

JEAN CARLO DA CUNHA

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM DSTATCOM
MULTIFUNCIONAL CONTROLADO EM CORRENTE E
COM MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS POR DETECÇÃO
DE TENSÃO**

Dissertação de Mestrado, apresentada como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina, no Centro de Ciências Tecnológicas.

Orientador: Dr. Marcello Meza-
roba

Coorientador: Dr. Sérgio Vidal
Garcia de Oliveira

Joinville
2015

C972p

Cunha, Jean Carlo da

Projeto e implementação de um DSTATCOM multifuncional controlado em corrente e com mitigação de harmônicas por detecção de tensão / Jean Carlo da Cunha. – 2015.

253 p. : il. ; 21 cm

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador: Sérgio Vidal Garcia de Oliveira

Bibliografia: p. 243-250

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2015.

1. Engenharia elétrica. 2. DSTATCOM. 3. Conversor multifuncional.
4. Detecção de tensão. I. Mezaroba, Marcelo. II. Oliveira, Sérgio Vidal Garcia de.
III. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD 621.319 – 23. ed.

JEAN CARLO DA CUNHA

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM DSTATCOM
MULTIFUNCIONAL CONTROLADO EM CORRENTE E COM
MITIGAÇÃO DE HARMÔNICAS POR DETECÇÃO DE TENSÃO**

Dissertação apresentada ao Curso de Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração "Sistemas Eletroeletrônicos".

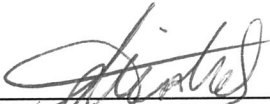
Banca Examinadora

Orientador:

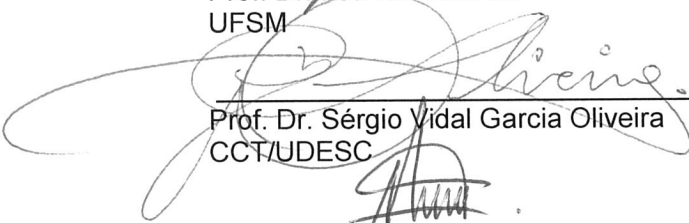


Prof. Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC

Membros



Prof. Dr. Leandro Michels
UFSM



Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC



Prof. Dr. Adriano Pères
FURB

Joinville, SC, 14 de agosto de 2015.

*Aos meus pais, Jucineide Leite da
Cunha e Alcioni João da Cunha.*

AGRADECIMENTOS

Muitas pessoas fazem parte da história deste trabalho.

Agradeço primeiramente aos meus pais por sua tamanha generosidade.

Ao meu orientador Prof. Dr. Marcello Mezaroba por acreditar em meu potencial e direcionar o trabalho para os caminhos mais adequados.

Ao meu coorientador Prof. Dr. Sergio V. G. Oliveira pelas revisões dos artigos publicados e deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Leandro Michels por toda sua contribuição a este trabalho e ao artigos publicados.

Ao Prof. Dr. Adriano Pêres pela revisão deste trabalho.

Ao Prof. Joselito por fornecer o código base utilizado no DSP.

Ao colega de pós-graduação Rubens T. Hock Junior pelo suporte na construção do trabalho.

Ao colega de mestrado Felipe J. Zimann pelo auxílio no tratamento das figuras deste trabalho.

Aos colegas de pós-graduação Gustavo Lambert, Marcos V. Bressan e Renan Sebem pelo auxílio com o editor de textos Latex.

Aos bolsistas de iniciação científica Roberto S. Lima, Henrique R. Bruno e Wendel O. Rossi pelo auxílio e dedicação nas atividades solicitadas.

A todos os membros do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPÉE) por todo apoio e amizade.

Às entidades UDESC, CAPES, Celesc, SUPPLIER, FITEJ e FAPESC pelos recursos necessários para o desenvolvimento deste trabalho.

À minha querida Larissa C. Kress pelo suporte e apoio durante esse percurso.

À toda minha família e amigos.

*“Ninguém pode subir a escada do
sucesso com as mãos nos bolsos.”*

Arnold Schwarzenegger

RESUMO

DA CUNHA, Jean C. **Projeto e implementação de um DSTATCOM multifuncional controlado em corrente e com mitigação de harmônicas por detecção de tensão.** Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2015.

Este trabalho apresenta um esquema de controle de um Compensador Estático para rede de Distribuição (DSTATCOM), utilizado para regular a magnitude da tensão no ponto de acoplamento de carga (PAC) e também possui a função de eliminar harmônicas de tensão através da detecção da tensão no PAC. A regulação da magnitude da tensão é efetuada através da injeção de corrente em quadratura no PAC e a mitigação de harmônicas é efetuada através da leitura da tensão do PAC e geração de correntes harmônicas capazes de compensar as distorções na tensão do PAC, sem a necessidade da leitura de corrente da rede ou da carga. O regulador é implementado através de um conversor VSI trifásico à quatro fios conectado em paralelo com a rede de distribuição. A potência ativa drenada pelo conversor é somente para suprir suas perdas e controlar a tensão do barramento CC. Este trabalho possui resultados de simulação para o sistema completo bem como resultados experimentais.

Palavras-chave: DSTATCOM, STATCOM, FAP, Regulação de Tensão, Conversor multifuncional, Detecção de tensão.

ABSTRACT

DA CUNHA, Jean C. **Design and implementation of a multifunctional current-controlled DSTATCOM with harmonic mitigation by voltage detection.** Master's Thesis in Electrical Engineering – Santa Catarina State University. Joinville, 2015.

This work presents a control scheme for Static Compensators applied in Distribution Systems (DSTATCOM), that are used for regulation of voltage magnitude at Point of Common Coupling (PCC) and it also has the function of eliminating harmonics of voltage through PCC-voltage-detection method. Voltage-magnitude regulation is accomplished through quadrature-current injection at PCC and harmonic mitigation is released reading the voltage at PCC and producing harmonic currents capable of voltage-distortion compensation at PCC. Using this method there is not necessity of source or load-current measurement. The voltage regulator was implemented using a four-wire three-phase shunt-connected VSI. Consumption of active power is needed to compensate converter's losses and regulate dc-link voltage. Simulation and experimental results of the complete system are presented to demonstrate the effectiveness of the solution.

Keywords: DSTATCOM, STATCOM, PAF, Voltage Regulation, Multifunctional converter, Voltage detection.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Estrutura Geral do Sistema, ilustrando um possível Ponto de Acoplamento de Carga (PAC) onde o Dispositivo Móvel Regulador da Qualidade de Tensão (DMRQT) é conectado.	44
FIGURA 2	– Conversor meia-ponte trifásico com filtro LC.	48
FIGURA 3	– Circuito meia-ponte.	52
FIGURA 4	– Regiões de operação do conversor meia-ponte.	52
FIGURA 5	– Etapas de operação do conversor meia-ponte.	53
FIGURA 6	– Principais formas de onda para um braço do conversor.	54
FIGURA 7	– Valor médio da corrente do interruptor em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a	57
FIGURA 8	– Valor eficaz da corrente do interruptor em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a	57
FIGURA 9	– Valor médio da corrente do diodo em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a	58
FIGURA 10	– Valor eficaz da corrente do diodo em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a	58
FIGURA 11	– Módulo de interruptores utilizado	59
FIGURA 12	– Curvas da correntes diretas pelas tensões diretas. (a) na chave. (b) no diodo.	60
FIGURA 13	– Energia a cada comutação do par chave-diodo.	61
FIGURA 14	– Núcleo toroidal.	65
FIGURA 15	– Fase A do circuito trifásico simulado para validar o projeto de hardware.	68
FIGURA 16	– Interface da ferramenta utilizada para simular o modelo da chave.	69
FIGURA 17	– Diagrama geral das malhas de controle.	77
FIGURA 18	– Circuito modelagem planta de corrente	81
FIGURA 19	– Circuito modelagem planta de tensão no PAC	83
FIGURA 20	– Modelo Modulador PWM	85
FIGURA 21	– Valores de pico da máxima corrente que o conversor é capaz de sintetizar por harmônica, de acordo com (3.19) e considerando como máxima impedância de rede Z_{rd_H}	88

FIGURA 22	– Malha de corrente.	90
FIGURA 23	– Diagramas de bode da FTMA de corrente com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_i . Para Z_{rd_H} (a) Módulo. (b) Fase.	92
FIGURA 24	– Diagramas de bode da FTMA de corrente com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_i . Para Z_{rd_L} . (a) Módulo. (b) Fase.	93
FIGURA 25	– Malha de harmônicas de tensão.	94
FIGURA 26	– Diagramas de bode das Função de Transferência de Malha Aberta (FTMA) de harmônicas com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{Vh} . Para Z_{rd_H}	97
FIGURA 27	– Diagramas de bode das FTMA de harmônicas com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{Vh} . Para Z_{rd_L}	98
FIGURA 28	– Malha de valor eficaz de tensão do PAC.	99
FIGURA 29	– Diagramas de bode das FTMA do valor eficaz de tensão com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{rms} . Para Z_{rd_H}	100
FIGURA 30	– Diagramas de bode das FTMA do valor eficaz de tensão com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{rms} . Para Z_{rd_L}	101
FIGURA 31	– Malha de tensão total do barramento CC.	102
FIGURA 32	– Diagramas de bode das FTMA da tensão total com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{total}	103
FIGURA 33	– Malha de tensão diferencial do barramento CC.	104
FIGURA 34	– Diagramas de bode das FTMA da tensão diferencial com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{dif}	105
FIGURA 35	– Malha de redução do valor eficaz de corrente nos indutores do conversor.	107
FIGURA 36	– Corrente reativa fundamental no indutor em função da tensão no PAC para uma impedância de rede e uma carga Resistor Indutor (RL) desequilibrada.	108
FIGURA 37	– Malha de compensação de harmônicas com saturação e técnica <i>anti-windup</i> de atualização condicional, para a fase A.	109

FIGURA 38	– Esquema unifilar dos circuitos utilizados nas simulações numéricas do DMRQT. (a) Quando utilizado Z_{rd} artificial. (b) Quando utilizado Z_{rd} real.	112
FIGURA 39	– Tensão no PAC (100 V/div) com carga leve, sem (NC) e com (C) DMRQT.	113
FIGURA 40	– Correntes na rede, na carga e no conversor (10 A/div) para a fase A com leve.	114
FIGURA 41	– Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga leve	115
FIGURA 42	– Tensões da fase A do PAC (100 V/div) com carga pesada, sem (NC) e com (C) DMRQT.	116
FIGURA 43	– Correntes na rede, na carga e no conversor (20 A/div) para a fase A com pesada.	117
FIGURA 44	– Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga pesada.	117
FIGURA 45	– Tensões no PAC (100 V/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT	118
FIGURA 46	– Tensões no PAC (100 V/div) com carga desequilibrada e com DMRQT	119
FIGURA 47	– Correntes no conversor (40 A/div) com carga desequilibrada	119
FIGURA 48	– Tensões no PAC (100 V/div) com carga não linear e sem DMRQT.	120
FIGURA 49	– Correntes na rede (40 A/div) com carga não linear e sem DMRQT.	121
FIGURA 50	– Tensões no PAC (100 V/div) com carga não linear e com DMRQT.	122
FIGURA 51	– Correntes da fase A da rede, da carga e do convesor (40 A/div) para a fase A com carga não linear.	122
FIGURA 52	– Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga não linear.	123
FIGURA 53	– Componentes da corrente de referência do indutor da fase A ($i_{Lf_A}^*$) (20 A/div) com carga não linear.	124
FIGURA 54	– Conteúdo harmônico das tensões no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.	125

FIGURA 55	– Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear sem (NC) e com (C) DMRQT.	126
FIGURA 56	– Conteúdo harmônico da corrente na rede, na carga e no conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.	126
FIGURA 57	– Conteúdo harmônico da corrente do conversor e do indutor do conversor (% da fundamental de carga) comparadas com (IEEE..., 2014), com carga não linear.	127
FIGURA 58	– Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.	128
FIGURA 59	– Limite máximo de injeção de corrente harmônica para rede de alta impedância ($L_{rd} = 2mH, r_{rd} = 0,75\Omega$).	129
FIGURA 60	– Diagrama de bode da FTMA de corrente para rede de alta impedância ($L_{rd} = 2mH, r_{rd} = 0,75\Omega$).	130
FIGURA 61	– Tensões no PAC (100 V/div) com carga não linear, com DMRQT e com saturação de harmônicas.	130
FIGURA 62	– Correntes da fase A da rede, da carga e do conversor (40 A/div) para a fase A com carga não linear e com saturação de harmônicas. . .	131
FIGURA 63	– Conteúdo harmônico das tensões no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear, sem (NC), com (C) DMRQT e com saturador (SAT).	131
FIGURA 64	– Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div) durante o transitório de carga em (1,4 s) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.	132
FIGURA 65	– Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.	133

FIGURA 66	– Correntes do conversor (20 A/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100% com DMRQT	134
FIGURA 67	– Referências de corrente (20 A/div) do DMRQT durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100%	134
FIGURA 68	– Tensões do barramento CC (200 A/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100% com DMRQT	135
FIGURA 69	– Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 100% para 50% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.	136
FIGURA 70	– Correntes do conversor (20 A/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 100% para 50% com DMRQT	136
FIGURA 71	– Tensão no PAC (v_{PAC}) (100 V/div) com carga não linear e sem DMRQT.	137
FIGURA 72	– Correntes na rede (150 A/div) com carga não linear e sem DMRQT.	138
FIGURA 73	– Tensões no PAC (100 V/div) com carga não linear e com DMRQT.	139
FIGURA 74	– Correntes da fase A da rede, da carga e do conversor (150 A/div) para a fase A com carga não linear.	139
FIGURA 75	– Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga não linear.	140
FIGURA 76	– Conteúdo harmônico das tensões no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.	141
FIGURA 77	– Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear sem (NC) e com (C) DMRQT.	142
FIGURA 78	– Conteúdo harmônico da corrente na rede, na carga e no conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.	142

FIGURA 79	– Conteúdo harmônico da corrente do conversor e do indutor do conversor (% da fundamental de carga) comparadas com (IEEE..., 2014), com carga não linear.	143
FIGURA 80	– Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.	143
FIGURA 81	– Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga leve.	145
FIGURA 82	– Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga leve. Referência em 1 pu.	145
FIGURA 83	– Tensão barramento CC (200 V/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga leve.	146
FIGURA 84	– Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga pesada.	147
FIGURA 85	– Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga pesada. Referência em 1 pu.	147
FIGURA 86	– Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga não linear.	148
FIGURA 87	– Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga não linear. Referência em 1 pu.	149
FIGURA 88	– Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga desequilibrada.	150

FIGURA 89	– Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga desequilibrada. Referência em 1 pu.	150
FIGURA 90	– Tensões no PAC (100 V/div) com 3 ^a harmônica na fonte de tensão, sem DMRQT.	151
FIGURA 91	– Tensões no PAC (100 V/div) com 3 ^a harmônica fonte de tensão, com DMRQT, sem saturação de harmônicas de corrente.	152
FIGURA 92	– Correntes i_{Lf} (50 A/div) com 3 ^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, sem saturação de harmônicas de corrente.	152
FIGURA 93	– Tensões no PAC (100 V/div) com 3 ^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e técnica <i>anti-windup</i>	153
FIGURA 94	– Correntes i_{Lf} (50 A/div) com 3 ^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e técnica <i>anti-windup</i>	154
FIGURA 95	– Tensões no PAC (100 V/div) com 3 ^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e sem técnica <i>anti-windup</i>	155
FIGURA 96	– Correntes i_{Lf} (50 A/div) com 3 ^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e sem técnica <i>anti-windup</i>	155
FIGURA 97	– Diagrama da estrutura eletrônica implementada.	159
FIGURA 98	– Conjunto SPCIT 4500-60-15 com barramento CC, interruptores e <i>drivers</i>	160
FIGURA 99	– Esquema elétrico do módulo de potência SPCIT 4500-60-15.	162
FIGURA 100	– Esquema elétrico dos indutores de filtro da fase A.	163
FIGURA 101	– Esquemático do circuito de condicionamento de sinais implementado.	164
FIGURA 102	– Kit do TMS320F28335 utilizado.	165
FIGURA 103	– Fluxograma das operações executadas pelo <i>Digital Signal Processor</i> (DSP).	167
FIGURA 104	– Esquemático do conversor DA PWM.	168

FIGURA 105 – Esquemático parcial do módulo controle de corrente.	170
FIGURA 106 – Circuito dos controladores do barramento CC.	171
FIGURA 107 – Foto do protótipo implementado.	172
FIGURA 108 – Esquema unifilar dos circuitos utilizados nos ensaios experimentais do DMRQT. (a) Quando utilizado Z_{rd} artificial. (b) Quando utilizado Z_{rd} real.	174
FIGURA 109 – Comparativo entre os limites de harmônicas de tensão no PAC de (ANEEL, 2014) e de (IEEE..., 2014).	175
FIGURA 110 – Limites de harmônicas de corrente das recomendações (IEEE..., 2014).	176
FIGURA 111 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT	177
FIGURA 112 – Correntes na rede (i_{rd}) (20 A/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT	178
FIGURA 113 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT	178
FIGURA 114 – Correntes na rede (20 A/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT	179
FIGURA 115 – Correntes no DMRQT (20 A/div, 5 ms/div) com carga leve	179
FIGURA 116 – Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div, 5 ms/div) com carga leve	180
FIGURA 117 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT	182
FIGURA 118 – Correntes na rede (i_{rd}) (40 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT	182
FIGURA 119 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT	183
FIGURA 120 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT	183
FIGURA 121 – Correntes no DMRQT (40 A/div, 5 ms/div) com carga pesada	184
FIGURA 122 – Tensões do barramento CC no DMRQT (200 V/div, 5 ms/div) com carga pesada	184
FIGURA 123 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT	186
FIGURA 124 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT	186

FIGURA 125 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e com DMRQT	187
FIGURA 126 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e com DMRQT	188
FIGURA 127 – Correntes no conversor (40 A/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada	188
FIGURA 128 – Tensões de linha no PAC (200 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT	189
FIGURA 129 – Tensões de linha no PAC (200 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e com DMRQT	191
FIGURA 130 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT.	192
FIGURA 131 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT	192
FIGURA 132 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT	193
FIGURA 133 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT	193
FIGURA 134 – Correntes na rede, na carga e no conversor (40 A/div, 5 ms/div) para a fase A com carga não linear.	194
FIGURA 135 – Correntes na rede, na carga e no conversor (40 A/div, 5 ms/div) para a fase B com carga não linear.	195
FIGURA 136 – Correntes na rede, na carga e no conversor (40 A/div, 5 ms/div) para a fase C com carga não linear.	195
FIGURA 137 – Tensões do barramento CC (200 V/div, 5 ms/div) com carga não linear.	196
FIGURA 138 – Comparativo em as tensões da fase A do PAC (100 V/div, 2,5 ms/div) com carga não linear, com (C) e sem (S) DMRQT.	197
FIGURA 139 – Componentes da corrente de referência do indutor da fase A (i_{Lf}^*) (20 A/div, 5 ms/div) com carga não linear.	197
FIGURA 140 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e sem DMRQT	199
FIGURA 141 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e com DMRQT	199

FIGURA 142 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e sem DMRQT	200
FIGURA 143 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT	201
FIGURA 144 – Conteúdo harmônico da corrente do conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear	202
FIGURA 145 – Conteúdo harmônico da corrente do indutor do conversor (% da fundamental de carga) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear.	202
FIGURA 146 – Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT	203
FIGURA 147 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.	204
FIGURA 148 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.	204
FIGURA 149 – Correntes da rede (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT	205
FIGURA 150 – Correntes do conversor (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT	205
FIGURA 151 – Referências de corrente (40 A/div, 25 ms/div) do DMRQT durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100%	206
FIGURA 152 – Tensões do barramento CC (200 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT	207

FIGURA 153 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência em 311 V.	208
FIGURA 154 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência em 220 V.	208
FIGURA 155 – Corrente da rede (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT.	209
FIGURA 156 – Corrente do conversor (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50%.	210
FIGURA 157 – Referências de corrente (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT	210
FIGURA 158 – Tensões do barramento CC (200 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT	211
FIGURA 159 – Tensões no Barramento CC (200 V/div, 500 ms/div) durante sua conexão ao PAC	213
FIGURA 160 – Correntes do conversor (70 A/div, 500 ms/div) durante sua conexão ao PAC.	213
FIGURA 161 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT.	214
FIGURA 162 – Correntes da rede no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT.	215
FIGURA 163 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT.	216
FIGURA 164 – Correntes da rede no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT	216
FIGURA 165 – Correntes do conversor no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga leve.	217
FIGURA 166 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT.	218
FIGURA 167 – Correntes no ramo em teste da rede (50 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT.	219
FIGURA 168 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT	219

FIGURA 169 – Correntes da rede no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT .	220
FIGURA 170 – Correntes do conversor no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT	221
FIGURA 171 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT.	223
FIGURA 172 – Correntes da rede no ramo em teste (20 A/div, 20 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT	223
FIGURA 173 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT.	224
FIGURA 174 – Correntes no ramo em teste da rede (50 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT	224
FIGURA 175 – Correntes do conversor (50 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT	225
FIGURA 176 – Comparativo em as tensões da fase A do PAC (100 V/div, 2,5 ms/div) com carga não linear, com (C) e sem (S) DMRQT.	226
FIGURA 177 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e sem DMRQT.	226
FIGURA 178 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e com DMRQT	227
FIGURA 179 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e sem DMRQT	228
FIGURA 180 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT	228
FIGURA 181 – Conteúdo harmônico da corrente do conversor (% da fundamental de carga) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear	229
FIGURA 182 – Conteúdo harmônico da corrente no indutor L_f (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.	229
FIGURA 183 – Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT	230

FIGURA 184 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.	231
FIGURA 185 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.	231
FIGURA 186 – Corrente da rede (50 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT.	232
FIGURA 187 – Tensões no Barramento CC (200 V/div, 5 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100%.	232
FIGURA 188 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.	233
FIGURA 189 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.	233
FIGURA 190 – Corrente da rede (50 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT.	234
FIGURA 191 – Tensões no Barramento CC (200 V/div, 5 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50%.	234
FIGURA 192 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT em potência nominal	235
FIGURA 193 – Correntes da rede no ramo em teste (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT	236
FIGURA 194 – Tensões no PAC (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT em potência nominal	236
FIGURA 195 – Correntes da rede no ramo em teste (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT	237

FIGURA 196 – Correntes do conversor no ramo em teste (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT237	
FIGURA 197 – Tensões no Barramento CC (200 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT em potência nominal	238

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Limites de TA - PRODIST	42
TABELA 2	– Especificações de projeto do DSTATCOM . .	49
TABELA 3	– Requisitos para os semicondutores do conversor	59
TABELA 4	– Parâmetros de resistência e tensão dos inter- ruptores e diodos do módulo SKM200GB12T4	60
TABELA 5	– Parâmetros do capacitor B43875	63
TABELA 6	– Parâmetros para o projeto do indutor de filtro de saída	64
TABELA 7	– Parâmetros do núcleo MMTS26T7716 do fa- bricante Magmattec	64
TABELA 8	– Parâmetros de construção do indutor	65
TABELA 9	– Parâmetros do capacitor de filtro	67
TABELA 10	– Comparativo entre os valores calculados e va- lores obtidos por simulação numérica à Tem- peratura ambiente (T_{amb}) = 50 °C.	70
TABELA 11	– Especificações da rede de distribuição	87
TABELA 12	– Parâmetros utilizados no projeto dos controla- dores.	89
TABELA 13	– Parâmetros da rede com a utilização do DMRQT - Carga leve	114
TABELA 14	– Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga pesada	116
TABELA 15	– Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga desequilibrada	120
TABELA 16	– Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear	123
TABELA 17	– Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear	138
TABELA 18	– Descrição dos componentes do módulo de po- tência SPCIT 4500-60-15.	161
TABELA 19	– Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga leve	181
TABELA 20	– Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga pesada	185

TABELA 21 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga desequilibrada	190
TABELA 22 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear	198
TABELA 23 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga linear leve	217
TABELA 24 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga linear pesada	220
TABELA 25 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear	222
TABELA 26 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Potência Nominal	238

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Analógico Digital
A.F.	Alta Frequência
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
Bar. CC	Barramento CC
BT	Baixa Tensão
CAD	Conversores Analógicos Digitais
CC	Corrente Contínua
CDA	Conversores Digitais Analógicos
CI	Circuito Integrado
DA	Digital Analógica
DA	Digitais Analógicos
DMRQT	Dispositivo Móvel Regulador da Qualidade de Tensão
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DSTATCOM	<i>Distribution Static Synchronouns Compensator</i>
DTC	Distorção Total de Corrente
DTT	Distorção Total de Tensão
FAP	Filtro Ativo Paralelo
FAR	Filtros Anti-recobrimento
FAS	Filtro Ativo Série
FD	Fator de Desequilíbrio
FP	Fator de Potência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
ICC	Corrente de Curto-Circuito
MAC	<i>Multiply-Accumulate</i>
mPPT	<i>Minimum Power Point Tracking</i>
PAC	Ponto de Acoplamento de Carga
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RL	Resistor Indutor
SGD	Sistemas de Geração Distribuída
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>
SVR	<i>Synchronous Voltage Regulator</i>
TA	Tensão de Atendimento
TL	Tensão de Leitura
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina

UPQC

Unified Power Quality Conditioner

LISTA DE SÍMBOLOS

A_p	Produto de áreas do núcleo magnético
B_{max}	Fluxo magnético máximo
C_f	Capacitor do filtro de alta frequência
C_{total}	Capacitância do barramento CC
C_{Vh}	Controlador de harmônicas
C_{tr_i}	Controlador de corrente
C_{rms}	Controlador do valor eficaz de tensão
C_{dif}	Controlador da tensão diferencial
C_{total}	Controlador da tensão total
d	Razão cíclica dos interruptores
Δi_{Lf}	Ondulação da corrente no indutor
ΔV_{total}	Ondulação de tensão do barramento CC
DRC	Índice de duração relativa da transgressão para tensão crítica
DRC_M	DRC máximo (0,5 %)
DRP	Índice de duração relativa da transgressão para tensão precária
DRP_M	DRP máximo (3 %)
E_{off}	Energia gasta em cada bloqueio dos interruptores
E_{on}	Energia gasta em cada entrada em condução dos interruptores
E_{rr}	Energia gasta em cada recuperação reversa dos diodos
$EUSD$	Valor do encargo de uso do sistema de distribuição referente ao mês de início da realização da medição pelo período mínimo de 168 horas
f_{rd}	Frequência da Rede
f_{res}	Frequência de Ressonância do Par $L_f C_f$
f_s	Frequência de Comutação
$FTMA_h(s)$	FTMA de Harmônicas
$FTMA_i(s)$	FTMA de Corrente
$FTMA_{rms}(s)$	FTMA do valor eficaz de tensão
$FTMA_{vd}(s)$	FTMA da tensão diferencial
$FTMA_{vt}(s)$	FTMA da tensão total
G_i	Planta de corrente
G_v	Planta de tensão no PAC
G_{vd}	Planta de tensão diferencial no barramento CC
G_{vt}	Planta de tensão total do Barramento CC
i_a	Corrente média de Corrente no indutor do filtro de alta

	frequência (i_{Lf})
i_{CB_eq}	Corrente Média Equivalente do Barramento CC
I_{cc}	Corrente contínua na entrada do conversor
i_{cc}^*	Referência de corrente contínua
i_{Cf_ef}	Valor Eficaz de Corrente em C_f
I_p	Valor de pico da corrente no indutor
$\overline{I_{Dn,eficaz}}$	Valor eficaz da corrente do diodo
I_{D_rms}	Corrente eficaz no diodo
$\overline{I_{Dn,medio}}$	Valor médio da corrente do diodo
I_{D_med}	Corrente média no diodo
i_0^*	Referência de corrente direta
i_h^*	Referência de corrente harmônica
i_L	Corrente de carga
i_{Lf}	Corrente no indutor do filtro de alta frequência
I_{ef}	Corrente eficaz de L_f
i_{Lf_fs}	Corrente do Filtro na Frequência de Comutação
i_{Lf_pk}	valor de pico da corrente fundamental direta do indutor
I_{pk}	Corrente de pico de L_f
i_{Lf}^*	Corrente de referência
i_{90}^*	Referência de corrente em quadratura
i_{rd}	Corrente da Rede
I_c	Corrente de Coletor do Interruptor
$\overline{I_{Sn,eficaz}}$	Valor eficaz da corrente do interruptor
I_{s_rms}	Corrente eficaz no interruptor
$\overline{I_{Sn,medio}}$	Valor médio da corrente do interruptor
I_{s_med}	Corrente média no interruptor
J_{max}	Densidade de corrente máxima
k_w	Fator de preenchimento da janela do núcleo
L_f	Indutor do filtro de alta frequência
L_{rd}	Indutância série da rede
m_a	Índice de modulação
N_s	Número de comutações
p_{conv}	potência ativa média do conversor
ϕ	Ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão
P_o	Potência de saída trifásica
P_T	Perda Total
Q	Fator de Qualidade dos Filtros Ressonantes
r_{rd}	Resistência série da rede
r_T	Resistência do semiconductor
R_{thda}	Máxima Resistência Térmica entre o Dissipador e o Meio Externo

R_{theq}	Resistência Térmica Equivalente entre as Junções dos Semicondutores e o Dissipador
C_S	sinais de comando dos interruptores
t	tempo decorrido
T_{amb}	Temperatura ambiente
T_a	Temperatura Externa de Operação do Conversor
T_j	Temperatura Máxima que a Junção Opera
T_S	Período de comutação
v_{AD}	Tensão no conversor AD do DSP
$Valor$	Valor a ser ressarcido em reais
V_{b-}	Tensão no capacitor do barramento CC com tensão negativa
V_{b-}	Tensão no capacitor do barramento CC com tensão negativa
V_{b+}	Tensão no capacitor do barramento CC com tensão positiva
V_{b+}	Tensão no capacitor do barramento CC com tensão positiva
v_{conv}	Tensão de saída de cada braço
V_{dif}	Valor da tensão Diferencial do Barramento CC
v_{PAC}	Tensão no PAC
v_{PAC_h}	Harmônicas de Tensão no PAC
V_{PAC_pk}	Valor de Pico da Tensão no PAC
v_{tri}	portadora
v_{rd}	Tensão da Rede
v_{rd_h}	Harmônicas de Tensão da Rede
V_{rd_pk}	Valor de pico da tensão da rede
v_{ref}	referência de tensão
V_{total}	Valor da Tensão Total do Barramento CC
V_{To}	Tensão do semiconductor
W_{off}	Energia consumida pelo bloqueio dos interruptores durante um ciclo de rede
W_{on}	Energia consumida pela entrada em condução dos interruptores durante um ciclo de rede
w_{rd}	Frequência angular da rede
W_{rr}	Energia consumida pela recuperação reversa dos diodos durante um ciclo de rede
Z_{rd}	Impedância série da rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	41
1.1	REGULAMENTAÇÃO NO BRASIL	41
1.2	PROBLEMA E SOLUÇÃO PROPOSTA	43
1.3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	45
1.3.1	Dispositivos	45
1.3.2	Topologia do Circuito de Potência	47
1.4	OBJETIVOS DO TRABALHO	47
1.5	CONTRIBUIÇÕES	49
1.6	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	50
2	ESTRUTURA DE POTÊNCIA	51
2.1	ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR	51
2.2	DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONdutoRES	55
2.3	DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO CC	62
2.4	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE FILTRO	63
2.5	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRO	66
2.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	67
2.7	CONCLUSÕES	70
3	CONTROLE DO DMRQT	73
3.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	76
3.1.1	Malha de Corrente	78
3.1.2	Malhas do Barramento CC	78
3.1.3	Malha de Valor Eficaz de Tensão	79
3.1.4	Malha de Harmônicas	79
3.2	MODELAGEM	81
3.2.1	Planta de corrente	81
3.2.2	Planta de tensão no PAC	82
3.2.3	Planta de tensão total no barramento CC	82
3.2.4	Planta de tensão diferencial do barramento CC	84
3.2.5	Modulador PWM	84
3.2.6	Plantas da Conversão Analógico Digital (AD)	85
3.2.7	Plantas da Conversão Digital Analógica (DA)	86
3.3	CONDIÇÕES DE CONTORNO	86
3.4	PROJETO DOS CONTROLADORES	88
3.4.1	Controle de Corrente	90
3.4.2	Controle de Harmônicas de Tensão	94
3.4.3	Controlador de valor eficaz de tensão	99

3.4.4	Controlador de tensão total do barramento CC	102
3.4.5	Controlador de tensão diferencial do barramento CC	104
3.5	INTERAÇÃO ENTRE MALHAS DE CONTROLE	105
3.6	MALHA DE REDUÇÃO DO VALOR EFICAZ DE CORRENTE	106
3.7	SATURAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS	108
3.8	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	109
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	111
4.1	CARGA LINEAR EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL	113
4.2	CARGA LINEAR DESEQUILIBRADA EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL	118
4.3	CARGA NÃO LINEAR EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL	118
4.3.1	Operação Sem Saturação de Harmônicas	121
4.3.2	Operação Com Saturação de Harmônicas	127
4.4	DINÂMICA DE CARGA EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL	132
4.5	CARGA NÃO LINEAR EM REDE DE BAIXA IMPEDÂNCIA	137
4.6	MALHA DE REDUÇÃO DE CORRENTE EFICAZ	144
4.6.1	Carga Leve	144
4.6.2	Carga Pesada	146
4.6.3	Carga Não Linear	148
4.6.4	Carga Desequilibrada	149
4.7	SATURAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS	151
4.7.1	Resultados do Circuito Sem Saturação	151
4.7.2	Resultados do Circuito Com Saturação e Com Técnica <i>Anti-Windup</i>	153
4.7.3	Resultados do Circuito Apenas Com Saturação	153
4.8	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	156
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	159
5.1	SISTEMA IMPLEMENTADO	159
5.1.1	Estrutura de Potência	160
5.1.1.1	Módulo de Potência	160
5.1.1.2	Indutores de Filtro	163
5.1.2	Sensores	163
5.1.3	Condicionamento de Sinais	164

5.1.4	Controlador Digital de Sinais	164
5.1.5	Conversor Digital-Analógico	168
5.1.6	Controle de Corrente, do Barramento CC e Modulador	168
5.1.7	Circuito Geral	171
5.1.8	Circuito de Cargas	173
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	175
5.2.1	Resultados com carga linear leve em rede artificial	177
5.2.2	Resultados com carga linear pesada em rede artificial	181
5.2.3	Resultados com carga linear desequilibrada em rede artificial	185
5.2.4	Resultados com carga não linear em rede artificial	191
5.2.5	Resultados com dinâmica de carga em rede artificial	203
5.2.6	Resultados de pré-carga em rede real	211
5.2.7	Resultados com carga linear leve em rede real . .	212
5.2.8	Resultados com carga linear pesada em rede real	218
5.2.9	Resultados com carga não linear em rede real . .	221
5.2.10	Resultados com dinâmica de carga em rede real .	230
5.2.11	Resultados com potência nominal em rede real . .	235
5.3	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	239
6	CONCLUSÕES GERAIS	241
	REFERÊNCIAS	243
	APÊNDICES	251
A	DIAGRAMA DAS MALHAS DE CONTROLE .	251
B	FOTOS DO PROTÓTIPO	253

1 INTRODUÇÃO

Com o desenvolvimento da tecnologia em todos os setores no mundo há um significativo crescimento e diversificação dos equipamentos conectados a rede elétrica. Tais equipamentos drenam as mais variadas formas de correntes da rede elétrica, na qual estão conectadas uma combinação de cargas lineares, não lineares, assim como há diversos transitórios de corrente com as conexões e desconexões de tais equipamentos. Tais correntes, ao serem drenadas da rede, eventualmente podem causar diferentes distúrbios na mesma, tais eventos são caracterizados, por exemplo, nas recomendações (IEEE..., 2014). Uma vez que há diversos equipamentos conectados a uma rede de energia que é eletricamente comum a todos os usuários, os efeitos provocados por uma carga também podem afetar a qualidade de energia de toda uma região de cargas e usuários da rede.

