energia reativa no lado da fonte são mostrados na Figura 64. Note que a energia reativa oscilante apresenta valores absolutos superiores ao do caso anterior, todavia, ainda apresenta valor médio nulo, ou seja, não produz trabalho útil.

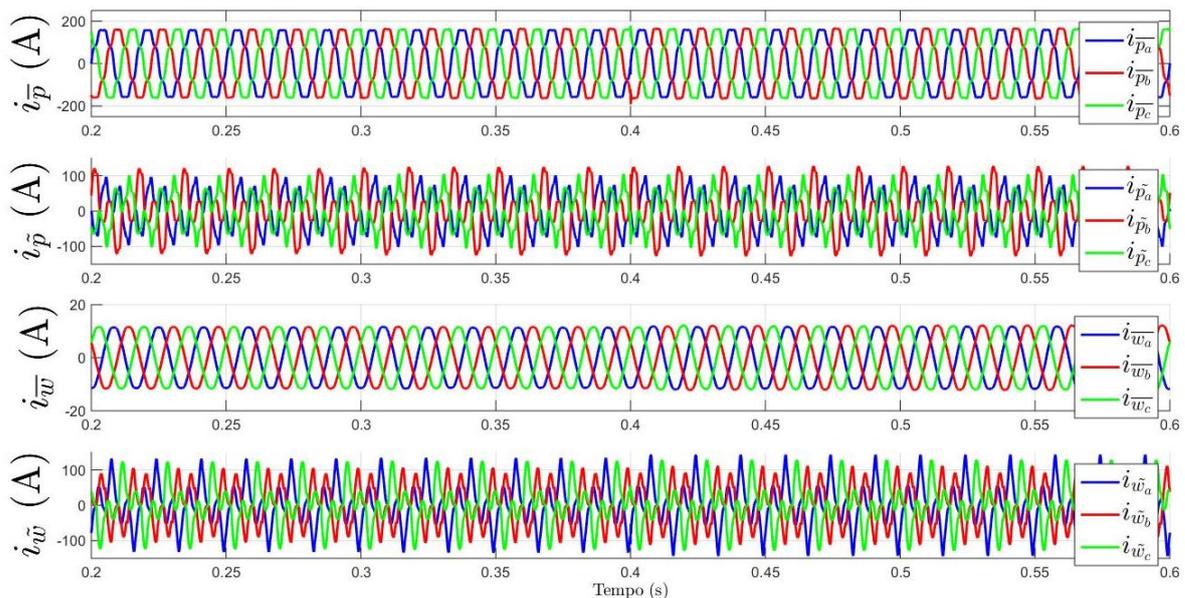
Figura 64 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso III - NL desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Dentre as componentes da corrente da carga, as que possuem maior amplitude são a parcela média da potência instantânea associada à potência útil e a energia reativa oscilante relacionada aos harmônicos e desequilíbrios do sistema, advindos da natureza da carga bem como da fonte distorcida. Isto é presenciado na Figura 65.

Figura 65 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso III - NL desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Similarmente aos casos anteriores, a Tabela 8 resume os distúrbios que originam as oscilações de $p(t)$ e $w(t)$. Tal que, (R) representa elemento resistivo, (L) – elemento indutivo, (D) – desequilíbrio de corrente, (H) – harmônicas de corrente, (TH) – tensão harmônica equilibrada e X – ausência da componente.

Tabela 8 - Associação dos termos decompostos em função das configurações de cargas analisadas para o Caso III (tensão não-senoidal equilibrada).

Carga	\bar{p}	\tilde{p}	\bar{w}	\tilde{w}
R balanceada	✓ (R)	✓ (TH)	X	✓ (TH)
RL balanceada	✓ (R)	✓ (TH)	✓ (L)	✓ (TH)
NL balanceada	✓ (R)	✓ (H+TH)	✓ (L)	✓ (H+TH)
NL desbalanceada	✓ (R)	✓ (H+D+TH)	✓ (L)	✓ (H+D+TH)

Fonte - Próprio Autor.

Considerando distorção harmônica nas tensões para carga linear balanceada (R e RL), nota-se que as oscilações de $p(t)$ e $w(t)$ estão relacionadas com as harmônicas impostas pela fonte de tensão. Para a carga não linear balanceada os termos \tilde{p} e \tilde{w} são gerados pelo efeito combinado das harmônicas geradas pela carga e pelas harmônicas impostas pela fonte de tensão, ou seja, pelas não linearidades originadas pela carga e pela fonte de tensão. No caso da carga NL desbalanceada, as oscilações são devido ao desequilíbrio da corrente e às harmônicas de tensão e corrente.

Um aspecto importante, do ponto de vista da rede, é que quando a fonte de tensão impõe harmônicas, não faz sentido compensar a energia reativa média (\bar{w}). A compensação da energia reativa média (potência reativa) só faz sentido do ponto de vista da carga, isto é, melhorar o fator de potência da carga (PAREDES, 2011).

5.3 SIMULAÇÕES CONSIDERANDO UMA REDE FRACA (RF)

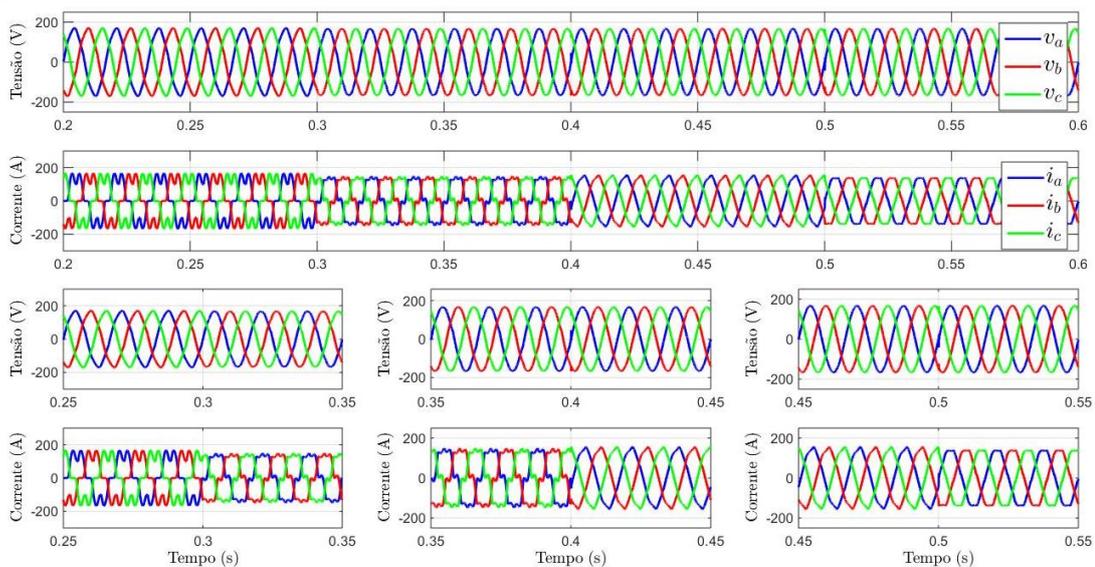
Nessa seção será descrito de forma mais detalhada a operação do sistema em uma rede fraca (elevada impedância de linha). Serão abordados os casos I, II, III para a fonte de tensão operando apenas com as cargas não-lineares balanceada e desbalanceada, já que estas podem ser consideradas mais sensíveis a variações ou distúrbios de energia elétrica.

5.3.1 CASO I (RF): Tensão senoidal simétrica

A.1) Carga não-linear (NL) balanceada - CASO I (RF)

As tensões e as correntes mensuradas do ponto de vista da fonte são ilustradas na Figura 66. É possível verificar que as tensões são desequilibradas antes da compensação em razão da característica não linear imposta pela carga analisada. Tal fenômeno também é responsável pela distorção das correntes no PAC durante o mesmo intervalo. As tensões no PAC tornam-se senoidais com a compensação das parcelas oscilantes ($\tilde{p}(t)$ e $\tilde{w}(t)$) durante o segundo intervalo de compensação ($0,3 < t < 0,4 s$). Porém, mesmo com a mitigação de $\bar{w}(t)$ as correntes continuam distorcidas devido ao tipo de rede analisada (fraca).

Figura 66 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I (RF) - NL balanceada.

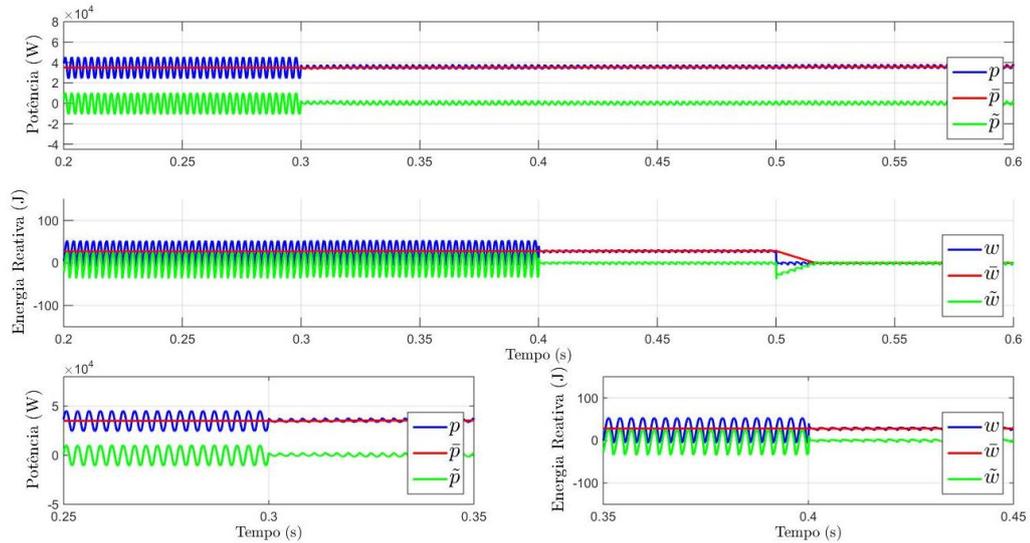


Fonte - Próprio Autor.

A Figura 67 apresenta a decomposição de $p(t)$ e $w(t)$, em que os termos oscilatórios são oriundos da característica não linear. Tratando-se de uma carga não-linear balanceada, dentre os termos oscilatórios apenas $\tilde{p}(t)$ apresenta aspecto senoidal. Todavia ambas as parcelas oscilantes possuem valor médio nulo, sendo assim apenas trocam energia entre a fonte e a carga. Em consequência da compensação da parcela $\tilde{p}(t)$, a $p(t)$ fica idêntica a potência ativa ($p(t) = \bar{p}(t)$), tal fato é observado a partir do segundo intervalo ($t > 0,3 s$). Após o instante $t > 0,4 s$ a

componente $\tilde{w}(t)$ é anulada, restando apenas as parcelas médias de $p(t)$ e $w(t)$. Por fim, ao mitigar a componente $\bar{w}(t)$ somente a potência ativa estará presente no sistema.

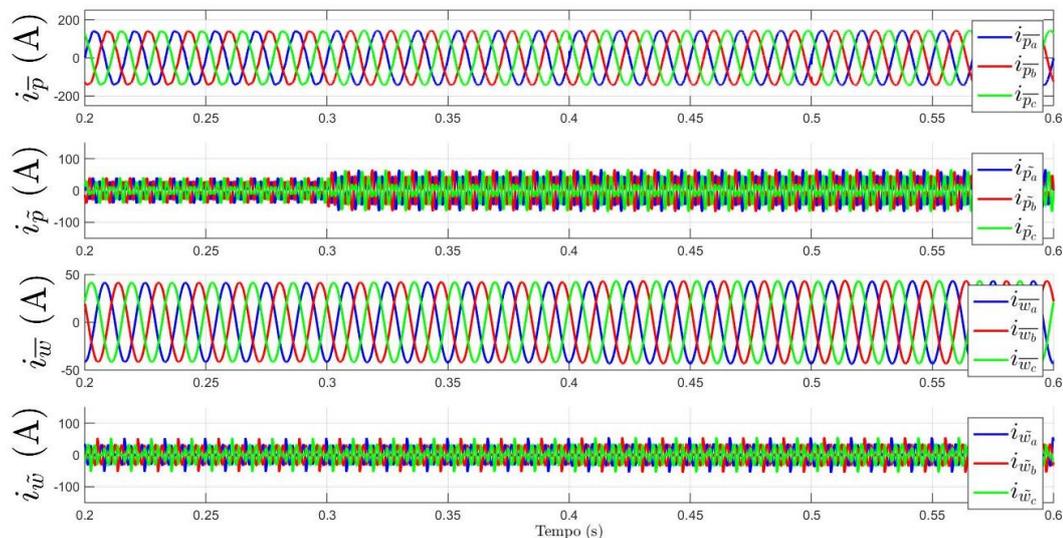
Figura 67 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I (RF) - NL balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

A Figura 68 apresenta as componentes de corrente nos terminais da carga. Salienta-se que as componentes médias e as oscilatórias indicam o comportamento da carga nesta situação. De tal forma que as parcelas médias possuem aspecto senoidal ao passo que as componentes oscilatórias atreladas à característica da carga são distorcidas e desbalanceadas.

Figura 68 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I (RF) - NL balanceada.



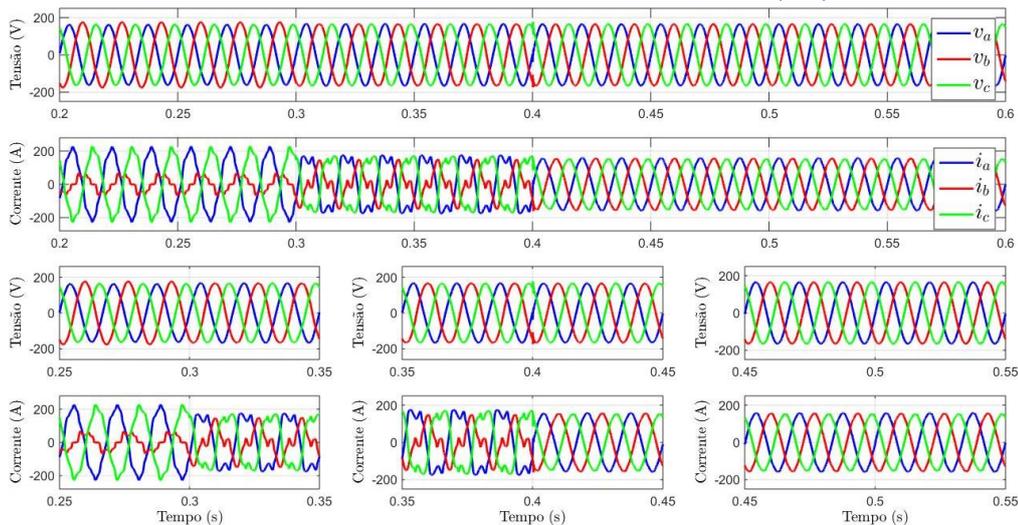
Fonte - Próprio Autor.