1.1 REGULAMENTAÇÃO NO BRASIL

No Brasil a qualidade da tensão fornecida aos consumidores é regulamentada pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Com o termo qualidade de energia cada vez mais presente na problemática da distribuição de energia elétrica, a agência formulou um conjunto de documentos chamados Procedimentos de Distribuição (PRODIST) (ANEEL, 2014), através da resolução normativa nº 345/2008. Dos quais um dos principais objetivos é “disciplinar os procedimentos técnicos para as atividades relacionadas ao planejamento da expansão, à operação dos sistemas de distribuição, à medição e à qualidade da energia elétrica.” (ANEEL, 2014). Os mesmos definem a terminologia, caracterizam os fenômenos, parâmetros e valores de referência relativos à conformidade de tensão em regime permanente e às perturbações na forma de onda de tensão, estabelecendo mecanismos que possibilitem à ANEEL fixar padrões para os indicadores de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) (ANEEL, 2014). Especificamente o módulo 8 do PRODIST trata da qualidade do produto “energia elétrica”, fornecido pelas distribuidoras de energia.

Dessa forma, é necessário que o nível de tensão da rede seja adequado, bem como o conteúdo harmônico seja mantido em níveis aceitáveis. Atualmente, a ANEEL obriga o ressarcimento, por parte da concessionária, aos consumidores que possuam uma amplitude de tensão inadequada no Ponto de Acoplamento de Carga (PAC). Apesar de ainda não implementada, é natural que uma política semelhante seja

aplicada futuramente em relação ao conteúdo harmônico da Tensão no PAC (v_{PAC}).

Segundo (ANEEL, 2014) os aspectos considerados da qualidade de energia em regime permanente são:

- Tensão em regime permanente;
- Fator de potência.
- Harmônicos.
- Desequilíbrio de tensão.
- Flutuação de tensão.

Atualmente, embora haja uma classificação e quantização dos fenômenos supracitados, a compensação financeira para com os consumidores ocorre somente no item “tensão de regime permanente”. A mesma é classificada em três níveis de Tensão de Atendimento (TA):

- Adequado
- Precário
- Crítico

A maior compensação financeira está no atendimento crítico e não há compensação para uma tensão adequada. No caso de sistemas de baixa tensão (380 V) os limites descritos na normativa da (ANEEL, 2014) seguem na Tabela 1.

Tabela 1 – Valores limiares para pontos de conexão em tensão nominal igual ou inferior a 1 kV (380/220) - Valores eficazes de tensões de fase.

TA	Faixa de Variação da Tensão de Leitura (TL) (Volts)
Adequada	$202 \leq TL \leq 231$
Precária	$191 \leq TL < 202$ ou $231 < TL \leq 233$
Crítica	$TL < 191$ ou $TL > 233$

FONTE: (ANEEL, 2014)

Conforme descrito em (ANEEL, 2014) os consumidores que são atendidos com nível precário crítico possuem o direito de serem ressar-

cidos, o cálculo deste valor é apresentado em (1.1). O Valor a ser ressarcido em reais (*Valor*) depende do Índice de duração relativa da transgressão para tensão precária (*DRP*), *DRP* máximo (3 %) (*DRP_M*), Índice de duração relativa da transgressão para tensão crítica (*DRC*), *DRC* máximo (0,5 %) (*DRC_M*), Valor do encargo de uso do sistema de distribuição referente ao mês de início da realização da medição pelo período mínimo de 168 horas (*EUSD*).

$$Valor = \left[\frac{1}{100} (DRP - DRP_M) k_1 + \frac{1}{100} (DRC - DRC_M) k_2 \right] EUSD \quad (1.1)$$

Onde:

$k_1 = 0$, se $DRP \leq DRP_M$;

$k_1 = 3$, se $DRP > DRP_M$;

$k_2 = 0$, se $DRC \leq DRC_M$;

$k_2 = 7$, para unidades consumidoras atendidas em Baixa Tensão, se $DRC > DRC_M$;

Conforme mostrado acima, o limite máximo para transgressões de tensão relativas ao tempo de atendimento são 3% com a tensão precária e 0,5% com a tensão crítica.

Todos os dados previamente apresentados são relativos às tensões em regime permanente. Porém, para ser considerada uma tensão de regime permanente e estar apta a ser classificada como adequada, precária ou crítica, o nível de tensão alternada deverá se manter estável por um período superior a 3 segundos, uma vez que elevações e afundamentos com duração inferior a 3 segundos são desconsiderados no cálculo da tensão em regime, (ANEEL, 2014). Além disso, o cálculo da tensão de regime permanente é efetuado em intervalos de 10 minutos.

1.2 PROBLEMA E SOLUÇÃO PROPOSTA

Para adequar a qualidade de tensão soluções como melhoria de infraestrutura, inserção de elementos passivos na rede e adequação de TAP em transformadores são naturais, porém, requerem um extenso planejamento por parte da concessionária, que poderá demorar mais que o prazo permitido pela ANEEL, incrementando as despesas da distribuidora por conta dos ressarcimentos.

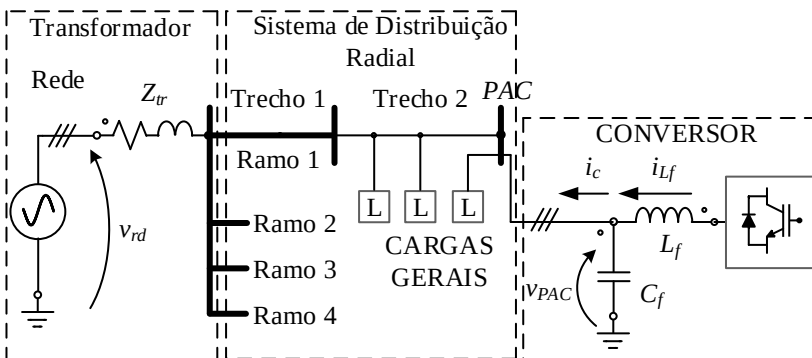
Este trabalho propõe uma solução temporária, de uso da distribuidora de energia. A proposta resolve o problema de qualidade de tensão no PAC enquanto uma solução definitiva é preparada, evitando reembolso por parte da distribuidora e rapidamente resolvendo o problema do consumidor.

O dispositivo deve atuar em todos aspectos da qualidade de energia recém citados. Assim que instalado em qualquer ponto da rede de distribuição, o equipamento deve regular v_{PAC} imediatamente, levando o nível de tensão de regime permanente para a faixa adequada de TA, apresentada na Tabela 1. Desta forma, respeitando os prazos de adequação de v_{PAC} estabelecidos pela ANEEL. Para isso o equipamento deve possuir dinâmica suficientemente veloz para regular v_{PAC} em um tempo inferior à 3 segundos, pelos motivos supracitados. Como funções secundárias, o dispositivo deve atuar na melhoria da qualidade de harmônicas no PAC e atuar nos demais itens da qualidade da tensão: desequilíbrio e flutuação. A melhoria do fator de potência não é o objetivo deste trabalho, uma vez que o equipamento pode ser instalado em qualquer ponto de uma rede de distribuição.

Neste estudo, a solução temporária foi chamada de Dispositivo Móvel Regulador da Qualidade de Tensão (DMRQT), sendo que após a solução permanente ser implantada o dispositivo de uso temporário pode ser movido para outro PAC problemático.

A estrutura geral do sistema é ilustrada na Figura 1, que contém uma rede de distribuição e um possível PAC no qual o DMRQT é conectado.

Figura 1 – Estrutura Geral do Sistema, ilustrando um possível PAC onde o DMRQT é conectado.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A implementação de uma solução viável exige escolhas adequadas, quanto ao tipo de dispositivo, de topologia de *hardware* e de sistema de controle a ser empregado. Dentre estas definições para a solução do problema de qualidade de tensão, o trabalho concentra-se na definição da estratégia de controle a ser implementada.

1.3.1 Dispositivos

Há soluções ativas empregadas nas redes de transmissão e distribuição que são capazes de aumentar a capacidade de transmissão de potência do sistema, melhorar a qualidade da tensão e a estabilidade do sistema (AKAGI, 1996; ROCABERT et al., 2012). Devido a sua flexibilidade, elas podem adquirir multifuncionalidades (ROCABERT et al., 2012; CHANDRA et al., 2000; JIN; LI; SMEDLEY, 2004; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008a; TUMMURU; MISHRA; SRINIVAS, 2014) como em Sistemas de Geração Distribuída (SGD). As seguintes técnicas de compensação de tensão podem ser citadas:

- Bancos de capacitores comutáveis.
- *Synchrhonous Voltage Regulator* (SVR) - (Regulador de Tensão Síncrono).
- *Static Synchrhonous Compensator* (STATCOM) - (Compensador Estático Síncrono).
- *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC) - (Condicionador Unificado de Qualidade de Energia).

Para manter a TA adequada nesta aplicação, na seleção dentre os dispositivos existentes foi considerado as seguintes figuras de mérito:

- Regulação de tensão em regime permanente.
- Qualidade da tensão em regime permanente com a quantização da Distorção Total de Tensão (DTT) (ANEEL, 2014).
- Tempo de resposta do sistema.
- *Hardware*, através de análises breves de peso/volume, facilidade de implementação, confiabilidade e custo.

A utilização de bancos de capacitores comutáveis envolve grande volume em equipamentos. Dispositivos como o SVR produzem respostas com harmônicas, contribuindo para a injeção de harmônicas de corrente no sistema. Soluções como UPQC produzem boa qualidade de energia para a carga, porém a abertura de um linha para inserção do Filtro Ativo Série (FAS) torna sua instalação inviável para essa aplicação.

Para viabilizar a implementação do DMRQT este trabalho sugere uma solução com processamento apenas de energia reativa, pois apresenta peso e volume reduzidos ao dispensar fontes externas de energia. É necessário que a conexão do equipamento seja em paralelo com o sistema de distribuição pois a abertura de uma linha torna a instalação do dispositivo mais complexa, demorada e menos confiável. Todas as características recém mencionadas são encontradas em STATCOM (AGGARWAL et al., 2010; SINGH et al., 2006), *Distribution Static Synchronouns Compensator* (DSTATCOM) (MOON, 1999; AGGARWAL et al., 2010; SINGH et al., 2006), Filtro Ativo Paralelo (FAP) com compensação de reativos (TAN; MORRISON; HOLMES, 2003; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; MIRET et al., 2009; MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004; YEPES et al., 2009; COSTA-CASTELLÓ; GRINO; FOSSAS, 2004; FEI; LI; ZHANG, 2012; WEISS et al., 2004; LEE; HU, 2011; NEDELJKOVIC et al., 2008; GRINO et al., 2007; AKAGI, 1997; JINTAKOSONWIT; FUJITA; AKAGI, 2002; FREJEDO et al., 2009; AKAGI; FUJITA; WADA, 1998; HUAN; DU, 2007; SALO; TUUSA, 2003; SATO; CHIGIRA; KATAOKA, 1997; AKAGI, 2005; AREDES; MONTEIRO, 2002; SATO et al., 2000) e conversores multifuncionais (CHANDRA et al., 2000; ETEMADI; IRAVANI, 2013; FUJITA; AKAGI, 2007; GEHRKE; LIMA; OLIVEIRA, 2014; HE et al., 2014; HORNIK; ZHONG, 2010; KUMAR; MISHRA, 2014; LIU et al., 2012; MASTROMAURO; LISERRE; DELL'AQUILA, 2012; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008a, 2008b; MOHAMED, 2011; ROCABERT et al., 2012; TUMMURU; MISHRA; SRINIVAS, 2014; ZHONG, 2012; ARYA et al., 2012), que incluem SGD. Muitas vezes a diferença entre estes conversores está somente na principal função que exercem (TAN; MORRISON; HOLMES, 2003), pois com apenas sutis modificações nos esquemas de controle fazem com que os dispositivos possam modificar ou melhorar suas funções. O DMRQT prioriza a regulação da magnitude da tensão v_{PAC} em uma rede de distribuição. Assim é classificado como DSTATCOM com a multifuncionalidade de mitigação de harmônicas de tensão.

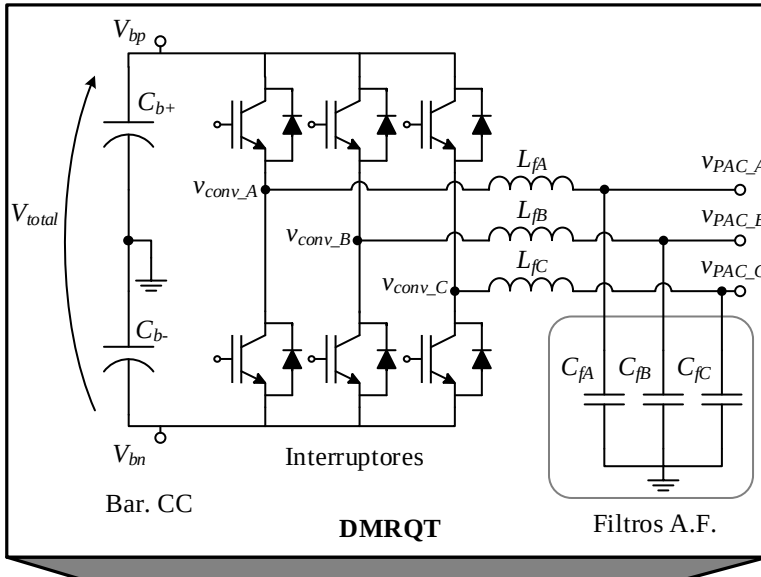
1.3.2 Topologia do Circuito de Potência

Segundo (LATRAN; TEKE; YOLDAS, 2015; SINGH et al., 2014), as topologias dos circuitos de potência de um DSTATCOM podem ser classificadas quando ao tipo de fonte (corrente ou tensão), ao número de fases (uma ou mais), ao número de níveis (dois ou mais), o isolamento (com ou sem transformador), etc. Neste trabalho foi escolhido um conversor trifásico, meia-ponte, com banco de capacitores divididos e conectados ao ponto neutro do sistema. A topologia é apresentada na Figura 2 e possui as especificações apresentadas na Tabela 2. É visto que a Valor da Tensão Total do Barramento CC (V_{total}) é 2,6 vezes superior ao Valor de pico da tensão da rede (V_{rd_pk}), o que é uma desvantagem da estrutura de potência pois há topologias que possuem melhor aproveitamento do barramento CC (LATRAN; TEKE; YOLDAS, 2015; SINGH et al., 2014), porém essas normalmente utilizam maior número de interruptores ou de elementos magnéticos e, ademais, a topologia meia-ponte com 800 V de barramento CC está bastante difundida comercialmente, fato que se sobressaiu na escolha dos parâmetros e da topologia do conversor. A escolha de parâmetros da Tabela 2 também estabelece a Frequência de Comutação (f_s) em 20 kHz, o que não é usual para uma topologia com tamanho V_{total} e potência de 30 kV A, pois interruptores comerciais que processam tais níveis de tensão e corrente possuem, normalmente, comutação lenta, de forma que dissipam grande energia a cada comutação, reduzindo a eficiência do equipamento. Este trabalho não vislumbra discussões sobre o rendimento do equipamento e sim, sobre a técnica de controle a ser utilizada na regulação de v_{PAC} . Dessa forma, tal frequência de comutação foi especificada para que não possua grande mediação na largura de banda das malhas de controle e assim, em parte, facilitando o projeto de controle. A redução da frequência de comutação foi proposta como sugestão de melhoria em trabalhos futuros.

1.4 OBJETIVOS DO TRABALHO

Com a estrutura de potência previamente definida, este trabalho possui como principal objetivo a definição e implementação de uma técnica de controle que viabilize a implementação do DMRQT em campo, por uma distribuidora de energia. O principal desafio do trabalho foi encontrar e implementar a técnica de controle mais adequada para realizar a compensação de harmônicas da v_{PAC} , que deve operar concomitantemente à compensação do valor eficaz da v_{PAC} . Toda a revisão bibliográfica da estratégia de controle utilizada está no capítulo

Figura 2 – Conversor meia-ponte trifásico com filtro LC.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

de controle. A estratégia escolhida está em harmonia com o trabalho de (DA CUNHA, 2012).

Para a implementação do DMRQT, as seguintes etapas são encontradas ao decorrer do trabalho:

- Especificação dos elementos do conversor de potência.
- Definição das necessidades de controle e condições de contorno desta aplicação.
- Revisão bibliográfica das técnicas de controle que condizem com a aplicação.
- Elaboração da estratégia de controle mais adequada para o DMRQT.
- Especificação dos controladores para que estejam em harmonia com a estratégia escolhida.
- Avaliação da técnica de controle através de simulações numéricas e ensaios experimentais.

Tabela 2 – Especificações de projeto do DSTATCOM

Valor eficaz da Tensão da Rede (v_{rd})	220 V
Potência de saída trifásica (P_o)	30 kVA
V_{total}	800 V
Frequência da Rede (f_{rd})	60 Hz
f_s	20 kHz
Ondulação de tensão do barramento CC (ΔV_{total})	5 %
Ondulação da corrente no indutor (Δi_{Lf})	30 %

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

1.5 CONTRIBUIÇÕES

Consideram-se como contribuições deste trabalho:

- A definição de uma solução de controle que atua na adequação da magnitude e mitigação de harmônicas de v_{PAC} através de detecção de tensão, ao mesmo tempo que suporta transitórios de tensão, desequilíbrios de tensões, variações paramétricas e permite a atuação do conversor em sua máxima capacidade (em saturação), sem que haja grande poluição harmônica de v_{PAC} por parte do dispositivo.
- Implementação da compensação de harmônicas de tensão através de detecção de tensão e filtros ressonantes em um DSTATCOM trifásico controlado em corrente.
- Definição simplificada dos limites de injeção de correntes harmônicas que a estrutura de potência do conversor permite.
- Definição de uma estratégia de compensação de harmônicas capaz de compensar as harmônicas da v_{PAC} ao máximo e, ao mesmo tempo, respeitar os limites de injeção de corrente previamente mencionados.
- Especificação uma técnica de limitação de correntes harmônicas do conversor que, aliada ao controlador de harmônicas, permite concomitantemente, a limitação de correntes harmônicas e baixa distorção nas referências harmônicas.

- Elaboração de uma alternativa, de simples implementação, para redução da corrente processada pelo conversor ao operar em regime permanente.

O trabalho gerou a publicação de (DA CUNHA et al., 2015).

1.6 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho foi dividido nos seguintes capítulos:

- Introdução
- Circuito de Potência
- Controle
- Resultados de Simulações Numéricas
- Resultados Experimentais
- Conclusões

No Capítulo 2 o circuito de potência do conversor trifásico é projetado e seus elementos de potência são especificados. O Capítulo 3 apresenta a estratégia de controle, os modelos utilizados, as condições exigidas pela aplicação, o projeto dos controladores, a malha de redução de corrente no conversor e a estratégia para a saturação individual de harmônicas. Na sequência, o Capítulo 4 apresenta a eficácia da técnica de controle, onde todo o circuito é simulado em condições próximas das reais. A boa desenvoltura do dispositivo é confirmada com os resultados experimentais apresentados no Capítulo 5. Conclusões são discutidas no Capítulo 6.

2 ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Este capítulo visa ao dimensionamento do conversor trifásico meia-ponte com banco de capacitores divididos e conectados ao ponto neutro do sistema, definido no Capítulo 1. A especificação do equipamento foi necessária para a implementação e avaliação da estratégia de controle elaborada neste trabalho. Mesmo utilizando uma topologia bem conhecida, o projeto do conversor deve ocorrer caso-a-caso, considerando as peculiaridades de cada aplicação.

Para o dimensionamento de um conversor é necessário conhecer as correntes e tensões aplicadas ao mesmo, possibilitando a escolha de componentes passivos e semicondutores que atendam as necessidades do dispositivo. Na operação como DSTATCOM o dispositivo é conectado em uma rede que alimenta qualquer tipo de carga, ver Figura 1, e deverá promover a circulação de potência reativa entre o conversor e a rede a fim de regular a amplitude da tensão no PAC. A estrutura a do conversor especificado pode ser dividida em Barramento CC (Bar. CC), interruptores e filtros de Alta Frequência (A.F.), como apresentado na Figura 2.

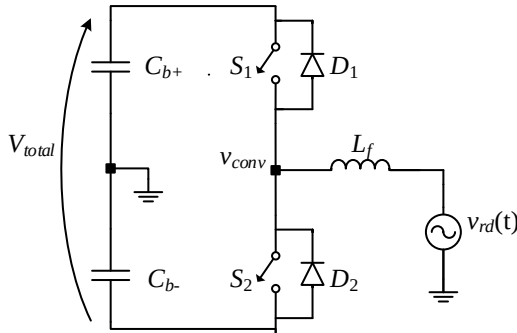
O capítulo possui as análises qualitativa e quantitativa do conversor, cálculo de esforços nos semicondutores e especificações de seus principais componentes. Resultados de simulação numérica foram comparados com valores teóricos para finalizar o dimensionamento do dispositivo.

2.1 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR

A análise qualitativa do conversor é utilizada para se obter um melhor entendimento do funcionamento da topologia de potência utilizada, para então avaliar os esforços de seus componentes.

Cada circuito meia-ponte do conversor trabalha com duas etapas de operação no intervalo de um ciclo de comutação: com o interruptor superior fechado e o inferior aberto e vice-versa, produzindo dois níveis na Tensão de saída de cada braço (v_{conv}). Na primeira etapa a tensão do barramento CC superior é conectada à saída dos interruptores e na segunda etapa a tensão do barramento CC inferior é conectada na saída dos interruptores. Dessa forma v_{conv} de um dos braços é independente dos estados dos demais braços, possibilitando a análise do circuito de potência como monofásico, como apresentado na Figura 3, assim possibilitando dimensionar o circuito de um braço e apenas replicar os resultados para os demais braços.

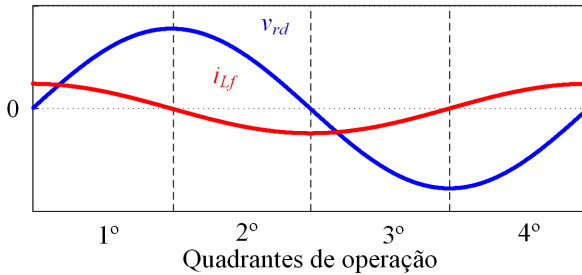
Figura 3 – Circuito meia-ponte.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Cada circuito meia-ponte trabalha em quatro regiões de operação, conforme apresentado na Figura 4, onde a corrente do conversor está adiantada em 90° de v_{rd} . Na primeira região, a tensão de rede e corrente no conversor são positivas, na segunda região a corrente passa a ser negativa. Na terceira região a tensão de rede e corrente no conversor são negativas e na quarta a corrente passa a ser positiva. Aqui a ondulação de alta frequência de corrente foi desconsiderada, simplificando a análise.

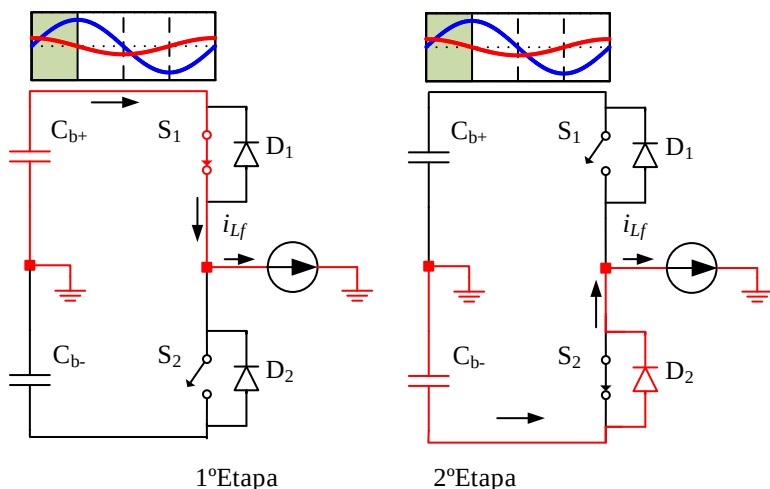
Figura 4 – Regiões de operação do conversor meia-ponte.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

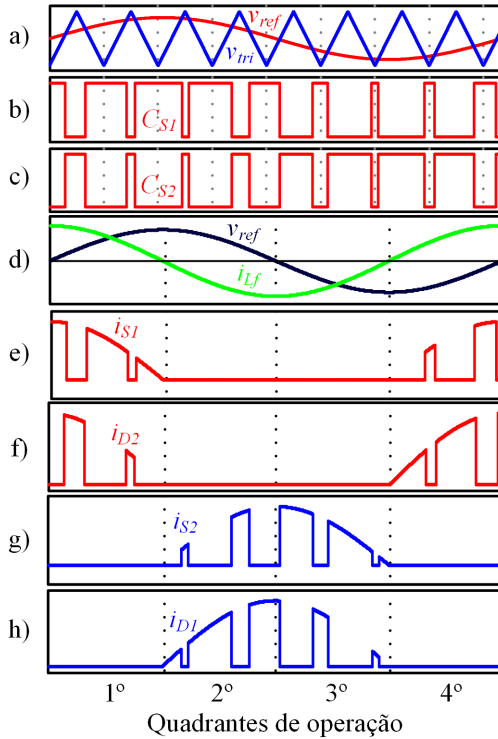
A Figura 5 apresenta as etapas de operação do circuito meia-ponte para a primeira região de operação. Estas etapas ocorrem na frequência de comutação. Na primeira etapa a chave superior é comandada a conduzir fornecendo caminho de corrente para saída. Na segunda etapa a chave inferior é comandada a conduzir, porém é o seu diodo anti-paralelo que fornece caminho de corrente para saída. As análises das etapas de operação para as demais regiões de operação são análogas à primeira. A Figura 6 apresenta as formas de onda da referência de tensão (v_{ref}), da portadora (v_{tri}), dos sinais de comando dos interruptores (C_S), da i_{Lf} e da corrente de cada semiconductor presente no circuito meia-ponte (i_S e i_D) para as quatro regiões de operação. Ao comparar v_{ref} com v_{tri} é gerando o sinal de comando C_S do interruptor superior e seu complementar, destinado ao interruptor inferior. Com o sinal de referência em fase com a v_{rd} , a corrente i_{Lf} possui fase em quadratura com v_{ref} . Para facilitar a análise, a corrente i_{Lf} é representada sem a ondulação proveniente da comutação. Com os sinais C_S e i_{Lf} definidos, foram estimadas as formas de ondas das correntes dos semicondutores. No primeiro e quarto quadrante a corrente i_{Lf} circula pelo interruptor superior e pelo diodo inferior. No segundo e terceiro quadrante a corrente circula pelo interruptor inferior e pelo diodo superior.

Figura 5 – Etapas de operação do conversor meia-ponte.



Fonte: (REINERT, 2012).

Figura 6 – Principais formas de onda para um braço do conversor: a) Portadora e referência do modulador. b) Sinal de comando do interruptor S1. c) Sinal de comando do interruptor S2. d) Tensão de referência e corrente idealizada no indutor de filtro Indutor do filtro de alta frequência (L_f). e) Corrente no interruptor superior S1. f) Corrente no diodo inferior D2. g) Corrente no interruptor inferior S2. h) Corrente no diodo superior D1.



Fonte: (REINERT, 2012).

2.2 DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

Apesar dos capacitores do barramento CC ainda não terem sido projetados, no dimensionamento dos semicondutores é considerado que as tensões do barramento CC permanecem constantes devido a sua baixa ondulação de tensão.

Para o cálculo das correntes nos semicondutores é necessário especificar a corrente que circula entre o conversor e a rede e definir a razão cíclica que determina a tensão modulada que o conversor gera para obter a corrente previamente especificada. As equações que descrevem a média quase instantânea da v_{rd} e da Corrente média de i_{Lf} (i_a) são apresentadas em (2.1) e (2.2) respectivamente. Dependentes da V_{rd_pk} , Frequência angular da rede (ω_{rd}), tempo decorrido (t), Valor de pico da corrente no indutor (I_p) e do Ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão (ϕ). O Índice de modulação (m_a) da estrutura é definido em (2.3) e este será menor que a unidade.

$$v_{rd}(t) = V_{rd_pk} \cdot \text{sen}(\omega_{rd} \cdot t) \quad (2.1)$$

$$i_a(\phi) = I_p \cdot \text{sen}(\omega_{rd} \cdot t + \phi) \quad (2.2)$$

$$m_a = \frac{V_{rd_pk}}{\left(\frac{V_{total}}{2}\right)} \quad (2.3)$$

A Razão cíclica dos interruptores (d) necessária para impor a tensão em (2.1) é dada por (2.4).

$$d(t) = \frac{1}{2} + \frac{m_a}{2} \cdot \text{sen}(\omega_{rd} \cdot t) \quad (2.4)$$

Para determinado Período de comutação (T_s), o ramo superior conduz a corrente de saída durante o intervalo $d(t) \cdot T_s$, onde no caso de corrente positiva o interruptor superior conduz e no caso de corrente negativa o diodo superior conduz. O caso análogo ocorre no ramo inferior, que conduz durante $[1 - d(t)] \cdot T_s$.

Para o dimensionamento dos interruptores e dos diodos é necessário o cálculo do Valor médio da corrente do interruptor ($\overline{I_{Sn,medio}}$), Valor eficaz da corrente do interruptor ($\overline{I_{Sn,eficaz}}$), Valor médio da corrente do diodo ($\overline{I_{Dn,medio}}$) e Valor eficaz da corrente do diodo ($\overline{I_{Dn,eficaz}}$), calculados em (2.5), (2.6), (2.7) e (2.8) (BATSCHAUER, 2011).

$$\begin{aligned}
\overline{I_{Sn,medio}} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\phi}^{\phi+\pi} i_a \cdot d(t) \cdot dt \\
&= \frac{P_o \cdot (\pi \cdot m_a \cdot \cos(\phi) + 4)}{12 \cdot \pi \cdot V_{rd_pk}}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

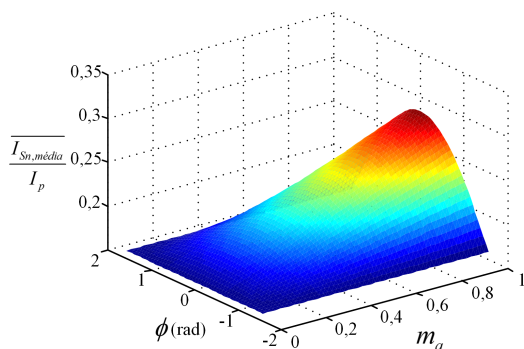
$$\begin{aligned}
\overline{I_{Sn,eficaz}} &= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left(i_a \cdot \sqrt{d(t)} \right)^2 dt} \\
&= \frac{P_o}{18 \cdot V_{rd_pk}} \cdot \sqrt{\frac{(48 \cdot m_a \cdot \cos(\phi) + 18 \cdot \pi)}{\pi}}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

$$\begin{aligned}
\overline{I_{Dn,medio}} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\phi}^{\phi+\pi} i_a \cdot (1 - d(t)) dt \\
&= \frac{P_o \cdot (4 - \pi \cdot m_a \cdot \cos(\phi))}{12 \cdot \pi \cdot V_{rd_pk}}
\end{aligned} \tag{2.7}$$

$$\begin{aligned}
I_{Dn,rms} &= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left(i_a \cdot \sqrt{1 - d(t)} \right)^2 dt} \\
&= \frac{P_o}{18 \cdot V_{rd_pk}} \cdot \sqrt{\frac{(18 \cdot \pi - 48 \cdot m_a \cdot \cos(\phi))}{\pi}}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

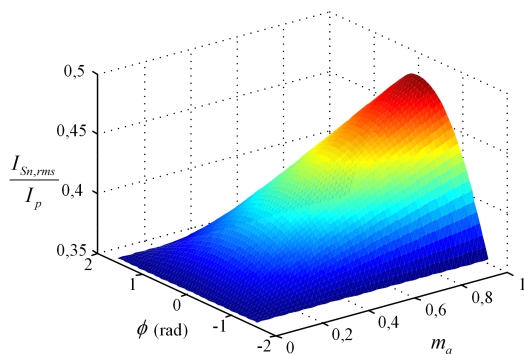
Estabelecendo a defasagem da corrente ϕ e o índice de modulação m_a como parâmetros variáveis, foram produzidos os gráficos de corrente média e eficaz nos interruptores e diodos em função desses parâmetros, apresentados nas Figuras 7, 8, 9, 10.

Figura 7 – Valor médio da corrente do interruptor em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a .



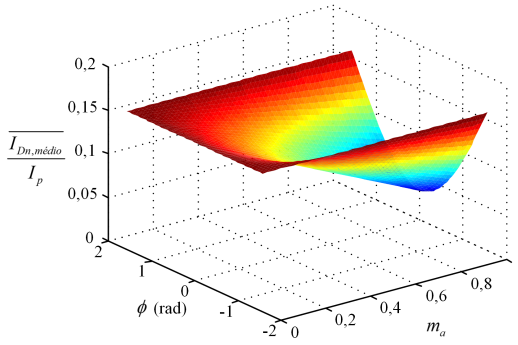
Fonte: (REINERT, 2012).

Figura 8 – Valor eficaz da corrente do interruptor em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a .



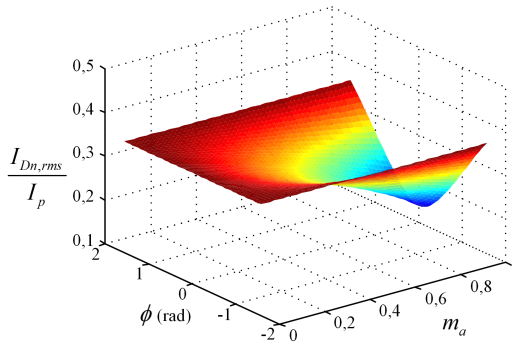
Fonte: (REINERT, 2012).

Figura 9 – Valor médio da corrente do diodo em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a .



Fonte: (REINERT, 2012).