A.2) Carga não-linear (NL) desbalanceada - CASO I (RF)

Segundo a Figura 69, antes do instante $t = 0,3 s$, as correntes da fonte estão distorcidas e desbalanceadas, já que as tensões no PAC aparecem ligeiramente desequilibradas. Neste cenário, o efeito do desequilíbrio apresentado nas tensões é proveniente da queda de tensão nas impedâncias de linha impostas pelo desbalanço da carga não-linear.

Percebe-se que as tensões no PAC se tornam senoidais e equilibradas após a compensação dos termos oscilatórios ($\tilde{p}(t)$ e $\tilde{w}(t)$), já o desequilíbrio e as correntes harmônicas são minimizadas conforme a estratégia de compensação atua, isto é, para $t > 0,3 s$, tornam-se praticamente equilibradas e para $t > 0,4 s$ apresentam-se equilibradas e quase senoidais.

Figura 69 - Tensões no PAC e correntes no lado da fonte: Caso I (RF) - NL desbalanceada.

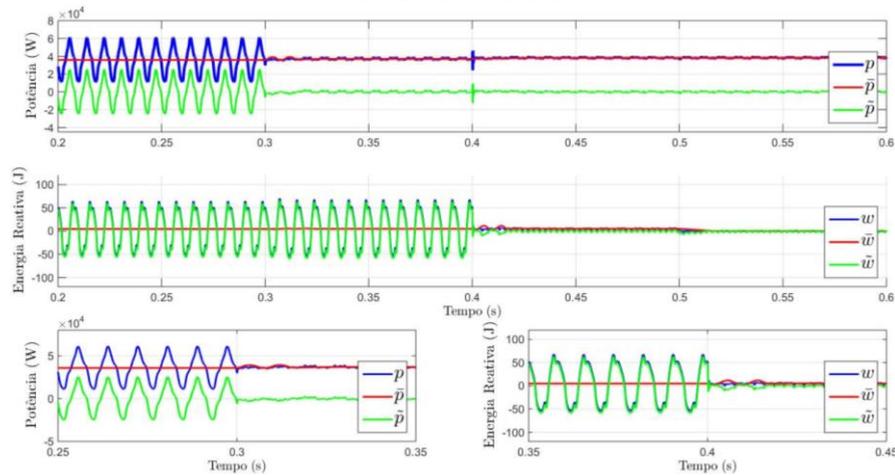


Fonte - Próprio Autor.

No presente caso, as parcelas de potência e energia reativa ilustradas na Figura 70 apresentam oscilações, as quais são provenientes exclusivamente da característica da carga não linear desbalanceada. Observa-se que, após os respectivos intervalos de compensação, a potência instantânea e a energia reativa instantânea no lado da fonte tornam-se constantes, sendo uma situação atrativa para aplicações de geradores eólicos, visto que o torque requerido pelas máquinas ficará isento de oscilações. Portanto, neste caso onde as tensões e correntes são distorcidas e desequilibradas, mediante a aplicação da estratégia de compensação proposta é

possível obter potência instantânea praticamente constante e correntes senoidais e equilibradas no lado da fonte.

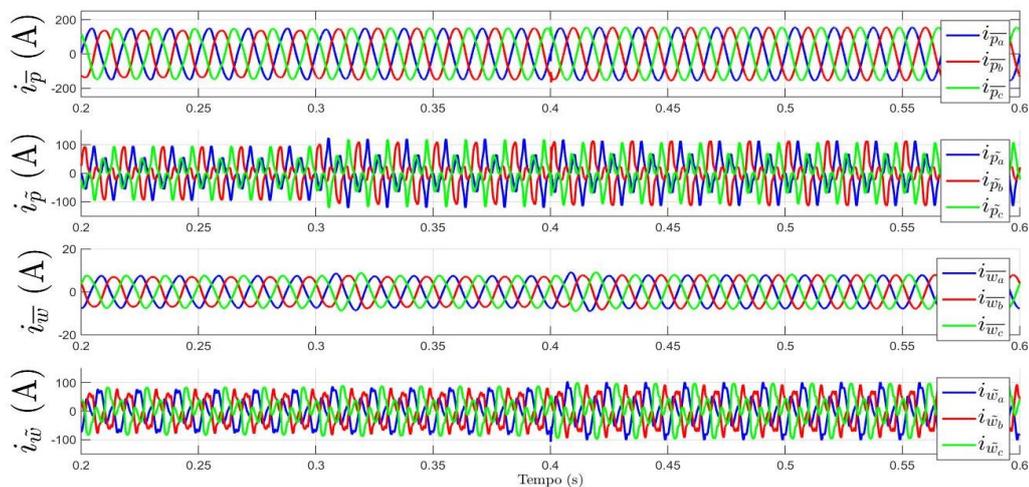
Figura 70 - Decomposição de $p(t)$ e $w(t)$ no lado da fonte: Caso I (RF) - NL desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

As parcelas de corrente nos terminais da carga estão ilustradas na Figura 71. Verifica-se que tanto as componentes médias quanto as oscilatórias representam o comportamento da carga. No entanto, os efeitos individuais de cada fenômeno (reativos, desbalanço e harmônicos) são misturados nas correntes decompostas. Um ponto interessante, neste caso, é que as componentes oscilatórias ($i_{\tilde{p}}$ e $i_{\tilde{w}}$) representam as interações dos desequilíbrios e harmônicas das tensões e correntes provocados pela carga, os quais produzem as oscilações da potência instantânea e energia reativa instantânea.

Figura 71 - Decomposição da corrente nos terminais da carga: Caso I (RF) - NL desbalanceada.



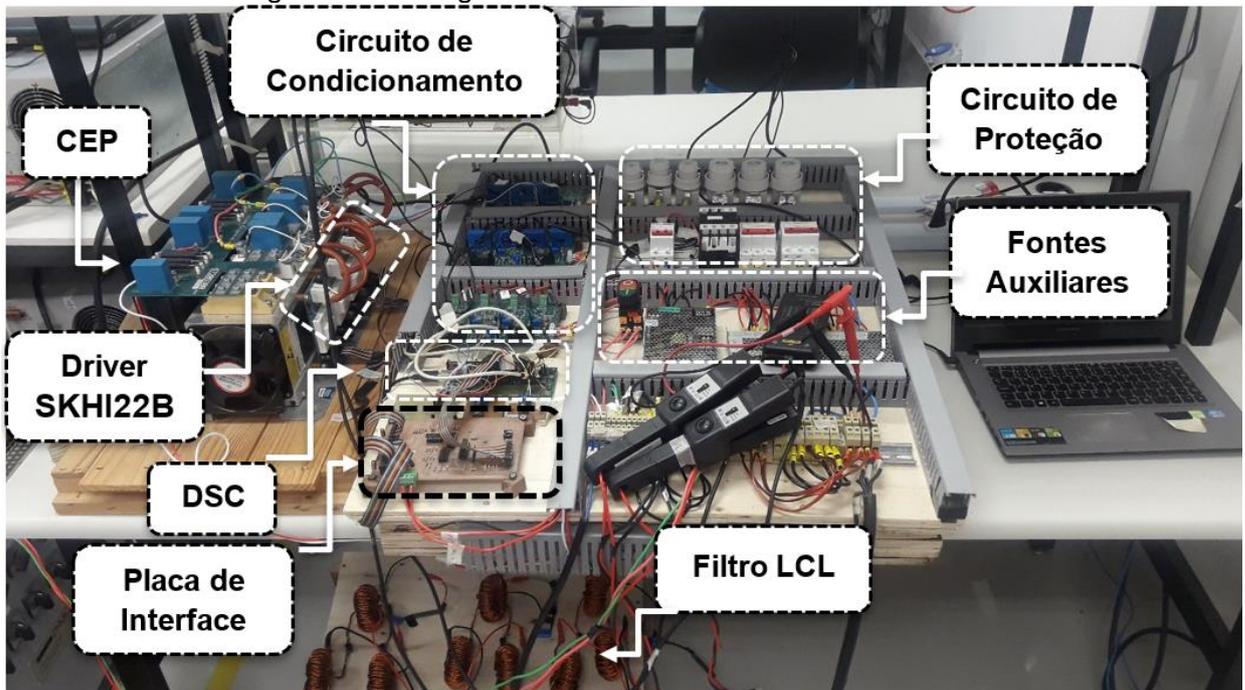
Fonte - Próprio Autor.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, serão apresentados alguns detalhes da elaboração experimental do CEP multifuncional. Em seguida, com o intuito de validar as proposições teóricas descritas e os resultados computacionais obtidos nos capítulos anteriores, serão descritos os resultados experimentais de um protótipo do conversor eletrônico com potência nominal de $3,6\text{ kW}$ disponível em laboratório. A Figura 72 ilustra a plataforma experimental montada em laboratório.

Figura 72 – Imagem da estrutura da bancada de testes.



Fonte - Próprio Autor.

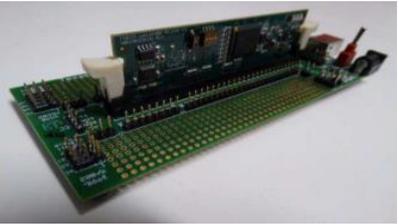
6.2 COMPONENTES DO PROTÓTIPO EXPERIMENTAL

Nesta subseção são apresentadas cada uma das partes que compõe o protótipo.

6.2.1 Características do microprocessador utilizado

A Tabela 9 apresenta as características do microprocessador DSP TMS320F28335 da Texas Instruments® utilizado na implementação digital de todo o algoritmo de controle do sistema.

Tabela 9 - Especificações do microprocessador DSC 283335.

Arquitetura de ponto flutuante de 32 bits	
Conversor analógico/ digital (A/D) ultrarrápido (80ns)	
512 KB de memória Flash	
68 KB de memória RAM	
Frequência de clock de 150MHz	
176 pinos de entrada / saída de propósito geral	

Fonte - Próprio Autor.

A tensão de trabalho dos pinos de controle deste dispositivo excursiona dentro da faixa 0 – 3,3 V, contudo, o acionamento de gatilho das chaves SKHI22B está na faixa de 0 a 5 V. Nesse sentido, torna-se necessário realizar a conversão de sinais a fim de adequar os níveis de tensão, sendo assim utilizou-se uma placa de interface, a qual converte os sinais de 3 V para 5 V.

6.2.2 Características do conversor

O CEP utilizado para os testes em bancada foi o modelo SKS 46F B6CI+ B1CI+B6U 26 V12 da SEMIKRON®, sendo que a entrada deste conversor é composta por uma ponte retificadora trifásica não controlada, ao passo que a sua saída inversora é constituída por quatro módulos IGBT SKM100GB12T4. Cada um dos módulos contém dois semicondutores na configuração meia-ponte (*half-bridge*).

O barramento CC do CEP possui quatro capacitores eletrolíticos de 4700 μF / 450 V, os quais estão conectados em série dois a dois e depois em paralelo. Desta forma, este arranjo compõe um capacitor equivalente de 4700 μF / 900 V.

Para o acionamento das chaves do conversor com os níveis de tensão nominais corretos entre os terminais porta-emissor, utilizou-se um circuito *driver* SKHI

22B. A fim de melhorar o chaveamento do conversor o tempo morto (*dead time*) da chave foi reduzido de $5 \mu s$ para $1 \mu s$, através de alterações no circuito de *driver*. Além disso, a frequência de amostragem foi elevada a 20 kHz com o intuito de evitar a sobreposição do espectro (*aliasing*), diminuir o atraso e aumentar a margem de fase.

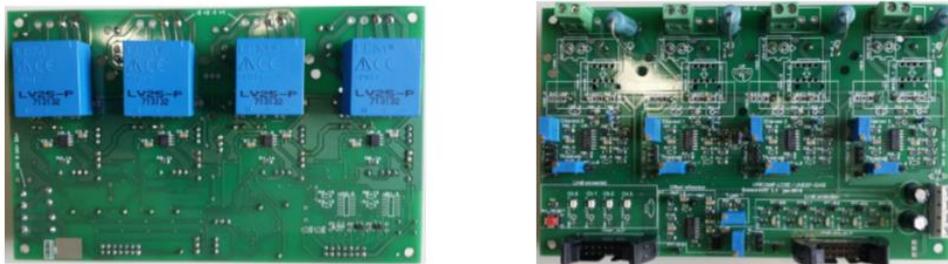
6.2.3 Condicionamento dos sinais analógicos

O circuito da placa de sensoriamento e condicionamento de sinais deste trabalho foi implementado com a colaboração dos integrantes dos grupos de pesquisa GASI/UNESP de Sorocaba (Grupo de Automação e de Sistemas Integráveis) e da FEEC/UNICAMP (GUILLARDI et al., 2019; SOUZA, 2016) , sendo que o seu diagrama esquemático é apresentado no Apêndice B.

A medição da tensão da rede elétrica foi realizada com o auxílio do transdutor LV 25-P, ao passo que o sensoriamento da corrente da carga e do CEP por meio de sensores LA 55-P. Levando em conta que as entradas analógicas do conversor A/D do DSP operam na faixa entre 0 e 3 V há a necessidade de ajuste das amplitudes dos sinais adquiridos por meio de uma placa de condicionamento de sinais analógicos.

Algumas das principais características deste circuito são: disposição de quatro canais de sensoriamento (corrente e/ou tensão), integração de sensor de temperatura, ajuste do valor máximo da saída analógica (automático e *offset* fixo), proteção do conversor A/D através da limitação dos valores máximos e mínimos de saída, flexibilidade no ajuste de ganho para cada canal, compatibilidade com os diferentes tipos de transdutores de corrente. Os módulos para aquisição e condicionamento dos sinais de corrente e tensão estão ilustrados nas Figura 73 e Figura 74, respectivamente.

Figura 73 - Módulo de condicionamento dos sinais de tensão – LV 25-P.



Fonte - Próprio Autor.

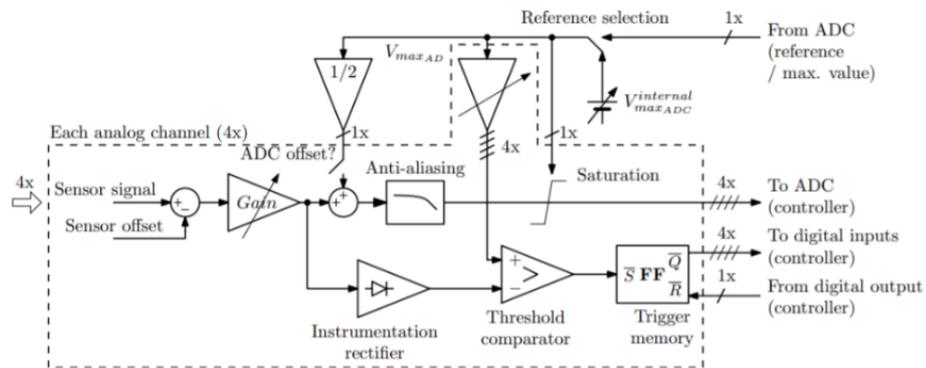
Figura 74 - Módulo de condicionamento dos sinais de corrente (LA 55-P).



Fonte - Próprio Autor.

Por fim, a Figura 75 ilustra o diagrama de blocos funcional das operações realizadas com uma grandeza mensurada de corrente ou tensão, indo desde a sua medição, condicionamento, proteção até a entrada do conversor A/D do DSP.

Figura 75 - Diagrama de blocos funcional.

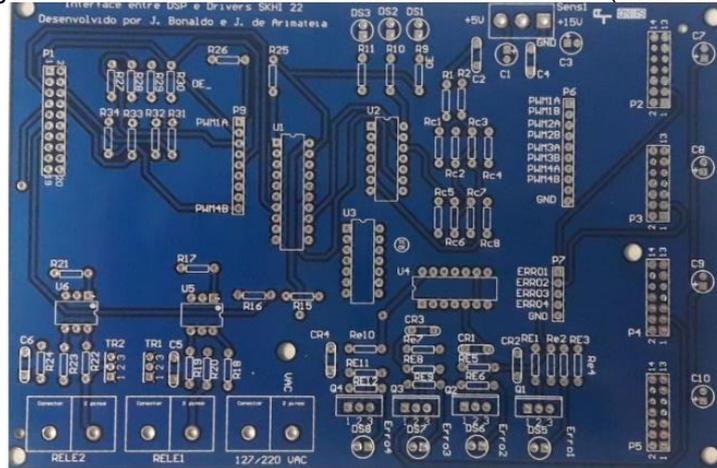


Fonte - Retirado de (GUILLARDI et al., 2019).

6.2.4 Placa de interface entre o DSP e o CEP

Os sinais PWM gerados pelas saídas digitais do DSP excursionam entre 0 e 3 V. Os drivers do CEP operam com sinais de disparo de 5 V. Para compatibilizar os sinais do DSP e do driver de acionamento foi desenvolvido um circuito de interfaceamento cujo diagrama esquemático é fornecido no Apêndice C. A segunda versão da placa desenvolvida é ilustrada na Figura 76.

Figura 76 - Placa de interface entre DSP e CEP (versão 02).



Fonte – Adaptado de (FOGLI, 2018; SOUZA, 2017a)

6.2.5 Programação do DSC

Este trabalho utilizou o conceito de prototipagem rápida fornecida pelo software de simulação PSIM[®] para a geração automática de código. Este simulador possui uma ferramenta denominada *SimCoder* através da qual é possível gerar de maneira automática o código para o controlador digital de sinais (DSC) TMS320F28335. O código gerado é implementado no DSC com o auxílio do uso do software *Code Composer Studio* para sua compilação e gravação. Maiores detalhes sobre esta ferramenta encontram-se em (ALONSO et al., 2018; IJUIM, 2014; RODRIGUES; SILVA; NUNES, 2014).

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta subseção apresenta as formas de onda obtidas com o protótipo experimental implementado no laboratório do GASl.

A Tabela 10 descreve os dados dos principais elementos constituintes do protótipo de bancada experimental. Neste ponto é importante destacar que, nas simulações, foi considerado que a tensão nominal da rede era de 220 V. No entanto, para obtenção dos resultados experimentais a tensão nominal da rede foi ajustada para 110 V através da configuração da fonte controlada de tensão alternada REGATRON AG que foi usada para emular a rede elétrica trifásica.

Entre os motivos para utilizar uma tensão nominal mais baixa para execução dos testes experimentais cita-se a redução da corrente pelas cargas passivas e compatibilização do nível de potência do inversor com as cargas disponíveis para os testes. Além disso, a diminuição da tensão de pico da rede permite que o inversor opere com um índice de modulação menor, evitando problemas de saturação dos controladores ressonantes e facilitando o controle da corrente de saída do inversor.

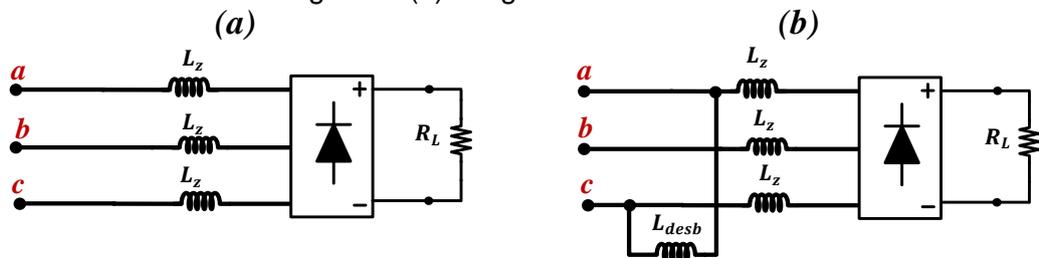
Assim como nas simulações, o barramento CC do inversor foi alimentado por uma fonte de tensão CC. As cargas utilizadas, nos testes experimentais estão ilustradas na Figura 77(a) e na Figura 77(b), cujos dados são mostrados na Tabela 11. As cargas são compostas pelos seguintes itens: indutor de entrada (L_z), indutor de desbalanço (L_{desb}), retificador trifásico não controlado e carga resistiva (R_L).

Tabela 10 - Descrição do sistema.

Parâmetros	Valor
Frequência de comutação (f_{sw})	20 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	20 kHz
Frequência fundamental (f)	60 Hz
Tensão nominal da rede (V_{rede})	110 V
Indutância do filtro vista pela rede (L_{rede})	1 mH
Indutância do filtro ao lado do CEP (L_{CEP})	1 mH
Tensão do barramento CC (V_{CC})	400 V _{CC}

Fonte - Próprio Autor.

Figura 77 - Cargas utilizadas nos testes experimentais. Figura 32(a): Carga não-linear balanceada e na Figura 32(b) Carga não-linear desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

Tabela 11 - Dados das cargas.

Parâmetros	Especificações
Carga indutiva de entrada (L_z)	1 mH
Carga indutiva de desbalanço (L_{desb})	40 mH
Carga retificadora não controlada	1200 V/25 A
Carga resistiva (R)	62,1 Ω

Fonte - Próprio Autor.

Os resultados experimentais apresentados a seguir levarão em conta diferentes cenários, os quais estão divididos da seguinte maneira:

Cenário 1 – CEP inoperante – carga da Figura 77(a);

Cenário 2 – CEP injetando potência ativa na RDEE – carga da Figura 77 (a);

Cenário 3 – CEP atuando como FAP – carga da Figura 77(a);

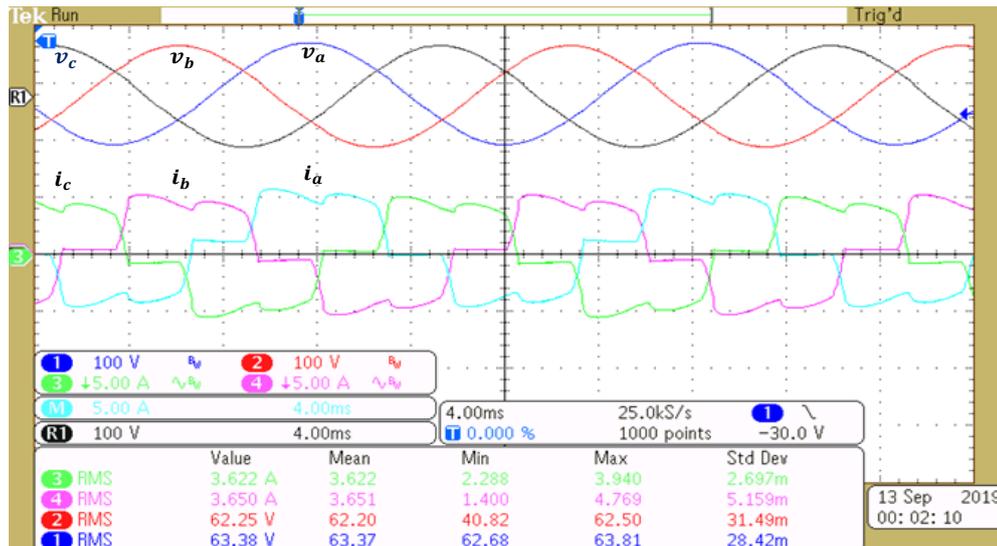
Cenário 4 – CEP atuando como conversor multifuncional – carga da Figura 77(a);

Cenário 5 – CEP atuando como conversor multifuncional – carga da Figura 77(b);

6.3.1 Cenário 1 – CEP inoperante

Na Figura 78 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente no PAC considerando que a carga da Figura 77(a) está conectada no PAC. O inversor não está compensando nem injetando energia na rede elétrica. Da Figura 78, nota-se que, a tensão de entrada é senoidal e a corrente tem formato não-senoidal, já que a fonte bidirecional está alimentando uma carga não-linear.

Figura 78 - Tensões e correntes no PAC.

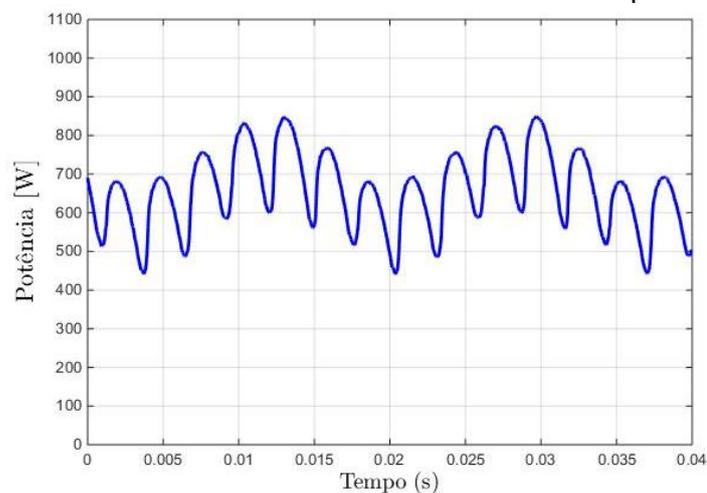


Fonte - Próprio Autor.

A forma de onda da potência instantânea mostrada na Figura 79 foi obtida através da manipulação dos pontos (amostras) de tensão e corrente oriundos da Figura 78. Nota-se que a potência instantânea é oscilatória e está distorcida, pois a carga drena correntes harmônicas.

O procedimento para gerar a forma de onda da potência instantânea consiste em salvar as tabelas de pontos dos sinais de tensão e corrente que o osciloscópio gera no formato csv (*comma separated value*) e realizar o cálculo da potência instantânea sobre estas tabelas de pontos utilizando o software Matlab®. Este procedimento será repetido para os demais cenários analisados.

Figura 79 - Potência instantânea no PAC gerada através dos pontos das formas de onda de tensão e corrente armazenadas no osciloscópio.

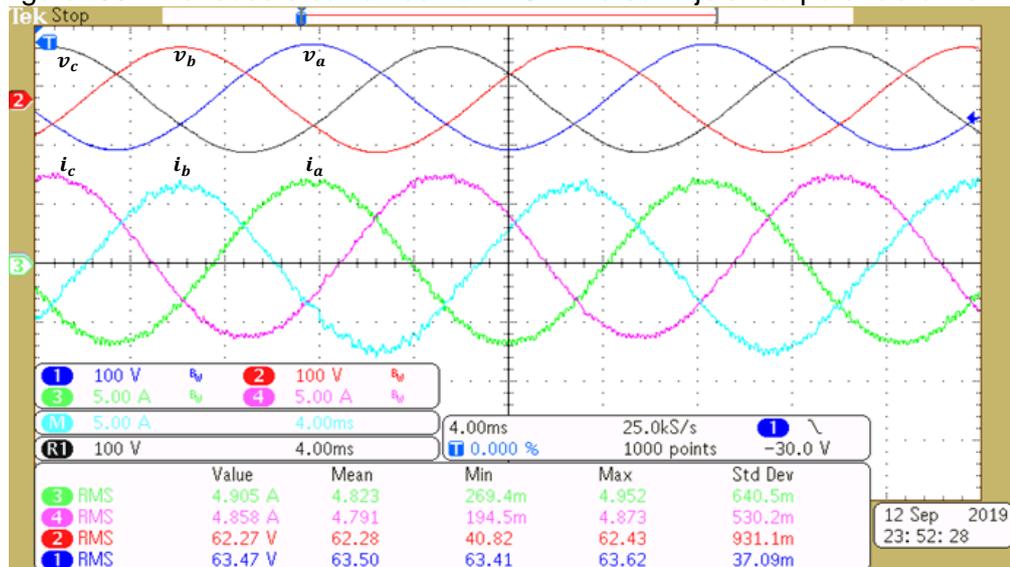


Fonte - Próprio Autor.

6.3.2 Cenário 2 – CEP injetando potência ativa na RDEE

A Figura 80 ilustra as tensões e correntes trifásicas no PAC no momento em que o CEP está injetando energia na rede. Nota-se que tais formas de onda de corrente possuem formato senoidal e estão em fase com as respectivas tensões, garantindo assim fator de potência unitário.

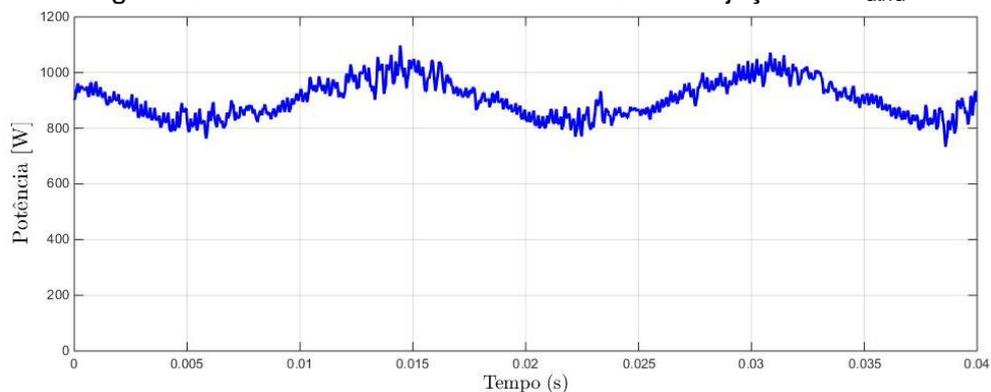
Figura 80 – Tensões e correntes no PAC: Inversor injetando potência ativa.