Figura 10 – Valor eficaz da corrente do diodo em função da defasagem ϕ e do índice de modulação m_a .



Fonte: (REINERT, 2012).

Com base nas especificações do conversor descritas na Tabela 2 as correntes dos semicondutores são calculadas, resultando nos valores de corrente apresentados na Tabela 3.

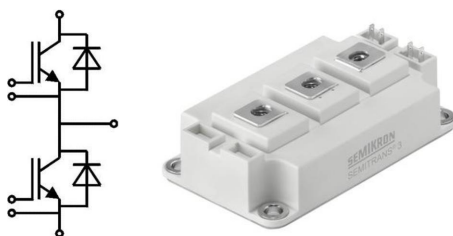
Tabela 3 – Requisitos para os semicondutores do conversor

Corrente média no interruptor (I_{s_med})	10,24 A
Corrente eficaz no interruptor (I_{s_rms})	22,74 A
Corrente média no diodo (I_{D_med})	10,24 A
Corrente eficaz no diodo (I_{D_rms})	22,74 A

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Com base nos esforços de corrente foi escolhido o módulo de interruptores SKM200GB12T4 do fabricante Semikron, que contém um circuito meia-ponte de interruptores e diodos em anti-paralelo no mesmo encapsulamento, ver Figura 11. As curvas de corrente dos interruptores e dos diodos presentes no módulo são apresentadas na Figura 12.

Figura 11 – Módulo de interruptores utilizado (SKM200GB12T4).

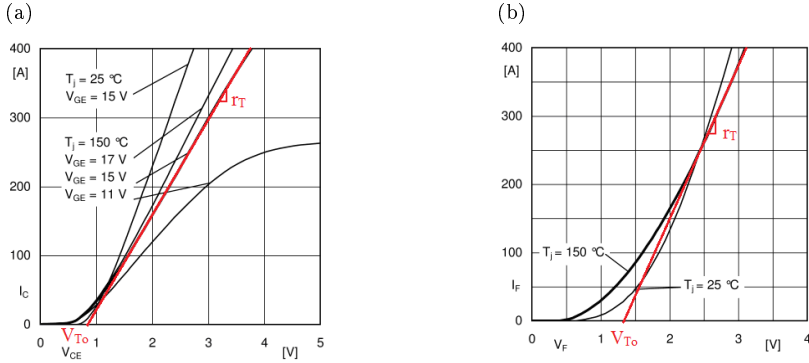


Fonte: (SEMIKRON, 2015)

Por meio das linearizações das curvas da Figura 12 foram calculados os parâmetros resistência e tensão da chave, apresentados na Tabela 4.

A Energia gasta em cada entrada em condução dos interruptores (E_{on}), Energia gasta em cada bloqueio dos interruptores (E_{off}) e Energia gasta em cada recuperação reversa dos diodos (E_{rr}) são apresentadas nos gráficos da Figura 13. As equações (2.9), (2.10) e (2.11) representam a energia de comutação em função da Corrente de Coletor do Interruptor (I_c) no instante da comutação, obtidas por interpolação dos gráficos. O Número de comutações (N_s) é dado por (2.12).

Figura 12 – Curvas da correntes diretas pelas tensões diretas. (a) na chave. (b) no diodo.



Fonte: Adaptado de (SEMIKRON, 2015)

Tabela 4 – Parâmetros de resistência e tensão dos interruptores e diodos do módulo SKM200GB12T4

	IGBT	Diodo
Resistência do semicondutor (r_T)	6,67 mΩ	4,4 mΩ
Tensão do semicondutor (V_{To})	0,85 V	1,3 V

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

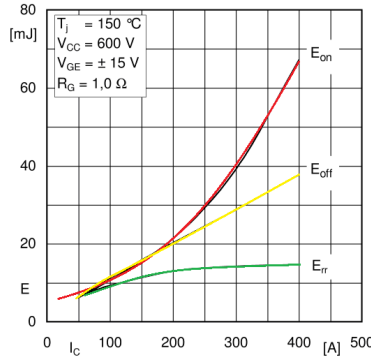
$$E_{on}(I_c) = 6,74 \cdot 10^{-3} - 6,86 \cdot 10^{-6} \cdot I_c + 3,91 \cdot 10^{-7} \cdot I_c^2 \quad (2.9)$$

$$E_{off}(I_c) = 2,27 \cdot 10^{-3} + 8,89 \cdot 10^{-5} \cdot I_c - 4,76 \cdot 10^{-10} \cdot I_c^2 \quad (2.10)$$

$$E_{rr}(I_c) = 3,57 \cdot 10^{-3} + 6,70 \cdot 10^{-5} \cdot I_c - 9,81 \cdot 10^{-8} \cdot I_d^2 \quad (2.11)$$

$$N_s = \frac{f_s}{f_{rd}} \quad (2.12)$$

Figura 13 – Energia a cada comutação do par chave-diodo.



Fonte: (HOCK Jr., 2013).

O cálculo de perdas dos semicondutores foi dividido em perdas de condução e em perdas de comutação. As equações que calculam as perdas totais por elemento, do interruptor e do diodo, são respectivamente apresentadas em (2.13) e (2.14).

$$P_{Sn} = (W_{on} + W_{off}) \cdot f_{rd} + I_{Sn,medio} \cdot V_{To} + r_T \cdot I_{Sn,rms}^2 \quad (2.13)$$

$$P_{Dn} = W_{rr} \cdot f_{rd} + I_{Dn,medio} \cdot V_{To} + r_T \cdot I_{Dn,rms}^2 \quad (2.14)$$

Onde W_{on} , W_{off} e W_{rr} significam o somatório de energia consumido pela comutação dos interruptores e diodos durante um ciclo de rede, lembrando que no DSTATCOM ambos semicondutores conduzem durante somente meio ciclo de rede. Em (2.15), (2.16) e (2.17) são apresentados os cálculos da Energia consumida pela entrada em condução dos interruptores durante um ciclo de rede (W_{on}), Energia consumida pelo bloqueio dos interruptores durante um ciclo de rede (W_{off}) e Energia consumida pela recuperação reversa dos diodos durante um ciclo de rede (W_{rr}), respectivamente.

$$W_{on} = \sum_{i=1}^{\frac{1}{2} \frac{f_s}{f_{rd}}} E_{on} \left(i_a \left(\frac{i}{f_s} \right) \right) = 1,156 \text{ J} \quad (2.15)$$

$$W_{off} = \sum_{i=1}^{\frac{1}{2} \frac{f_s}{f_{rd}}} E_{off} \left(i_a \left(\frac{i}{f_s} \right) \right) = 0,939 \text{ J} \quad (2.16)$$

$$W_{rr} = \sum_{i=1}^{\frac{1}{2} \frac{f_s}{f_{rd}}} E_{rr} \left(i_a \left(\frac{i}{f_s} \right) \right) = 1,115 \text{ J} \quad (2.17)$$

Assim, a soma das perdas de (2.13) e (2.14) em todos os seis interruptores e diodos do conversor resulta em uma Perda Total (P_T) de 1369,17 W nos semicondutores do conversor (4,6 % da potência total do equipamento).

O dissipador para os semicondutores é calculado com base na Temperatura Externa de Operação do Conversor (T_a), na P_T , na Resistência Térmica Equivalente entre as Junções dos Semicondutores e o Dissipador (R_{thdq}) e na Temperatura Máxima que a Junção Opera (T_j). A Máxima Resistência Térmica entre o Dissipador e o Meio Externo (R_{thda}) é dada por (2.18) (BASCOPÉ; PERIN, 1997). O dissipador comercial utilizado foi o P16 300 mm do fabricante SEMIKRON que possui resistência térmica de $0,031 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1}$ ao utilizar ventilação forçada com a turbina D2E133-AM47.

$$R_{thda} = \frac{T_j - T_a - P_T \cdot R_{thdq}}{P_T} = 0,045 \text{ } ^\circ\text{C W}^{-1} \quad (2.18)$$

2.3 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO CC

Os capacitores de barramento CC devem receber toda potência reativa drenada pelo conversor e devem manter uma tensão contínua de baixa ondulação. O projeto dos capacitores do barramento CC leva em consideração o cálculo para uma operação monofásica, de modo que abrange qualquer desequilíbrio na operação trifásica. Em (2.19) é encontrado o cálculo da capacitância mínima necessária para manter uma ondulação ΔV_{total} no barramento CC em operação monofásica (DA CUNHA, 2012).

$$C_{total} = \frac{S_o}{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{rd} \cdot V_{total} \cdot \Delta V_{total}} = 828 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.19)$$

Como o barramento CC utiliza ponto central e a capacitância é dividida entre dois bancos de capacitores, cada banco de capacitores deve possuir o dobro da capacitância calculada em (2.19). Resultando em capacitâncias de $C_{b+} = C_{b-} = 1,66 \text{ mF}$.

Em um circuito monofásico, a corrente que circula pelo capacitor superior do barramento CC é a mesma que circula pelo par interruptor-diodo superior, o que é equivalente à soma da corrente do diodo e do interruptor superior, ambas ilustradas na Figura 6. A corrente do barramento CC é reduzida ao utilizar um sistema trifásico, porém ao contabilizar a corrente do sistema monofásico o conversor pode operar sob qualquer desequilíbrio de potência de saída (DIAS, 2010).

$$I_{C_{b+},rms} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{\phi}^{\phi+\pi} (i_a)^2 dt} = \frac{I_{pk}}{2} = 32,154 \text{ A} \quad (2.20)$$

Com base na corrente, na capacitância e na temperatura dos elementos foi especificado um banco de capacitores para essa operação. Foi escolhido o capacitor da série B43875 do fabricante EPCOS, onde foram associados 3 desses capacitores em paralelo, cujas características são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros do capacitor B43875

Capacitância	4700 μ F
Corrente eficaz em 85 °C	10 A
Tensão máxima	450 V

Fonte: Epcos.

2.4 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE FILTRO

Os indutores de filtragem limitam a passagem das componentes de frequência de comutação e suas harmônicas para a rede, formando um caminho de alta impedância. Esses indutores também permitem a conexão do conversor, que possui uma fonte de tensão como característica de saída, na rede, que é outra fonte de tensão. O indutor de filtro é calculado de modo a limitar a máxima ondulação de corrente na saída do conversor. A mínima indutância que permite uma máxima ondulação de corrente Δi_{Lf} é dada por (2.21) (DA CUNHA, 2012).

$$L_f \geq \frac{V_{total}}{4 \cdot \Delta i_{Lf} \cdot f_s} = 560 \mu\text{H} \quad (2.21)$$

No projeto físico dos indutores foi utilizada uma metodologia implementada em (SPERB, 2007). Para o núcleo do magnético foi escolhido o material S26 do fabricante Magmattec (MAGMATTEC, 2015), se tratando de um núcleo de ligas metálicas com formato toroidal.

Os parâmetros para o projeto do indutor, já considerando as propriedades do núcleo são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros para o projeto do indutor de filtro de saída

Indutância L_f	560 μ H
Corrente eficaz de L_f (I_{ef})	45,45 A
Corrente de pico de L_f (I_{pk})	83,80 A
Fluxo magnético máximo (B_{max})	1,05 T
Densidade de corrente máxima (J_{max})	450 A cm ⁻²
Fator de preenchimento da janela do núcleo (k_w)	0,075

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

O Produto de áreas do núcleo magnético (A_p) inicial é dado pela equação (2.22) (SPERB, 2007).

$$A_p = \left(\frac{L_f \cdot I_{ef} \cdot I_{pk}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot k_w} \right)^x = 477 \text{ cm}^4 \quad (2.22)$$

Onde:

x - Constante de 1,14.

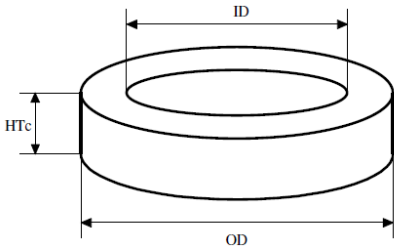
O maior núcleo toroidal disponível é o modelo MMTS26T7716, ilustrado na Figura 14, com seus parâmetros apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros do núcleo MMTS26T7716 do fabricante Magmattec

OD	77,8 mm
ID	49,2 mm
HTc	15,9 mm
μ_r	26
A_{lc}	37 nH/espira

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 14 – Núcleo toroidal.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Assim, utilizando o núcleo MMTS26T7716 em (2.22) é necessário empilhar 12 unidades do núcleo, resultando em A_p de 518 cm^4 . Porém a tecnologia atual de enrolamento não permite a construção física desse indutor. Dessa forma, optou-se por dividir o indutor em quatro unidades, cada uma de $560\text{ }\mu\text{H}$ conduzindo metade do valor eficaz de corrente ($22,73\text{ A}$) e valor de pico ($40,93\text{ A}$). Assim o produto A_p foi reduzido para $212,30\text{ cm}^4$ sendo necessário apenas 5 unidades desse núcleo empilhadas, apresentando A_p de $216,13\text{ Acm}^4$

Os parâmetros de construção do núcleo são apresentados na Tabela 8. Onde foi utilizado o fio AWG 12 com $3,3\text{ mm}^2$ de cobre.

Tabela 8 – Parâmetros de construção do indutor

Indutância característica do núcleo	$A_L = 5 \cdot A_{Lc} = 185\text{ nH}$
Altura do núcleo	$HT = 5 \cdot HTc = 7,95\text{ cm}$
Área da janela	$W_a = \frac{\pi \cdot ID}{4} = 19,01\text{ cm}^2$
Seção magnética (A_c)	$\left(\frac{OD-ID}{2}\right) \cdot HT = 11,37\text{ cm}^2$
Produto de áreas do núcleo	$A_p = A_c \cdot W_a = 216,13\text{ cm}^4$
Número inteiro de espiras	$N = \sqrt{\frac{L_f}{A_L}} = 56\text{ espiras}$
Área de cobre	$S_{Lr} = \frac{I_{ef}}{J_{\max}} = 3,28\text{ mm}^2$

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

2.5 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRO

O capacitor de filtro é utilizado para formar um filtro de segunda ordem juntamente com o indutor de filtro. A capacitância C_f foi dimensionada através da Frequência de Ressonância do Par $L_f C_f$ (f_{res}), que está próxima à frequência de corte do filtro. A capacitância é calculada em (2.23), possuindo f_{res} de 950 Hz.

$$C_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 \cdot L_f} = 50 \mu\text{F} \quad (2.23)$$

O Capacitor do filtro de alta frequência (C_f) é especificado para sua tensão e corrente de operação. A tensão do capacitor deve ser, no mínimo, igual à tensão de rede. Já a corrente mínima deste componente foi decomposta em duas parcelas, uma com frequência f_s e outra com f_{rd} . A parcela de alta frequência foi aproximada pela Corrente do Filtro na Frequência de Comutação ($i_{L_f_f_s}$) com o conversor desconectado da rede e operando com razão cíclica fixa igual a 1/2. Os coeficientes da tensão v_{conv} decomposta utilizando a transformada de Fourier são apresentados em (2.24).

$$\begin{aligned} a_0 &= 0 \\ b_n &= 0 \\ a_n &= \frac{2 \cdot V_{total}}{\pi n} \text{sen} \left(n \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.24)$$

O valor de pico da primeira harmônica de v_{conv} , com frequência f_s , é $a_1 = 509,3$ V. O módulo da impedância do caminho $L_f C_f$ para frequência f_s é apresentada em (2.25). Assim, é possível calcular a parcela de corrente de alta frequência.

$$X_{LC}(f_s) = 2\pi \cdot L_f \cdot f_s + \frac{1}{2\pi \cdot C_f \cdot f_s} \quad (2.25)$$

A parcela de corrente de frequência f_{rd} é aproximada pela corrente fundamental de C_f ao submeter o elemento à tensão de rede. Por fim o Valor Eficaz de Corrente em C_f ($i_{C_f_ef}$) mínimo é aproximado por 2.26, onde é efetuado a soma das parcelas de correntes, de alta e baixa frequência.

$$i_{C_f_ef} = \sqrt{\left(\frac{a_1}{\sqrt{2} \cdot X_{LC}(f_s)} \right)^2 + \left(\frac{V_{rd_pk}}{\sqrt{2}} \cdot 2\pi \cdot C_f \cdot f_{rd} \right)^2} = 6,6 \text{ A} \quad (2.26)$$

O capacitor escolhido para a aplicação é fabricado pela empresa EPCOS, seu código é B32322B4506J010. As características do componente são apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do capacitor de filtro B32322B4506J010

Capacitância	50 μF
Corrente máxima	9,8 A
Resistência série em 120 Hz	27 m Ω

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

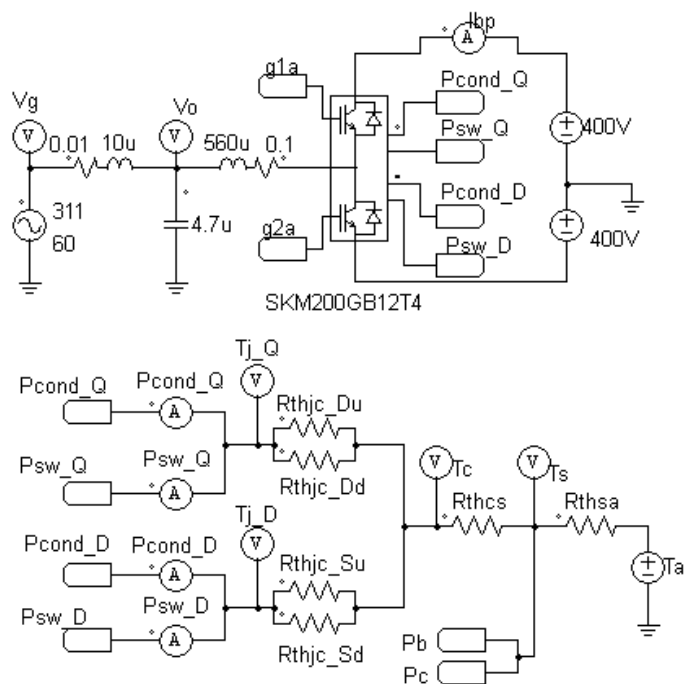
2.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A fim de validar os cálculos para o dimensionamento do conversor o circuito foi simulado no software PSIM. A Figura 15 apresenta o circuito de potência e o circuito responsável pela medição de perdas dos semicondutores. O circuito de modulação foi omitido devido à sua simplicidade. O modelo do semicondutor SKM200GB12T4 foi inserido no simulador através da ferramenta “PcbEditor”, Figura 16, do software PSIM. Assim, a potência relativa às perdas nos semicondutores são lidas como correntes, as resistências térmicas R_{th} são inseridas no caminho das correntes, onde são medidas as tensões de cada nó, o que equivale à medição de temperatura na junção (T_j), na cápsula (T_c) e no dissipador (T_s). A temperatura ambiente (T_a) é somada às tensões das resistências térmicas através de uma fonte de tensão.

A Tabela 10 compara os resultados teóricos com os resultados de simulação utilizando T_{amb} de 50 °C.

Os resultados simulados são próximos dos calculados, boa parte das diferenças entre eles são devidas as aproximações de cálculos e formatos de corrente. A ondulação de corrente não foi considerada nos cálculos teóricos, porém sabe-se que incrementam as perdas e correntes eficazes dos componentes. A interpolação dos gráficos de perdas dos semicondutores possuem incertezas, uma vez que não há informações de perdas para correntes inferiores à 50 A, região em que o conversor mais opera, gerando diferenças nas perdas dos diodos por exemplo. Em todos os casos as correntes simuladas devem estar mais próximas do caso experimental, porém os cálculos servem de base para estimar os componentes a serem utilizados e prever resultados de simulação.

Figura 15 – Fase A do circuito trifásico simulado para validar o projeto de hardware.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 16 – Interface da ferramenta utilizada para simular o modelo da chave.

Manufacturer Semikron		Part Number SKM200GB12T4	
Package Dual		Style 	
Absolute Maximum Ratings			
V _{ce,max} (V): 1200	I _{c,max} (A): 241	T _{j,max} (°C): 175	
Electrical Characteristics - Transistor			
V _{ce(sat)} vs. I _c Edit	E _{on} vs. I _c Edit	E _{off} vs. I _c Edit	
			
Electrical Characteristics - Diode			
V _d vs. I _F Edit	t _{rr} vs. I _F Edit	I _{rr} vs. I _F Edit	Q _{rr} vs. I _F Edit
			
Thermal Characteristics		Dimensions and Weight	
R _{th(j-c)} (transistor): 0.14	R _{th(c-s)} : 0.038	Length (mm): 106.4	Width (mm): 61.4
R _{th(j-c)} (diode): 0.26	(all in °C/W)	Height (mm): 26	Weight (g): 325

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 10 – Comparativo entre os valores calculados e valores obtidos por simulação numérica à $T_{amb} = 50^{\circ}\text{C}$.

Parâmetro	Teórico	Simulado
Corrente eficaz de entrada	45,5 A	46,4 A
Perdas de comutação na chave	125,7 W	127,4 W
Perdas de condução na chave	12,2 W	9,2 W
Perdas de comutação no diodo	58,3 W	56,4 W
Perdas de condução no diodo	15,6 W	17,2 W
Perda total nos semicondutores	1270,8 W	1261,2 W
Ondulação de corrente no indutor	19,3 A	16,28 A
Corrente eficaz no capacitor de filtro*	5,04 A	4,04 A
Corrente eficaz do barramento CC	32,2 A	32,8 A
Temperatura de junção nos diodos	105 °C	110,4 °C
Temperatura de junção nas chaves	130 °C	135,5 °C
Temperatura no dissipador	80 °C	84,0 °C

* O filtro não deverá estar em ressonância

Fonte: produção do próprio autor.

2.7 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o dimensionamento do circuito de potência de um conversor de três braços meia-ponte para aplicação como DSTATCOM. As etapas de operação do conversor foram apresentadas, os esforços de tensão e corrente foram calculados para os semicondutores e para os componentes passivos do conversor, os componentes foram escolhidos e suas perdas foram calculadas. Ao final do trabalho os valores calculados foram confrontados com os valores obtidos por simulação numérica.

As temperaturas de junção dos semicondutores foram verificadas e ficaram abaixo da máxima temperatura suportada pelos componentes, garantido uma operação segura.

Apesar de o circuito estar dimensionado para operação nominal do conversor, houve a implementação de dispositivos de proteção contra sobrecorrentes e sobretensões, pois o ponto de operação do conversor pode ser alterado por cargas não previstas, falhas e até mesmo pelo próprio controle do dispositivo.

O capacitor C_f está diretamente conectado com a rede e pode ser utilizado como caminho de corrente para harmônicas não controladas pelo dispositivo, portanto é aconselhável dimensionar a capacidade

de corrente desse componente acima do valor calculado ao considerar somente a operação do conversor. O dimensionamento deve incorporar uma estimativa das harmônicas de tensão presentes no PAC.

Os valores calculados se aproximaram dos valores simulados, assim validando o dimensionamento do circuito de potência do conversor com a função de um DSTATCOM.

3 CONTROLE DO DMRQT

Este capítulo inicialmente aborda possíveis técnicas de controle para executar as funcionalidades propostas (regulação do valor eficaz e mitigação de harmônicas de v_{PAC}), então a estratégia de controle adotada para o controle do sistema é detalhada. É efetuada a modelagem matemática das plantas envolvidas e, por fim, os controladores de cada planta são projetados de forma a atingir os requisitos e especificações da aplicação, como a tensão adequada no PAC e a regulação das tensões do barramento CC.

Para que toda a estrutura do DMRQT venha interagir com a rede, melhorando a qualidade da tensão de uma certa região de fornecimento de energia, o dispositivo visa através de sua estrutura de potência a extinção de harmônicas de tensão e a regulação da magnitude da tensão no PAC, sendo necessário que haja um adequado controle de tensão neste ponto, assim como o controle das variáveis internas do dispositivo, onde pode-se inferir a tensão do barramento CC. Para que haja a possibilidade física de implementação do dispositivo é necessário adotar uma estratégia de controle viável, que permita um gerenciamento adequado do fluxo de energia presente no conversor e entre esse e a rede, habilitando sua implementação física no sistema de distribuição. A estratégia de controle, aliada aos projetos dos controladores, possibilita a operação estável de todo o sistema, respeitando a capacidade física do conversor ao impor as correntes e as tensões demandadas pelos controladores, sem que haja sobrecorrentes, sobretensões ou sobrecarga dos dispositivos envolvidos na aplicação, tais como semicondutores, condutores, elementos magnéticos e demais elementos passivos.

A estratégia de controle de um DSTATCOM pode ser basicamente classificada como controle em corrente ou tensão. No controle por tensão (ZHONG, 2012; KUMAR; MISHRA, 2014; ETEMADI; IRAVANI, 2013) há natural regulação da amplitude e de harmônicas de v_{PAC} , porém não há natural limitação da corrente i_{Lf} do conversor, reduzindo a robustez da aplicação durante transitórios. Há técnicas de controle para proteção indireta contra sobrecorrentes no conversor (KUMAR; MISHRA, 2014; VILATHGAMUWA; LOH; LI, 2006; ETEMADI; IRAVANI, 2013), porém se baseiam no conhecimento prévio da impedância da rede ou até mesmo necessitam da inserção de uma impedância em série com o conversor para promover sua proteção (ROCABERT et al., 2012). Utilizar o conversor com malhas internas de corrente significa que as referências dessas malhas são utilizadas no controle das tensões presentes no conversor. Tal método permite que as referências de corrente sejam li-

mitadas em seus valores, de acordo com as especificações do dispositivo. Dessa forma, a malha de corrente simplesmente segue tais referências, mantendo suas formas de ondas e impossibilitando demasiada circulação de corrente no dispositivo, o que contribui para a robustez do dispositivo perante excessivas variações nas tensões do PAC. Uma vez que este trabalho prioriza a robustez da aplicação, foi utilizado controle em corrente.

O controle da tensão total do barramento CC ($V_{total} = V_{b+} + V_{b-}$) é efetuado através de injeção ou absorção de potência ativa do PAC, em que ao drenar potência ativa o barramento CC tende a ser carregado e sua tensão elevada e ao injetar potência ativa há redução na tensão dos capacitores. Essa potência é gerenciada apenas pela definição adequada da magnitude da corrente em fase com a tensão do PAC, que circula entre o conversor e o PAC. Naturalmente o fornecimento de potência ativa se dará somente em situações transitórias e a absorção dessa potência é um elemento constante, uma vez que as perdas do conversor são intrínsecas à estrutura do dispositivo e não há uma fonte de potência ativa conectadas ao barramento CC.

O controle da tensão de desbalanço entre as duas capacitâncias do barramento CC ocorre através da circulação de potência ativa diferenciada entre os capacitores equivalentes do barramento CC, de modo que o desequilíbrio de tensão é causado por assimetrias do circuito de potência ou da tensão no PAC. A troca de potência entre os capacitores se dará através da circulação adequada de uma corrente contínua entre o PAC e o conversor. A circulação desta componente irá permitir um acréscimo de carga no capacitor menos carregado e um decréscimo de carga no capacitor mais carregado.

O controle do valor eficaz de v_{PAC} é efetuado através da circulação de potência reativa entre o PAC e o conversor, tal situação é semelhante à compensação de tensão através da inserção de elementos passivos no PAC (indutores e capacitores). A potência é controlada através da circulação da corrente em quadratura com v_{PAC} , entre o equipamento e o PAC. O nível de corrente reativa promove maior queda ou elevação de tensão na impedância da rede, que somada à tensão provida da rede oferece magnitude adequada de tensão no PAC, assim como uma melhor adequação da tensão em toda a região de carga.

A compensação de harmônicas de tensão utilizando um conversor em paralelo com a rede ocorre de forma análoga à implementação de um FAP (AKAGI, 2005, 1997; AKAGI; FUJITA; WADA, 1999, 1998; AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; AREDES; MONTEIRO, 2002; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; COSTA-CASTELLÓ; GRINO; FOSSAS, 2004; FEI;

LI; ZHANG, 2012; FREIJEDO et al., 2009; GRINO et al., 2007; HUAN; DU, 2007; JINTAKOSONWIT; FUJITA; AKAGI, 2002; LEE; CHENG, 2008; LEE; HU, 2011; LENG et al., 2009; MATTAVELLI; MARAFAO, 2004; MIRET et al., 2009; NEDELJKOVIC et al., 2008; SALO; TUUSA, 2003; SATO; CHIGIRA; KATAOKA, 1997; SATO et al., 2000, 1998; TAN; MORRISON; HOLMES, 2003; WEISS et al., 2004; YEPES et al., 2009; DE SOUZA, 2000), que gera componentes harmônicas de corrente complementares a uma carga não linear, desse modo correntes harmônicas deixam de circular pela rede e ficam confinadas entre o FAP e as cargas, não distorcendo v_{PAC} e melhorando a qualidade da tensão. A diferença entre o DMRQT e um FAP é de que o FAP atua em um ramo bem definido da rede e necessita da informação ou da corrente de sua fonte ou da corrente de sua carga para que o dispositivo promova um caminho adequado para as harmônicas de carga e melhore a qualidade da corrente de sua fonte. Já o DMRQT atua em qualquer ponto da rede, onde há uma região de cargas, e necessita apenas da informação da tensão do PAC para que promova sua melhora. Independentemente das correntes de rede ou de carga, sua corrente não é necessariamente complementar à um ramo de cargas, e sim a corrente necessária para promover exclusivamente à melhoria de v_{PAC} .

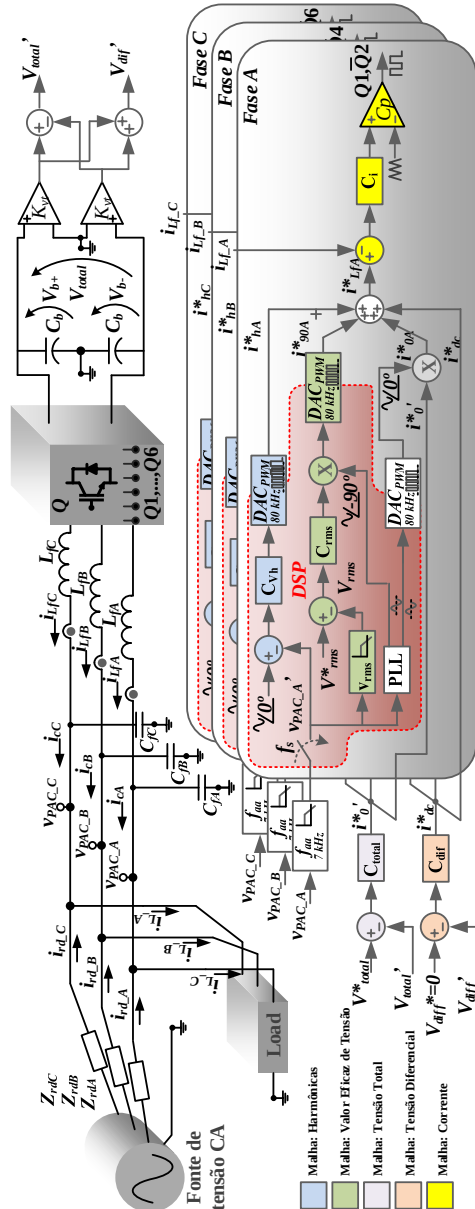
A estratégia de detecção de harmônicas pode ser classificada em: detecção de corrente da carga, de corrente da fonte ou de tensão (AKAGI, 1997). Na detecção de corrente da carga o dispositivo faz a leitura da corrente de carga (FREIJEDO et al., 2009; LENG et al., 2009; SALO; TUUSA, 2003; YEPES et al., 2009) para calcular as componentes complementares dessa e promover uma corrente puramente senoidal circulando no alimentador. Na detecção de corrente da fonte é inserido um sensor de corrente diretamente no alimentador onde é imposta uma corrente puramente senoidal neste ponto (AREDES; HAFNER; HEUMANN, 1997; AREDES; MONTEIRO, 2002; COSTA-CASTELLÓ; GRINO; FOSSAS, 2004; FEI; LI; ZHANG, 2012; GRINO et al., 2007; MATTAVELLI; MARAFAO, 2004; MIRET et al., 2009; NEDELJKOVIC et al., 2008). Na detecção de tensão há somente a leitura da tensão no PAC, onde há detecção das harmônicas circulantes na região de cargas. Esses sinais são interpretados para que haja a geração de correntes capazes de eliminar as harmônicas de tensão presentes na região de cargas através da injeção de contra-harmônicas, assim a circulação de correntes harmônicas ocorre preferencialmente entre o conversor e as fontes das harmônicas, não circulando pela impedância de rede e promovendo melhora na qualidade da tensão da região. Este trabalho utiliza detecção de tensão visto que o DMRQT é implementado próximo à carga com

conteúdo harmônico, porém a fonte de harmônicas não é facilmente detectável pela distribuidora (ver Figura 1), inviabilizando mitigação de harmônicas através de detecção de corrente.

3.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle utilizada nesse trabalho é apresentada na Figura 17 e reapresentada no Apêndice A, levando em conta as considerações feitas até aqui e juntamente com o projeto dos controladores, permite o funcionamento adequado da topologia definida no Capítulo 2 (Estrutura de Potência), onde há correta regulação da tensão do barramento de Corrente Contínua (CC), bem como a adequação da tensão do PAC, segundo (ANEEL, 2014). Na implementação da estratégia há partes digitais e analógicas, entre elas há Conversores Analógicos Digitais (CAD) e Digitais Analógicos (DA). Os circuitos *Phase Locked Loop* (PLL) são monofásicos, apresentados em (MARAFÃO et al., 2005), pois permitem a sincronização com suas respectivas tensões de fase independentemente das defasagens entre as tensões do PAC. Cada malha de corrente é interna às malhas de tensão e com estrutura monofásica, sendo replicada nas três fases do conversor. Cada malha de harmônica e cada malha de valor eficaz de tensão também possui estrutura monofásica e é replicada nas três fases, diferentemente das malhas do barramento CC, que possuem apenas uma malha de controle para as três fases. A malha de tensão total do barramento CC possui apenas um controlador, que tem seu sinal disponibilizado para todas as malhas de corrente após multiplicado pelos respectivos sinais dos circuitos PLL de cada fase. A malha de tensão diferencial do barramento CC possui apenas um controlador que disponibiliza um único sinal para as três malhas de corrente. A estratégia é melhor detalhada ao decorrer dessa seção.

Figura 17 – Diagrama geral das malhas de controle.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.1.1 Malha de Corrente

A malha de corrente é a malha interna da estratégia, possui ampla banda passante (10 kHz) e é replicada nas três fases. A Corrente de referência (i_{Lf}^*) é composta por quatro componentes:

- i_{cc}^* - Componente contínua utilizada na compensação de desbalanços na tensão do barramento CC ($V_{b+} - V_{b-}$).
- i_0^* - Componente direta sincronizada com o PAC, onde o conversor absorverá uma pequena parcela de potência ativa necessária para regulação da tensão do barramento CC (V_{total}).
- i_{90}^* - Componente em quadratura com PAC, necessária para circulação de reativos entre o conversor e a rede, promovendo a regulação da magnitude de v_{PAC} .
- i_h^* - Componentes harmônicas do PAC, necessárias para complementar as correntes de cargas não lineares e reduzir o conteúdo harmônico refletido em v_{PAC} .