Fonte - Próprio Autor.

A potência instantânea para esta situação é ilustrada na Figura 81. Verifica-se que a forma de onda da potência é oscilatória e senoidal, com pequenas traços de ruído, os quais são oriundos do processo de chaveamento do CEP.

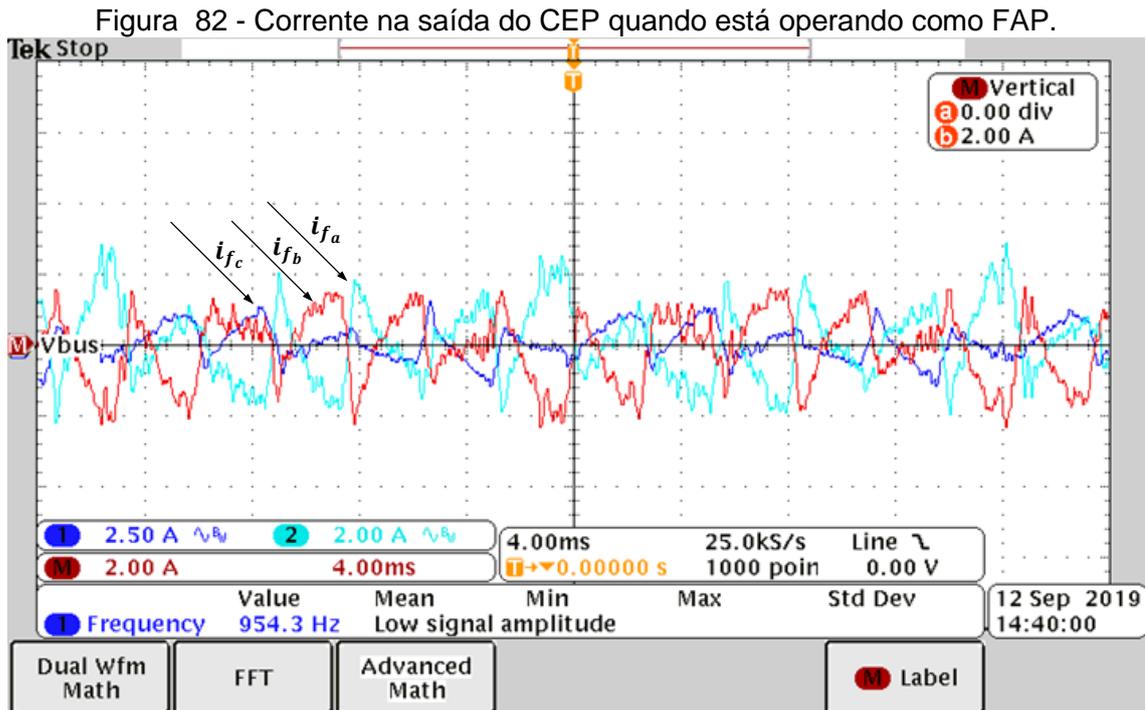
Figura 81 - Potência instantânea no PAC com injeção de P_{ativa} .



Fonte - Próprio Autor.

6.3.3 Cenário 3 – CEP atuando como FAP

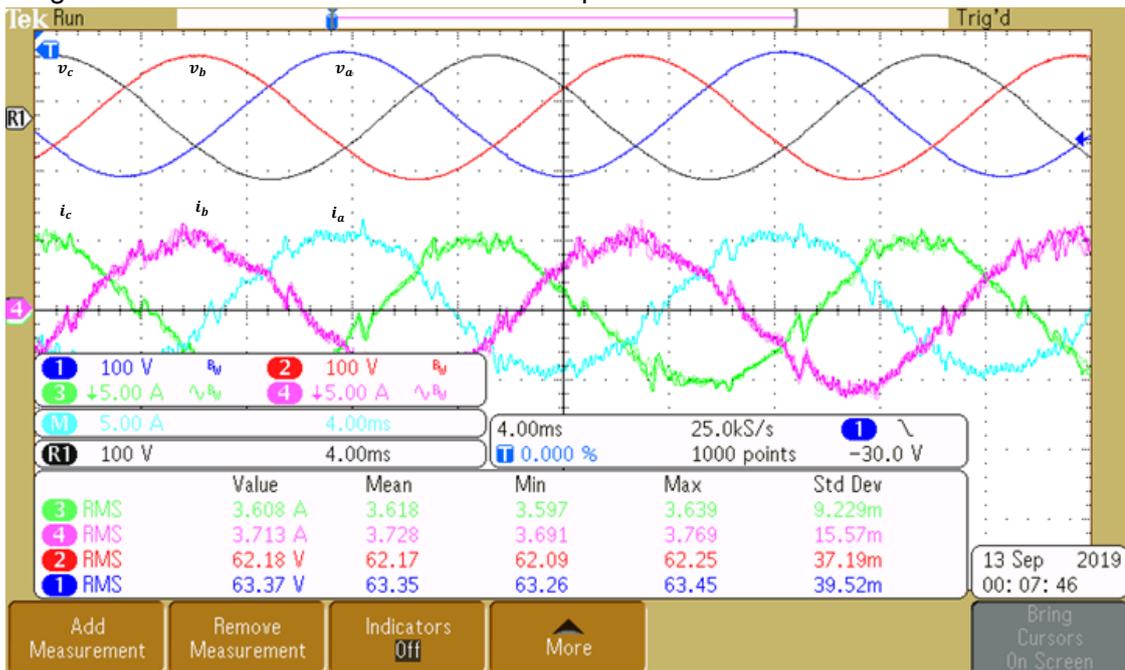
A Figura 82 ilustra as formas de onda sintetizadas pelo CEP considerando um cenário de compensação total, ou seja, o CEP comporta-se como um FAP, compensando as componentes \tilde{p} , \tilde{w} e \bar{w} simuladamente.



Fonte - Próprio Autor.

Percebe-se que as formas de onda das correntes no PAC possuem aspecto ligeiramente senoidal, conforme ilustrado na Figura 83, pois as componentes harmônicas oriundas da carga não linear que produzia oscilações na potência instantânea foram compensadas pelo CEP.

Figura 83 - Tensões e correntes no PAC quando o CEP está atuando como FAP.



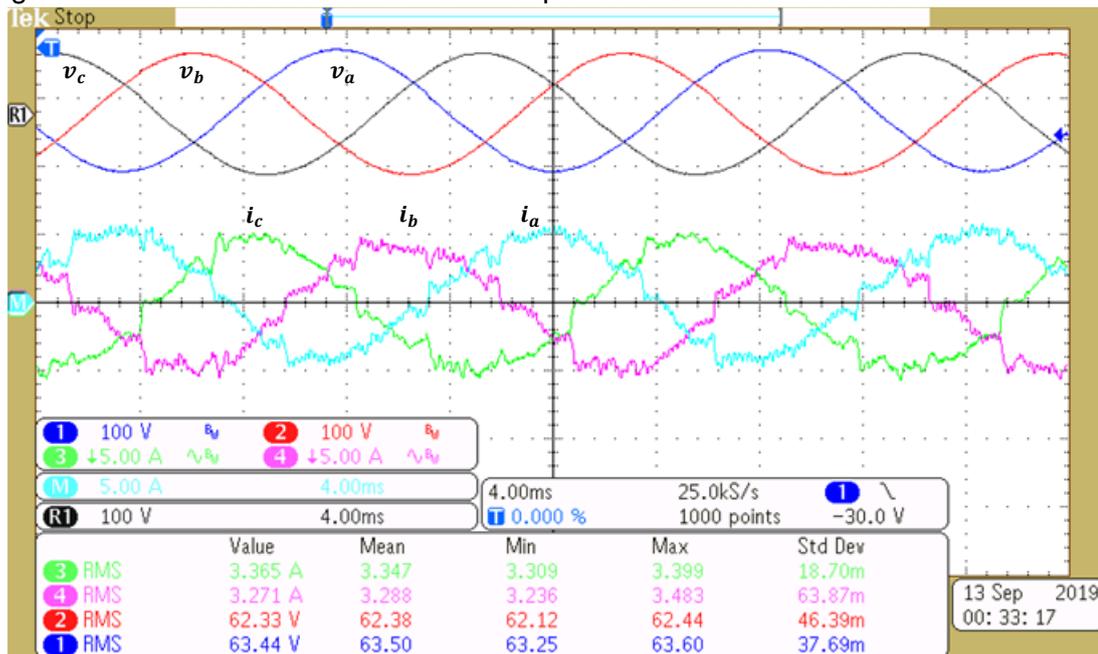
Fonte - Próprio Autor.

6.3.4 CEP atuando como conversor multifuncional

Este cenário tem como principal objetivo demonstrar os resultados obtidos com o conversor eletrônico operando de maneira multifuncional, isto é, injetando energia na rede e compensando os distúrbios associados às oscilações da potência instantânea. A Figura 84 mostra as formas de onda resultantes da corrente no PAC. Nota-se que a abordagem de compensação proposta consegue minimizar o conteúdo harmônico da corrente no lado da fonte, resultando em formas de onda ligeiramente senoidais. No entanto, as correntes pela rede ainda apresentam algum nível de distorção.

Uma possível explicação para esta distorção residual estaria relacionada ao aparecimento de harmônicas de segunda e terceira ordem, cuja origem poderia ser atrelada a algum *offset* no circuito de potência ou a necessidade de alguma melhoria na sintonização dos controladores ressonantes em virtude de sua discretização, porém, não identificado até o fechamento deste trabalho. Isto é evidenciado pela presença significativa da harmônica de segunda ordem conforme indicado na Figura 85.

Figura 84 - Tensões e correntes no PAC quando o CEP está atuando como FAP+IEP.



Fonte - Próprio Autor.

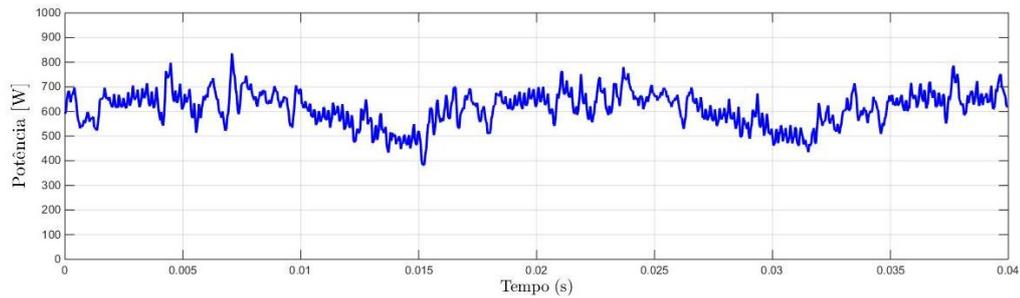
Figura 85 - Espectro harmônico da corrente da fase C.

Harmonics				
	Freq	Mag	Mag RMS	Phase
	(Hz)	(%)	(A)	(°)
1	59.95	100	3.38	0.000
2	119.9	5.87	199m	-56.75
3	179.9	516m	17.5m	66.71
4	239.8	990m	33.5m	-15.84
5	299.8	3.37	114m	51.76
6	359.7	1.03	35.0m	128.3
7	419.7	125m	4.23m	-152.8
8	479.6	650m	22.0m	67.92
9	539.6	389m	13.2m	-112.5
10	599.5	1.07	36.3m	-3.461
Sample rate too small				

Fonte - Próprio Autor

A potência instantânea para esta situação é a demonstrada na Figura 86. Observa-se que em função da distorção remanescente nas correntes, a potência instantânea não resulta totalmente constante.

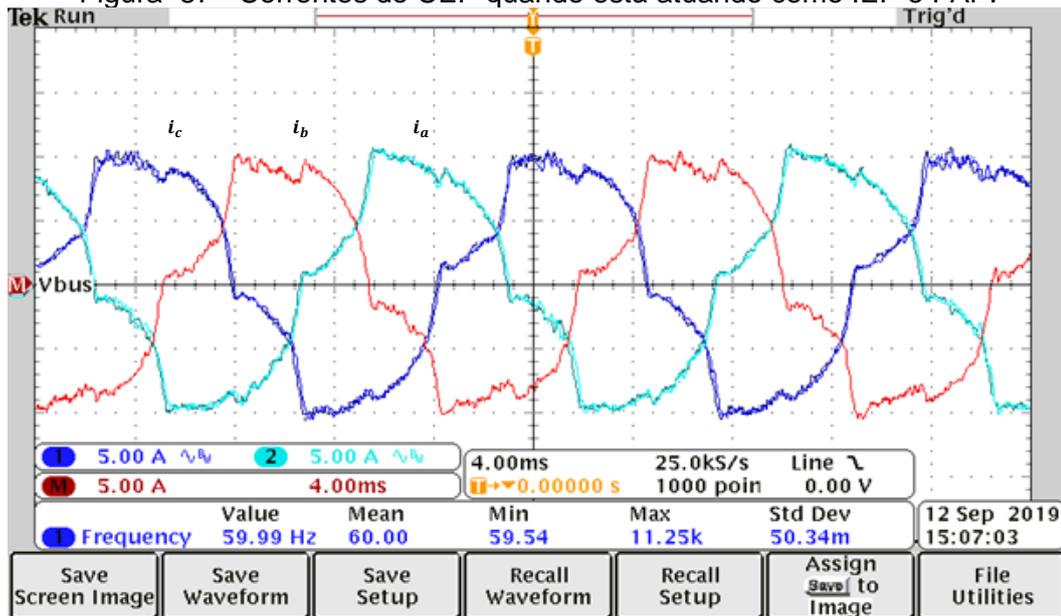
Figura 86 - Potência instantânea - CEP multifuncional com carga não-linear balanceada.



Fonte - Próprio Autor.

A Figura 87 ilustra a forma de onda das correntes do inversor quando este opera no modo multifuncional. Logo, a corrente do inversor é composta pela parcela de corrente ativa injetada na rede e pela parcela de corrente referente à compensação da oscilação da potência instantânea e da energia reativa instantânea.

Figura 87 - Correntes do CEP quando está atuando como IEP e FAP.



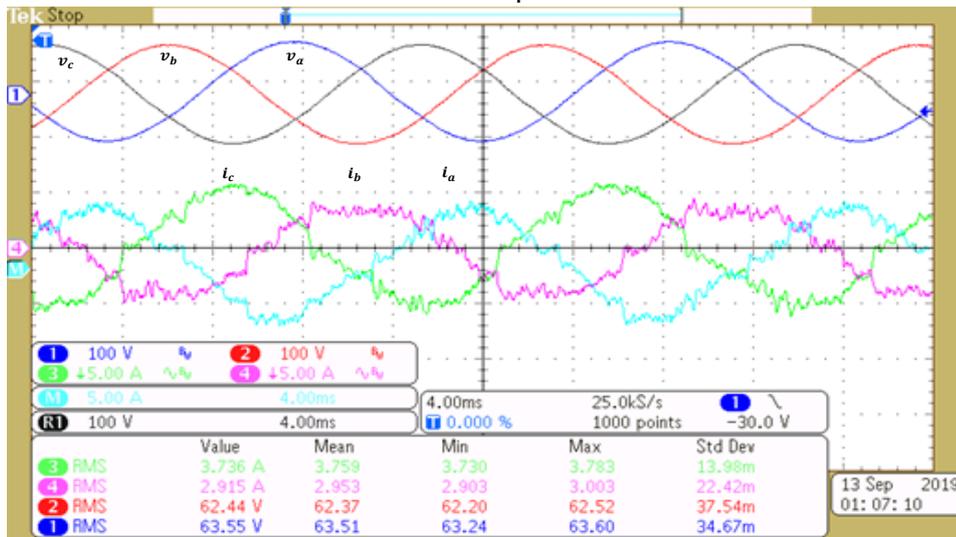
Fonte - Próprio Autor.

6.3.5 CEP atuando como conversor multifuncional – carga não-linear desbalanceada

Por fim, adotou-se um cenário considerado uma carga não linear desbalanceada conforme a Figura 77(b). A associação destas cargas resulta em correntes distorcidas e desequilibradas.

Neste cenário as tensões e correntes no PAC são apresentadas na Figura 88. Cabe lembrar que nesta situação o CEP opera como IEP e FAP. Observa-se que, as correntes após a compensação tornaram-se ligeiramente senoidais e quase equilibradas.

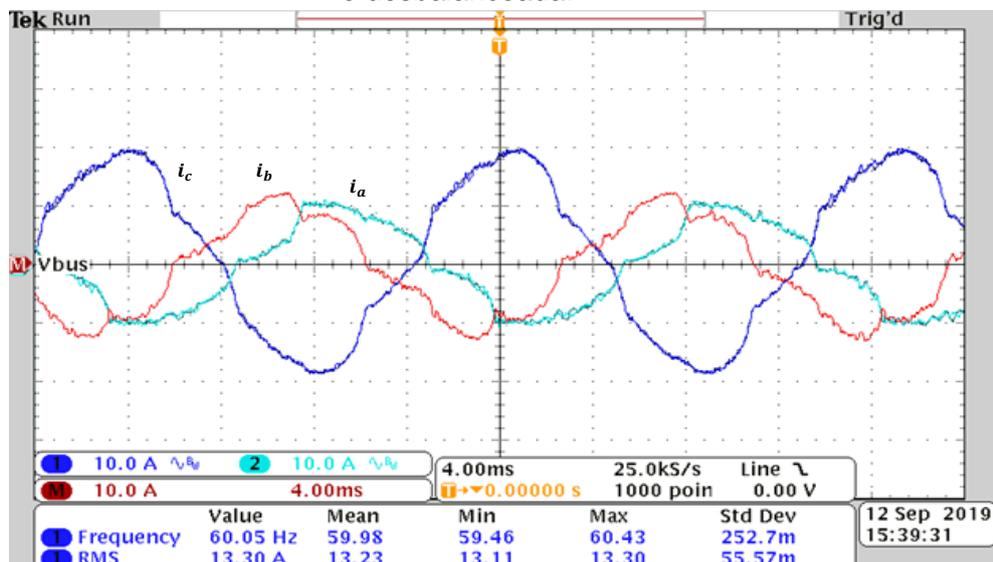
Figura 88 – Tensões e correntes no PAC quando o CEP atua como IEP e FAP .



Fonte - Próprio Autor.

Por fim, as correntes sintetizadas pelo conversor são representadas na Figura 89. O inversor injeta energia na rede elétrica e compensa os distúrbios indesejáveis no sistema, com o intuito de deixar a potência pelo lado da fonte constante.

Figura 89 - Corrente sintetizadas pelo CEP multifuncional no caso de uma carga não-linear e desbalanceada.



Fonte - Próprio Autor.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi desenvolvido um CEP multifuncional visando a injeção de potência ativa na rede elétrica bem como minimização dos distúrbios que degradam a qualidade de energia elétrica. Para tal foi apresentada uma nova estratégia de compensação baseada nas grandezas conservativas da CPT. Com a metodologia proposta foi possível compensar as oscilações da potência instantânea e da energia reativa instantânea, as quais podem ser oriundas do desbalanço de cargas lineares e não-lineares (balanceadas e/ou desbalanceadas), assim como pelos desequilíbrios e harmônicos impostos pela fonte de tensão.

Independentemente dos distúrbios impostos pela fonte de tensão (desequilíbrios e/ou harmônicas) bem como da configuração da carga (linear ou não linear), balanceada ou não, os resultados mostraram que a compensação de \tilde{p} e \tilde{w} permite que os sistemas de potência operem com potência constante, isto é, $p(t) = \bar{p}(t)$. Tal característica é extremamente atrativa em sistemas elétricos com máquinas rotativas conectadas diretamente à rede, visto que as oscilações de potência instantânea produzem efeitos adversos, tais como a produção de oscilações nos torques e diminuição da vida útil destas máquinas, principalmente em redes elétricas fracas, como as microrredes.

Ademais, foi mostrado que do ponto de vista da rede, não faz sentido compensar a energia reativa média (\bar{w}). Também foi implementado um protótipo experimental em escala laboratorial para validar a estratégia de compensação desenvolvida bem como a técnica de controle utilizada. Para isto, o CEP foi testado em três modos de operação, tais como: função IEP (injeção de potência ativa na rede), função filtragem ativa (FAP) e multifuncional (FAP e IEP). Destaca-se que a tensão nominal de saída foi ajustada em 100 V a fim de compatibilizar a potência nominal do inversor com as cargas disponíveis no laboratório do GASI.

Por fim, os resultados experimentais para os diferentes modos de operação se mostraram satisfatórios, mostrando assim a aplicação prática da estratégia proposta nesta dissertação de mestrado.

7.1 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DE TRABALHO E MELHORIAS

- Expansão da metodologia para sistemas a 4 fios;

- Abordagem da metodologia em um cenário de sistema cooperativo;
- Análise comparativa com outras teorias de potência, tal como a Teoria p-q;
- Incorporar técnicas de sincronismo, ilhamento e reconexão no controle do UI;
- Inserção de sistema de armazenamento de energia;
- Estudar outros controladores e comparar os resultados obtidos;
- Validação experimental da metodologia para parâmetros nominais;
- Estudo e análise de estratégia de amortecimento ativo;
- Integração das placas de condicionamento, interface e DSP (modo *on-board*);

7.2 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RELACIONADAS AO TRABALHO

- 1- PAREDES, H. K. M.; OLIMPIO FILHO, J. A.; ALONSO, A. M. S.; BONALDO, J. P.; MARAFÃO, F. P. Filtro Ativo de Potência Trifásico para Compensação de Oscilações da Potência Instantânea. In: 13th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2018, São Paulo. Proceedings of IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2018. p. 1-8.
- 2- ALONSO, A. M. S.; PAREDES, H. K. M.; OLIMPIO FILHO, J. A.; BONALDO, J. P.; BRANDÃO, D. I.; MARAFÃO, F. P. Selective Power Conditioning in Two-Phase Three-Wire Systems Based on the Conservative Power Theory. In: IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 2019, Baltimore. Proceedings of the IEEE IAS 2019, 2019. p. 1-6.
- 3- OLIMPIO FILHO, J. A.; PAREDES, H. K. M.; ALONSO, A. M. S.; BONALDO, J. P.; MARAFÃO, F. P.; M. G.; SIMÕES. 3-Phase Multi-Functional Grid-Tied Inverter for Compensation of Oscillating Instantaneous Power. In: Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2019). Santos, SP - Brazil: [s.n.], 2019. p. 1-6.
- 4- BONALDO, J.; ALONSO, A. M. S.; OLIMPIO FILHO, J. A.; PAREDES, H. K. M.; MARAFÃO, F. P. Modeling and Control of a Single-Phase Grid Connected

Inverter with LCL Filter. In: IEEE Latin America Transactions. [S.l.: s.n.], 2018.
(SUBMETIDO)

8 REFERÊNCIAS

- AHMED, K. H.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W. **Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation**. 2007 Compatibility in Power Electronics. *Anais.IEEE*, maio 2007.
- AKAGI, H. et al. Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. **Electrical Engineering in Japan**, v. 103, n. 4, p. 58–66, 1983.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984.
- AKAGI, H.; NABAE, A.; ATOH, S. Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source Pwm Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-22, n. 3, p. 460–465, 1986.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2017.
- ALMEIDA, P. M. DE. **Modelagem e controle de conversores fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição**. 2011. 189f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2011.
- ALONSO, A. M. DOS S. **Distributed Harmonic Compensation in Single-Phase Low-Voltage Microgrids**. 2018. 177f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, 2018.
- ALONSO, A. M. S. et al. A guideline for employing PSIM on power converter applications: Prototyping and educational tool. **14th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2017**, v. 2018- Janua, p. 1–6, 2018.
- ANDRETA, A. G.; ORTMANN, M. S.; HELDWEIN, M. L. Hybrid current control technique applied to grid connected inverters. **Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology**, v. 2015-June, n. June, p. 2268–2274, 2015.
- ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. Resolução Normativa 687, de 24 de novembro de 2015. Altera a Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril de 2012, e os Módulos 1 e 3 dos Procedimentos de Distribuição – PRODIST. 2015. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>. Acesso em: 08 nov. 2018.
- ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. Resolução Normativa 482, de 17 de abril de 2012. Estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica e o sistema de compensação de energia elétrica. 2012. Disponível em < <http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf> >. Acesso em: 24 nov. 2018.

ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. Perguntas e Respostas sobre a aplicação da Resolução Normativa nº 482/2012 – atualizado em 25/05/2017. 2017. Disponível em <http://www.aneel.gov.br/documents/656827/15234696/FAQ+-V3_20170524/ab9ec474-7dfdc98c-6753-267852784d86>. Acesso em: 24 nov. 2018.

ANTUNES, H. M. A. **Conversor multifuncional reconfigurável e tolerantes a falhas para microrredes de energia elétrica**. 2018. 264p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, 2018.

ANTUNES, H. M. A. et al. A new multifunctional converter based on a series compensator applied to AC microgrids. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 102, n. February, p. 160–170, 2018.

ARAÚJO, L. S. DE et al. **Controle Droop para Conversor de Suporte Conectado a Bateria em Microrrede Monofásica de Baixa Tensão**. Anais do VI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos. **Anais**. 2015.

AREDES, M. **Novos Conceitos de Potência e Aplicações em Filtros Ativos**. 1991. 167f. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 1991.

AREDES, M.; HÄFNER, J.; HEUMANN, K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 2, p. 311–318, 1997.

AREDES, M.; WATANABE, E. H. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, n. 3, p. 1649–1656, 1995.

ARIOLI, V. T. **Análise De Impactos Técnicos Provocados Pela Penetração Massiva De Veículos Elétricos Em Redes De Distribuição De Energia Elétrica**. 2016. 174f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, 2016.

AYRES, W. et al. **MODELAGEM E CONTROLE DE UM INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**. 10th Seminar on Power Electronics and Control. **Anais**. 2017.

AZEVEDO, G. M. DE S. **Sistema de Conversão de Energia Fotovoltaica com Compensação Baseada em Corrente e tensão**. 2007. 135f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Pernambuco, 2007.

BACELAR, M. N. **AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO ESTÁTICO E DINÂMICO DE UMA MICRORREDE NA OCORRÊNCIA DE ILHAMENTOS INTENCIONAIS**. 2013. 110f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013.

BACON, V. D. **Estudo e análise comparativa de topologias de filtros ativos de potência paralelos implementados em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios**. 2015. 139f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2015.

BALASUBRAMANIAN, A. K.; JOHN, V. Analysis and design of split-capacitor resistive-inductive passive damping for LCL filters in grid-connected inverters. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 9, p. 1822–1832, 2013.

BARKLUND, E. et al. Energy Management in Autonomous Microgrid Using Stability-Constrained Droop Control of Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 5, p. 2346–2352, set. 2008.

BATSCHAUER, A. L. **Apostila da disciplina de controle de conversores estáticos.**

BELLINASSO, L. V. **INVERSORES FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA - CLASSIFICAÇÃO, RECOMENDAÇÕES TÉCNICAS E GERENCIAMENTO.** 2017. 323f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

BHOYAR, R.; BHARATKAR, S. Potential of microSources, renewable energy sources and application of microGrids in rural areas of Maharashtra state India. **Energy Procedia**, v. 14, p. 2012–2018, 2012.

BONALDO, J. P. **Multifuncionalidade de conversores eletrônicos de potência utilizados em microrredes inteligentes.** 2015. 160 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, 2015.

BONALDO, J. P. et al. **Adaptive saturation system for grid-tied inverters in low voltage residential micro-grids.** 2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC). **Anais. IEEE**, jun. 2015.

BONALDO, J. P.; MORALES PAREDES, H. K.; POMILIO, J. A. Control of Single-Phase Power Converters Connected to Low-Voltage Distorted Power Systems With Variable Compensation Objectives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2039–2052, mar. 2016.

BONALDO, J. P.; PAREDES, H. K. M.; POMILIO, J. A. Estratégia de saturação dinâmica da capacidade de conversores multifuncionais conectados à rede elétrica 1. p. 354–363, 2015.

BONALDO, J. P.; PAREDES, H. K. M.; POMILIO, J. A. Control of single-phase power converters connected to low-voltage distorted power systems with variable compensation objectives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2039–2052, 2016a.

BONALDO, J. P.; PAREDES, H. K. M.; POMILIO, J. A. Strategy For Dynamic Saturation Of The Capacity Of Multifunctional Power Converters Connected To Utility Grid. **Eletrônica de Potência**, v. 20, n. 4, p. 354–363, 2016b.

BOYCE, W. E.; DIPRIMA, R. C. **Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno.** 10ª ed. [s.l.] LTC, 2015.

BRANDÃO, D. et al. EXPERIMENTAL VALIDATION OF A FULLY-DISPATCHABLE MICROGRID WITH CENTRAL CONTROLLER. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 3, p. 1–11, 1 jul. 2018.

BRANDAO, D. I. et al. Flexible active compensation based on load conformity factors applied to non-sinusoidal and asymmetrical voltage conditions. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 2, p. 356–364, 2015.

BRANDÃO, D. I. **Sistema de geração fotovoltaico multifuncional.** 2013. 134p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, 2013.