Dessa forma é possível projetar controladores específicos para atuação no nível CC, na frequência fundamental e nas harmônicas, onde os mesmos utilizam saturadores individuais e, assim, possibilitando estabelecer limites de corrente de acordo com a necessidade de cada malha de controle.

A estratégia de controle apresentada na Figura 17 é semelhante à apresentada em (DA CUNHA et al., 2013), diferenciando-se principalmente pela adição da malha de harmônicas e pela consideração das variações paramétricas da rede no projeto dos controladores.

3.1.2 Malhas do Barramento CC

Após sua leitura, V_{total} é controlada utilizando um Controlador da tensão total (C_{total}) com banda passante em torno de 6 Hz. O sinal de Capacitância do barramento CC (C_{total}) é multiplicado por uma componente em fase com v_{PAC} provida pelo circuito PLL (MARAFÃO et al., 2005), gerando a Referência de corrente direta (i_0^*), produzindo potência ativa suficiente para adequar a tensão total do barramento CC ao valor projetado. Esse controlador deve possuir banda passante na ordem de hertz para não interagir na oscilação natural de V_{total} e não produzir distorções em i_0^* após a multiplicação com o sinal do PLL.

A tensão diferencial do barramento CC ($V_{dif} = V_{b+} - V_{b-}$) é lida e então controlada através do Controlador da tensão diferencial

(C_{dif}), com banda passante de unidades de hertz (2 Hz neste trabalho), filtrando sinais de frequência da rede e superiores. O sinal do controlador C_{dif} produz a Referência de corrente contínua (i_{cc}^*) necessária para o equilíbrio de tensão dos capacitores do barramento CC.

3.1.3 Malha de Valor Eficaz de Tensão

A malha responsável por adequar a magnitude da tensão no PAC faz a leitura de v_{PAC} , calcula seu valor eficaz (V_{rms}) e controla tal valor utilizando o Controlador do valor eficaz de tensão (C_{rms}), de banda passante em torno de 1 Hz, bloqueando a frequência natural da rede. O sinal de C_{rms} é multiplicado por uma componente em quadratura com v_{PAC} provida do circuito PLL, gerando a Referência de corrente em quadratura (i_{90}^*) e produzindo um potência reativa suficiente para adequar os níveis de tensão da região próxima ao DMRQT aos de (ANEEL, 2014). Uma vez que o sinal do controlador do valor eficaz de tensão é multiplicado por um sinal senoidal é necessário que não haja grandes oscilações na saída do controlador, portando a banda passante dessa malha deverá estar na ordem de hertz. Ainda, para que a oscilação natural do cálculo de V_{rms} não produza oscilações indesejadas em i_{90}^* , há um filtro de primeira ordem após esse cálculo. Na amostragem da tensão v_{PAC} foram utilizados Filtros Anti-recobrimento (FAR). Os mesmos sinais de v_{PAC} amostrados foram utilizados para os circuitos PLL e para malha de harmônicas. Para a disponibilização das referências i_{90}^* , i_h^* e do sinal em fase do circuito PLL, há Conversores Digitais Analógicos (CDA) utilizando *Pulse Width Modulation* (PWM) com filtros de alta frequência f_{DA} .

3.1.4 Malha de Harmônicas

O Controlador de harmônicas (C_{Vh}) recebe o sinal de v_{PAC} e gera a Referência de corrente harmônica (i_h^*) que mitiga harmônicas de tensão.

A mitigação de harmônicas através da detecção de v_{PAC} poderia ser efetuada através de emulação de resistores para harmônicas, promovendo o amortecimento ativo delas (AKAGI, 1997; AKAGI; FUJITA; WADA, 1998; JINTAKOSONWIT; FUJITA; AKAGI, 2002; FUJITA; AKAGI, 2005, 2007; GEHRKE; LIMA; OLIVEIRA, 2014; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; HUAN; DU, 2007; LEE; HU, 2011), porém a eliminação total de harmônicas não é vislumbrada nesse método. Em (SATO; CHIGIRA; KATAOKA, 1997) são emulados filtros passivos sintonizados, porém os filtros podem entrar em ressonância com cargas não previstas no projeto

(SATO et al., 2000). Com características similares ao controle efetuado diretamente em tensão, porém controladas em corrente, há soluções que utilizam técnicas não lineares e adaptativas (MOHAMED; EL-SAADANY, 2008a, 2008b; MOHAMED, 2011; LOH et al., 2003; ABDEL-RAHIM; QUAI-COE, 1996; JUNG et al., 1997) porém algumas estão sujeitas ao fenômeno de *chattering* (variações não desejáveis no sinal de controle) e agregam maior complexidade comparadas à técnicas lineares. Este trabalho não visa a compensação de distorções aperiódicas em v_{PAC} e tais técnicas não se tornam atrativas.

Harmônicas também são mitigadas utilizando controladores baseados no modelo interno, como repetitivos (WEISS et al., 2004) e ressonantes (TAN; MORRISON; HOLMES, 2003; YEPES et al., 2009; MASTROMAURO; LISERRE; DELL'AQUILA, 2012), que também são aplicados no controle de corrente, pois permitem bom seguimento de referência e boa rejeição de distúrbios periódicos.

Um controlador repetitivo possui altos ganhos para níveis CC, frequência fundamental e todas suas componentes harmônicas, o que é interessante para rejeição de perturbações harmônicas, porém os altos ganhos na faixa CC e frequência fundamental implica que este controlador deve receber também as referências de sinais nessas frequências, que seriam os sinais de controle do barramento CC e do valor eficaz de tensão do PAC. Caso contrário, o controlador de harmônicas iria rejeitar os sinais nessas frequências, interferindo nos demais controladores. Dessa forma, todos os controladores de tensão no DMRQT ficariam com respostas limitadas à deste controlador, que possui referências de tensão, não de corrente. Uma vez que os demais controles dependem de um controlador repetitivo lento, pode haver dificuldades na estabilização de todas as plantas, mas se considera como principal desvantagem na utilização deste controlador a falta da possibilidade de saturação adequada das referências de corrente, pois referências de tensão implicam em correntes que dependem da impedância na saída no conversor e tal impedância é variável.

Este trabalho usa controladores ressonantes na compensação de harmônicas, sendo possível atuar somente nas frequências harmônicas da fundamental e inclusive saturá-las individualmente. O controle de harmônicas foi efetuado utilizando uma soma de cinco filtros ressonantes (TAN; MORRISON; HOLMES, 2003) centrados na 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 11^a harmônica, onde se concentra grande parte da energia provida de harmônicas de cargas não lineares.

Desenvolvida a estratégia de controle, é necessário modelar as plantas envolvidas, para então realizar o projeto dos controladores.

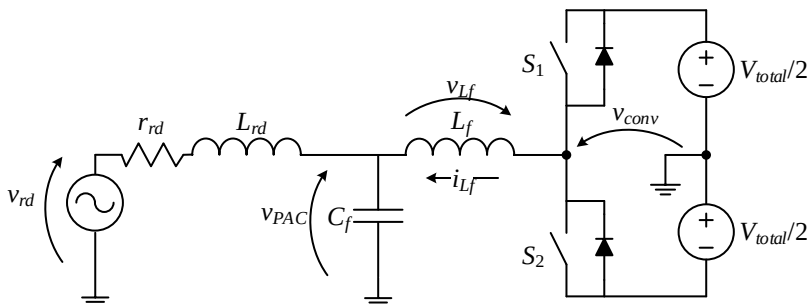
3.2 MODELAGEM

Esta seção se destina a apresentar os principais modelos matemáticos que envolvem as malhas de controle previamente apresentadas. São apresentados os modelos da planta de corrente, de harmônicas de tensão do PAC, de tensão eficaz do PAC, plantas de tensão do barramento CC, do modulador PWM e dos circuitos de condicionamento de sinais para conversão AD e DA.

3.2.1 Planta de corrente

A Planta de corrente (G_i) representa o comportamento dinâmico da corrente do indutor do conversor dada uma variação na razão cíclica do circuito em configuração meia-ponte do conversor. Uma vez que é utilizado um ponto central no banco de capacitores e há uma baixa ondulação de tensão nos capacitores de barramento, o circuito da malha de corrente pode ser analisado pela Figura 18. A Impedância série da rede (Z_{rd}) é representada pela Resistência série da rede (r_{rd}) e Indutância série da rede (L_{rd}).

Figura 18 – Circuito para a modelagem da planta de corrente.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

$$\langle v_{conv}(t) \rangle = V_{total} \left[d(t) - \frac{1}{2} \right] \quad (3.1)$$

$$\frac{v_{conv}(s)}{d(s)} = V_{total} \quad (3.2)$$

A tensão média de v_{conv} em um período de comutação é dada por (3.1). Linearizando tal equação e aplicando a transformada de Laplace é obtida a função de transferência da tensão v_{conv} pela razão cíclica em (3.2).

$$G_i(s) = \frac{i_{Lf}(s)}{v_{conv}(s)} \frac{v_{conv}(s)}{d(s)} = \frac{i_{Lf}(s)}{d(s)} \quad (3.3)$$

$$G_i(s) = \frac{V_{total} [s^2 (L_{rd}C_f) + s (r_{rd}C_f) + 1]}{s^3 (L_{rd}L_fC_f) + s^2 (L_f r_{rd}C_f) + s (L_f + L_{rd}) + r_{rd}} \quad (3.4)$$

A corrente no indutor L_f é obtida por superposição ao anular o efeito da fonte de tensão da rede (v_{rd}) e considerar somente a atuação das fontes $V_{total}/2$. Então é obtida a função de transferência de i_{Lf}/v_{conv} . Ao multiplicar tal função por (3.2), ver (3.3), é obtida a função de transferência da G_i , que descreve o comportamento da corrente no indutor em função da razão cíclica e é descrita por (3.4).

3.2.2 Planta de tensão no PAC

A Planta de tensão no PAC (G_v) representa o comportamento dinâmico da tensão no PAC para uma variação na corrente do indutor do conversor. A Figura 19 apresenta o modelo adotado para representar a v_{PAC} em função da i_{Lf} , onde a fonte de corrente i_{Lf} representa a corrente definida pela malha da corrente do DMRQT. Todas as cargas foram representadas por uma fonte de corrente, o que leva a uma análise mais simplificada do comportamento dinâmico da planta.

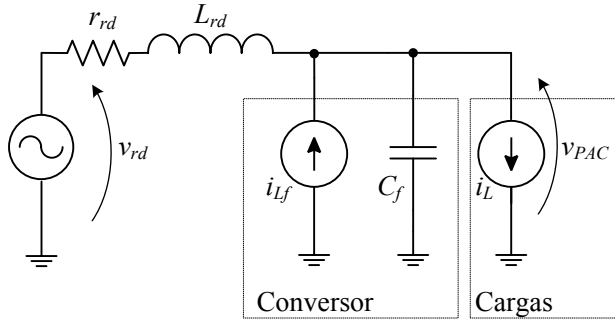
Para modelar G_v também foi utilizado o princípio da superposição, onde v_{rd} e a Corrente de carga (i_L) são consideradas nulas. Dessa forma, a impedância vista pela fonte de corrente do conversor é o equivalente paralelo da impedância de rede (Z_{rd}) com o capacitor de filtro (C_f). Assim, a função de transferência da planta de tensão no PAC é descrita pela equação (3.5).

$$G_v = \frac{v_{PAC}(s)}{i_{Lf}(s)} = \frac{s(L_{rd}) + r_{rd}}{s^2(C_f L_{rd}) + s(C_f r_{rd}) + 1} \quad (3.5)$$

3.2.3 Planta de tensão total no barramento CC

A Planta de tensão total do Barramento CC (G_{vt}) representa o comportamento dinâmico da V_{total} para uma variação na corrente

Figura 19 – Circuito para a modelagem da planta de tensão no PAC.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

direta drenada pelo conversor. Essa planta foi modelada através do balanço de potência ativa média do conversor (p_{conv}), entre sua entrada e o barramento CC (BARBI et al., 2002; DA CUNHA, 2012). Foi considerado que as correntes de entrada, em fase com v_{PAC} , de todas as fases do conversor passam a drenar potência ativa idêntica, que é injetada no banco de capacitores. A absorção de potência ativa no banco de capacitores ocorre através da injeção de uma Corrente Média Equivalente do Barramento CC (i_{CB_eq}), onde ocorre a respectiva variação de V_{total} . A equação (3.6) representa a p_{conv} na entrada do conversor, sendo o Valor de Pico da Tensão no PAC (V_{PAC_pk}) constante e o valor de pico da corrente fundamental direta do indutor (i_{Lf_pk}) variável. A equação (3.7) representa a p_{conv} do banco de capacitores, onde V_{total} é considerada constante e i_{CB_eq} variável. Ao igualar ambas equações é obtido o balanço de potência. Ao linearizar a equação resultante no ponto nominal de operação e aplicar a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência da V_{total} em função da i_{Lf_pk} , vista em (3.8).

$$p_{conv}(t) = \frac{3}{2} \cdot V_{PAC_pk} \cdot i_{Lf_pk} \quad (3.6)$$

$$V_{total} \cdot i_{CB_eq} = p_{conv}(t) \quad (3.7)$$

$$G_{vt}(s) = \frac{v_{total}(s)}{i_{Lf_pk}(s)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{PAC_pk}}{V_{total}} \cdot \frac{1}{s C_{total}} \quad (3.8)$$

3.2.4 Planta de tensão diferencial do barramento CC

A Planta de tensão diferencial no barramento CC (G_{vd}) deverá representar o comportamento dinâmico da tensão diferencial entre os capacitores C_b do barramento CC para uma variação na Corrente contínua na entrada do conversor (I_{cc}) circulada no indutor do conversor. Essa planta é modelada através das etapas de operação do conversor, onde a primeira etapa conecta o lado superior do barramento CC ao indutor de filtro a segunda etapa conecta o lado inferior do barramento CC ao indutor. Assim, a corrente média nos capacitores é definida em função da corrente no indutor. Ao subtrair a corrente média do capacitor superior da corrente do capacitor inferior é facilmente obtida a função de transferência da tensão diferencial, apresentada em (3.9) (DA CUNHA, 2012). A tensão diferencial foi definida pela subtração da Tensão no capacitor do barramento CC com tensão positiva (V_{b+}) pela Tensão no capacitor do barramento CC com tensão negativa (V_{b-}).

$$G_{vd} = \frac{V_{b+} - V_{b-}}{I_{cc}} = \frac{3}{2 C_{total}} \quad (3.9)$$

3.2.5 Modulador PWM

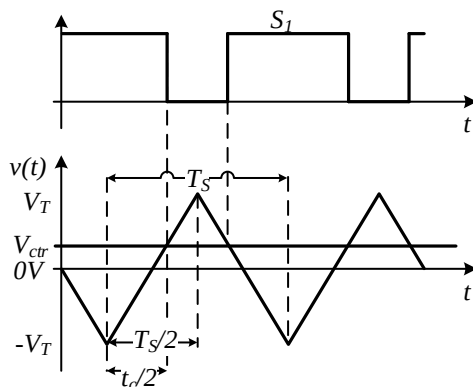
O modulador PWM é responsável por definir os sinais de comando nas chaves do conversor. Seu funcionamento básico consiste na comparação do sinal de controle de corrente com uma portadora triangular, e assim gera a razão cíclica correspondente. A Figura 20 traz a comparação entre o sinal do controlador e a triangular. Para obter o modelo deste circuito basta efetuar uma comparação entre triângulos e linearizar a equação que representa a razão cíclica $d(t)$ em função do sinal de controle V_{ctr} . As principais equações e a função de transferência são apresentadas em (3.10), (3.11) e (3.12).

$$d(t) = \frac{t_c(t)}{T_s} \quad (3.10)$$

$$\frac{V_{ctr_i}(t) + V_T}{2V_T} = \frac{t_c(t)/2}{T_s/2} = d(t) \quad (3.11)$$

$$PWM = \frac{d(s)}{V_{ctr_i}(s)} = \frac{1}{2V_T} \quad (3.12)$$

Figura 20 – Formas de onda para modelagem do modulador PWM.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Onde:

V_T Tensão de pico da portadora.

V_{ctr} Tensão do controlador de corrente.

T_S Período de comutação.

t_c Período que a chave superior permanece fechada.

S_1 Chave superior da estrutura meia ponte.

t tempo decorrido.

3.2.6 Plantas da Conversão AD

Como já mencionado para a amostragem de v_{PAC} foi utilizado um circuito para condicionar os sinais dos sensores de tensão até os conversores AD do DSP. Após cada um dos sensores de tensão há um ganho K_{cond} , um filtro *anti-alias* (anti-recobrimento) de primeira ordem e uma soma de um nível CC para condicionar os sinais dos sensores em amplitude e em largura de banda. Ainda, após amostrado, o sinal possui a quantização do conversor AD de 12 bits de ganho K_{AD} . Assim, a planta de conversão AD que representa o comportamento do sinal interno ao DSP para uma variação na saída do sensor de tensão do PAC é apresentada em (3.13).

$$AD_v(s) = K_{cond_v} \cdot \frac{1}{s \cdot 2\pi \cdot f_{aa} + 1} \cdot K_{AD} \quad (3.13)$$

3.2.7 Plantas da Conversão DA

Para disponibilizar os sinais digitais para o circuito analógico foram utilizadas saídas com conversão do tipo PWM do DSP com frequência de 80 kHz e ganho de K_{pwm} . Após os sinais modulados o circuito de condicionamento possui dois filtros de primeira ordem com frequência de corte de f_{cda} para remoção dos sinais de alta frequência do PWM, uma subtração CC para remover o nível contínuo intrínseco à saída do DSP e um ganho para adequar a amplitude do sinal. Uma vez que foram utilizados conversores DA para as referências i_{90}^* , i_h^* e para o sinal do PLL sincronizado com v_{pac} , há filtros e ganhos diferentes para cada circuito. Assim, as plantas que representam os comportamentos dos sinais nas saídas dos circuitos de condicionamento para um sinal disponibilizado na entrada do modulador PWM são descritos em (3.14), (3.15) e (3.16) para os respectivos modelos dos conversores DA de i_{90}^* , i_h^* e do sinal do PLL sincronizado com v_{pac} . Apesar de a frequência do PWM dos CDA ser de 80 kHz a frequência de atualização dos mesmos é a f_s .

$$DA_{90}(s) = K_{PWM} \cdot \left(\frac{1}{s \cdot 2\pi \cdot f_{cda_90} + 1} \right)^2 \cdot K_{cond_90} \quad (3.14)$$

$$DA_h(s) = K_{PWM} \cdot \left(\frac{1}{s \cdot 2\pi \cdot f_{cda_h} + 1} \right)^2 \cdot K_{cond_h} \quad (3.15)$$

$$DA_{PLL0}(s) = K_{PWM} \cdot \left(\frac{1}{s \cdot 2\pi \cdot f_{cda_PLL0} + 1} \right)^2 \cdot K_{cond_PLL0} \quad (3.16)$$

3.3 CONDIÇÕES DE CONTORNO

Este trabalho foi baseado em um ramo de uma rede de distribuição real. O ramo possui 277 metros de comprimento do transformador até a extremidade mais distante e possui dois seguimentos, como apresentado na Figura 1. Os dados da rede são mostrados na Tabela 11, onde ao final da linha há uma relação R/X_L de 2,3 e esse valor

tende a aumentar com o aumento de comprimento da linha ou com a redução de potência do transformador. Para fins de projeto dos controladores foi considerado como mínima e máxima impedância de rede (3.17) e (3.18) respectivamente. Uma análise mais aprofundada sobre as características das impedâncias das redes de distribuição brasileiras não foi encontrada. Porém, segundo o relatório técnico (IEC TR 60725, 2005), as variações paramétricas de impedância consideradas neste trabalho, contemplariam 95 % das redes trifásicas da Coreia do Sul e 85 % das redes monofásicas (com frequência de 50 Hz) de países como Bélgica, Alemanha e Suíça. Para examinar detalhadamente a faixa mais adequada de variações paramétricas de impedância seria necessário a disponibilização da edição mais recente de (IEC TR 60725, 2005), que engloba redes de 60 Hz de outros países além da Coreia do Sul, estudo recomendado como complemento deste trabalho.

A potência necessária para compensação da tensão v_{PAC} pode ser analisada através da metodologia apresentada em (HOCK; NOVAES; BATSCHAUER, 2014; ENDERLE et al., 2012).

$$Z_{rd_L} = (50m + j \cdot 50\mu H \cdot 2\pi \cdot f_{rd})\Omega \quad (3.17)$$

$$Z_{rd_H} = (500m + j \cdot 500\mu H \cdot 2\pi \cdot f_{rd})\Omega \quad (3.18)$$

Tabela 11 – Especificações da rede de distribuição

Parâmetro /Elemento	Impedância (Ω /Km)	Comp. (m)	R (máx) (m Ω)	L (máx) (μ H)
Trecho 1	0,599 + j0,467	34	21	42,7
Trecho 2	1,485 + j0,508	243	361	327,5
Trafo	-	-	6,5	85,8
Parâm.(máx)	-	277	391	456
Parâm.(mín)	-	0	6,5	85,8

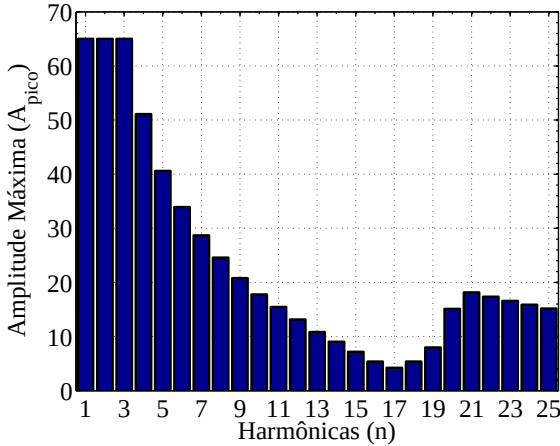
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Caso o conversor ultrapasse os limites de corrente que é capaz de injetar na rede, a corrente de saída i_c ficará sob efeitos de não linearidades devido à saturação da ação de controle, assim, o conversor pode colaborar para a distorção harmônica de v_{PAC} , ao invés de reduzi-la. Considerando a máxima tensão de pico que o conversor é capaz de gerar como $V_{total}/2$ e a máxima tensão de rede como V_{rd_pk} , a máxima

corrente que o conversor é capaz de impor na rede é aproximada por (3.19), sendo o modulador PWM modelado como um ganho e $G_i(s)$ é a planta de corrente descrita em (3.4). Os limites de corrente para cada harmônica, já considerando a limitação de corrente dos interruptores do conversor, são apresentados na Figura 21.

$$I_{max}(n) = \left(\frac{V_{total}}{2} - V_{rd_pk} \right) \frac{1}{V_{total}} |G_i(j \cdot 2\pi \cdot f_{rd} \cdot n)| \quad (3.19)$$

Figura 21 – Valores de pico da máxima corrente que o conversor é capaz de sintetizar por harmônica, de acordo com (3.19) e considerando como máxima impedância de rede Z_{rd_H} .



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

O projeto dos controladores deve permitir de maneira estável que as variáveis a serem controladas cheguem o mais próximo possível de suas referências ao atuarem dentro da largura de banda da malha em questão, especificada no projeto. A avaliação da estabilidade dos controladores foi efetuada através de análise de diagramas de bode das FTMA e devem garantir margem de fase entre 30° e 180° , assim como uma margem de ganho superior à 15 dB, o que permitirá uma operação estável do controle em malha fechada, mesmo sob variações de

parâmetros da planta. Para atingir a estabilidade das malhas os pólos, zeros e o ganho dos controlador foram adequadamente projetados com o auxílio do software MATLAB[®].

Os parâmetros utilizados para o projeto dos controladores são apresentados na Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros do conversor utilizados no projeto dos controladores.

Parâmetro	Valor
Tensão de pico da rede	$V_{rd_pk} = 311 \text{ V}$
Tensão total do barramento CC	$V_T = 800 \text{ V}$
Capacitância total do barramento CC	$C_{total} = 7050 \text{ }\mu\text{F}$
Indutância do filtro do conversor	$L_f = 560 \text{ }\mu\text{H}$
Capacitância do filtro do conversor	$C_f = 50 \text{ }\mu\text{H}$
Ganho do sensor de corrente	$K_i = 0,068$
Ganho dos sensores de v_{PAC}	$K_v = 0,031$
Ganho dos sensores de V_{total}	$K_{vt} = 0,015$
Ganho dos atenuador de corrente	$A_i = 0,787$
Ganho dos atenuador de tensão total	$A_{vt} = 0,074$
Ganho dos atenuador de tensão diferencial	$A_{vd} = 0,0066$
Tensão de pico da portadora triangular	$V_t = 11 \text{ V}$
Frequência da rede	$f_{rd} = 60 \text{ Hz}$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Ganho do quantizador AD	$K_{AD} = 1365$
Frequência de corte dos FAR	$f_{aa} = 6 \text{ kHz}$
Ganho do condicionamento de tensão	$K_{cond_v} = 0,109$
Ganho do modulador PWM do CDA	$K_{PWM} = 0,00352$
Frequência de corte do CDA de i_{90}^*	$f_{cda_90} = 7,2 \text{ kHz}$
Frequência de corte do CDA de i_h^*	$f_{cda_90} = 2,7 \text{ kHz}$
Frequência de corte do CDA do PLL 0°	$f_{cda_PLL0} = 2,7 \text{ kHz}$
Ganho do CDA de i_h^*	$K_{cond_h} = 4,5$
Ganho do CDA de i_{90}^*	$K_{cond_90} = 2,6$
Ganho do CDA do PLL 0°	$K_{cond_PLL0} = 6,0$
Ganho de valor de pico para eficaz	$K_{rms} = 0,71$

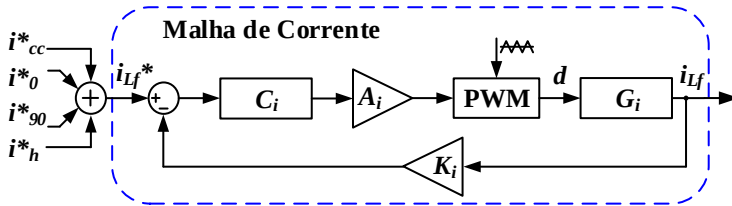
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.4.1 Controle de Corrente

O modelo da planta de corrente considera o modulador PWM (portadora triangular) como apenas um ganho, possuindo boa fidelidade até aproximadamente 15 kHz, o que juntamente com o controle analógico facilita a estabilização da planta, pois não há grande atraso de fase antes dessa frequência, permitindo um aumento da banda passante da malha. Situação que ficaria mais complexa se fosse utilizado um retentor de ordem zero com controle digital.

A malha de corrente é apresentada na Figura 22. Para o projeto dos controladores foi incluída uma resistência de carga de 1 k Ω e resistência série do indutor L_f de 0,1 Ω no modelo da planta de corrente apresentada na Figura 18. A FTMA de Corrente ($FTMA_i(s)$) sem controlador é apresentada em (3.20). O controlador de corrente C_i é do tipo Proporcional Integral (PI) mais pólo em alta frequência e está apresentado em (3.21).

Figura 22 – Malha de corrente.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

$$FTMA_i(s) = A_i \cdot PWM \cdot G_i(s) \cdot K_i \quad (3.20)$$

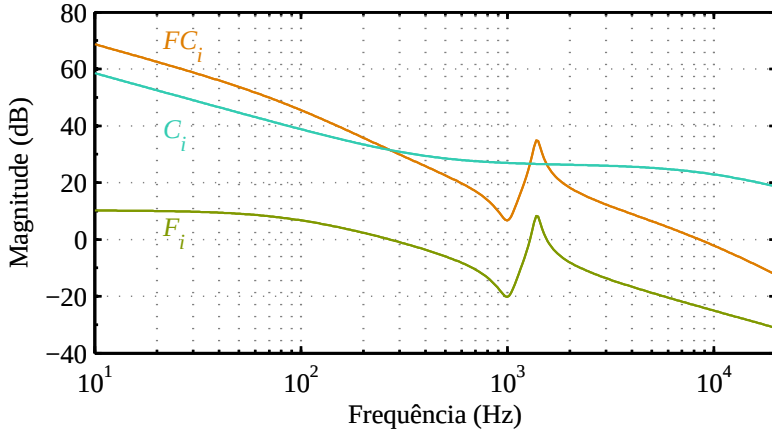
$$C_i(s) = 5,3 \cdot 10^4 \cdot \left(\frac{\frac{s}{2\pi 408} + 1}{\frac{s^2}{2\pi 9091} + s} \right) \quad (3.21)$$

As Figuras 23 e 24 apresentam os diagramas de bode da FTMA de corrente com e sem controlador para a máxima impedância de rede (Z_{rd_H}) bem como para a mínima (Z_{rd_L}). A banda passante da malha ficou próxima de 8,8 kHz e margem de fase de 43°, possuindo boa rejeição à distúrbios e rastreamento de referência até 1,5 kHz. Não é necessário erro nulo a qualquer referência por parte do controlador de corrente, pois os controladores externos de tensão modificam as respectivas referências de corrente até atingir a ação de controle necessária

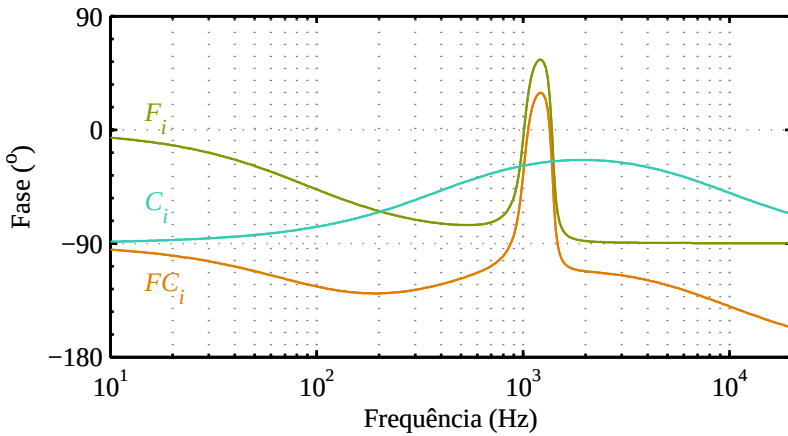
nas operações do DMRQT. Um único controlador PI foi suficiente para estabilizar toda a faixa de parâmetros proposta nesse trabalho.

Figura 23 – Diagramas de bode da FTMA de corrente com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_i . Para Z_{rd_H} (a) Módulo. (b) Fase.

(a)



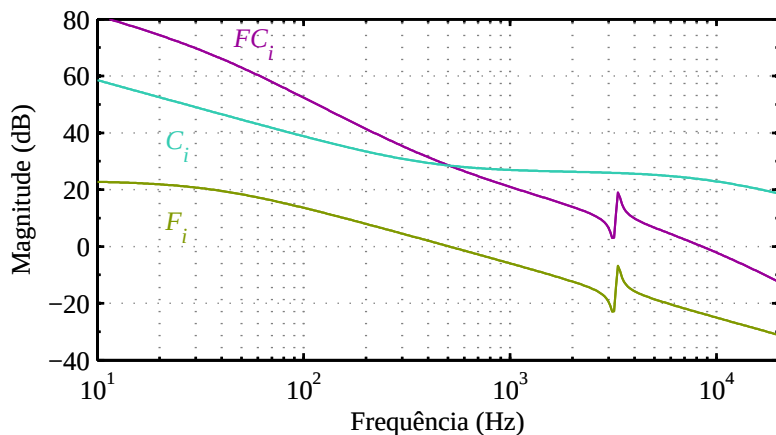
(b)



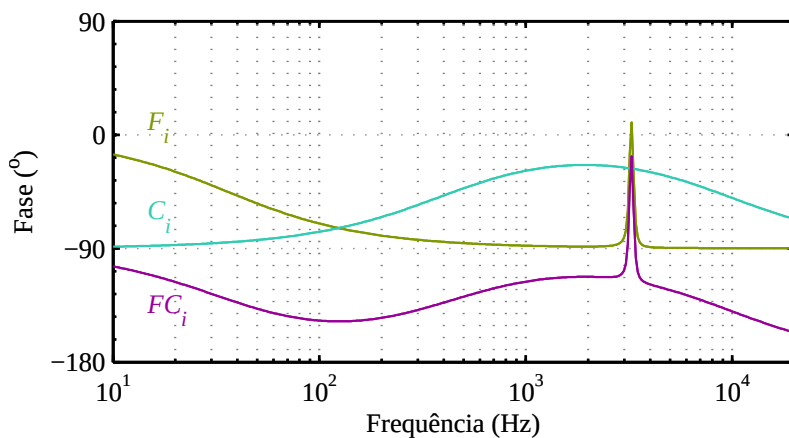
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 24 – Diagramas de bode da FTMA de corrente com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_i . Para Z_{rd_L} .
(a) Módulo. (b) Fase.

(a)



(b)

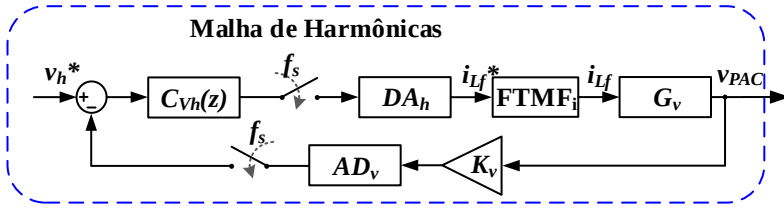


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.4.2 Controle de Harmônicas de Tensão

A malha de harmônicas de tensão é apresentada na Figura 25. A FTMA de Harmônicas ($FTMA_h(s)$) sem controlador é apresentada em (3.22). Para a mitigação de harmônicas de tensão foi utilizado um somatório de filtros ressonantes nas 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 11^a harmônicas, atuando em boa partes das componentes harmônicas e não exigindo demasiado esforço computacional da tecnologia utilizada na implementação do protótipo. Na estrutura do controlador há um zero na origem, bloqueando respostas CC e na frequência fundamental. Também é utilizado um sinal em fase com v_{PAC} , provido do PLL e de amplitude similar à v_{PAC} após sua medição, como referência v_h^* , reduzindo o erro na frequência fundamental e consequentemente reduzindo a ação de controle correspondente à esta frequência, garantindo a mínima interferência da malha de harmônicas nas componentes fundamentais de tensão e corrente.

Figura 25 – Malha de harmônicas de tensão.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

$$FTMA_h(s) = \text{tustin}\{C_{Vh}(s)\}' \cdot Z_{OH} \left\{ DA_h(s) \cdot \frac{1}{K_i} \cdot G_v(s) \cdot K_v \cdot AD_v(s) \right\}' \quad (3.22)$$

O ganho da malha de harmônicas foi ajustado de forma que o módulo da $FTMA_h(s)$ com controlador fique acima de 0 dB somente nas frequências de interesse, reduzindo a banda passante da malha e reduzindo sua dinâmica de resposta transitória, sendo mais lenta que a malha de corrente, assim, desacoplando ambas as malhas e ao mesmo tempo permitindo baixas harmônicas de tensão em regime permanente. A função de transferência do controlador de harmônicas de tensão C_{Vh} é apresentada em (3.23), onde a transformada bilinear foi utilizada para discretizar o controlador. Os parâmetros utilizados na implementação

do controlador C_{Vh} são: $Q = 5000$, $K_h(k) = \{2, 5; 1; 0, 5; 0, 15; 0, 025\}$ e $\omega_0 = 2\pi f_{rd}$.

$$C_{Vh}(s) = \sum_{k=3,5,7,9,11} K_h(k) \frac{s^{\frac{(k\omega_0)^2}{Q}}}{s^2 + s\frac{k\omega_0}{Q} + (k\omega_0)^2} \quad (3.23)$$

As Harmônicas de Tensão no PAC (v_{PAC_h}) foram descritas conforme (3.24), sendo uma perturbação para a malha de harmônicas proveniente das Harmônicas de Tensão da Rede (v_{rd_h}). Seguindo a análise apresentada em (DIAS, 2010), a função que é multiplicada por v_{PAC_h} pode ser aproximada por (3.25). Dessa forma, ao manter os ganhos da $FTMA_h(s)$ em, ao menos, 20 dB nas frequências de interesse, a atenuação das harmônicas de tensão é de, aproximadamente, 90 %, considerada suficiente para este projeto. Dessa forma, o ganho de 20 dB para a $FTMA_h(s)$ foi utilizado como meta para a escolha dos parâmetros do controlador apresentado em (3.23). Vale ressaltar que o ganho da $FTMA_h(s)$ é dependente da impedância de rede, de forma que baixas impedâncias de rede reduzem o ganho da malha. Em contra partida, com baixa impedância de rede a v_{PAC} tende a conter menor distorção harmônica, não necessitando de grande intervenção do DMRQT para melhorias de sua qualidade. O Fator de Qualidade dos Filtros Ressonantes (Q) não poderá ser demasiadamente alto, pois um filtro com largura de banda extremamente estreita não suportaria variações de f_{rd} , para a escolha deste parâmetro neste trabalho foi efetuado simulações numéricas com variações positivas e negativas de 0,5 Hz na f_{rd} para avaliar se a escolha de Q manteria a mitigação de harmônicas.

$$v_{PAC_h}(s) = \frac{1}{1 + FTMA_h(s)} \cdot v_{rd_h}(s) \quad (3.24)$$

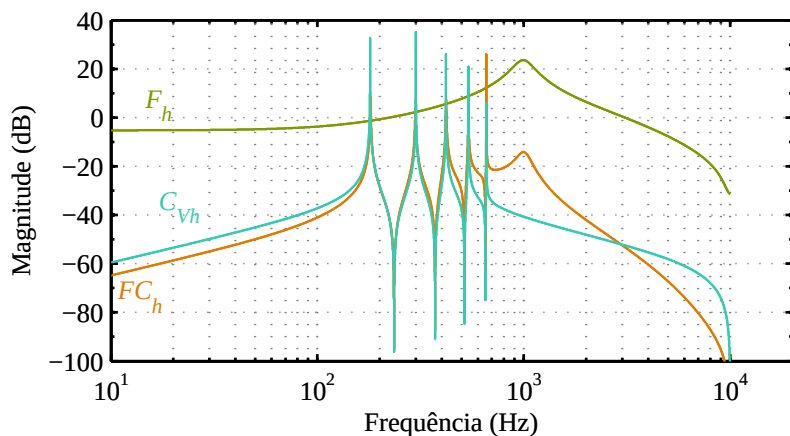
$$\frac{1}{1 + FTMA_h(s)} \approx \begin{cases} \frac{1}{FTMA_h(s)}, & \|FTMA_h(s)\| \gg 1 \\ 1, & \|FTMA_h(s)\| \ll 1 \end{cases} \quad (3.25)$$

As $FTMA_h(s)$ com e sem controlador são apresentadas nas Figuras 26 e 27, para a máxima impedância série (Z_{rd_H}) bem como para a mínima (Z_{rd_L}). As mesmas consideram a atuação da malha fechada de corrente como apenas um ganho $1/K_i$ em cascata com a planta de tensão, consideração que se repete nas demais malhas de tensão.

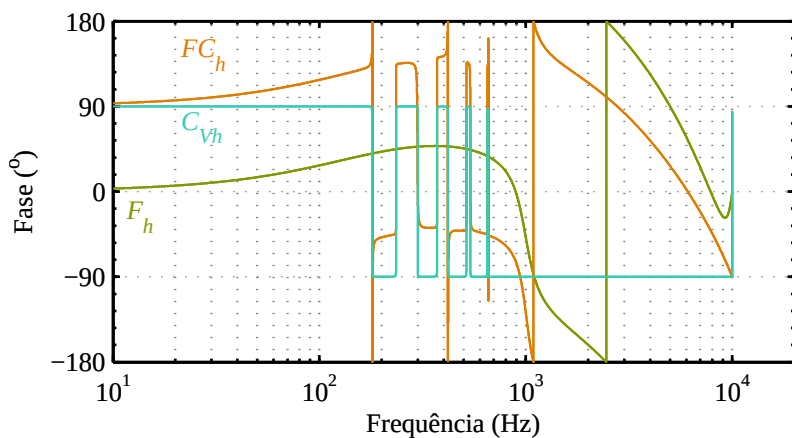
A limitação das referências de corrente é desejada, pois limita também i_{Lf} independentemente da tensão v_{PAC} , protegendo o conversor contra danos providos de sobre-correntes. Para limitar as referências i_{cc}^* , i_0^* e i_{90}^* basta limitar a amplitude das saídas dos respectivos controladores C_{dif} , C_{total} e C_{rms} . Ao utilizar a mesma técnica para i_h^* , a limitação ficará muito elevada ou muito baixa para os limites da Figura 21. Entretanto, a utilização de filtros ressonantes possibilita a limitação da ação de controle de cada filtro do somatório (3.23) individualmente, antes da somatória das ações de controle. Assim, torna-se possível a utilização da máxima capacidade do conversor respeitando os limites de (3.19).

Figura 26 – Diagramas de bode das FTMA de harmônicas com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{Vh} . Para Z_{rd_H} . (a) Módulo. (b) Fase.

(a)



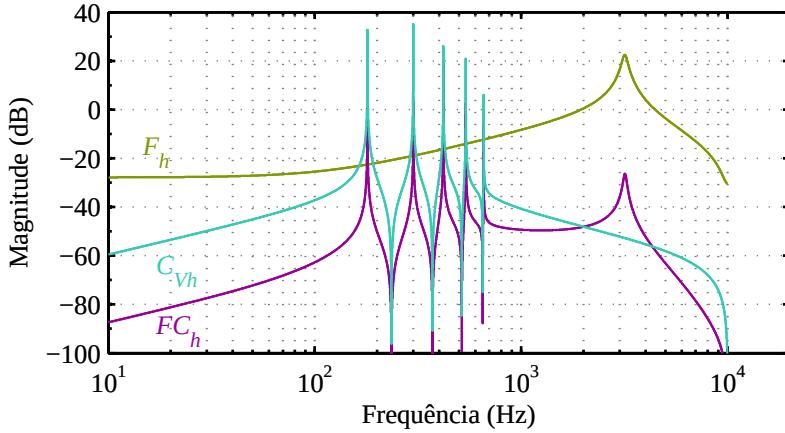
(b)



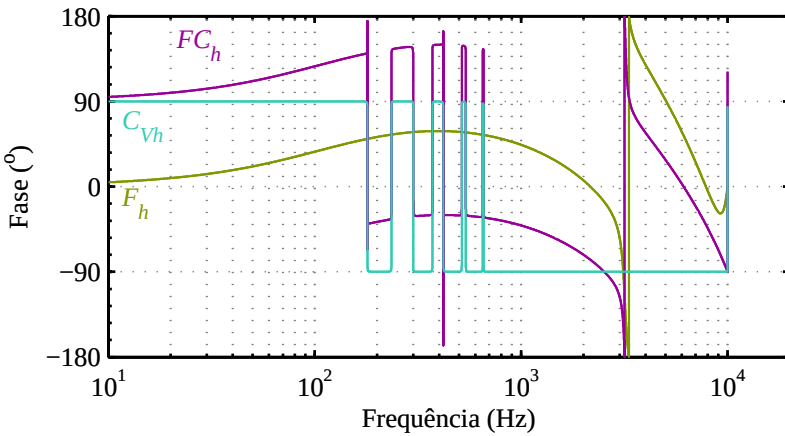
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 27 – Diagramas de bode das FTMA de harmônicas com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{Vh} . Para Z_{rd_L} .
(a) Módulo. (b) Fase.

(a)



(b)

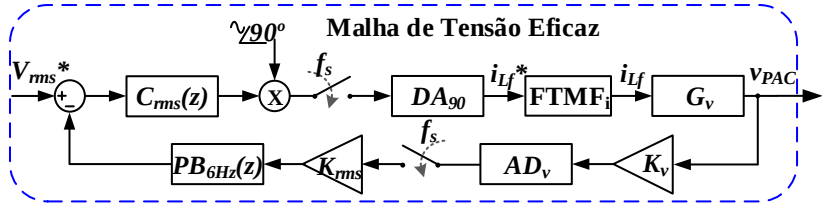


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.4.3 Controlador de valor eficaz de tensão

A malha de valor eficaz de tensão é apresentada na Figura 28 onde sua FTMA do valor eficaz de tensão ($FTMA_{rms}(s)$) sem controlador é apresentada em (3.26).

Figura 28 – Malha de valor eficaz de tensão do PAC.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

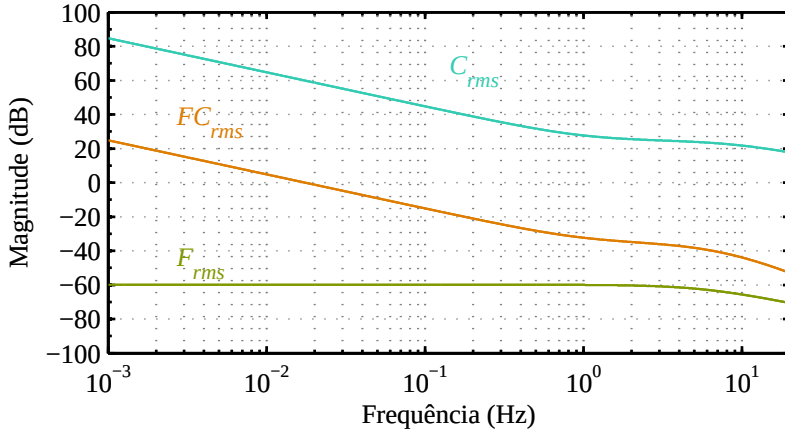
$$\begin{aligned}
 FTMA_{rms}(s) = & \text{tustin}\{C_{Vrms}(s)\}' \cdot \\
 & Z_{OH}\left\{DA_h(s) \cdot \frac{1}{K_i} \cdot G_v(s) \cdot K_v \cdot AD_v(s)\right\}' \cdot \\
 & K_{rms} \cdot \text{tustin}\{PB_{6Hz}(s)\}'
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

A $FTMA_{rms}(s)$ com e sem controlador é apresentada nas Figuras 29 e 30 para impedâncias de rede Z_{rd_H} e Z_{rd_L} , respectivamente. Após controlada a $FTMA_{rms}(s)$ apresenta margem de fase de 90 graus e banda passante de 1,3 mHz a 17 mHz, variando conforme a variação da impedância de rede. Para adequar a banda passante e rastrear a referência foi utilizado um controlador com um pólo na origem. Para obter uma margem de fase adequada com rejeição de ruídos de alta frequência foi utilizado um zero em torno de 1 Hz e um pólo em torno de 10 Hz. A função de transferência do C_{rms} é apresentada em (3.27).

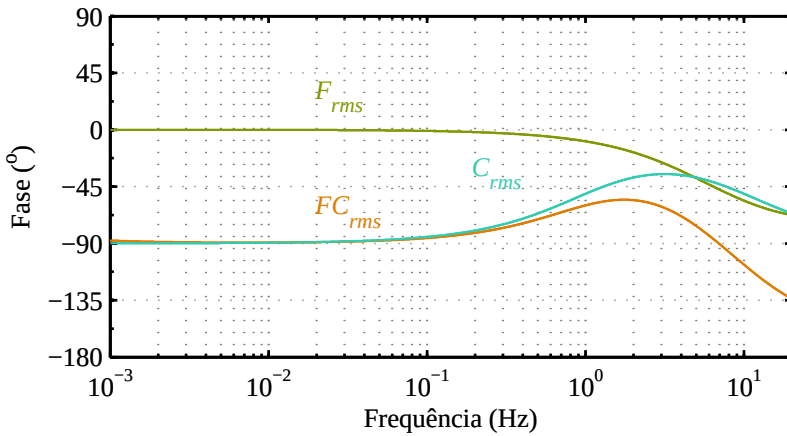
$$C_{rms}(s) = 108 \cdot \left(\frac{\frac{s}{2\pi 1} + 1}{\frac{s^2}{2\pi 10} + s} \right) \tag{3.27}$$

Figura 29 – Diagramas de bode das FTMA do valor eficaz de tensão com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{rms} . Para Z_{rd_H} . (a) Módulo. (b) Fase.

(a)



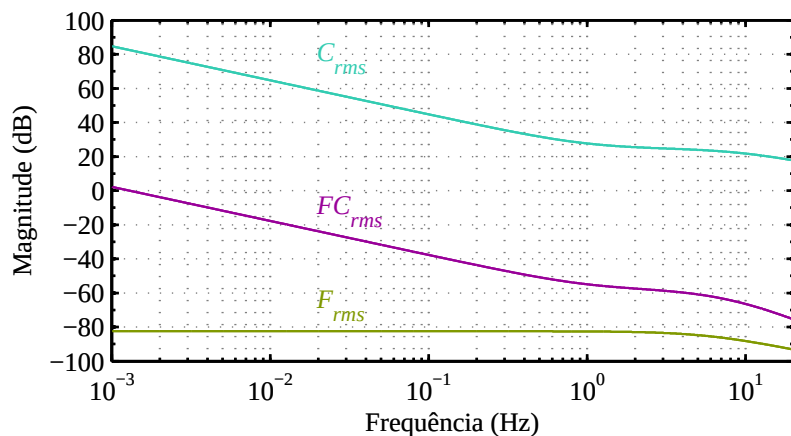
(b)



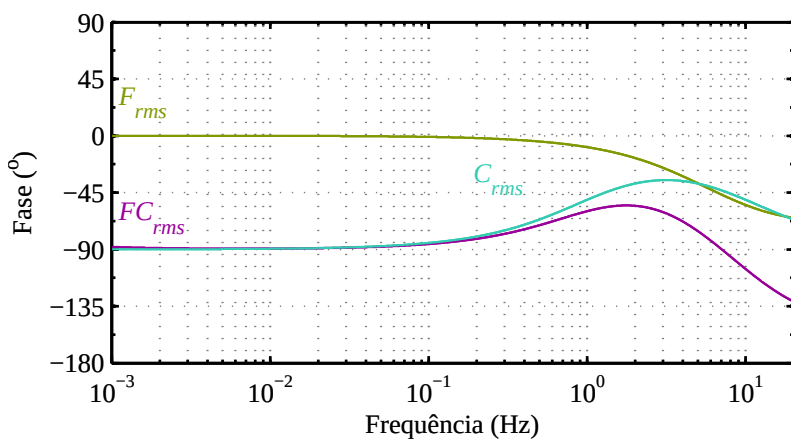
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 30 – Diagramas de bode das FTMA do valor eficaz de tensão com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{rms} . Para Z_{rd_L} . (a) Módulo. (b) Fase.

(a)



(b)

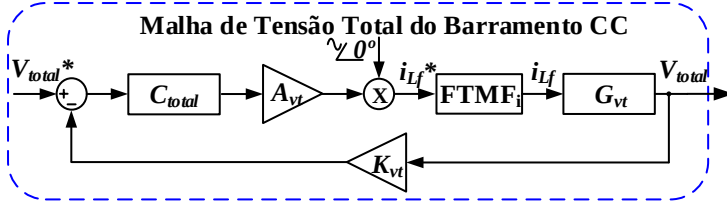


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.4.4 Controlador de tensão total do barramento CC

A malha de controle da tensão total do barramento CC é apresentada na Figura 31 e a FTMA da tensão total ($FTMA_{vt}(s)$) sem controlador é apresentada em (3.28).

Figura 31 – Malha de tensão total do barramento CC.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

$$FTMA_{vt}(s) = A_{vt} \cdot \frac{1}{K_i} \cdot G_{vt}(s) \cdot K_{vt} \quad (3.28)$$

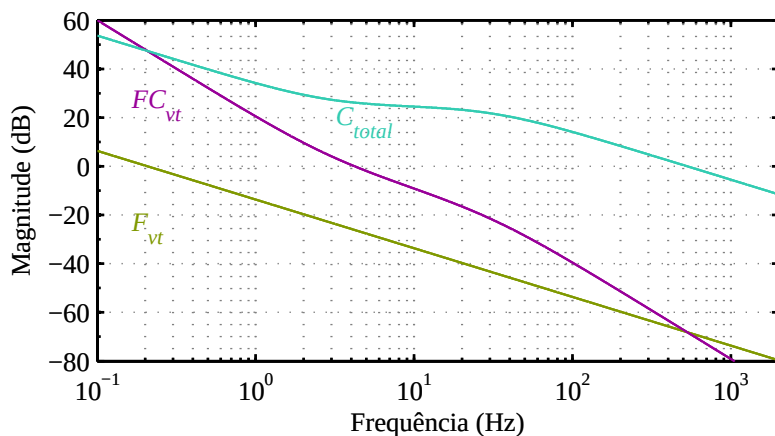
Ao traçar o diagrama de bode da $FTMA_{vt}(s)$ sem controlador, ver Figura 32, a mesma apresenta uma banda passante em torno de 0,2 Hz, sendo muito restrita para esta aplicação. Assim, o controlador utilizado é composto por um pólo na origem para haver uma boa regulação da tensão total do barramento CC. Para garantir a estabilidade marginal do sistema um zero foi adicionado na frequência de 3 Hz, um pólo foi utilizado para filtrar frequências mais elevadas que a banda passante da malha e por fim o ganho do controlador foi utilizado para adequar a banda passante da malha. A função de transferência do C_{total} é apresentada em (3.29).

$$C_{total}(s) = 303 \cdot \left(\frac{\frac{s}{2\pi 2,8} + 1}{\frac{s^2}{2\pi 31} + s} \right) \quad (3.29)$$

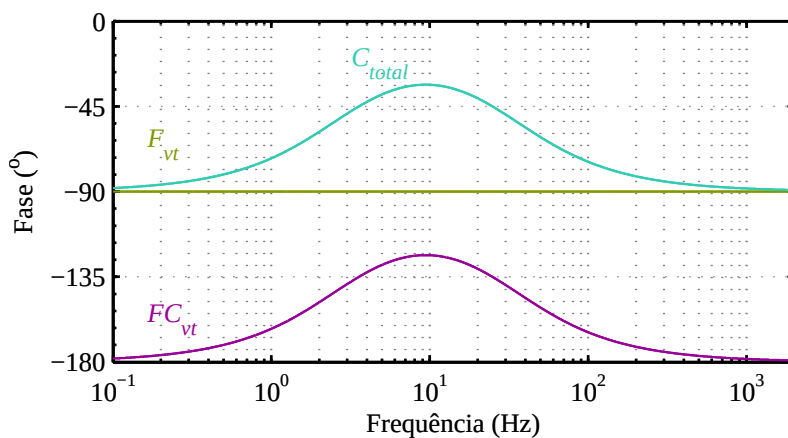
A Figura 32 mostra o diagrama de bode da $FTMA_{vt}(s)$ com e sem controlador. Após a utilização do controlador a margem de fase da malha atingiu 48° com banda passante de 4,2 Hz, atingindo as especificações de estabilidade e banda passante previamente especificadas.

Figura 32 – Diagramas de bode das FTMA da tensão total com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{total} . (a) Módulo. (b) Fase.

(a)



(b)

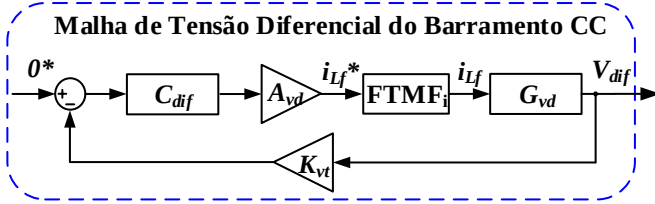


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.4.5 Controlador de tensão diferencial do barramento CC

A malha de controle é apresentada na Figura 33 e a respectiva FTMA da tensão diferencial ($FTMA_{vd}(s)$) sem controlador é apresentada em (3.30).

Figura 33 – Malha de tensão diferencial do barramento CC.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

$$FTMA_{vd}(s) = A_{vd} \cdot \frac{1}{K_i} \cdot G_{vd}(s) \cdot K_{vt} \quad (3.30)$$

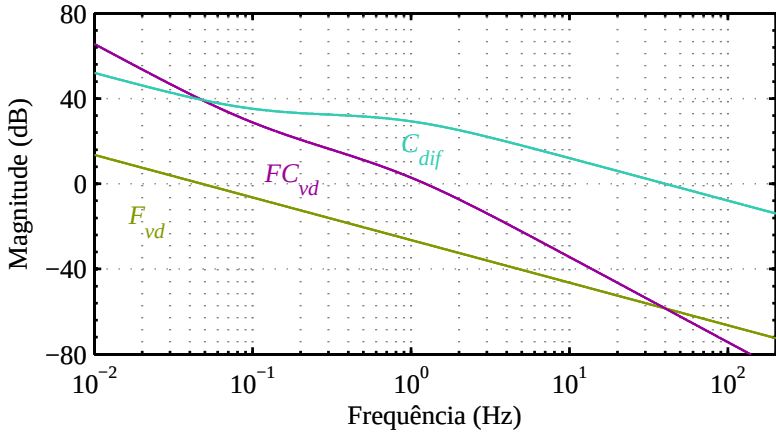
Ao traçar o diagrama de bode da $FTMA_{vd}(s)$ sem controlador a mesma apresenta uma banda passante em torno de 0,06 Hz, sendo muito restrita para esta aplicação. Assim, o controlador utilizado é composto por um pólo na origem para haver uma boa regulação da tensão diferencial do barramento CC. Para garantir a estabilidade marginal do sistema um zero foi adicionado na frequência de 0,1 Hz, um pólo foi utilizado para filtrar frequências mais elevadas que a banda passante da malha e por fim o ganho do controlador foi utilizado para adequar a banda passante da malha. A função de transferência do controlador utilizado é mostrada em (3.31).

$$C_{dif}(s) = 25 \cdot \left(\frac{\frac{s}{2\pi 0,1} + 1}{\frac{s^2}{2\pi 1} + s} \right) \quad (3.31)$$

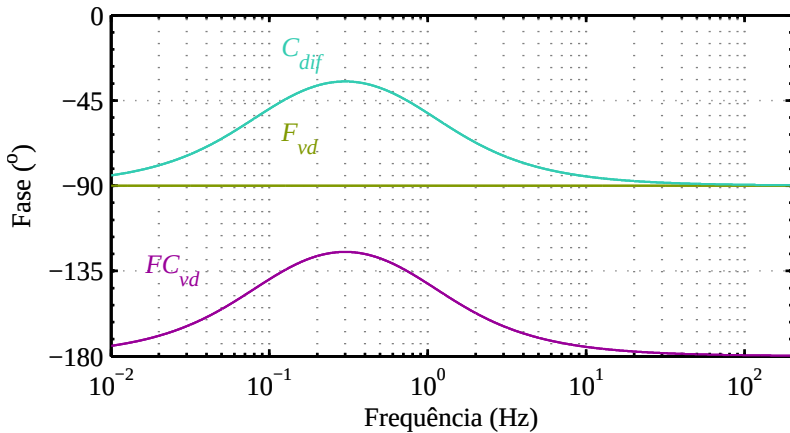
A Figura 34 mostra o diagrama de bode da $FTMA_{vd}(s)$ com e sem controlador. Após a utilização do controlador a margem de fase da malha atingiu 48° com banda passante de 1,3 Hz, atingindo as especificações de estabilidade e banda passante previamente especificadas.

Figura 34 – Diagramas de bode das FTMA da tensão diferencial com (FC) e sem (F) controlador e do controlador C_{dif} . (a) Módulo. (b) Fase.

(a)



(b)



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

3.5 INTERAÇÃO ENTRE MALHAS DE CONTROLE

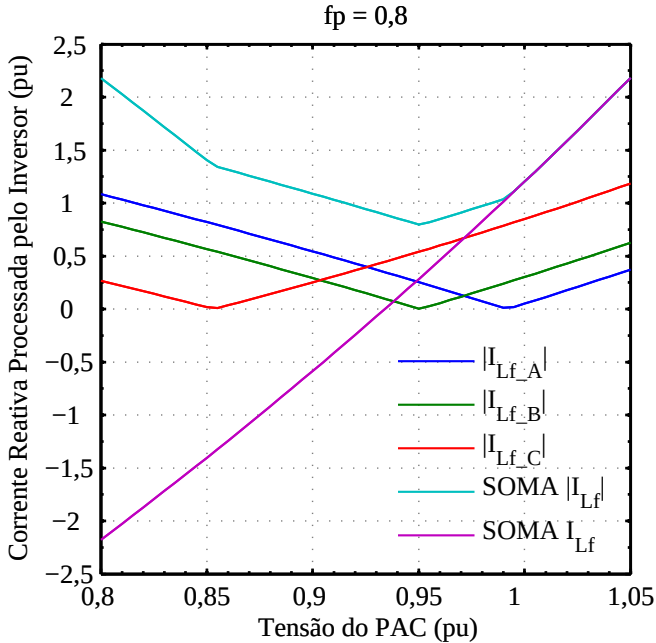
A malha de tensão diferencial produz um nível de corrente CC que praticamente não altera a amplitude de tensão no PAC, não incre-

menta a tensão total do barramento CC e não produz harmônicas. A malha de tensão total produz i_0^* , que não desequilibra o barramento CC, não gera harmônicas e praticamente não altera a amplitude de v_{PAC} . A atuação de malha de controle da amplitude de v_{PAC} não altera a amplitude ou equilíbrio do barramento CC e não produz harmônicas, portanto também não interage com as demais malhas. A malha de harmônicas não altera as tensões médias do barramento CC ou a componente fundamental da tensão do PAC. Assim, projetando as malhas de tensão muito mais lentas que a malha de corrente é suficiente para o desacoplamento de todas as malhas, facilitando o projeto dos controladores. Porém, caso o PLL não possua bom seguimento de referência, é possível que haja interação entre as malhas que atuam na corrente fundamental.

3.6 MALHA DE REDUÇÃO DO VALOR EFICAZ DE CORRENTE

A malha de redução do valor eficaz de corrente nos indutores é apresentada na Figura 35, trata-se de uma alternativa para o método que utiliza a técnica de *Minimum Power Point Tracking* (mPPT) para redução de processamento de energia pelo conversor, apresentada em (HOCK; NOVAES; BATSCHAUER, 2014). Para que haja redução no processamento de energia do conversor é necessário que a corrente nos indutores sejam as menores possíveis, porém o dispositivo necessita de uma quantidade mínima de corrente para manter o barramento CC regulado e para manter a redução nas distorções harmônicas de v_{PAC} . Dessa forma a amplitude de v_{PAC} é a única variável que permite certa excursão, que deve estar dentro dos limites da (ANEEL, 2014). Assim a corrente em quadratura i_{90} pode ser reduzida até zero, desde que v_{PAC} não saia da faixa de Tensão de Leitura (TL) adequada. Para reduzir i_{90} basta que a referência V_{PAC}^* seja semelhante ao valor eficaz de v_{PAC} quando não há compensação, onde tal alteração é efetuada na malha de compensação de tensão eficaz do PAC de forma lenta, não causando oscilações em v_{PAC} . Na técnica com mPPT V_{PAC}^* é perturbada e então é verificado se houve ou não redução de corrente no indutor, porém mesmo em regime permanente há razoável oscilação em V_{PAC}^* (HOCK; NOVAES; BATSCHAUER, 2014). Este trabalho propõe a utilização da malha apresentada na Figura 35, onde os sinais das saídas dos controladores de tensão eficaz (C_{RMS}) são lidos, somados, filtrados e então utilizados na composição da referência V_{PAC}^* , dessa forma trazendo as saídas desses controladores, que determinam as amplitudes das correntes em quadratura, para próximo de zero e, portanto,

Figura 36 – Corrente reativa fundamental no indutor em função da tensão no PAC para uma impedância de rede e uma carga RL desequilibrada.



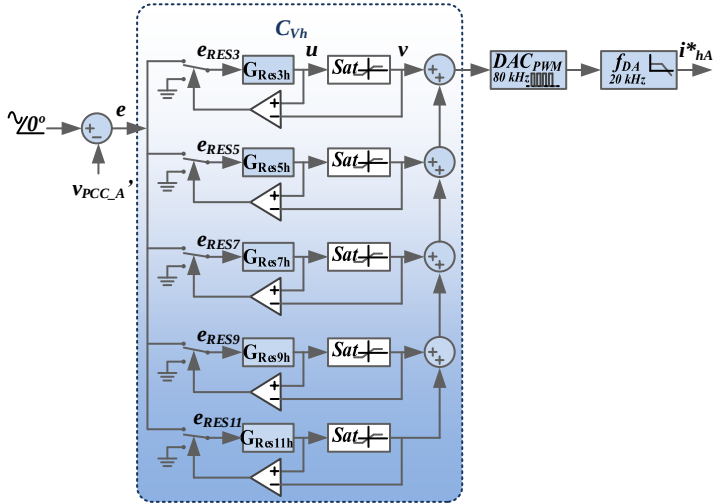
FONTE: Adaptado de (HOCK; NOVAES; BATSCHAUER, 2014)

3.7 SATURAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS

Todos as saídas dos controladores de tensão eficaz e do barramento CC possuem saturadores de simples implementação e que não distorcem as formas de onda das referências de corrente, porém a saturação dos controladores das malhas de harmônicas necessitam de uma técnica de saturação diferenciada, para que evitem distorções dos sinais dos termos ressonantes, chamados de u , após suas respectivas saturações. A técnica de saturação utilizada nesse trabalho é apresentada na Figura 37, contando com simples saturação dos termos ressonantes aliada a técnica *anti-windup* chamada de atualização condicional, baseando-se no trabalho de (SOARES, 2011). Há um saturador para cada termo ressonante para todas as três fases, onde ao ocorrer a sa-

turação em algum dos termos ressonantes seu respectivo sinal de erro (e_{RES}) é zerado, conforme descrito em (3.32). Tal técnica é de simples implementação e permite a diferenciação dos níveis de saturação para cada harmônica de corrente, como necessário na implementação do DMRQT.

Figura 37 – Malha de compensação de harmônicas com saturação e técnica *anti-windup* de atualização condicional, para a fase A.



FONTE: Adaptado de (SOARES, 2011)

$$e_{RES}(t) = \begin{cases} 0 & , v(t) \neq u(t) \\ e(t) & , \text{caso contrario} \end{cases} \quad (3.32)$$

3.8 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Esta seção apresentou as necessidades do problema de controle do DMRQT, identificando as variáveis a serem controladas. A estratégia de controle do dispositivo foi abordada ressaltando as respectivas necessidades de bandas passantes necessárias para um controle eficiente. O modelos das principais plantas foram levantados, possibilitando o projeto dos controladores. Todos os controladores foram projetados com base nas especificações de estabilidade marginal e atingiram tais especificações. Os problemas de redução do valor eficaz de corrente e de

saturação de correntes harmônicas foram discutidos e possíveis soluções foram apresentadas.

O projeto dos controladores de todas as malhas foram suficientes para garantir boa estabilidade às plantas, assim como foram necessários para impor a banda passante adequada para cada malha.

Os modelos das plantas de harmônicas de tensão e de corrente do indutor sofrem grande influência da impedância de rede, de forma que grandes alterações em tal impedância levam a alterações nos ganhos dessas malhas. Porém, em ambos projetos de controle permitiram estabilidade das plantas mesmo sob as variações paramétricas da rede.

A impedância de rede também afeta a malha do valor eficaz de tensão, porém a malha possui um pólo dominante em baixa frequência, que assume toda a dinâmica da malha. Assim, as variações paramétricas da rede não interferem na estabilidade da malha do valor eficaz de tensão.

Ao utilizar controladores ressonantes na malha de harmônicas é possível desacoplar as malhas de harmônicas com a malha de corrente e especificar níveis de saturação diferentes, não somente para cada malha de controle, mas também para cada harmônica e, dessa forma, respeitando os limites do conversor para cada componente harmônica.

A utilização da técnica *anti-windup* permite a redução da poluição da rede por parte do DMRQT nos momentos que o dispositivo não possui capacidade física para rejeitar perturbações harmônicas e a malha de harmônicas opera em saturação.

A malha de redução de corrente eficaz é de simples implementação e traz grandes benefícios na operação do conversor, como a redução de perdas no equipamento e no sistema de distribuição e o melhor aproveitamento da disponibilidade de potência do dispositivo em situações transitórias de variação de tensão no PAC.

Vale ressaltar que ambos os controladores do barramento CC atuam sob sinais de erro positivos ou negativos, e portanto, a estratégia atua não somente na absorção de potência ativa da rede mas também no fornecimento. Tal forma de controle e estrutura de potência permitem a conexão de uma fonte de potência ativa (com saída em corrente) ao barramento CC e, sem alterações da estratégia de controle, dos controladores ou do sistema de potência, o excedente de potência seja injetado na rede. Sendo necessário apenas a alteração dos níveis de saturação dos controladores. Basta o acoplamento de sistemas com painéis solares, aerogeradores ou qualquer outra fonte de energia, para que o DMRQT funcione como um SGD, mantendo as funções já existentes.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Após projeto dos compensadores necessários para a garantia de regulação da tensão do PAC, faz-se necessário comprovar sua eficiência e desempenho via simulação numérica. Assim também garantindo que a implementação dos controladores, dos circuitos de filtragem, do PLL e dos cálculos das tensões eficazes está adequada.

A simulação numérica não se limitará a cargas equilibradas lineares, mas abordará um cenário mais próximo da realidade a qual o DMRQT será submetido, com cargas não lineares e desequilibradas. Além disso, há a avaliação do comportamento dinâmico dos controladores diante de bruscas variações das cargas conectadas ao PAC. O sistema também foi analisado ao operar sob distintas impedâncias de rede.

Para facilitar comparações entre simulações e implementação do dispositivo as simulações numéricas contemplam cargas e impedâncias de rede similares às utilizadas nos ensaios experimentais. As representações dos circuitos simulados são apresentadas na Figura 38.