BRANDÃO, D. I. **Coordinated power-based control and utility interface converter in low voltage microgrids.** 2015. 145p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade

Estadual de Campinas, 2015.

BRITO, M. A. G. DE. **Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção deilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica.** 2013. 221p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista, 2013.

BUDEANU, C. I. “Reactive and fictitious powers”. **Rumanian National Institute**, v. 2, 1927.

BURGOS-MELLADO, C. et al. Experimental evaluation of a CPT-based four-leg active power compensator for distributed generation. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 747–759, 2017.

BUSARELLO, T. D. C.; POMILIO, J. A.; SIMOES, M. G. **Design Procedure for a Digital Proportional-Resonant Current Controller in a Grid Connected Inverter.** 2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC). **Anais. IEEE**, dez. 2018.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics.** 2nd. ed. [s.l.] Morgan & Claypool, 2015.

CALDOGNETTO, T. **Control of Electronic Power Converters for Low-Voltage Microgrids.** 2015. 242p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Università degli Studi di Padova, , 2016.

CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios.** 2012. 148f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.

CAMPANHOL, L. B. G.; DA SILVA, S. A. O.; GOEDTEL, A. Shunt Active Power Filter Applied To Three-phase Four-wire Systems. **Eletrônica de Potência**, v. 18, n. 1, p. 782–792, fev. 2013.

CAMPOS, M. F. C. **Control of a PMSG Based Wind Energy Conversion System Using ABC-frame Under Distorted and Asymmetrical Voltage Conditions.** 2018. 63f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, , 2018.

CAMPOS, M. F. C. et al. Control of a PMSG based wind power system using abc-frame under distorted and asymmetrical voltage conditions. **Proceedings - 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference, SPEC 2017**, v. 2018-Janua, n. 3, p. 1–6, 2018.

CARRASCO, J. M. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, 2006.

CARRILLO, C. et al. Power fluctuations in an isolated wind plant. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 19, n. 1, p. 217–221, 2004.

COELHO, R. F. **Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a partir de Fontes Renováveis.** 2013. 330p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) –Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.

COELHO, R. F.; LAZZARIN, T. B.; MARTINS, D. C. **Modelling and control of the single-**

phase dc-ac PWM converter for grid-connected applications including a loop for average primary current controlling. XI Brazilian Power Electronics Conference. **Anais. IEEE**, set. 2011.

CZARNECKI, L. S. Orthogonal Decomposition of the Currents in a 3-Phase Nonlinear Asymmetrical Circuit with a Nonsinusoidal Voltage Source. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 37, n. 1, p. 30–34, 1988.

DEPENBROCK, M. The FBD-Method, a generally applicable tool for analyzing power relations. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 8, n. 2, p. 381–387, 1993.

DIXON, J. et al. Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2144–2163, 2005.

DOMINGOS, R. M. **Controle digital de um Filtro Ativo de Potência Shunt em espaço de estados com controladores ressonantes sintonizados utilizando Regulador Linear Quadrático Discreto (DLQR).** 2018. 117f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2018, 2018.

EMANUEL, A. E. The oscillatory nature of the power in single- and polyphase circuits. **European Transactions on Electrical Power**, v. 6, n. 5, p. 315–320, abr. 1996.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics.** 2. ed. Boston, MA: Springer US, 2001.

FAN, L.; MIAO, Z. An explanation of oscillations due to wind power plants weak grid interconnection. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 9, n. 1, p. 488–490, 2018.

FENILI, M. D. P. **Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA.** 2007. 109f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.

FERREIRA, S. C. et al. **Implementação em Tempo Real da IEEE Std 1459-2010: Parâmetros Associados à Qualidade da Energia Elétrica utilizando Transformada Síncrona.** IX Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia. **Anais.** 2011.

FERREIRA, S. C. **Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Híbridos de Reativo Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Híbridos de Reativo.** 2012. 151f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá, 2012.

FERREIRA, W. M. et al. Otimização multiobjetivo aplicada ao controle centralizado de uma microrrede de baixa tensão: controle do fluxo de potência e compensação de desbalanço. **Proceedings XXII Congresso Brasileiro de Automática**, 2018a.

FERREIRA, W. M. **ABORDAGEM MULTI OBJETIVO PARA O CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA E MELHORIAS NA QUALIDADE DE ENERGIA DE UMA MICRORREDE DE BAIXA TENSÃO.** 2018. 92 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, 2018.

FERREIRA, W. M. et al. **Controle Coordenado de Geradores Distribuídos em Microrredes Híbridas C.A/C.C.** Proceedings XXII Congresso Brasileiro de Automática. **Anais.** 2018b. Disponível em: <<http://www.swge.inf.br/proceedings/paper/?P=CBA2018-1506>>

FILHO, P. S. N. **Modelagem matemática dinâmica para projeto e análise de controle de**

tensão do elo CC de um conversor fotovoltaico trifásico de dois estágios conectado à rede elétrica através de filtro LCL. 2017. 166f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, 2017.

FOGLI, G. A. **Controle de conversor multifuncional aplicado a um sistema de geração distribuído despachável baseado em um grupo motor gerador diesel.** 2018. 154p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, 2018.

FREITAS, D. N. S. **Controlo de um Inversor Monofásico para Ligação à Rede de um Gerador Síncrono de Ímanes Permanentes.** 2013. 96f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Industrial) - Instituto Politécnico de Bragança, 2013.

FRYZE, S. Effective reactive and apparent powers in circuits with nonsinusoidal waveforms. **Electrotehn Zeitschrift**, v. 53, p. 596–99, 1932.

GAUTAM, D. et al. Supplementary control for damping power oscillations due to increased penetration of doubly fed induction generators in large power systems. **2011 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition, PSCE 2011**, p. 1–6, 2011.

GAZOLI, J. R. **Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica.** 2011. 203 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, 2011.

GAZOLI, J. R. et al. **Micro-inverter for integrated grid-tie PV module using resonant controller.** 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting. **Anais. IEEE**, jul. 2012
GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, n. April 2017, p. 116–135, 2018.

GRANDI, A. L. Z. DE; CARNEIRO, J. R. V. **Caracterização das Distorções Harmônicas de Tensão em Circuitos Secundários de Baixa Tensão.** VIII CBQEE-CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA. **Anais.** Blumenau: 2009.

GUILLARDI, H. et al. General-compensation-purpose Static var Compensator prototype. **HardwareX**, v. 5, p. e00049, abr. 2019.

GUIZELINI, I. R. **Desenvolvimento de um sistema de geração distribuída conectado à rede elétrica monofásica utilizando filtros L e LCL.** 2017. 141f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017.

HALDER, P. K. et al. **Energy scarcity and potential of renewable energy in Bangladesh.** **Renewable and Sustainable Energy Reviews. Anais.** Elsevier, nov. 2015.

HART, D. W. **Power Electronics.** 1st. ed. [s.l.] McGraw-Hill Education, 2011.

HE, J. et al. Active harmonic filtering using current-controlled, grid-connected DG units with closed-loop power control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 642–653, 2014.

HE, J.; LI, Y. W.; MUNIR, M. S. A flexible harmonic control approach through voltage-controlled DG-grid interfacing converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 444–455, 2012.

HERRERA, M. R. S. **Nuevas propuestas en la teoría de la potencia reactiva instantánea: aplicación a la compensación de cargas industriales con filtros activos de potencia.**

2007. 284 f. Tese (Doutorado em Engenharia Eletrônica) - Universidad de Huelva, 2007.

HERRERA, R. S.; SALMERON, P. Instantaneous Reactive Power Theory: A Reference in the Nonlinear Loads Compensation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 2015–2022, jun. 2009.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. Edição: 1 ed. [s.l.] Wiley-IEEE Press, 2003.

HYOSUNG KIM; AKAGI, H. **The instantaneous power theory on the rotating p-q-reference frames**. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99 (Cat. No.99TH8475). **Anais. IEEE**, 1999.

IEEE 1547. **IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003) - IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)**, 2018.

IGLESIAS BRANDÃO, D. et al. Multifunctional Control Strategy For Photovoltaic Distributed Generation Systems. **Eletrônica de Potência**, v. 18, n. 4, p. 1206–1214, nov. 2013.

IJUIM, F. K. **Configuração de controlador digital de sinais aplicado a conversores chaveados utilizando a ferramenta PSIM/SIMCODER**. 2014. 134 f. TCC (Graduação em Engenharia Elétrica) – UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA, 2014.

JAYARAMAN, M.; SREEDEVI, V. T. Power quality improvement in a cascaded multilevel inverter interfaced grid connected system using a modified inductive-capacitive-inductive filter with reduced power loss and improved harmonic attenuation. **Energies**, v. 10, n. 11, p. 1–23, 2017.

JESUS, V. M. R. DE. **Inversores fotovoltaicos multifuncionais: análise da capacidade durante compensação harmônica**. 2017. 130f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -Universidade Federal de Minas Gerais, 2017.

Jeon, J. et al. Development of hardware in-the-loop simulation system for testing operation and control functions of microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 12, p. 2919–2929, Dec 2010.

JUMBE, C. B. . Cointegration and causality between electricity consumption and GDP: empirical evidence from Malawi. **Energy Economics**, v. 26, n. 1, p. 61–68, jan. 2004.

JUNIOR, H. G.; SERNI, P. J. A. A review of project of the controllers for an UPS. **IEEE Latin America Transactions**, v. 16, n. 2, p. 314–321, 2018.

KIM, G.-H. et al. A novel three-phase four-leg inverter based load unbalance compensator for stand-alone microgrid. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 65, p. 70–75, fev. 2015.

KNABBEN, G. C. et al. **Transformerless micro-inverter for grid-connected photovoltaic systems**. 2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC). **Anais. IEEE**, ago. 2017^a.

KNABBEN, G. C. et al. **Photovoltaic micro-inverter with active filtering and thin-film capacitors**. 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). **Anais...IEEE**, nov. 2017^b.

LIBERADO, E. V. **Design and Control of a Power Quality Interface and its Cooperation with Distributed Switching Power Interfaces**. 2017. 193f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, 2017.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.

LUZ DANTAS, J. et al. A STRATEGY TO ELIMINATE INSTANTANEOUS ACTIVE POWER OSCILLATIONS AND REDUCE HIGH CURRENTS IN THE DFIG DURING ASYMMETRIC VOLTAGE SAGS. **Eletrônica de Potência**, v. 24, n. 2, p. 188–195, 1 jun. 2019.

MACHADO, S. DE J. M. **Uma proposta de controle com alta capacidade de rejeição harmônica para inversores monofásicos conectados à rede elétrica através de filtro LCL amortecido para sistemas de energia renovável**. 2016. 127p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, 2016.

MARAFÃO, F. M. et al. Multi-task control strategy for grid-tied inverters based on conservative power theory. **IET Renewable Power Generation**, v. 9, n. 2, p. 154–165, 2015.

MARAFÃO, F. P. **Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais**. 2004. 225p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista Campinas, 2004.

MARAFÃO, F. P. et al. Decoupled reference generator for shunt active filters using the conservative power theory. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 24, n. 4, p. 522–534, 2013a.

MARAFÃO, F. P. et al. Decoupled Reference Generator for Shunt Active Filters Using the Conservative Power Theory. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 24, n. 4, p. 522–534, 15 ago. 2013b.

MARAFÃO, F. P.; PAREDES, H. K. M.; SILVA, L. C. P. DA. Critical Evaluation Of Fbd, Pq And Cpt Current Decompositions For Four-wire Circuits. **Eletrônica de Potência**, v. 14, n. 4, p. 277–286, 1 nov. 2009.

MIAO, Z. et al. Control of DFIG-based wind generation to improve interarea oscillation damping. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 2, p. 415–422, 2009.

MIYAGI, M. et al. Uninterruptible smart house equipped with the phase synchronization control system. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 63, p. 302–310, dez. 2014.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd Edition**. 3rd. ed. [s.l.] John Wiley and Sons, Inc, 2003.

MONTEIRO, L. F. C. **ALGUMAS CONTRIBUIÇÕES PARA CONTROLE DE FILTROS ATIVOS**. 2003. 94 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2003.

MONTEIRO, L. F. C. **CONTRIBUIÇÕES PARA OTIMIZAÇÃO DO DESEMPENHO DO CONDICIONADOR UPQC (UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONER)**. 2008. 180 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008.

MONTEIRO, L. F. C. et al. Compensation Algorithms Based On The P-q And Cpc Theories For Switching Compensators In Micro-grids. **Eletrônica de Potência**, v. 14, n. 4, p. 259–268, 1 nov. 2009.

MORAES, C. G. et al. **MICROINVERSOR GRID-TIED COM BOOST QUADRÁTICO PARA DESACOPLAMENTO DE POTÊNCIA USANDO CONTROLE DIGITAL EMBARCADO**. XXII Congresso Brasileiro de Automática. **Anais**. João Pessoa - PB: XXII Congresso Brasileiro de Automática, 2018.

MORAES, C. G. DA S. **Princípios de Controle Aplicados a Conversores Estáticos**. Disponível em: < <https://eletronicadepotencia.com/principios-de-controle/> >. Acesso em 9 de outubro de 2019, 2019.

MORALES-PAREDES, H. K.; BONALDO, J. P.; POMILIO, J. A. Centralized Control Center Implementation for Synergistic Operation of Distributed Multifunctional Single-Phase Grid-Tie Inverters in a Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 10, p. 8018–8029, 2018.

MOREIRA, A. C. et al. Disturbing Load Classification Based on the Grey Relational Analysis Method and Load Performance Index. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, 4 set. 2019.

MOREIRA, A. C.; DA SILVA, L. C. P.; PAREDES, H. K. M. Power Quality Study and Analysis of Different Arc Welding Machines. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 29, n. 2, p. 163–176, 8 abr. 2018.

MUKHTIAR SINGH, VINOD KHADKIKAR, A. C. AND R. K. V. Grid interconnection of renewableenergy sources at the distribution level with power-quality improvement features. **International Journal of Applied Engineering Research**, v. 10, n. 33 Special Issue, p. 25622–25626, 2015.

NASCIMENTO FILHO, P. S. et al. **Design methodology of P-res controllers with harmonic compensation for three-phase DC-AC grid-tie inverters with LCL output filter**. 2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). **Anais**. IEEE, jun. 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6877218/>>.

NISE, N. S. **Control Systems Engineering**. 7th. ed. [s.l.] John Wiley & Sons, Inc., 2015.

OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5. ed. [s.l.] Prentice Hall, 2009.

OLIVARES, D. E. et al. Trends in Microgrid Control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, 2014.

ORTMANN, M. S. **Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando DSP: projeto e implementação**. 2008. 207f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.

PALMA-BEHNKE, R. et al. A Microgrid Energy Management System Based on the Rolling Horizon Strategy. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 4, n. January 2013, p. 1–11, 2012.

PANWAR, N. L.; KAUSHIK, S. C.; KOTHARI, S. Role of renewable energy sources in environmental protection: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 15, n. 3, p. 1513–1524, abr. 2011.

PAREDES, H. K. M. **Teoria de potência conservativa: uma nova abordagem para o**

controle cooperativo de condicionadores de energia e considerações sobre atribuição de responsabilidades. 2011. 221f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, 2011.

PAREDES, H. K. M. et al. **Shunt active compensation based on the Conservative Power Theory current's decomposition.** XI Brazilian Power Electronics Conference. **Anais...IEEE**, set. 2011.

PAREDES, H. K. M. et al. Multi-task control strategy for grid-tied inverters based on conservative power theory. **IET Renewable Power Generation**, v. 9, n. 2, p. 154–165, 1 mar. 2015.

PAREDES, H. K. M.; MARAFAO, F. P.; DA SILVA, L. C. P. **A comparative analysis of FBD, PQ and CPT current decompositions - Part I: Three-phase, three-wire systems.** 2009 IEEE Bucharest PowerTech. **Anais. IEEE**, jun. 2009a. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5282173/>>.

PAREDES, H. K. M.; MARAFAO, F. P.; DA SILVA, L. C. P. **A comparative analysis of FBD, PQ and CPT current decompositions - Part II: Three-phase four-wire systems.** 2009 IEEE Bucharest PowerTech. **Anais. IEEE**, jun. 2009b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5282169/>>.

PAREDES, H.; REIS, P.; DECKMANN, S. Linear And Nonlinear Load Characterization Under Non Sinusoidal Conditions. **Eletrônica de Potência**, v. 22, n. 1, p. 50–62, mar. 2017.

PAUKNER, F. L. **Comparação do Controle do Inversor Trifásico Conectado à Rede com Filtro LCL Considerando o Amortecimento Passivo e Ativo.** 2016. 89f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.

PEÑA-ALZOLA, R. et al. LCL-filter design for robust active damping in grid-connected converters. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 4, p. 2192–2203, 2014.

PENELLO, L. F.; WATANABE, E. H. Filtro Ativo de Potência Tipo “Shunt” Com Seleção da Potência a ser Compensada. **SBA Controle & Automação / Vol. 4 nº 1**, v. 4, p. 31–37, 1993.

PENG, F. Z.; LAI, J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 45, n. 1, p. 293–297, 1996.

PENG, F. Z.; OTT, G. W.; ADAMS, D. J. Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 6, p. 1174–1181, 1998.

PEREIRA, H. A. **ELT 429 – INTEGRAÇÃO À REDE ELÉTRICA DE FONTES ALTERNATIVAS.** Disponível em: < http://www.gesep.ufv.br/wp-content/uploads/Aula_04-Conversores-cc_cc-e-cc_ca.pdf>. Acesso em 9 de outubro de 2019, 2019.

PEREIRA, R. R. **Aplicação de filtros adaptativos em filtros ativos de potência.** 2009. 190 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá, 2009.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica.**

PRODIST. **AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8 –**

Qualidade da Energia Elétrica, REVISÃO 10., 2018.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. 1. ed. [s.l.] Makron Books, 1999.

REIS, P. H. F. DOS. **Contribuições para o estudo de atribuição de responsabilidades em circuitos elétricos de baixa tensão**. 2015. 142f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, 2015.

REZNIK, A. et al. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, mar. 2014.

RIBEIRO, R. L. A.; AZEVEDO, C. C.; SOUSA, R. M. **A non-standard adaptive control for shunt active power filter without current harmonic detection**. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. **Anais**. IEEE, nov. 2010

RIBEIRO, R. L. DE A. et al. Enhanced power quality compensation of shunt active power filters without harmonic detection schemes. **Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 4, p. 332–342, nov. 2014.

ROCHA, J. P. M. **COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS COMO SERVIÇO ANCILAR EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**. 2017. 61 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, 2017.

RODRIGUES, M. V. M.; SILVA, N. DA; NUNES, W. R. B. M. Aplicação Do Software Psim Para O Uso De Prototipagem Rápida Através De Um Processador Digital De Sinais. **COBENGE**, n. September, 2014.

SALGADO, E. V. **Estudo comparativo de Teorias de Potências Instantâneas aplicações em Filtros Ativos**. 2005. 122f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2005.

SALMERON, P. et al. **Practical application of the instantaneous power theory in the compensation of four-wire three-phase systems**. IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02. **Anais**. IEEE, 2003.

SALMERÓN, P.; MONTAÑO, J. C. Instantaneous power components in polyphase systems under nonsinusoidal conditions. **IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology**, v. 143, n. 2, p. 151–155, mar. 1996.

SAMAD, T.; ANNASWAMY, A. M. Controls for Smart Grids: Architectures and Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2244–2261, nov. 2017.

SAMPAIO, L. P. **Controle da injeção de potências ativa e reativa em inversor de Geração Distribuída conectado à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMIs com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade**. 2013. 209p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista, 2013.

SCHONARDIE, M. F. **Sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede com controle de potência ativa e reativa utilizando transformada dq0**. 2011. 248 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) -Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.

SHALLENBERGER, O. B. The Energy of Alternating Currents. **Electrical World**, v. 3, p. 114–115, 1888.

SILVA, SERGIO AUGUSTO OLIVEIRA DA. **Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interactive Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela**. 2001. 205f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, 2001.

SILVA, C. H. DA. **COMPORTAMENTO DO CONDICIONADOR ATIVO DE POTÊNCIA EM SISTEMAS DESEQUILIBRADOS E DISTORCIDOS: UM SISTEMA COMBINADO ENTRE FILTROS ATIVOS SÉRIE E FILTROS PASSIVOS PARALELOS**. 2005. 132f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá, 2005.

SILVA, H. J. R. DA; MARTINS, J. S.; AFONSO, J. L. **Avaliação de Diferentes Técnicas de Análise de Sistemas Eléctricos com Formas de Onda Não-Sinusoidais**. SEMINÁRIO BRASILEIRO SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA. **Anais**. Porto Alegre: 2001.

SIMÕES, M. G.; FARRET, F. A. **Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2016.

SOUZA, I. D. N. DE. **Controle digital com malha dupla de tensão aplicado a um conversor formador de rede**. 2017. 106 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, ,2017a.

SOUZA, M. F. Z. DE. **Modelagem e simulação integrada ao processamento e diagnóstico do desempenho de parâmetros elétricos no contexto de Redes Inteligentes**. 2017. 147 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –Universidade Federal de Itajubá, , 2017b.

SOUZA, W. A. DE. **Estudos de técnicas de análise e tecnologias para o desenvolvimento de medidores inteligentes de energia residenciais**. 2016. 206 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, 2016.

STRASSER, T. et al. A Review of Architectures and Concepts for Intelligence in Future Electric Energy Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 2424–2438, 2015.

SUVIRE, G. O. **Mitigación de Problemas Producidos por Generación Eólica en Sistemas Eléctricos Débiles**. 2009. 180f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidad Nacional de San Juan, 2009.

TAKAMI, M. H. DE F. **Desenvolvimento de sistemas fotovoltaicos multifuncionais de único e duplo estágios conectados à rede elétrica trifásica**. 2017. 203f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017.

TAKAMI, M. H. F.; SILVA, S. A. O. DA; SAMPAIO, L. P. **Estudo de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica com compensação de harmônicos e reativos**. XX Congresso Brasileiro de Automática. **Anais**. Belo Horizonte: 2014.

TANG, Y. et al. Exploring inherent damping characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p. 1433–1443, 2012.

TANG, Y. et al. **Design of LCL-filters with LCL resonance frequencies beyond the Nyquist frequency for grid-connected inverters**. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais**. IEEE, set. 2015.

TANG, Y. et al. **Generalized design of high performance shunt active power filter with output lcl filter**. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 3, p. 1443–1452, March 2012.

TENTI, P. et al. Accountability in smart microgrids based on conservative power theory. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 60, n. 9, p. 3058–3069, 2011.

TENTI, P. et al. Load characterization and revenue metering under non-sinusoidal and asymmetrical operation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 63, n. 2, p. 422–431, 2014a.

TENTI, P. et al. **Control of utility interfaces in low voltage microgrids**. 2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). **Anais**. IEEE, jun. 2014b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6878674>>.

TENTI, P.; MATTAVELLI, P.; MORALES PAREDES, H. K. **Conservative Power Theory, sequence components and accountability in smart grids**. 2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation. **Anais**. IEEE, jun. 2010

TENTI, P.; PAREDES, H. K. M.; MATTAVELLI, P. Conservative power theory, a framework to approach control and accountability issues in smart microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 664–673, 2011.

TOGASAWA, S. et al. Reactive Power Compensation based on An Novel Cross Vector Theory. **IEEJ Transactions on Industry Applications**, v. 114, n. 3, p. 340–341, 1994.

VADHIRAJ, S.; SWAMY, K. N.; DIVAKAR, B. P. **Generic SPWM technique for multilevel inverter**. 2013 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). **Anais**. IEEE, dez. 2013.

VERMA, K.; BHARTI; GUPTA, A. **A modeling and control functions of grid connected converter for solar photovoltaic system-a review**. 2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE). **Anais**. IEEE, nov. 2016.

VILLALVA, M. G. **Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. 2010. 268f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, 2010.

VILLALVA, M. G. et al. Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 22, n. 3, p. 215–228, jun. 2011.

WATANABE, E. H. et al. **Instantaneous p-q power theory for control of compensators in micro-grids**. 2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation. **Anais**. IEEE, jun. 2010

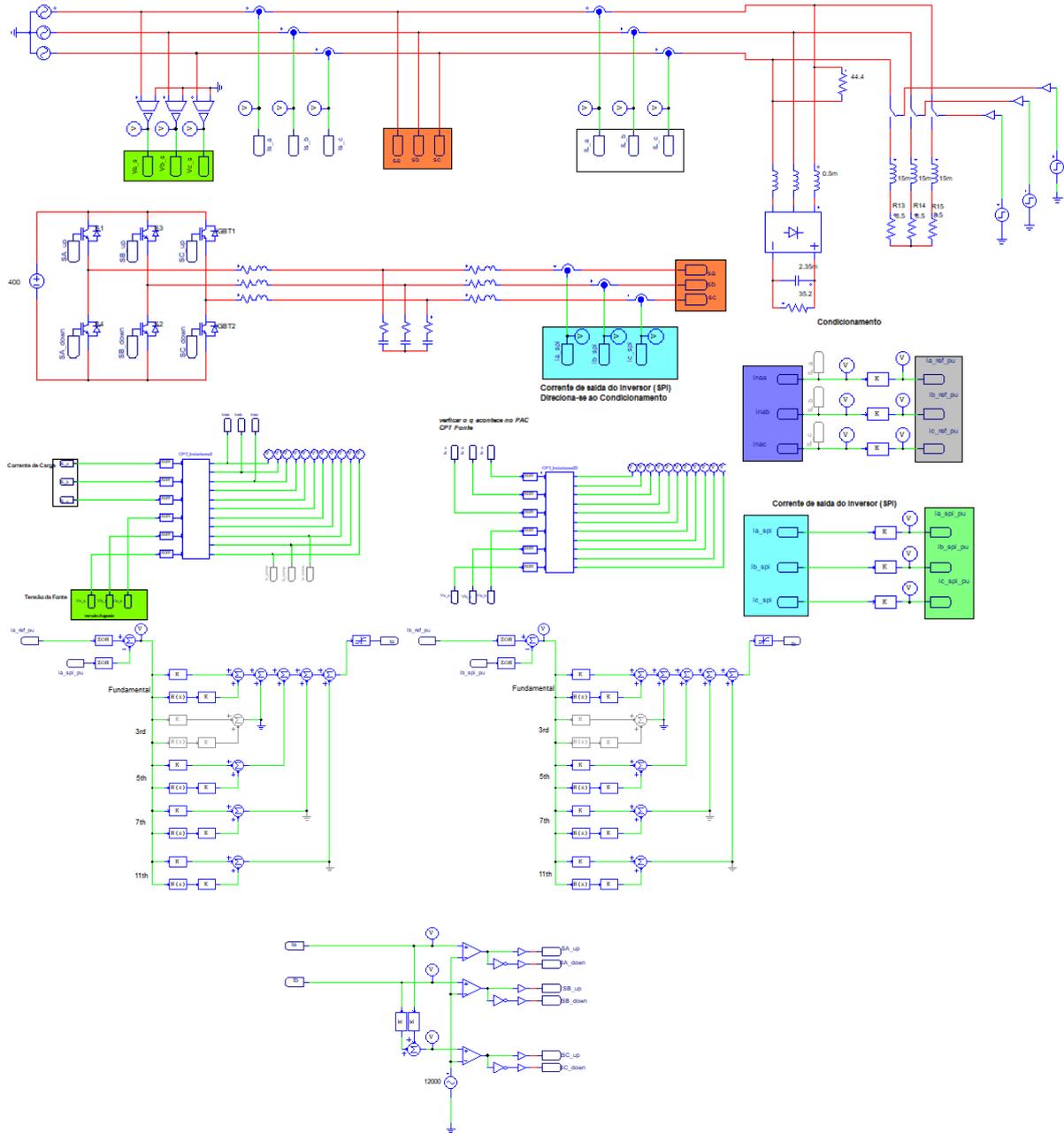
WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES, M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 8, n. 2, p. 697–703, abr. 1993.

XUE, Y. et al. **On a Future for Smart Inverters with Integrated System Functions**. 2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). **Anais**. IEEE, jun. 2018.