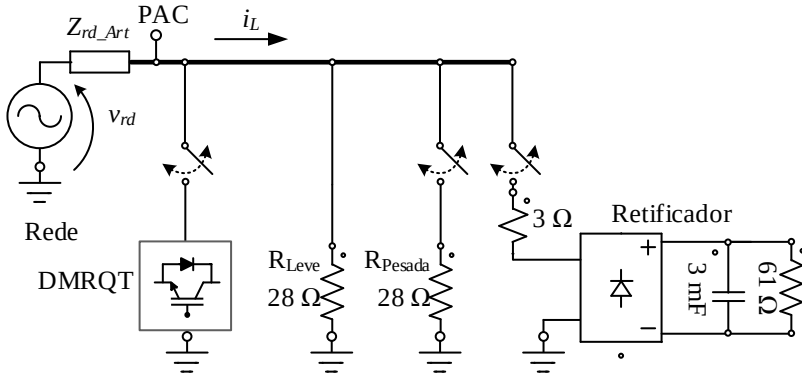
O DMRQT foi submetido a dois tipos de ensaios: o primeiro utiliza a Z_{rd} com uma alta impedância RL, ver Figura 38a, e o segundo utiliza o dispositivo conectado à uma rede de baixa impedância, ver Figura 38b. Os valores da impedância artificial (z_{rd_art}) e da real (z_{rd_real}) são apresentados respectivamente em (4.1) e (4.2) e representam os ensaios experimentais. Tal variação paramétrica possibilita verificar se o equipamento se mantém em adequado funcionamento sob redes com impedâncias distintas. Nas simulações com z_{rd_art} foram realizadas configurações de três tipos de cargas: leve, pesada e não linear. A carga leve é um resistor e fica permanentemente conectada ao PAC, a carga pesada trata-se da conexão de um resistor juntamente com a carga leve e a carga não linear trata-se da conexão de um retificador monofásico com filtro capacitivo puro, conectado em paralelo com a carga leve. Nos testes dinâmicos o comportamento do DMRQT é analisado durante a transição de carga leve para pesada e vice-versa, respectivamente chamados de degrau de 50% para 100% de carga e degrau de 100% para 50% de carga. Por fim há o ensaio com carga desequilibrada, onde foram utilizadas resistências de 14Ω, 9,3Ω e 28Ω como cargas para as respectivas fases A, B e C. Nas simulações com Z_{rd_real} foi utilizada uma carga não linear em paralelo com uma carga linear.

$$Z_{rd_art} = 0,75\Omega + j \cdot 2mH \cdot 2\pi \cdot f_{rd} \quad (4.1)$$

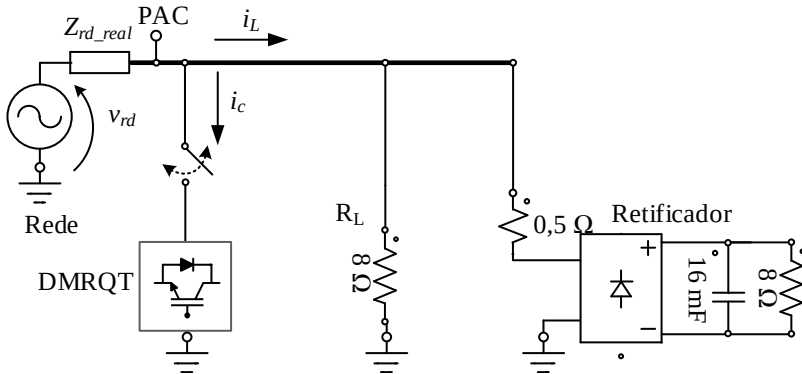
$$Z_{rd_real} = 95,5m\Omega + j \cdot 166,8\mu H \cdot 2\pi \cdot f_{rd} \quad (4.2)$$

Figura 38 – Esquema unifilar dos circuitos utilizados nas simulações numéricas do DMRQT. (a) Quando utilizado Z_{rd} artificial. (b) Quando utilizado Z_{rd} real.

(a)



(b)



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

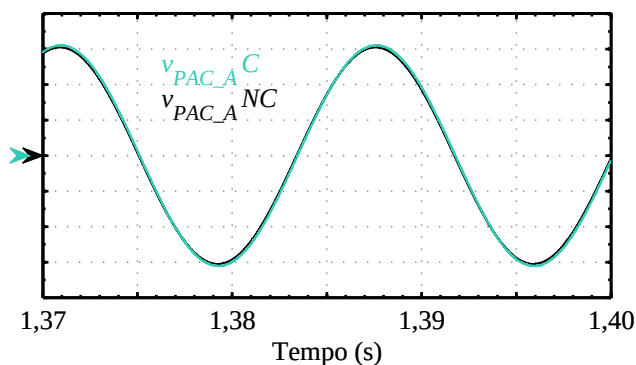
Como os parâmetros de simulação são idênticos para todas as fases do circuito simulado, alguns resultados das simulações numéricas são apresentados somente para uma fase, o que significa que as demais fases possuem resultados análogos, apenas havendo defasagem de 120° nas correntes e tensões.

4.1 CARGA LINEAR EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL

A cargas lineares leve e pesada modificam apenas a amplitude da parcela fundamental de v_{PAC} , dessa forma o conversor deverá apenas inserir reativos na componente fundamental de corrente para compensar a tensão no PAC. Um vez que as cargas são resistivas, a corrente reativa do conversor deverá ser capacitiva para regular v_{PAC} , pois uma carga puramente resistiva faz com que haja queda de v_{PAC} .

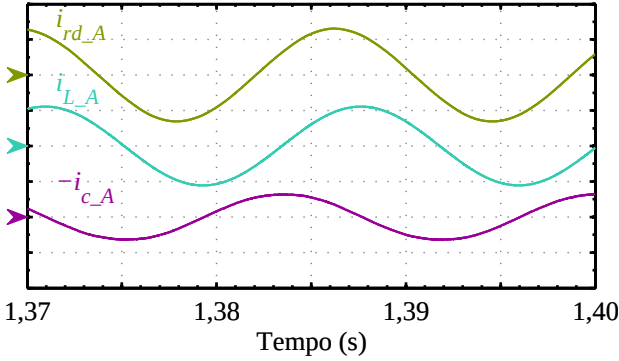
A Figura 39 apresenta v_{PAC} antes e após a regulação pelo DMRQT. É visto que há um aumento na amplitude e pequena defasagem de v_{PAC} . As correntes na rede, na carga e no conversor são apresentadas na Figura 40. Onde a corrente da rede assume defasagem capacitiva para a compensação da amplitude de tensão. A Tabela 13 resume os parâmetros do sistema, onde v_{PAC} passou de 216 V para 219 V. Tal tensão possui referência de 220 V, porém o tempo de simulação para chegar a tal valor é demasiadamente longo e não traz grandes benefícios na avaliação do dispositivo. Porém é importante que o controle da tensão eficaz do PAC atue para que tal tensão rapidamente esteja próxima ao valor de referência, avaliação que é efetuada na análise dos transitórios de carga. A DTT foi incrementada com a atuação do dispositivo, de 0,2 % para 0,3 %, devido à contribuição da comutação do conversor e de uma pequena atuação da malha de harmônicas.

Figura 39 – Tensão no PAC (100 V/div) com carga leve, sem (NC) e com (C) DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 40 – Correntes na rede, na carga e no conversor (10 A/div) para a fase A com carga leve.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

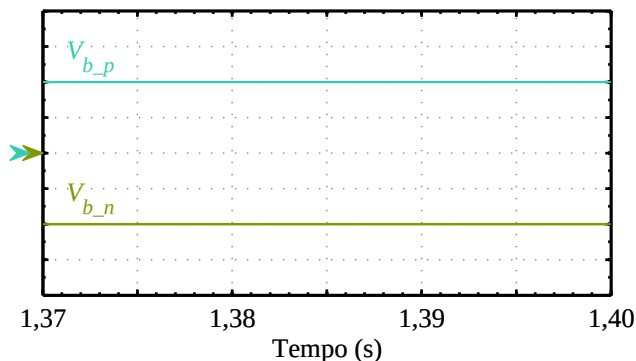
Tabela 13 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga leve

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	216 V	219 V
DTT na Fase A	0,2 %	0,3 %
Corrente na rede na Fase A	7,8 A	9,2 A
Corrente no conversor na Fase A	-	4,6 A

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As tensões do barramento CC são apresentadas na Figura 41. É visto que as mesmas se mantêm reguladas no valor projetado, totalizando 800 V de tensão total no barramento CC.

Figura 41 – Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga leve.



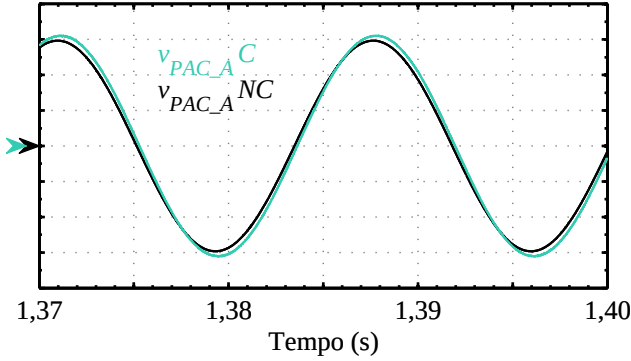
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Operando com carga pesada, as tensões da fase A do PAC, antes e após a regulação, são apresentadas na Figura 42, onde há maior diferença entre as amplitudes das tensões que na operação em carga leve. Após a compensação, a rede, a carga e o conversor possuem as correntes apresentadas da Figura 43, onde a compensação continua sendo capacitiva, porém, com maiores amplitudes.

As tensões do barramento CC são mantidas reguladas adequadamente, como apresentado na Figura 44.

A Tabela 14 resume os parâmetros do sistema antes e após implementação do dispositivo, havendo grande melhoria na regulação do PAC e pequeno aumento na DTT. A corrente da rede também é incrementada, situação necessária para a compensação de tensão. Apesar das tensões do PAC não estarem fora da TL adequada, a elevação de tensão promovida pelo dispositivo garante que haverá similar aumento de amplitude nos momentos de níveis de TL precários ou críticos.

Figura 42 – Tensões da fase A do PAC (100 V/div) com carga pesada, sem (NC) e com (C) DMRQT.



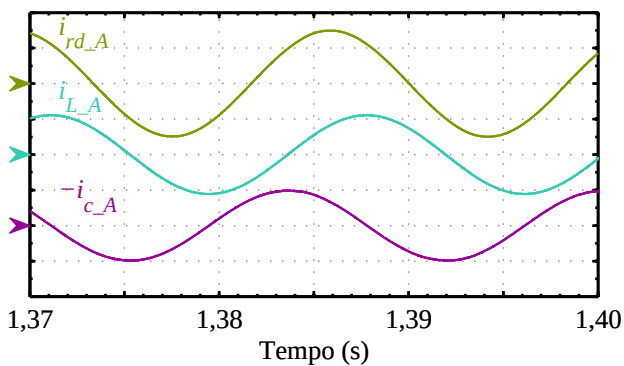
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 14 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga pesada.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	210 V	219 V
DTT na Fase A	0,1 %	0,4 %
Corrente na rede na Fase A	15,0 A	21,1 A
Corrente no conversor na Fase A	-	14,0 A

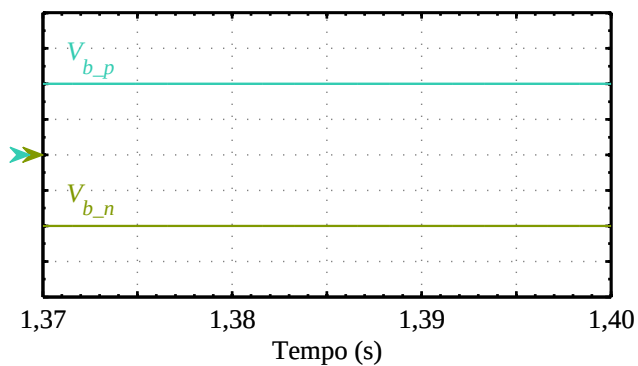
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 43 – Correntes na rede, na carga e no conversor (20 A/div) para a fase A com carga pesada.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 44 – Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga pesada.

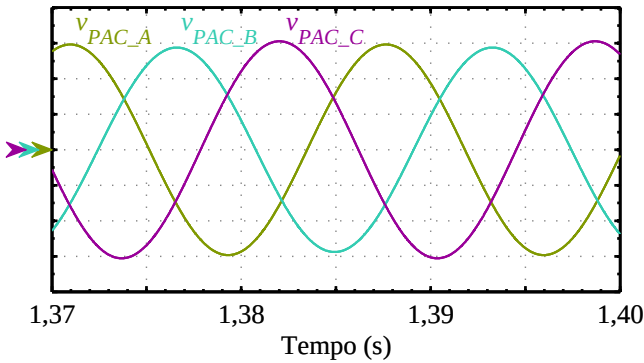


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.2 CARGA LINEAR DESEQUILIBRADA EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL

Em operação com carga desequilibrada o sistema possui as formas de onda de v_{PAC} apresentadas nas Figuras 45 e 46 respectivamente com o sistema sem e com compensação. As tensões são equilibradas após a implementação do dispositivo com tensões apresentadas na Tabela 15. Para tamanho desequilíbrio é esperado diferentes níveis de correntes de compensação e essas são apresentadas na Figura 46, cujos valores estão descritos na Tabela 15.

Figura 45 – Tensões no PAC (100 V/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT.

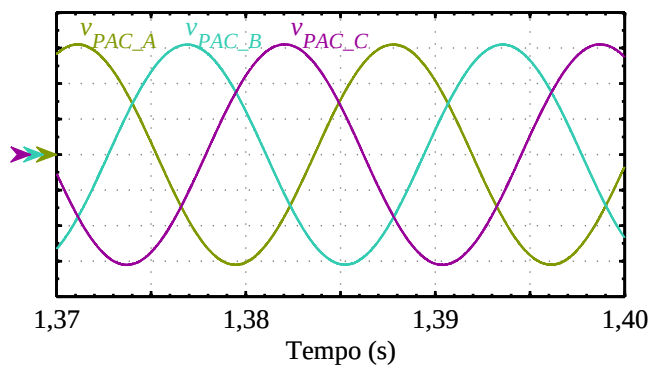


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.3 CARGA NÃO LINEAR EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL

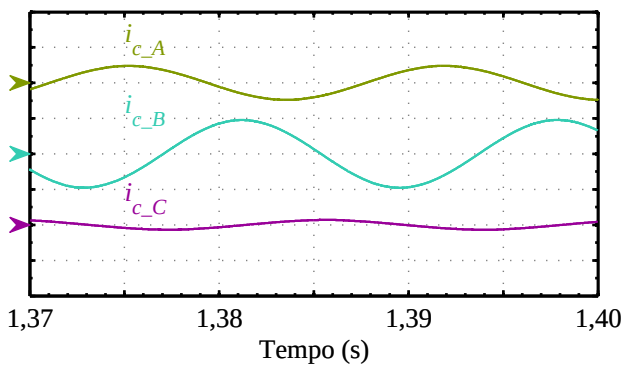
O sistema operando com carga não linear, sem a presença do compensador, possui as formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} apresentadas nas Figuras 48 e 49. As formas de onda de tensão apresentam DTT de 5,4 % devido a não linearidade das correntes de carga, que são transmitidas para as tensões no PAC. Apesar de a DTT estar dentro dos limites estipulados pela (ANEEL, 2014), este ensaio é suficiente para avaliar a atuação da malha de harmônicas de tensão proposta.

Figura 46 – Tensões no PAC (100 V/div) com carga desequilibrada e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 47 – Correntes no conversor (40 A/div) com carga desequilibrada.



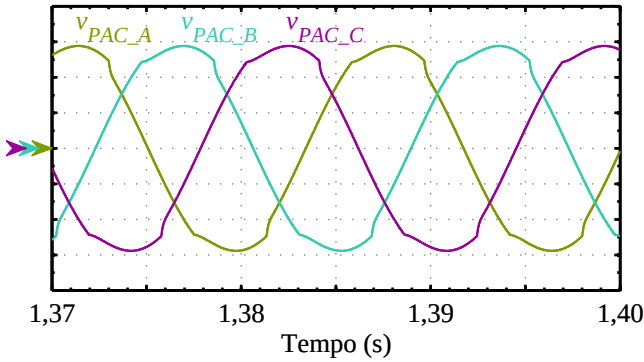
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 15 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga desequilibrada.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	210 V	219 V
Tensão na Fase B	204 V	219 V
Tensão na Fase C	216 V	220 V
Corrente na rede na Fase A	15,0 A	20,5 A
Corrente na rede na Fase B	22,0 A	36,6 A
Corrente na rede na Fase C	7,7 A	7,9 A
Corrente no conversor na Fase A	-	13,5 A
Corrente no conversor na Fase B	-	27,0 A
Corrente no conversor na Fase C	-	3,8 A

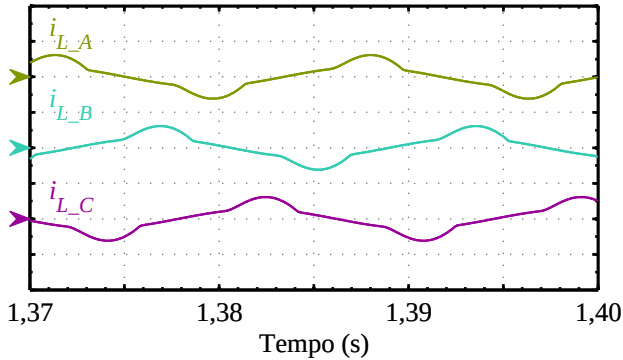
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 48 – Tensões no PAC (100 V/div) com carga não linear e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 49 – Correntes na rede (40 A/div) com carga não linear e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

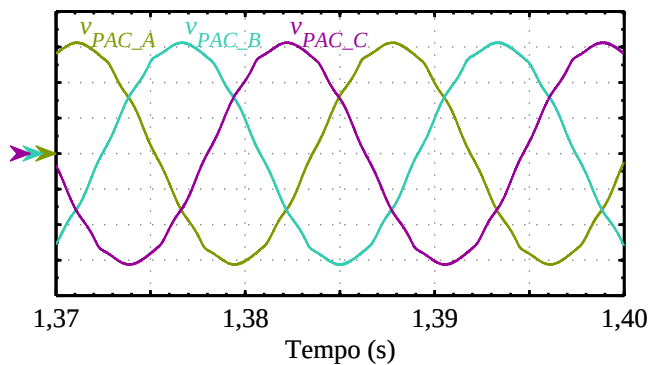
4.3.1 Operação Sem Saturação de Harmônicas

As formas de onda de v_{PAC} após compensação com o DMRQT são apresentadas na Figura 50, possuindo menor distorção, com DTT de 1,6%, um terço do índice sem a presença do compensador e portanto, demonstrando boa eficácia da técnica de compensação harmônica.

As correntes da fase A da rede, da carga e do conversor são apresentadas na Figura 51, as demais fases possuem formas de onda análogas, porém defasadas em 120° . É válido observar que as correntes produzidas pelo conversor (i_c) somadas as correntes de carga (i_L) produzem correntes com baixa distorção harmônica, que são as correntes da rede (i_{rd}), ou seja, as correntes do conversor são complementares as correntes de carga, mesmo sem a leitura das correntes i_L ou i_{rd} , somente com a leitura de v_{PAC} .

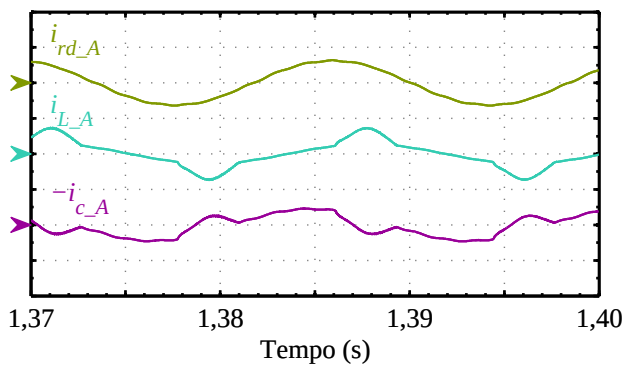
Para melhor avaliar a atuação do DMRQT, a Tabela 16 apresenta as alterações nos parâmetros da rede com a inserção no dispositivo para carga não linear, onde os valores apresentados são válidos para as três fases. É visto que o dispositivo é capaz de atingir os objetivos propostos inicialmente, com a redução do conteúdo harmônico de tensão, regulação da tensão no PAC e controle do barramento CC, como apresentado na Figura 52.

Figura 50 – Tensões no PAC (100 V/div) com carga não linear e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 51 – Correntes da fase A da rede, da carga e do conversor (40 A/div) para a fase A com carga não linear.



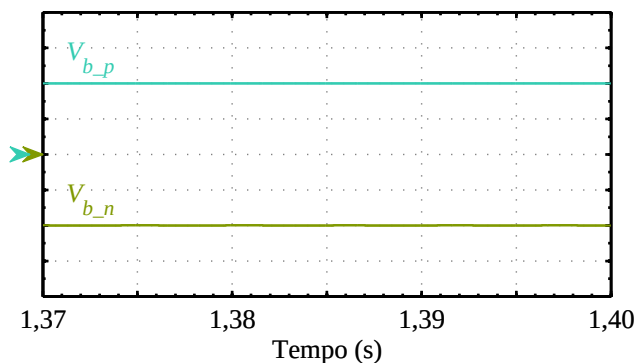
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 16 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão no PAC	211 V	219 V
DTT	5,4 %	1,6 %
Corrente na rede	13,5 A	17,8 A
Corrente no conversor	-	12,3 A
DTC	29,5 %	2,3 %

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

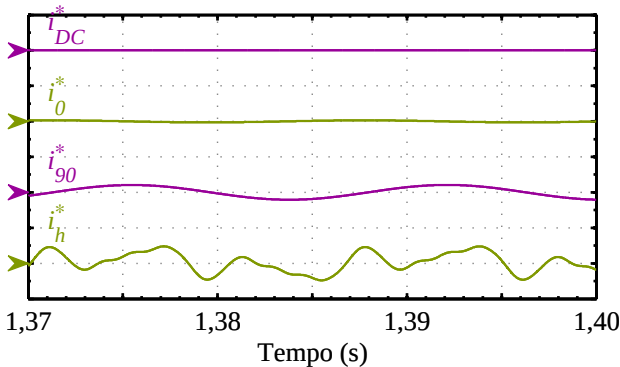
Figura 52 – Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As correntes do conversor promovem majoritariamente a circulação de potência reativa, com uma parcela para compensação de harmônicas e outra fundamental, para a compensação do valor eficaz de v_{PAC} . Esta simulação é visualizada na Figura 53, onde são apresentadas as quatro componentes da referência de corrente da Fase A já com os ganhos que representam as correntes de referência para i_{Lf} .

Figura 53 – Componentes da corrente de referência do indutor da fase A ($i_{Lf_A}^*$) (20 A/div) com carga não linear.



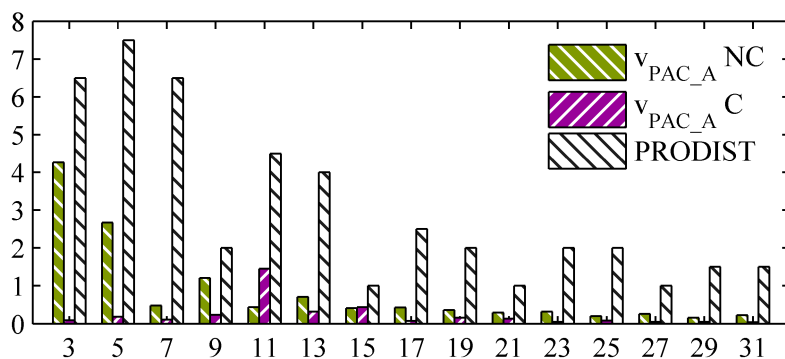
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Para uma melhor avaliação da compensação de harmônicas efetuada pelo conversor é apresentada uma análise do conteúdo harmônico de v_{PAC} antes (NC) e depois (C) da compensação na Figura 54. Como se pode verificar, há grande redução no conteúdo harmônico, havendo a elevação da 11ª harmônica. Apesar de o conteúdo harmônico sem compensação não infringir a norma (ANEEL, 2014) a análise é útil para avaliar o desempenho da técnica de controle, que mantém os níveis de mitigação de harmônicas nos casos que infrinjam tal norma.

Análises das harmônicas de corrente da rede, da carga e do conversor foram efetuadas para verificar as contribuições do DMRQT para o sistema. Os limites percentuais de componentes harmônicas dados por (IEEE..., 2014) são referenciados pela maior componente fundamental das correntes de carga. A corrente fundamental máxima é de 13,6 A e foi utilizada na composição dos gráficos que comparam as correntes harmônicas medidas com (IEEE..., 2014) ao considerar uma relação de Corrente de Curto-Circuito (ICC) sob i_L inferior à 20.

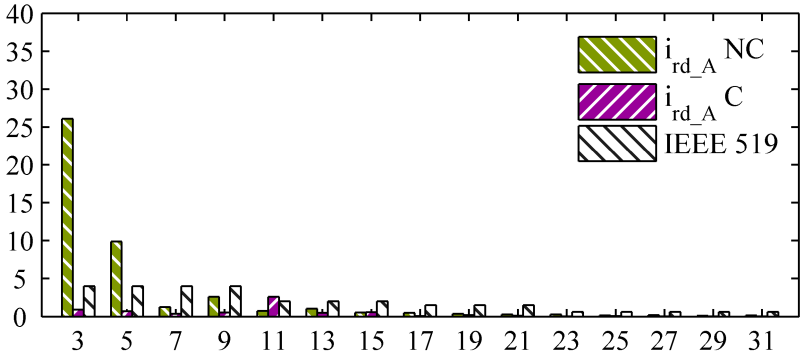
O conteúdo harmônico da corrente de rede sem (NC) e com (C) compensação é apresentado na Figura 55. É visto que até a 9ª harmônica há grande redução das componentes harmônicas, porém a 11ª possui certa elevação, tal situação pode ser esclarecida com a análise da comparação do conteúdo harmônico entre as correntes da rede, da carga e do conversor, apresentadas na Figura 56. É visto que até a 9ª harmônica as componentes do conversor assumem a amplitude de praticamente todas as respectivas componentes da carga, porém na 11ª, 13ª e 15ª harmônica a corrente do conversor supera as correntes de carga, assim contribuindo para a distorção harmônica de v_{PAC} . O problema pode ocorrer por conta da incapacidade do dispositivo de efetuar a adequada compensação da 11ª harmônica e que também pode ser visualizada na comparação do conteúdo harmônico da corrente no indutor de filtro com o conteúdo da corrente do conversor, apresentada na Figura 57, onde apenas a 11ª componente de i_{Lf} é inferior a mesma componente de i_c . Para resolver tal situação foi sugerido a limitação da amplitude das componentes harmônicas de corrente de acordo com a capacidade do dispositivo para que o mesmo possa impor adequadamente as harmônicas necessárias na compensação de tensão.

Figura 54 – Conteúdo harmônico das tensões no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.



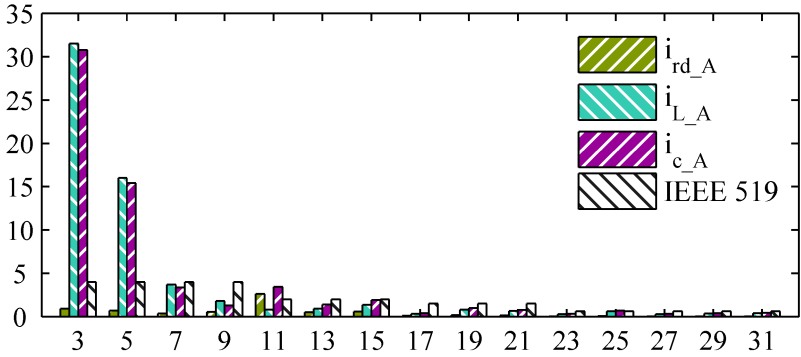
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 55 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear sem (NC) e com (C) DMRQT.



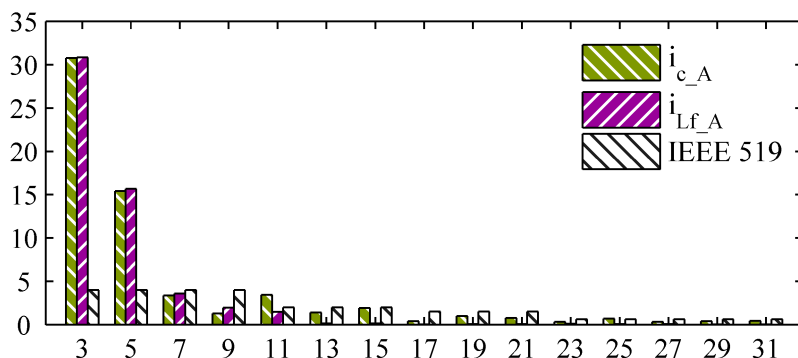
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 56 – Conteúdo harmônico da corrente na rede, na carga e no conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 57 – Conteúdo harmônico da corrente do conversor e do indutor do conversor (% da fundamental de carga) comparadas com (IEEE..., 2014), com carga não linear.



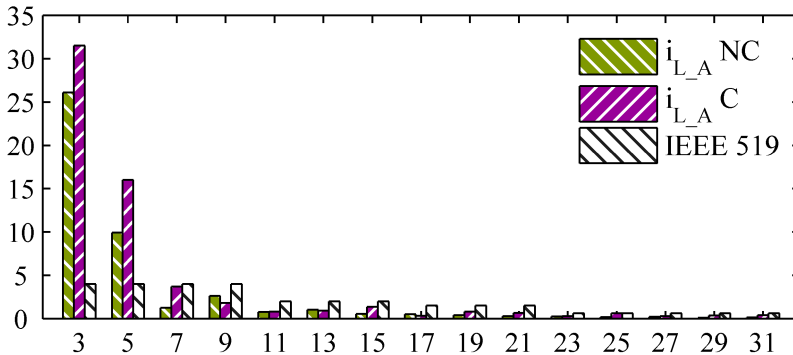
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Vale ressaltar que as harmônicas compensadas são superiores às harmônicas da carga não compensadas, pois a carga utilizada drena maior conteúdo harmônico com a compensação de tensão, como visto na Figura 58, que apresenta o conteúdo harmônico da carga antes (NC) e após (C) a compensação. Tal aumento ocorre devido ao incremento da tensão de pico do PAC.

4.3.2 Operação Com Saturação de Harmônicas

A saturação individual de cada componente harmônica permite que haja o máximo de aproveitamento da capacidade do sistema de controle na mitigação de harmônicas ao mesmo tempo que evita a tentativa de circulação de harmônicas que fisicamente o conversor não é capaz de impor sem que haja excitação de componentes harmônicas que prejudiquem o sistema. Para o caso de o sistema operando com carga não linear e com tamanha impedância de rede (Z_{rd_art}) as limitações de correntes injetadas pelo conversor são apresentadas na Figura 59. Pode-se verificar que a 9ª e 11ª harmônicas possuem amplitude bem limitadas, porém este não é o único limitante para uma melhor adequação da 11ª harmônica, há também a limitação de resposta da malha de corrente para essa impedância de rede. A FTMA de corrente para a atual impedância de rede é apresentada na Figura 60, onde apesar de continuar estável, possui atenuações e defasamentos justamente na 9ª e 11ª harmônica, indicando pobre seguimento de referência e baixa

Figura 58 – Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.



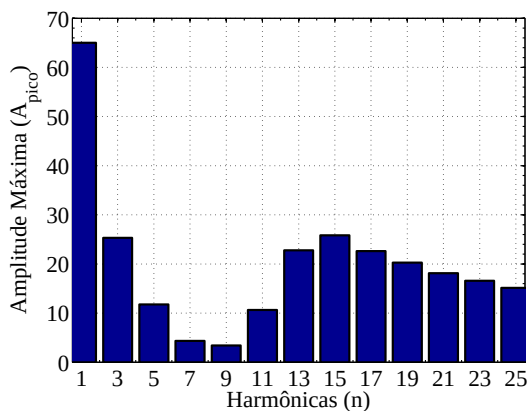
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

rejeição de distúrbios. Assim, o melhor valor de saturação encontrado para essas componente foi de 0,01 A de pico para a 11ª harmônica, permitindo nula influência do conversor na mesma. As demais componentes harmônicas foram saturadas de acordo com os limites da Figura 59.

As formas de onda da tensão no PAC após a saturação das correntes harmônicas são apresentadas na Figura 61, onde há boa melhora em termos de distorção harmônica, a DTT passa a ser 1.32%, baixando 0,3%. As formas de onda de corrente do sistema são apresentadas na Figura 62, que ao comparar com a Figura 51 há redução na ondulação de i_c , não influenciando negativamente em v_{PAC} e, portanto, motivo da melhora da qualidade das tensões.

A análise harmônica de v_{PAC} é apresentada na Figura 63, onde há a comparação da tensão não compensada (NC), compensada sem a saturação (C), compensada com a saturação (C SAT) e dos limites de (ANEEL, 2014). Ao saturar as harmônicas de corrente há redução na 11ª componente, deixando seu nível mais próximo ao respectivo nível da carga. Para melhorar a compensação de harmônicos utilizando essa impedância de rede (Z_{rd_art}) seria necessário reprojeter o controlador de corrente para que o mesmo possua capacidade para atuar nas recém-mencionadas harmônicas. Como esta impedância de rede foi utilizada apenas por disponibilidade de componentes no laboratório que o

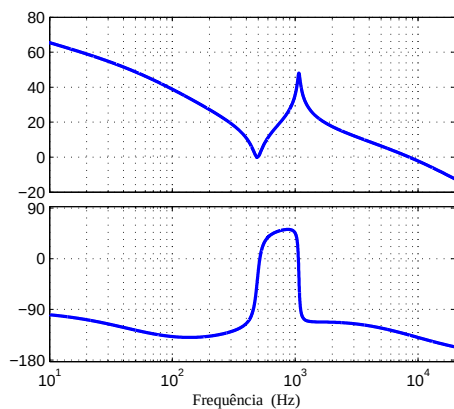
Figura 59 – Limite máximo de injeção de corrente harmônica para rede de alta impedância ($L_{rd} = 2mH, r_{rd} = 0,75\Omega$).



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

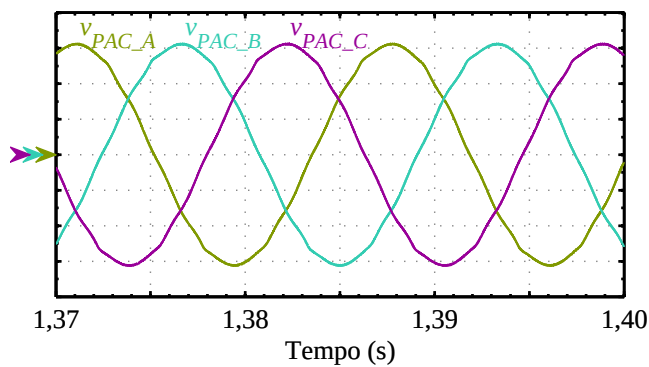
dispositivo foi experimentalmente testado, não sendo uma impedância considerada real e não estando nas especificações de projeto desse dispositivo, não há interesse em reprojetar o controlador de corrente uma vez que nas variações paramétricas especificadas o dispositivo possui ganho suficiente para rejeitar perturbações até a 11^a harmônica. Dessa forma, a compensação da 11^a harmônica pode ser analisada nas simulações com impedância de rede Z_{rd_real} .

Figura 60 – Diagrama de bode da FTMA de corrente para rede de alta impedância ($L_{rd} = 2mH, r_{rd} = 0,75\Omega$).



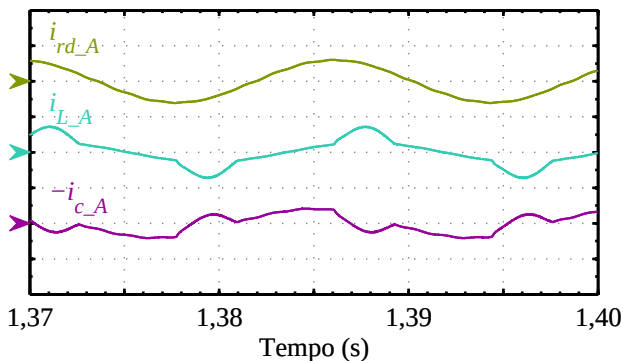
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 61 – Tensões no PAC (100 V/div) com carga não linear, com DMRQT e com saturação de harmônicas.



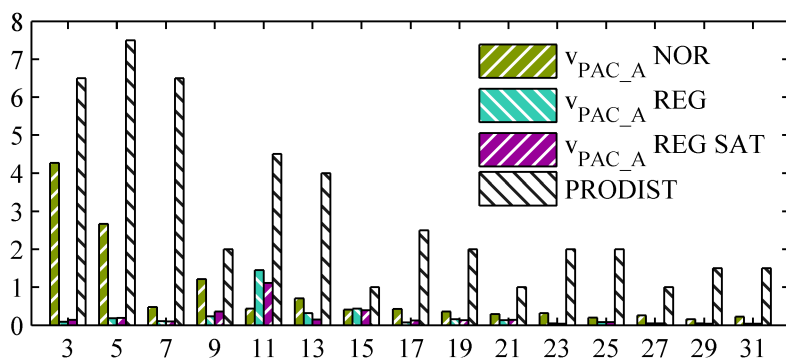
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 62 – Correntes da fase A da rede, da carga e do conversor (40 A/div) para a fase A com carga não linear e com saturação de harmônicas.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 63 – Conteúdo harmônico das tensões no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear, sem (NC), com (C) DMRQT e com saturador (SAT).



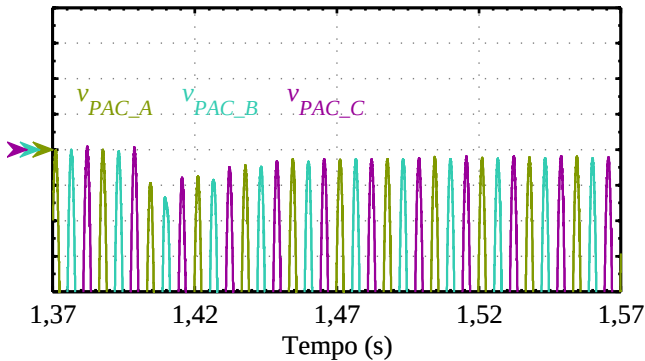
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.4 DINÂMICA DE CARGA EM IMPEDÂNCIA DE REDE ARTIFICIAL

A variação brusca da carga do PAC também causa variação de tensão, tornando possível a avaliação da resposta transitória dos controladores do dispositivo.

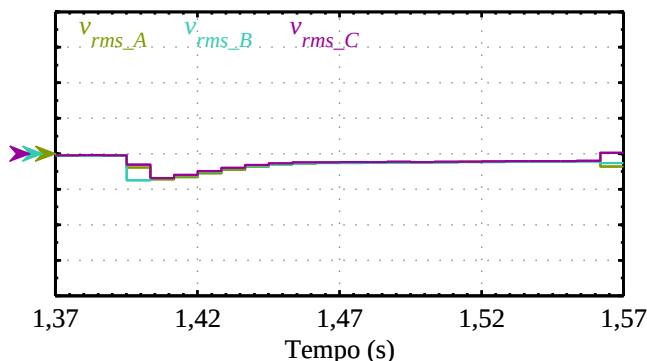
A Figuras 64 e 65 apresentam respectivamente as formas de onda de v_{PAC} e seus valores eficazes durante o transitório de carga de 50 % para 100 %. Inicialmente ocorre queda em v_{PAC} por conta da baixa injeção de reativos pelo DMRQT e pelo próprio aumento de carga. O transitório dura aproximadamente 50 ms, equivalente à 3 ciclos de rede para v_{PAC} se aproximar da referência de tensão de 220 V. Uma variação de tensão com período inferior à 3 segundos é considerada como variação momentânea de tensão por (ANEEL, 2014) e poderá ser expurgada do intervalo de medição de tensão eficaz, garantindo que não haja detecção da TL fora da faixa adequada de tensão. Portanto o tempo de resposta para convergência do controlador de tensão eficaz do PAC está bastante satisfatório.

Figura 64 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div) durante o transitório de carga em (1,4 s) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 65 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.



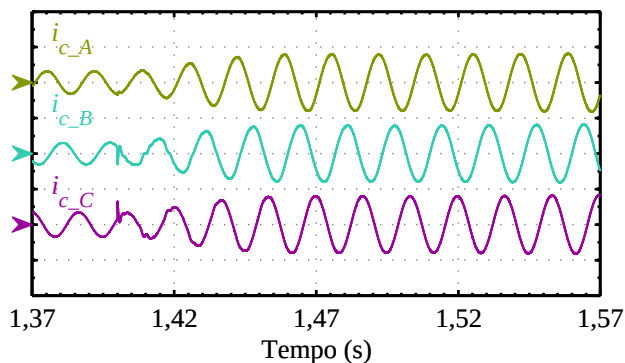
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As correntes que circulam no conversor durante o transitório são apresentadas na Figura 66, sendo capacitivas durante todo o transitório, porém incrementando sua amplitude e adequando a compensação para a carga pesada em tempo adequado para esta aplicação. Há um pico de corrente no exato momento do transitório por conta do descarregamento dos capacitores de filtro C_f , o que não gera problemas para a aplicação.

O comportamento dos controladores do DMRQT pode ser avaliado na Figura 67, que apresenta as quatro referências de corrente da fase A durante o transitório de carga. É visto que há significativa mudança somente na referência correspondente ao controle da tensão eficaz no PAC (i_q^*), atuando para compensar a tensão eficaz no PAC e não interferindo nas demais malhas de tensão. A referência de corrente harmônica (i_h^*) permanece sem alterações, significando que a malha é lenta o suficiente para não atuar em transitórios de carga e assim não interagindo com a malha de corrente e não gerando grandes níveis de corrente de referência, porém efetuando boa compensação para perturbações de regime permanente, como descrito na seção 4.3.

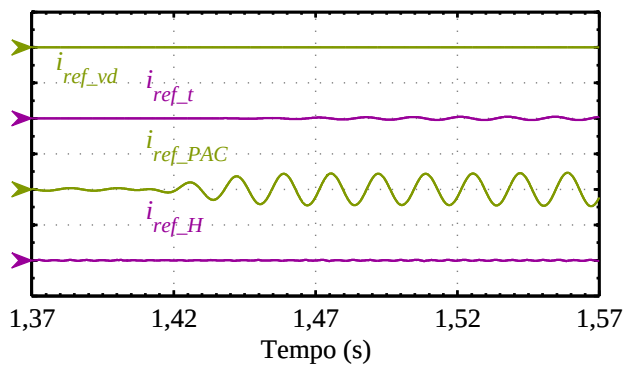
As tensões do barramento CC durante o transitório de carga são apresentadas na Figura 68. As mesmas não apresentam quaisquer alterações, pois não há variação da potência ativa drenada pelo conversor, indicando bom funcionamento do dispositivo.

Figura 66 – Correntes do conversor (20 A/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100% com DMRQT.



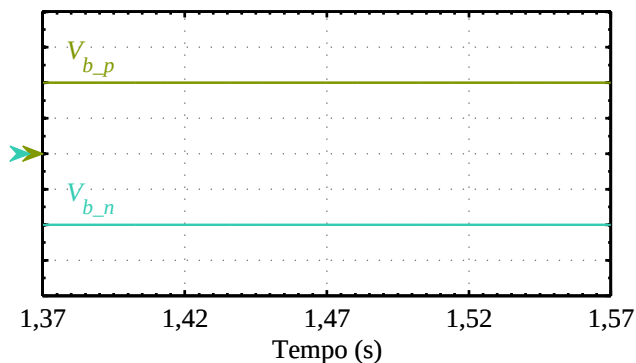
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 67 – Referências de corrente (20 A/div) do DMRQT durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100%.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

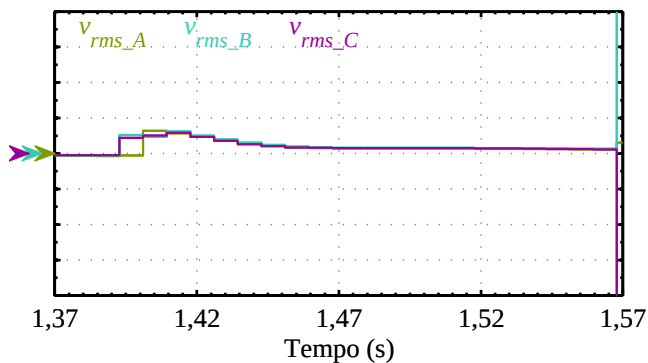
Figura 68 – Tensões do barramento CC (200 A/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 50% para 100% com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

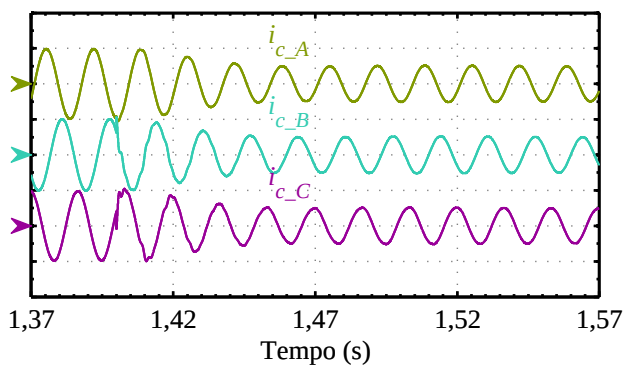
No degrau de 100 % para 50 % a resposta do sistema é análoga ao degrau anterior, portanto são apresentadas somente as variações das tensões eficazes e das correntes do conversor durante o transitório, respectivamente nas Figuras 69 e 70. A compensação ocorre em tempo similar ao caso anterior, validando assim a estratégia de controle de tensão eficaz. A resposta dos controladores e do barramento CC também são similares ao caso anterior.

Figura 69 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 100% para 50% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 70 – Correntes do conversor (20 A/div) durante o transitório de carga em 1,4 s de 100% para 50% com DMRQT.



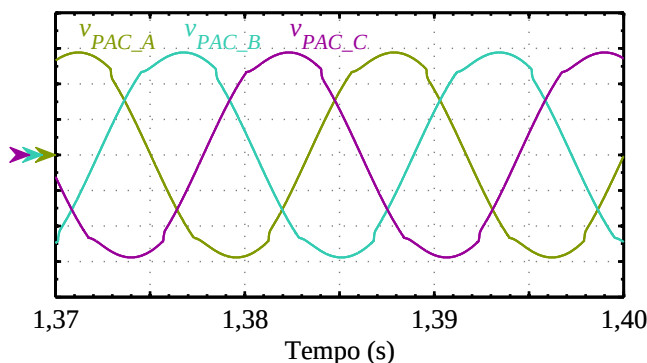
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.5 CARGA NÃO LINEAR EM REDE DE BAIXA IMPEDÂNCIA

Uma vez que o dispositivo pode ser inserido em diferentes tipos de rede, é necessário simular o mesmo em uma rede de baixa impedância. Esta seção traz a operação do conversor com carga não linear e impedância de rede Z_{rd_real} , assim é possível avaliar a compensação de harmônicas para uma rede de baixa impedância, onde o controlador de corrente foi projetado para atuar.

O sistema operando com carga não linear, sem a presença do compensador, possui as formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} apresentadas nas Figuras 71 e 72. As formas de onda de tensão possuem DTT de 4,5 %.

Figura 71 – v_{PAC} (100 V/div) com carga não linear e sem DMRQT.



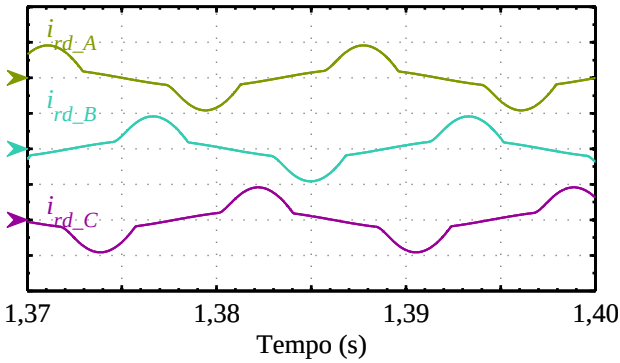
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As formas de onda de v_{PAC} após a compensação com o DMRQT são apresentadas na Figura 73, possuindo menor distorção, com DTT de 1,8%, demonstrando boa eficácia da técnica de compensação harmônica.

As correntes da fase A da rede, da carga e do conversor são apresentadas na Figura 74. Semelhantemente as simulações com impedância de rede Z_{rd_art} , o dispositivo gera formas de onda complementares a carga de forma que a corrente da rede possui baixa distorção harmônica.

Para melhor avaliar a atuação do DMRQT, a Tabela 17 apresenta as alterações nos parâmetros da rede com a inserção no dispositivo para carga não linear, onde os valores apresentados são válidos para as três fases. É visto que o dispositivo promove a redução do conteúdo harmônico de tensão, porém a regulação da tensão no PAC

Figura 72 – Correntes na rede (150 A/div) com carga não linear e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

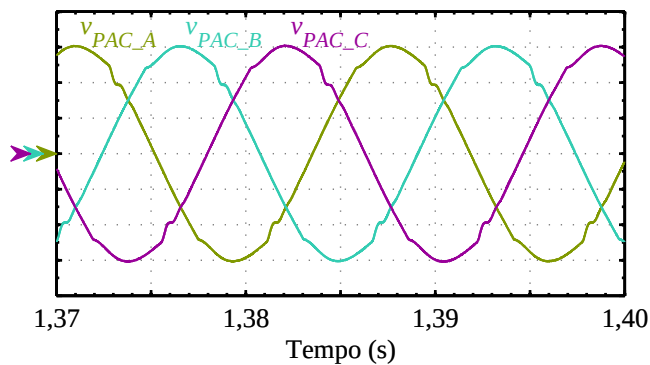
não é completa, uma vez que com baixa impedância de rede o dispositivo necessita de maior potência para elevar v_{PAC} para 220 V. Assim o conversor foi capaz de se limitar em sua capacidade máxima e dessa forma elevar 3 V no PAC.

Tabela 17 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão no PAC	211 V	214 V
DTT	4,5 %	1,8 %
Corrente na rede	71,5 A	86,0 A
Corrente no conversor	-	59,2 A
DTC	41,0 %	5,6 %

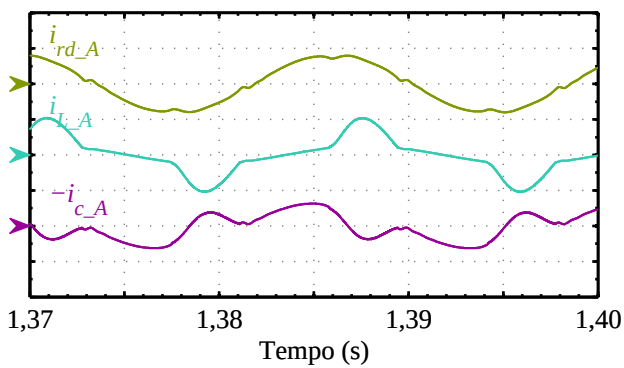
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 73 – v_{PAC} (100 V/div) com carga não linear e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

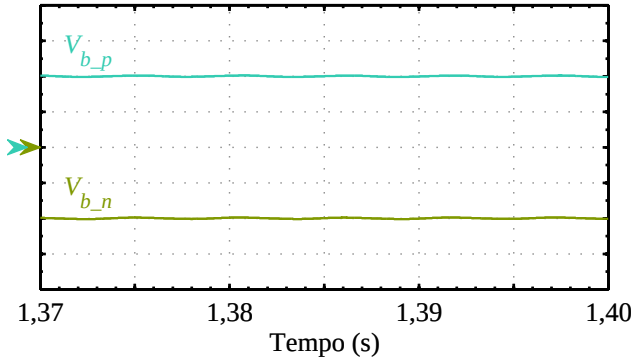
Figura 74 – Correntes da fase A da rede, da carga e do conversor (150 A/div) para a fase A com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As tensões do barramento CC se mantiveram reguladas, como apresentado na Figura 75.

Figura 75 – Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div) com carga não linear.



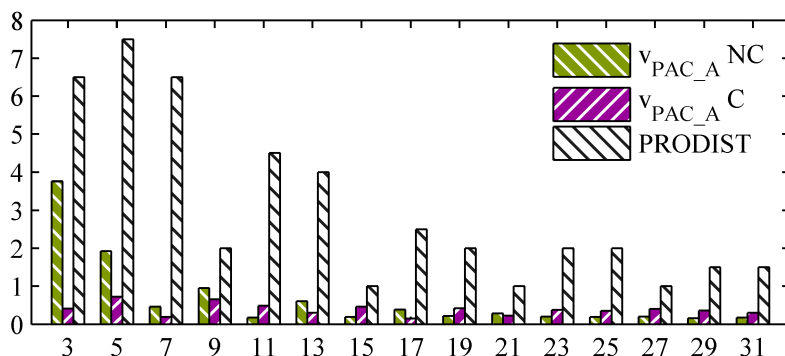
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Uma análise do conteúdo harmônico de v_{PAC} antes (NC) e depois (C) da compensação é apresentada na Figura 76. Como se pode verificar há grande redução no conteúdo harmônico, porém há a elevação da 11^a harmônica, como na simulação com carga não linear anterior, que utilizou Z_{rd_art} .

No sistema com baixa impedância de rede também foram efetuadas análises das harmônicas de corrente da rede, da carga e do conversor, porém a corrente fundamental máxima de carga utilizada na composição dos gráficos passou de 13,6 A para 71,5 A e a relação de ICC sob i_L passou a estar entre 20 e 50, alterando os níveis percentuais de harmônicas permitidos por (IEEE..., 2014).

O conteúdo harmônico da corrente de rede sem (NC) e com (C) compensação é apresentado na Figura 77. É visto que até a 7^a harmônica há grande redução das componentes harmônicas, na 9^a não há grande mudança e na 11^a há certa elevação, tal situação pode ser esclarecida com a análise da comparação do conteúdo harmônico entre as correntes da rede, da carga e do conversor, apresentada na Figura 78. É visto que até a 7^a harmônica as componentes do conversor assumem boa parte das respectivas componentes da carga, porém na 9^a e 11^a há mínima contribuição de corrente por parte do conversor, diferentemente do caso anterior, onde o conversor contribuiu com tais harmônicas. Tal situação ocorre por conta do bom rastreamento de referência e rejeição

Figura 76 – Conteúdo harmônico das tensões no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.



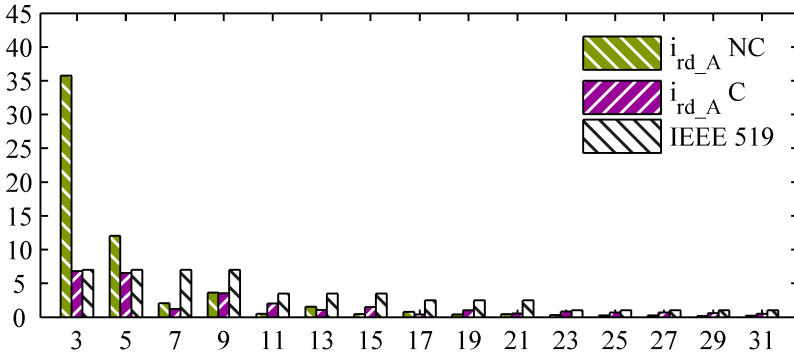
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

de perturbações por parte da malha de corrente, uma vez que ela foi projetada para a atual impedância de rede.

A comparação do conteúdo harmônico da corrente no indutor de filtro com o conteúdo da corrente do conversor é apresentada na Figura 79, onde as componentes controladas possuem valores próximos e apenas i_c contém harmônicas de maior ordem por conta da corrente no capacitor de filtro, que não é controlada.

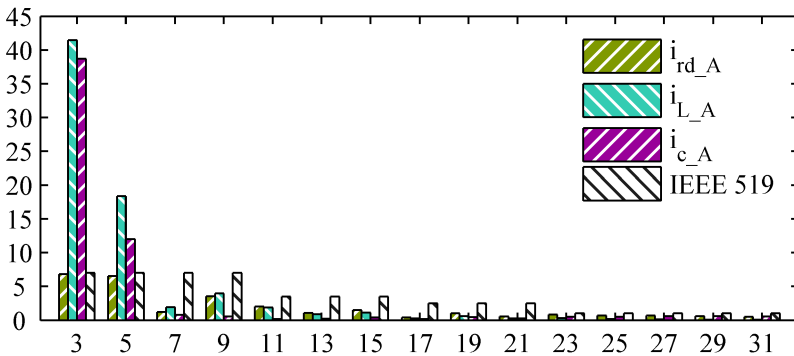
As harmônicas de carga com compensação são superiores às harmônicas da carga sem compensação, como visto na Figura 80, onde a 11ª harmônica sofre significativo aumento.

Figura 77 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear sem (NC) e com (C) DMRQT.



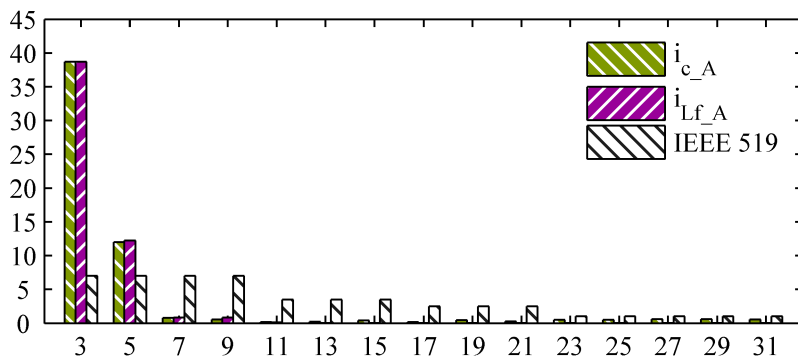
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 78 – Conteúdo harmônico da corrente na rede, na carga e no conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.



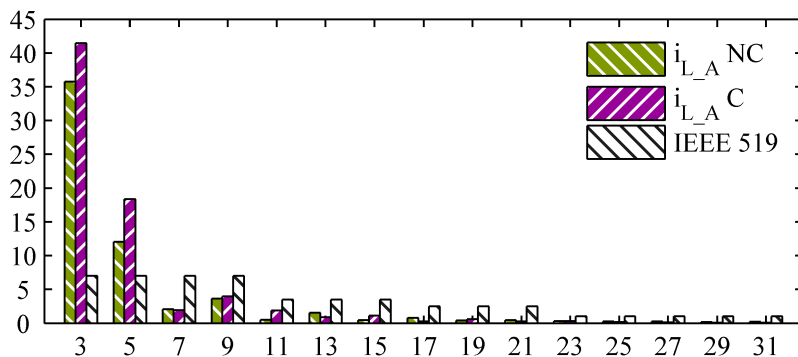
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 79 – Conteúdo harmônico da corrente do conversor e do indutor do conversor (% da fundamental de carga) comparadas com (IEEE..., 2014), com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 80 – Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear, sem (NC) e com (C) DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.6 MALHA DE REDUÇÃO DE CORRENTE EFICAZ

A análise do desempenho da malha de redução de corrente eficaz nos indutores do conversor foi efetuada somente via simulação numérica, não foram adquiridos resultados experimentais para esta malha. O comportamento da malha foi avaliado utilizando as mesmas cargas utilizadas nos ensaios que utilizaram a rede com impedância Z_{rd_art} (ver Figura 38a), sendo carga linear leve, pesada, carga não linear e carga linear desequilibrada. Nas simulações o sistema foi iniciado sem a atuação da malha e após estabilização de tensões e correntes do dispositivo, em 1,5 segundos, a malha foi habilitada, dessa forma é possível visualizar as tensões eficazes no PAC e o somatório das correntes eficazes nos três indutores do conversor ($|I_{Lf_A}| + |I_{Lf_B}| + |I_{Lf_C}|$) com a atuação da malha, para todas as cargas mencionadas.

A mínima soma de correntes eficazes do conversor leva em conta a corrente necessária para a manutenção do barramento CC e a ondulação de corrente de alta frequência nos indutores, que neste caso é de 30 %. O somatório das três correntes eficazes são equivalentes a $i_{Lf_min} = 0,26$ pu na simulação, onde 1 pu equivale a 45 A. Valor esse que é apresentado nas figuras seguintes, que descrevem o comportamento de i_{Lf} ao habilitar a malha de redução de corrente eficaz para as cargas mencionadas.

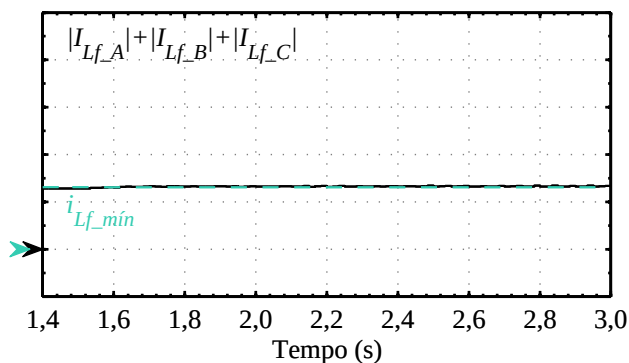
4.6.1 Carga Leve

Na operação com carga leve, ao habilitar a malha de redução de corrente eficaz, o somatório de correntes eficazes nos indutores possuem o comportamento apresentado na Figura 81. Um leve aumento de corrente (1 %) ocorre por conta do erro que a malha mantém. Como a operação em carga leve já não exige correntes em quadratura nos indutores a corrente se mantém próxima ao mínimo.

A tensão no PAC é apresentada na Figura 82 e também possui pequena elevação (0,3 %), sem grandes alterações.

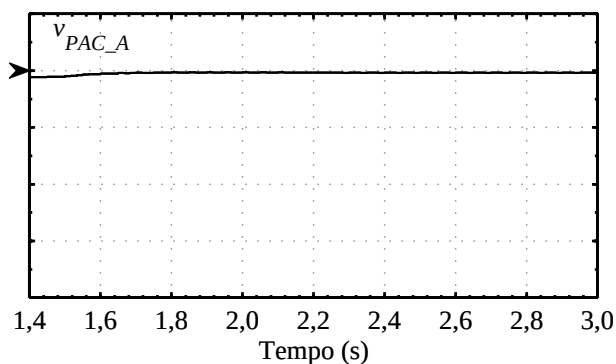
A tensão no barramento CC durante a ação da malha de redução de corrente eficaz é apresentada na Figura 83. O barramento CC se mantém regulado e não sofre significativas alterações em suas tensões, situação que se repete nos demais testes, portanto, as tensões do barramento CC serão omitidas para os demais casos.

Figura 81 – Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga leve.



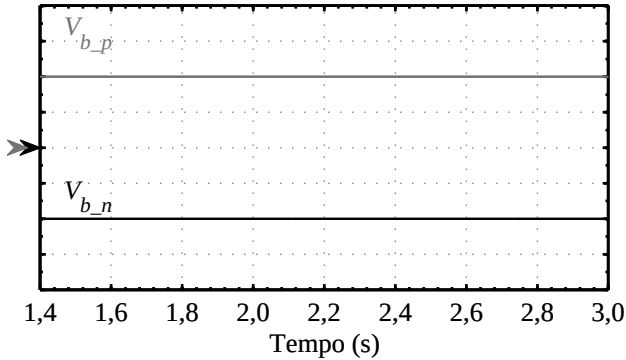
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 82 – Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga leve. Referência em 1 pu.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 83 – Tensão barramento CC (200 V/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga leve.



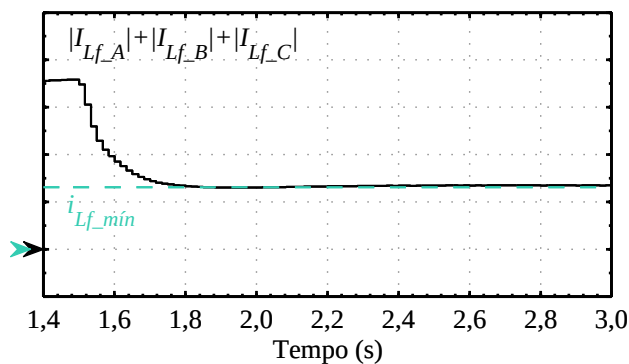
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.6.2 Carga Pesada

A Figura 84 traz o somatório de correntes eficazes na operação em carga pesada, o somatório passa de 0,72 pu para 0,27 pu, redução de 0,45 pu que faz com que o conversor trabalhe muito próximo à sua corrente mínima de 0,26 pu e portanto, esse é um resultado positivo.

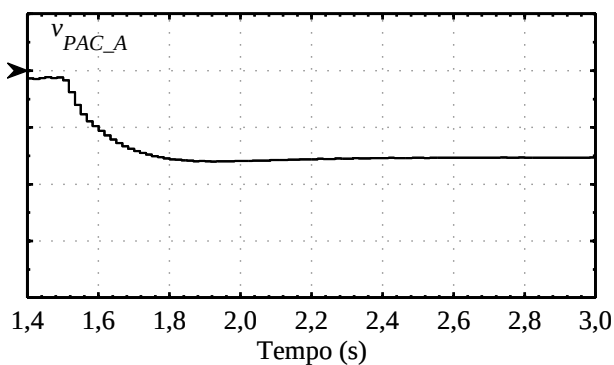
A tensão no PAC é apresentada na Figura 85, a mesma passa de 1,00 pu para 0,97 pu, dentro da faixa de TL permitida e reduzindo a corrente de compensação.

Figura 84 – Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga pesada.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 85 – Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga pesada. Referência em 1 pu.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

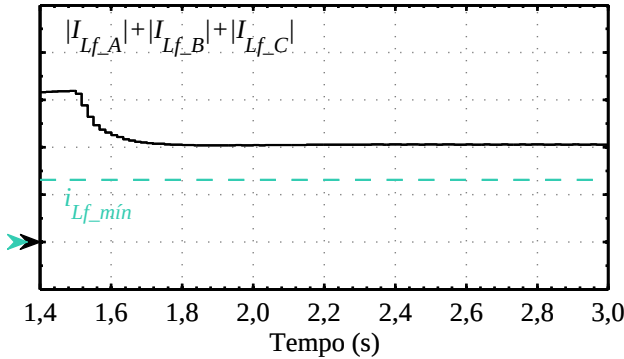
4.6.3 Carga Não Linear

Uma vez que a carga não linear produz distorções em v_{PAC} o DMRQT mantém a compensação de harmônicas e poderá somente reduzir a compensação de reativos de frequência fundamental, portanto é natural que o somatório das correntes nos indutores, após inicialização da malha de redução de corrente, seja superior ao mínimo de 0,26 pu.

A Figura 86 apresenta o somatório das correntes eficazes nos três indutores do conversor, onde o somatório passa de 0,64 pu para 0,41 pu, deixando de processar 0,23 pu de corrente e mantendo a compensação de harmônicas de tensão sem alterações.

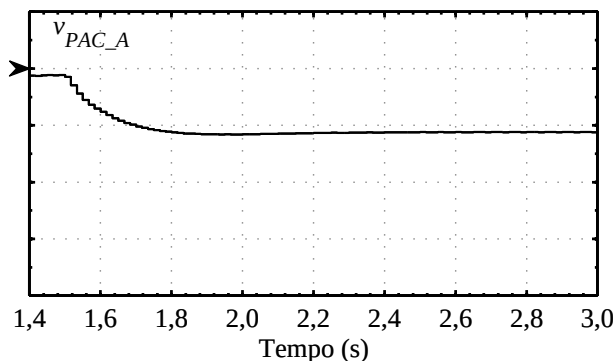
A tensão no PAC, após habilitada a malha, é apresentada na Figura 87, onde v_{PAC} passa de 1,00 pu para 0,98 pu. Permitindo redução no processamento de energia sem que a TL saia da faixa adequada.

Figura 86 – Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 87 – Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga não linear. Referência em 1 pu.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

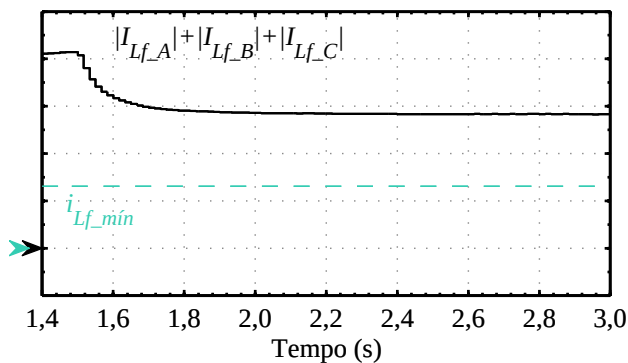
4.6.4 Carga Desequilibrada

Diferentemente das cargas lineares equilibradas, a carga desequilibrada não permite que as referências de correntes i_{90}^* das três fases atinjam zero e que i_{Lf} passe a operar com sua corrente mínima i_{Lf_min} , porém há redução de corrente para um ponto próximo ao mínimo possível.

A Figura 88 apresenta o somatório dos valores eficazes de corrente para carga desequilibrada. O somatório passa de 0,83 pu para 0,57 pu, reduzindo 0,26 pu de processamento de energia, valor considerável.

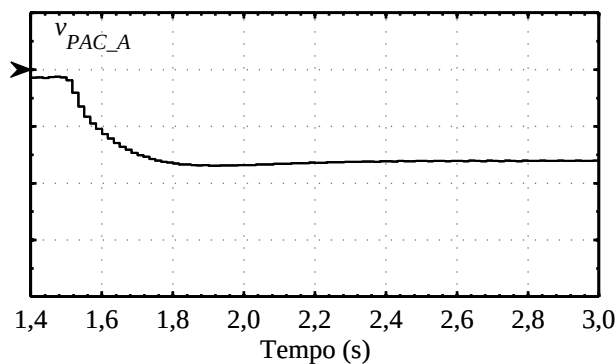
A tensão no PAC é apresentada na Figura 89 e passa de 1,00 pu para 0,97 pu, se mantendo na faixa de TL adequada, não apresentando significativas ondulações de v_{PAC} , como nos casos anteriores.