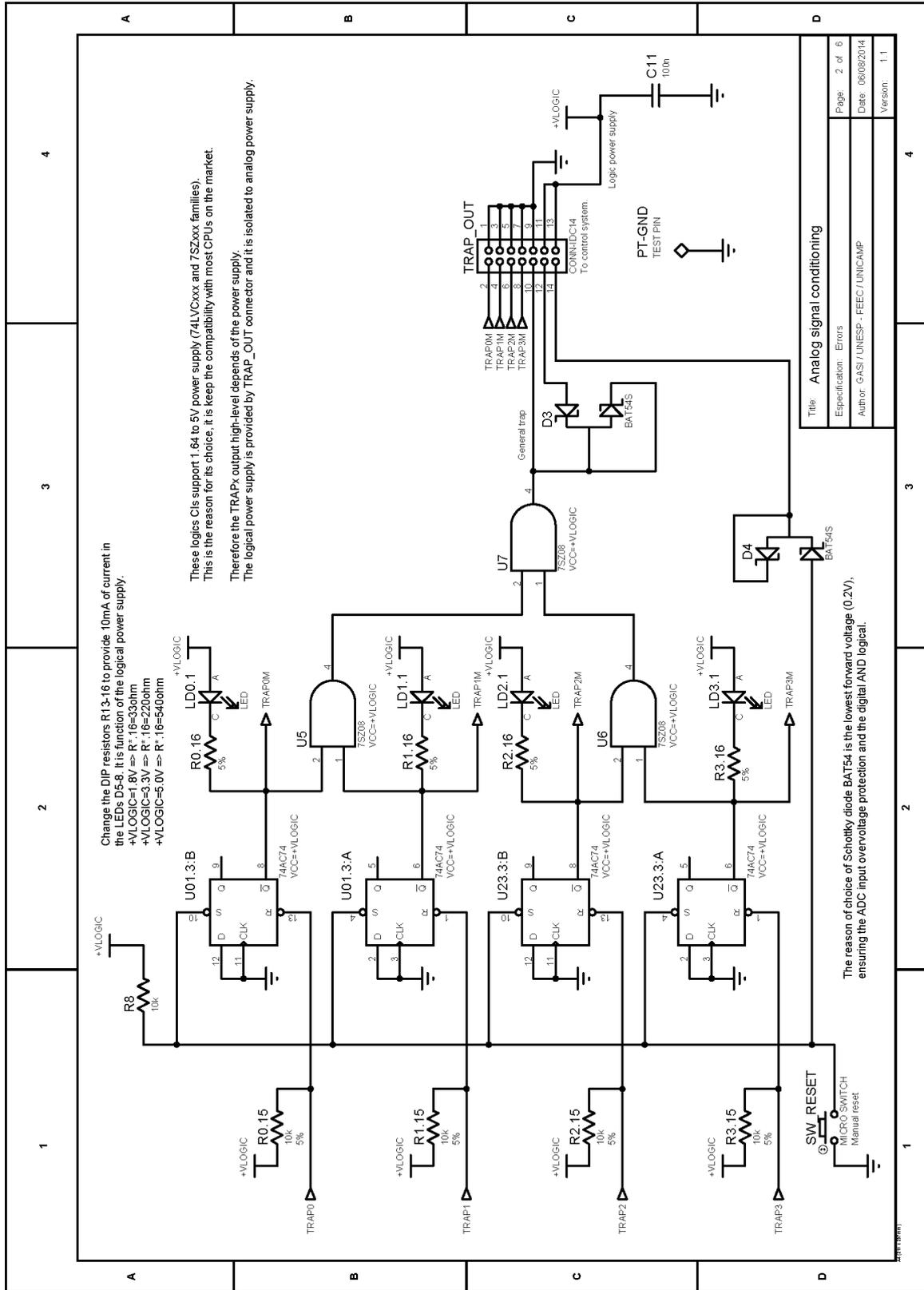
ZHANG, N.; TANG, H.; YAO, C. A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters. **Energies**, v. 7, n. 6, p. 3934–3954, jun. 2014.

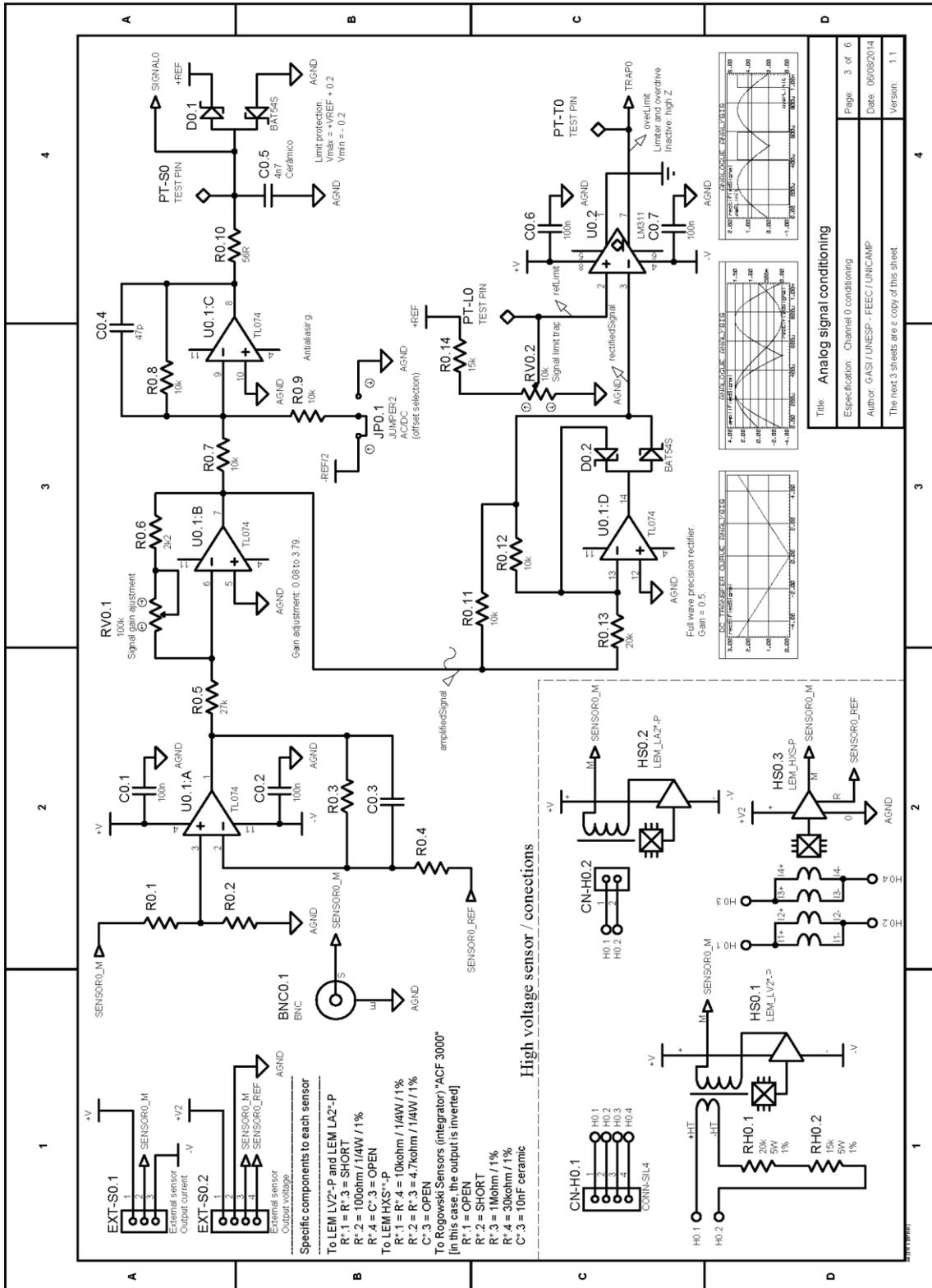
ZUBIRIA, F. T. G. **O Impacto da Difusão da Geração Distribuída Sobre o Equilíbrio Econômico-Financeiro das Distribuidoras de Energia Elétrica no Brasil.** 2017. 128f. Dissertação (Mestrado em Economia) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2017.

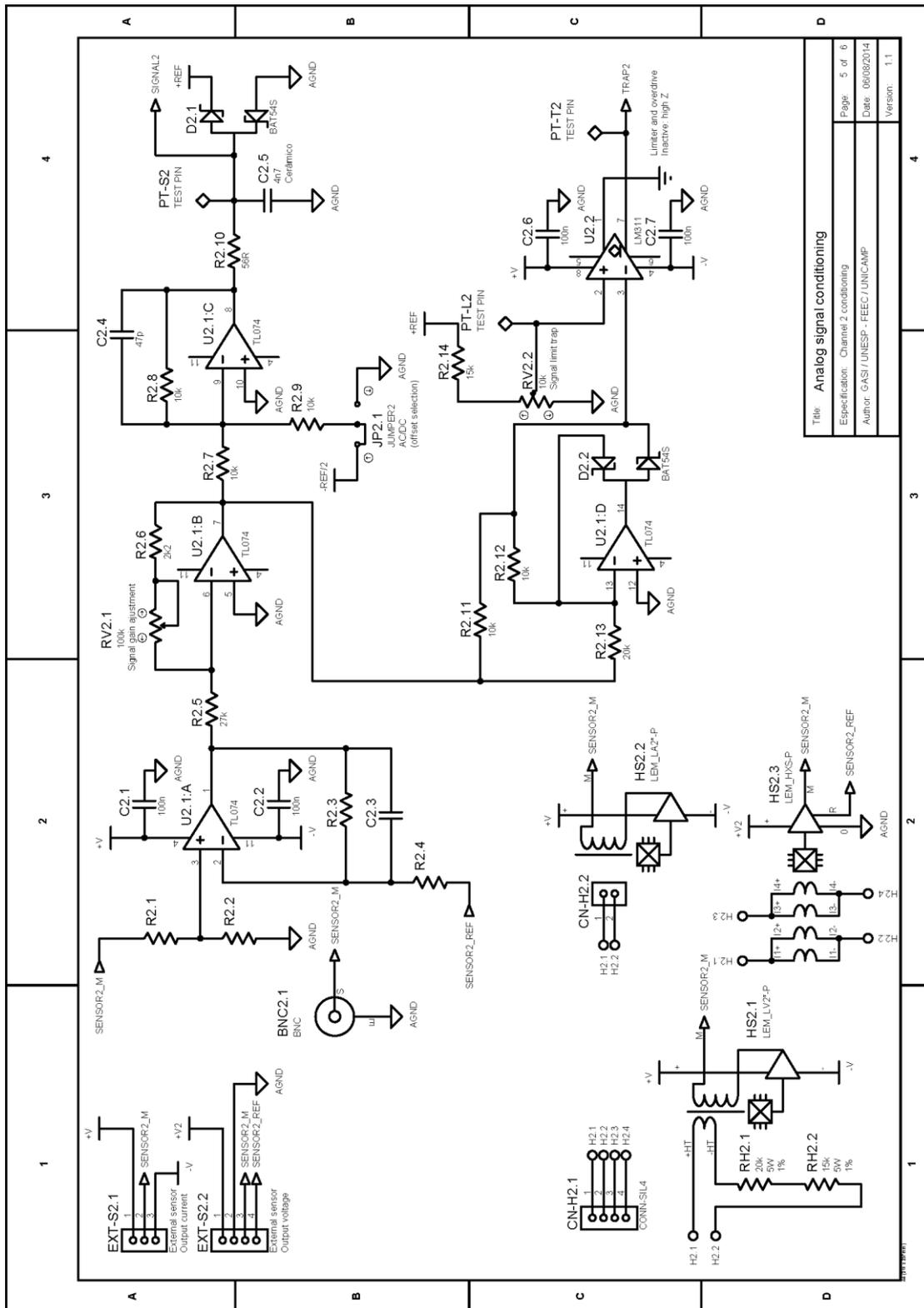
APÊNDICE A – Circuito de simulação completo

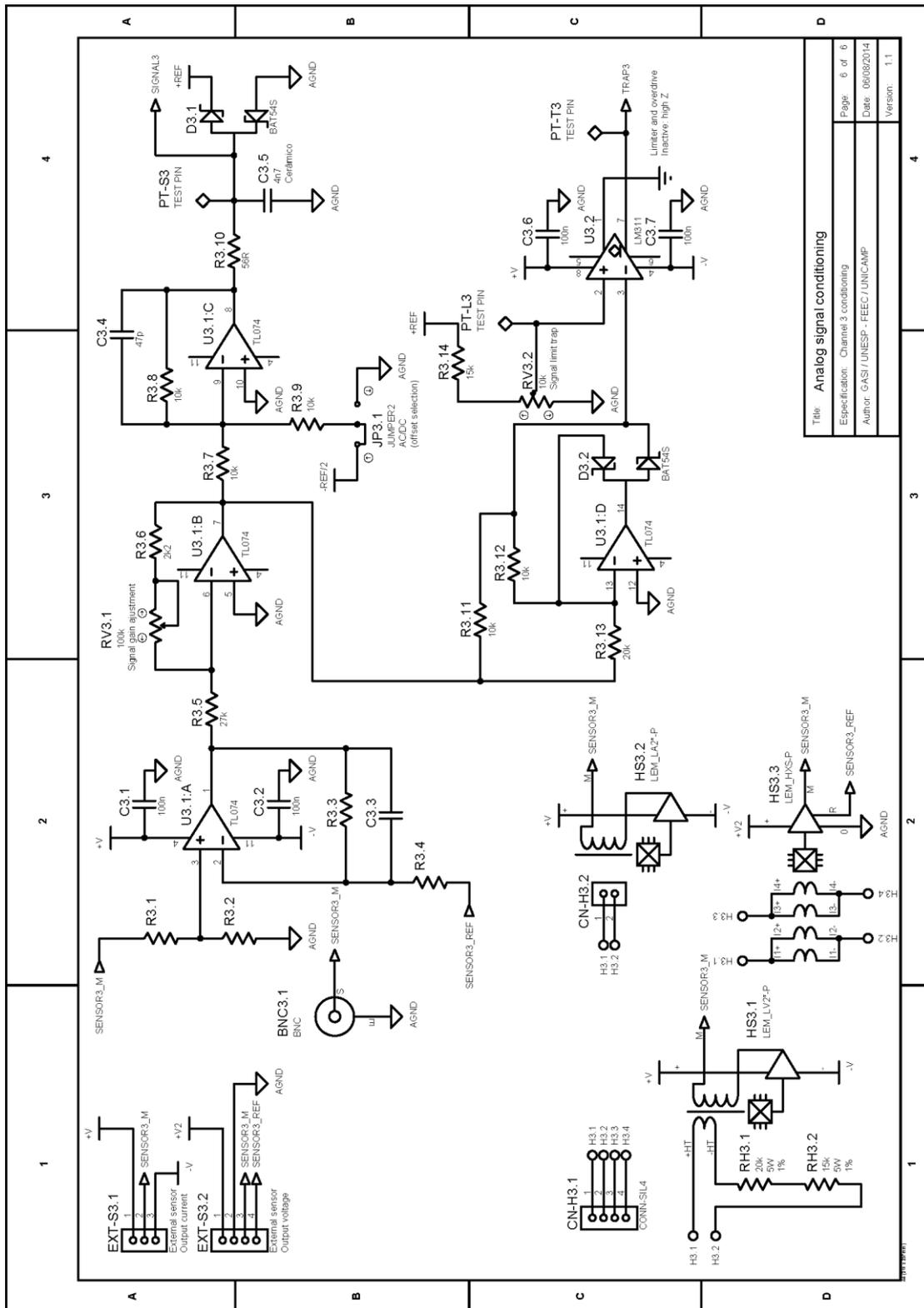


APÊNDICE B – Circuito de condicionamento de sinais









APÊNDICE C – Circuito de interface