Figura 88 – Somatório das correntes dos indutores do conversor (0,2 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga desequilibrada.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 89 – Tensão no PAC (0,02 pu/div) durante a mudança de referência de tensão eficaz (em 1,5 s) na operação com carga desequilibrada. Referência em 1 pu.



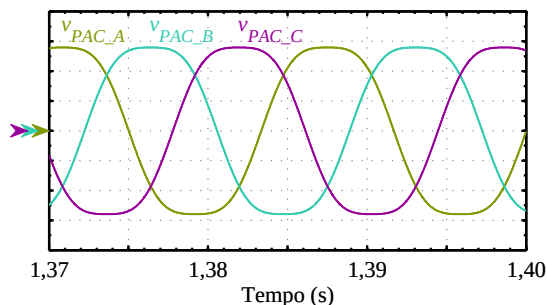
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.7 SATURAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS

Para melhor avaliar a atuação da técnica de saturação de harmônicas foi simulada uma rede com impedância Z_{rd_real} , com carga linear leve (ver Figura 38b) e com distorção de 10 % de 3ª harmônica na tensão da fonte. O objetivo do conversor é rejeitar tal perturbação ao máximo, porém há casos em que a corrente demandada do conversor para a rejeição da componente em questão é superior a capacidade do dispositivo. Para avaliar a eficiência da técnica de saturação utilizada foram simulados três circuitos, o primeiro sem saturação, um segundo com saturação e utilização da técnica *anti-windup* chamada de atualização condicional (SOARES, 2011), e um terceiro utilizando apenas um saturador, sem técnica *anti-windup*. Essa técnica foi avaliada somente por simulação numérica, não foram adquiridos resultados experimentais utilizando a mesma.

A tensão no PAC sem compensação de tensão é apresentada na Figura 90, com DTT de 10,0 %.

Figura 90 – Tensões no PAC (100 V/div) com 3ª harmônica na fonte de tensão, sem DMRQT.



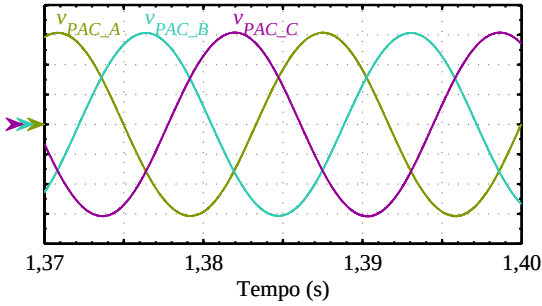
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.7.1 Resultados do Circuito Sem Saturação

A tensão no PAC com compensação de tensão e sem saturação de harmônicas de corrente é apresentada na Figura 91, apresentando DTT de 0,8 %. Este caso é utilizado como referência na avaliação dos impactos da saturação das harmônicas de corrente.

A corrente no indutor do conversor é apresentada na Figura 92. O valor de pico da 3ª harmônica de corrente é de 48 A, valor dentro

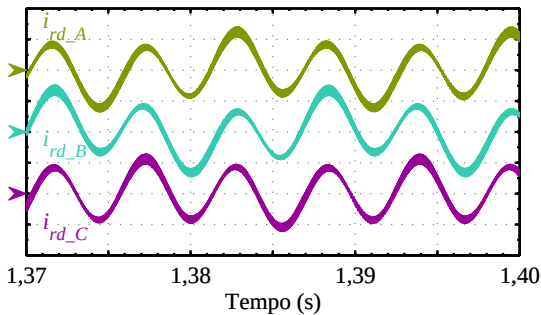
Figura 91 – Tensões no PAC (100 V/div) com 3^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, sem saturação de harmônicas de corrente.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

dos limites do conversor, porém a saturação foi implementada em 30 A justamente para avaliar os possíveis impactos da mesma no circuito.

Figura 92 – Correntes i_{Lf} (50 A/div) com 3^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, sem saturação de harmônicas de corrente.

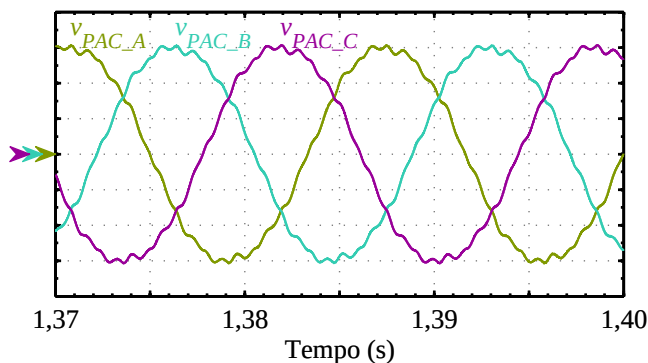


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.7.2 Resultados do Circuito Com Saturação e Com Técnica *Anti-Windup*

A tensão no PAC com compensação de tensão e com saturação de harmônicas de corrente é apresentada na Figura 93, apresentando DTT de 4,4 %. Além da saturação foi utilizado a técnica de *anti-windup* de atualização condicional, analisada em (SOARES, 2011). Mesmo com valor de saturação em 62 % do necessário para a completa compensação, a DTT se mantém inferior ao caso sem compensação de harmônicas.

Figura 93 – Tensões no PAC (100 V/div) com 3ª harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e técnica *anti-windup*.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

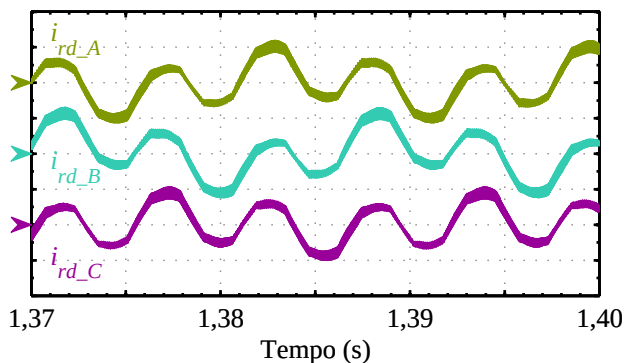
A corrente no indutor do conversor é apresentada na Figura 94. Aqui o valor de pico da 3ª harmônica é de 35 A, próxima ao valor saturado. É visto que as formas de onda de corrente possuem não linearidades devido ao efeito de saturação, o qual é refletido para v_{PAC} .

4.7.3 Resultados do Circuito Apenas Com Saturação

A tensão no PAC com compensação de tensão é apresentada na Figura 95, com DTT de até 13,7 %. Diferentemente do caso anterior, este caso não utiliza técnica *anti-windup*, onde a grande elevação da DTT justifica o uso de tal técnica.

A corrente no indutor do conversor é apresentada na Figura 96. A não linearidade nas formas de ondas das correntes são acentuadas, tal situação ocorre por conta da alta amplitude do termo ressonante

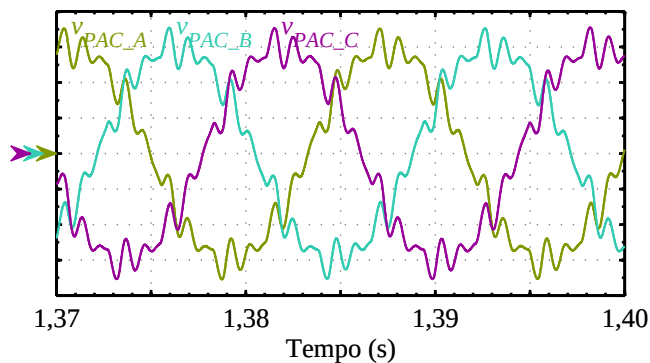
Figura 94 – Correntes i_{Lf} (50 A/div) com 3^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e técnica *anti-windup*.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

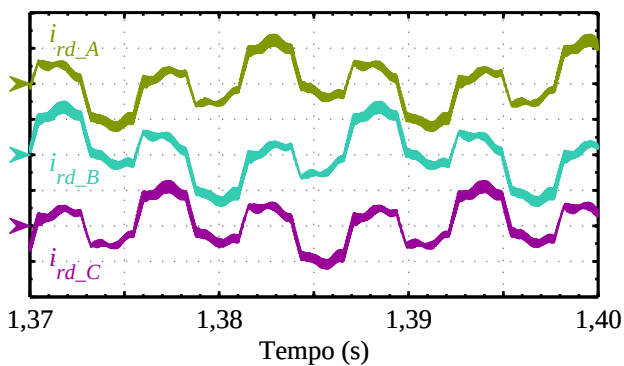
da 3^a harmônica, que ao sofrer saturação, resulta em um referência de corrente trapezoidal e promove grande degradação em v_{PAC} .

Figura 95 – Tensões no PAC (100 V/div) com 3^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e sem técnica *anti-windup*.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 96 – Correntes i_{Lf} (50 A/div) com 3^a harmônica na fonte de tensão, com DMRQT, com saturação de harmônicas de corrente e sem técnica *anti-windup*.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

4.8 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou a simulação numérica do dispositivo em sua completa operação. O DMRQT foi submetido a operação com cargas lineares, desequilibras e não lineares, além de variações paramétricas da rede de distribuição, abrangendo ampla faixa de impedâncias. Os resultados foram analisados através das medições do valor eficaz de tensões e correntes bem como em análises harmônicas das tensões do PAC e das correntes do sistema, identificando as peculiaridades na operação do dispositivo. Além da análise da regulação da tensão do PAC houve avaliação da malha de redução de corrente eficazes nos indutores de filtro e da técnica de saturação das harmônicas de corrente.

Nos testes com impedância de rede Z_{rd_art} o dispositivo foi capaz de regular as tensões no PAC, compensar harmônicas e manter as tensões do barramento CC reguladas mesmo sob transitórios. Os tempos de resposta nos transitórios são suficientes para a manter as TL dentro da faixa de tensão adequada e sofreram uma redução ao comparar com (DA CUNHA et al., 2013), por conta da implementação do cálculo de tensão eficaz digital. Na compensação de harmônicas houve elevação da 11^a harmônica, porém a malha de corrente não foi projetada para operação sob impedância de rede Z_{rd_art} e a elevação da harmônica é justificável.

Nos testes com dinâmica de carga o dispositivo apresenta baixo tempo de resposta (50 ms) para adequação da tensão do PAC, sendo suficiente para manter a tensão na faixa adequada na maioria das variações de carga, que geralmente não são do tipo degrau.

O dispositivo foi capaz de manter sua operação mesmo sob variações paramétricas na impedância de rede, o que é fundamental para esta aplicação. No teste com impedância de rede Z_{rd_real} e carga não linear houve boa compensação de harmônicas, mantendo as tensões do barramento CC reguladas e houve contribuição para a regulação de v_{PAC} . Na compensação harmônica o conversor não contribuiu para as distorções na tensão, uma vez que a malha de corrente foi projetada para a impedância de rede em questão, diferentemente da simulação onde foi utilizado carga não linear e impedância Z_{rd_art} , onde o conversor contribuiu negativamente com a 11^a harmônica. A amplitude de v_{PAC} nessa simulação não foi regulada em 220 V uma vez que o conversor não possui potência suficiente para atingir tal referência, então o mesmo trabalhou em sua capacidade máxima, elevando v_{PAC} em 3 V. Tal situação justifica o emprego da malha de redução de corrente eficaz, onde o dispositivo pode reduzir sua referência de tensão eficaz, assim

saindo da saturação e podendo colaborar nas situações de elevações e afundamentos momentâneos de tensão.

As malha de redução de corrente eficaz demonstrou boa eficácia, reduzindo consideravelmente a corrente processada pelo conversor e apresentando baixa ondulação da tensão de referência V_{PAC}^* . Ao operar com cargas lineares e equilibradas, o somatório de correntes eficazes do conversor foi trazido para o patamar que é o mínimo necessário para que o conversor se mantenha em funcionamento (0,26 pu) onde há somente a ondulação de corrente de comutação no indutor e a potência ativa necessária para manter o barramento CC. Ao operar com carga não linear houve redução de 36 % da corrente processada, onde não há possibilidade de maior redução por conta da compensação de harmônicas. Ao operar com carga desequilibrada há redução de 31 % da corrente processada, demonstrando grande redução apesar de não operar exatamente no ponto de menor processamento de energia. A grande redução do processamento de energia por parte do conversor somado ao fato de que a técnica é de simples implementação e possui ondulação da tensão de referência muito baixa, em torno de 0,02 %, a técnica é considerada de grande valia.

No teste de avaliação da técnica de saturação de harmônicas, ao utilizar a técnica de *anti-windup*, chamada atualização condicional, houve uma distorção harmônica em v_{PAC} de 4,4 % para o caso simulado, resultado muito melhor que ao do sistema operando sem a técnica *anti-windup*, que promove 13,7 % de DTT, e resultado também melhor que na operação do sistema sem compensação de harmônicas, onde há DTT de 10,0 %. Apesar de que ao saturar as correntes harmônicas há maior distorção do que no caso em que o dispositivo opera sem saturação (DTT de 0,8 %), a saturação é importante para não sobrecarregar os componentes do conversor, além disso o dimensionamento da capacidade do conversor é um fator importante para que não haja demasiada saturação da corrente do conversor e assim não contribuir para maiores distorções em v_{PAC} . No caso simulado o sistema apresenta grande distorção na tensão da fonte (v_{rd}), onde o conversor suportaria a corrente i_{Lf} e manteria v_{PAC} com boa qualidade, porém a saturação de corrente foi efetuada em 30 A (valor de pico) justamente para avaliar a eficiência da técnica de saturação, que se mostrou eficiente. Tal técnica é de fácil implementação e permite grande redução no conteúdo harmônico de corrente do conversor ao se comparar com saturação sem técnicas *anti-windup*. Uma técnica sem distorções de corrente permitiria a limitação das harmônicas de corrente e manteria seus formatos senoidais após os saturadores, porém a busca de tal técnica não é o foco desde trabalho

e o tema foi mantido como sugestão de um trabalho futuro.

As simulações foram efetuadas utilizando parâmetros muito próximos aos implementados, incluindo as cargas utilizadas, impedâncias de rede e os códigos do DSP. Assim facilitando a comparação de resultados, porém a técnica de saturação e redução de corrente eficaz não foram implementadas experimentalmente.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

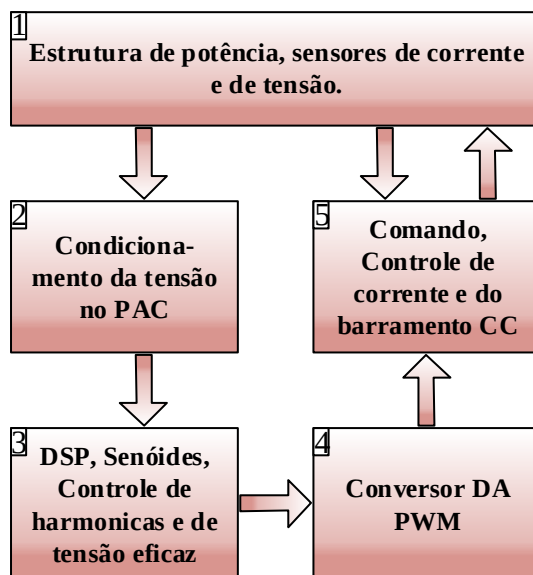
Neste capítulo serão apresentadas as principais características construtivas do protótipo, os ensaios efetuados para comprovar o funcionamento da técnica de controle proposta e os resultados obtidos com a implementação do DMRQT.

5.1 SISTEMA IMPLEMENTADO

Foram implementados os circuitos de potência, comando e controle do conversor, bem como o sistema para ensaio experimental do protótipo. Primeiramente as partes que compõem o DMRQT são apresentadas, seguidas pelo sistema de ensaio.

O fluxograma de módulos eletrônicos da Figura 97 ilustra a composição do DMRQT, indicando o fluxo de informação entre os módulos eletrônicos. Informações providas do sensoramento das tensões do PAC, tensões do barramento CC, correntes nos indutores, assim como ações de controle e comando dos interruptores.

Figura 97 – Diagrama da estrutura eletrônica implementada.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

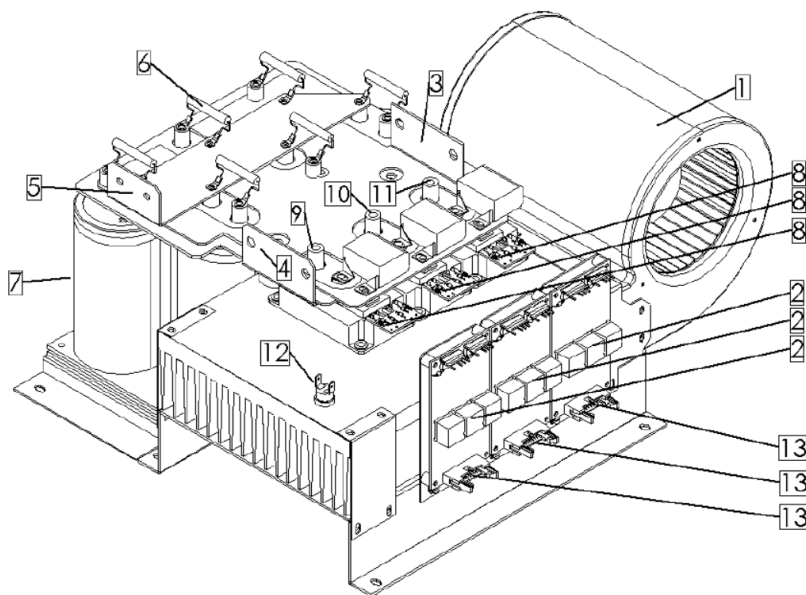
5.1.1 Estrutura de Potência

A estrutura de potência é composta basicamente pelo barramento CC, interruptores em circuitos meia-ponte e filtro de saída, conforme apresentado no Capítulo 2.

5.1.1.1 Módulo de Potência

O barramento CC e os interruptores já com os respectivos *drivers* foram adquiridos em um módulo comercialmente disponível, trata-se do conjunto SPCIT 4500-60-15 do fabricante SUPPLIER. Tal conjunto é apresentado na Figura 98, seus componentes são descritos na Tabela 18. Já o esquema elétrico do módulo de potência é apresentado na Figura 99, o mesmo utiliza três capacitores eletrolíticos B43875 em paralelo em cada polo do barramento CC, resistores para descarregar o barramento CC ao desligar o conversor, capacitores de prolipopileno próximos aos interruptores para evitar sobre-tensões nos mesmos e todo circuito de *drivers* necessário.

Figura 98 – Conjunto SPCIT 4500-60-15 com barramento CC, interruptores e *drivers*.



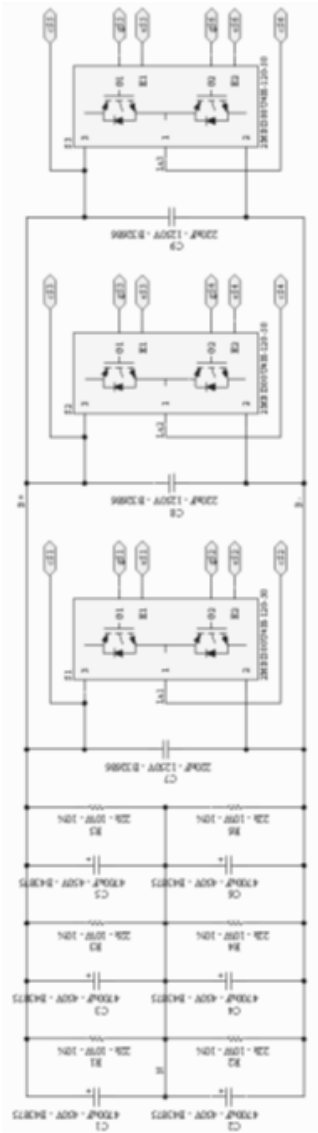
FONTE: Manual Supplier

Tabela 18 – Descrição dos componentes do módulo de potência
SPCIT 4500-60-15.

Num	Componente
1	Turbina D2E 133-AM47-01
2	Drivers DRM100D80A
3	Barramento Positivo (V+)
4	Barramento Negativo (V-)
5	Barramento de Neutro (N)
6	Resistores 22 k Ω 10 W
7	Capacitores 4700 μ F 450 V
8	Módulos IGBTs
9	Saída fase A
10	Saída fase B
11	Saída fase C
12	Termostato
13	Conectores IDCSC-14

Fonte: Manual Supplier.

Figura 99 – Esquema elétrico do módulo de potência SPCIT 4500-60-15.

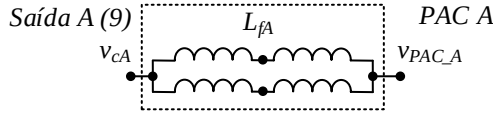


FONTE: Manual Supplier

5.1.1.2 Indutores de Filtro

Os indutores de filtro foram adquiridos do fabricante Magmattec. Cada indutor utiliza cinco unidades do núcleo MMTS26T7716, possui 56 espiras e suporta 23 A. Para compor a indutância L_f e suportar a corrente nominal do DMRQT, quatro indutores por fase foram utilizados na configuração apresentada na Figura 100. Esses componentes são conectados entre a saída do módulo de potência e o PAC.

Figura 100 – Esquema elétrico dos indutores de filtro da fase A.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.1.2 Sensores

Foram utilizados sensores de tensão e de corrente para efetuar a leitura de v_{PAC} , Tensão no capacitor do barramento CC com tensão positiva (V_{b+}), Tensão no capacitor do barramento CC com tensão negativa (V_{b-}) e de i_{Lf} .

Os sensores de tensão são compostos por divisores resistivos e possuem entradas conectadas ao PAC ou ao barramento CC e saídas conectadas ao circuito de condicionamento (2) no caso dos sensores de v_{PAC} e conectadas ao circuito de controle do módulo 5, ver Figura 97, no caso de V_{total} e Valor da tensão Diferencial do Barramento CC (V_{dif}). Os sensores de v_{PAC} possuem ganho (5.1) e os sensores de V_{b+} e V_{b-} possuem ganho (5.2).

$$K_v = \frac{1,8 \text{ k}\Omega}{56 \text{ k}\Omega + 1,8 \text{ k}\Omega} = 0,031 \quad (5.1)$$

$$K_{vt} = \frac{8,2 \text{ k}\Omega}{470 \text{ k}\Omega + 8,2 \text{ k}\Omega} = 0,015 \quad (5.2)$$

Os sensores de corrente efetuam a leitura de i_{Lf} através de efeito Hall. São dispositivos do fabricante LEM, código LA 55-P/SP1, com saída em corrente. Cada componente possui ganho de corrente do primário para o secundário de 1/2000 e sua leitura foi efetuada em tensão, através da inserção de um resistor de carga de 68 Ω . Uma

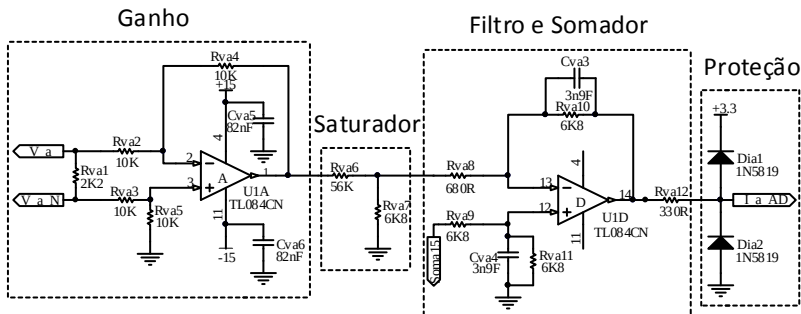
vez que foram adicionadas duas passagens de condutores pelo sensor, o ganho geral da leitura é $K_i = 0,068$.

5.1.3 Condicionamento de Sinais

A placa de condicionamento de sinais é responsável por garantir que cada sinal provido dos sensores de v_{PAC} tenha sua amplitude adequada para leitura através dos CAD do DSP e seja filtrado por um filtro anti-recobrimento. Seu circuito está apresentado na Figura 101. O mesmo adéqua a amplitude dos sinais sensoreados através do circuito de ganho e do saturador, somam a eles um nível CC de 1,5 V e aplicam o filtro anti-recobrimento. Ainda há proteção de contra sobre-sinais na entrada do CAD do DSP através de diodos grampeadores. A Tensão no conversor AD do DSP (v_{AD}) é dada por (5.3). O resistor R_{av1} faz parte do sensor de tensão.

$$v_{AD}(s) = \frac{R_{va4}}{R_{va2}} \cdot \frac{R_{va7}}{R_{va5} + R_{va7}} \cdot \frac{1}{\frac{s}{R_{va10}C_{va3}} + 1} \cdot v_{PAC} \cdot K_v + 1,5 \text{ V} \quad (5.3)$$

Figura 101 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinais implementado.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

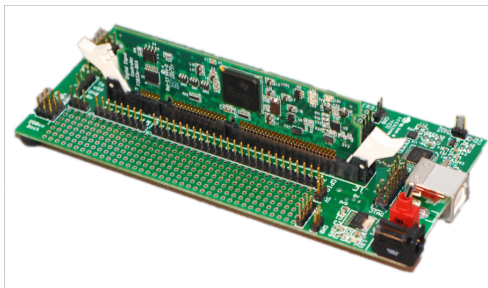
5.1.4 Controlador Digital de Sinais

O DSP é responsável por efetuar o sincronismo das senoides em fase e em quadratura com v_{PAC} , calcular seu valor eficaz, calcular a ação de controle da malha de tensão eficaz, multiplica-la pelos

senais senoidais em quadratura e também de calcular a ação de controle da malha de tensão harmônica. Os sinais de referências senoidais em fase e em quadratura com v_{PAC} e as ações de controle das malhas de harmônicas são disponibilizados em nove saídas do DSP através de sinais do tipo PWM. O DSP utilizado foi o TMS320F28335 da Texas Instruments, diretamente do kit apresentado na Figura 102. Tal controlador foi escolhido por conta de sua boa reputação na implementação de trabalhos da área de Eletrônica de Potência, pois o dispositivo apresenta boa velocidade, grande memória, operações *Multiply-Accumulate* (MAC), diversas saídas PWM e conversores AD. Os principais parâmetros do dispositivo são apresentados abaixo:

- Frequência de *clock* de até 150 MHz.
- CPU de 32 bits.
- Ponto flutuante.
- Arquitetura de barramento tipo Harvard.
- 256 k x 16 bits de memória FLASH.
- 34 k x 16 bits de memória SARAM.
- 12 saídas PWM com temporizadores de 16 bits.
- 6 módulos PWM (de 12) de alta resolução.
- 16 canais de conversores AD de 12 bits.

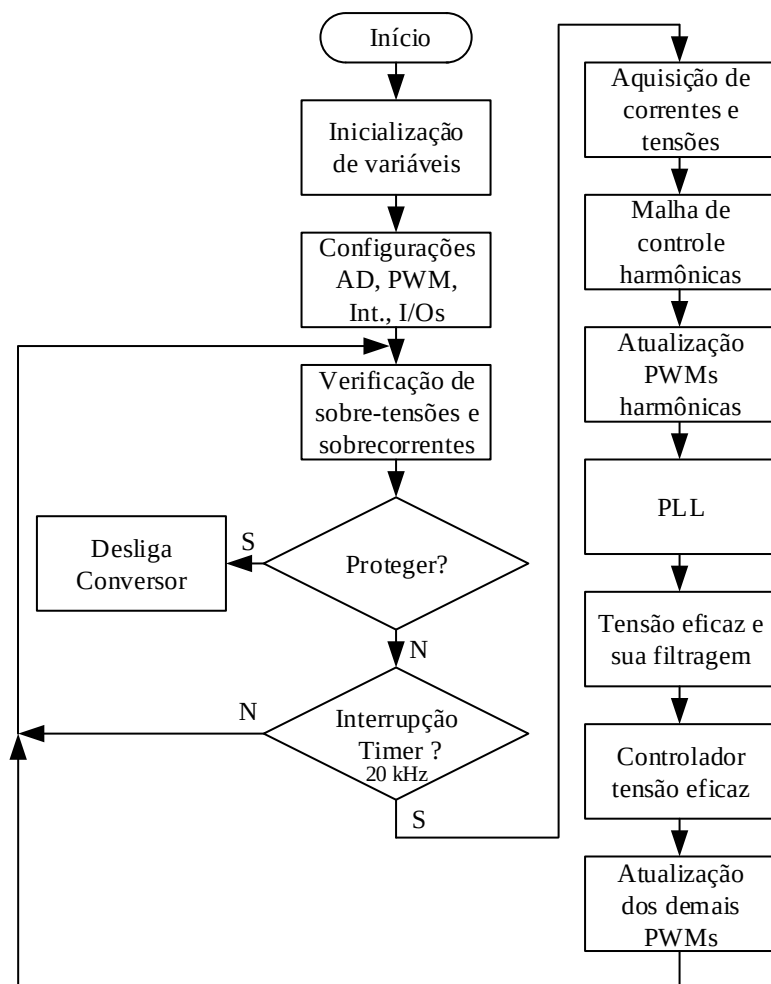
Figura 102 – Kit do TMS320F28335 utilizado.



FONTE: (TEXAS INSTRUMENTS, 2015)

Um fluxograma das operações executadas pelo DSP pode ser visualizado na Figura 103. Após a inicialização de variáveis e configurações de periféricos, o dispositivo verifica permanentemente os níveis de correntes i_{Lf} e tensões do barramento CC para possivelmente efetuar a proteção do módulo de potência. Durante as interrupções são efetuadas as aquisições de sinais, cálculo das leis de controle, do PLL de cada fase e as razões cíclicas dos PWM são atualizadas.

Figura 103 – Fluxograma das operações executadas pelo DSP.



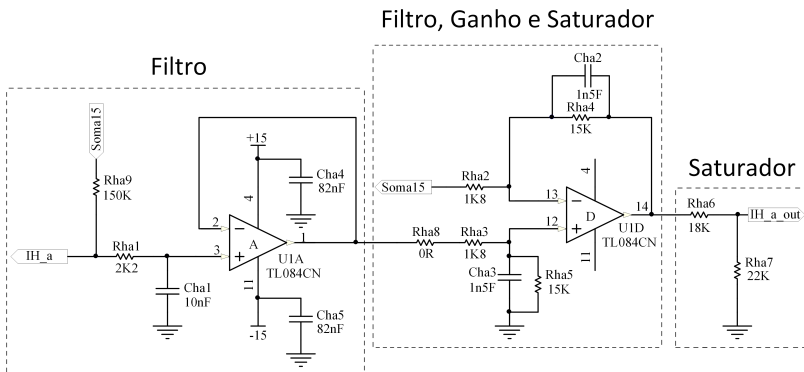
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.1.5 Conversor Digital-Analógico

O circuito responsável pela conversão DA do tipo PWM da malha de harmônicas está apresentado na Figura 104. O mesmo efetua dupla filtragem no sinal PWM recebido do DSP, afim de eliminar as componentes de alta frequência, remove as componentes DC dos sinais digitais (1,65 V), adéqua o ganho do sinal e aplica um saturador de sinal na saída, afim de evitar sobre-sinais nas referências de corrente. O mesmo circuito reproduz as referências i_h^* , i_{rms}^* e o sinal senoidal em fase com v_{PAC} , porém com ganhos e filtragens diferentes, conforme abordado na seção de Modelagem. O sinal i_h^* é dado por (5.4).

$$i_h^*(s) = \frac{1}{\frac{s}{R_{ha1}C_{ha1}} + 1} \cdot \frac{R_{ha4}}{R_{ha2}} \cdot \frac{1}{\frac{s}{R_{ha4}C_{ha2}} + 1} \cdot \frac{R_{ha7}}{R_{ha6} + R_{ha7}} \cdot v_{dsp_pwm}(s) - 1,65 \text{ V} \quad (5.4)$$

Figura 104 – Esquemático do conversor DA PWM.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

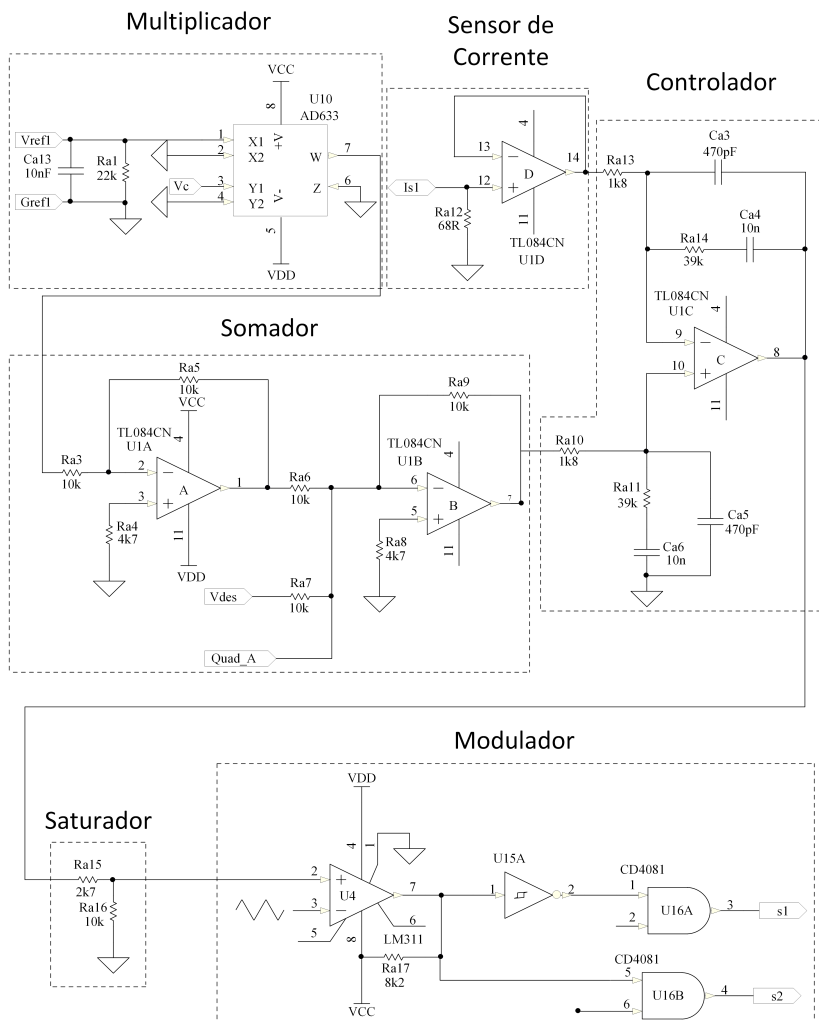
5.1.6 Controle de Corrente, do Barramento CC e Modulador

O módulo de controle de corrente não somente implementa o controlador de corrente do DMRQT mas também o controle das tensões do barramento CC e a modulação PWM, que gera o comando dos interruptores de acordo com a ação de controle do controlador de

corrente. Os principais circuitos desse módulo estão apresentados na Figura 105. Um Circuito Integrado (CI) efetua a multiplicação das senoides em fase, recebidas do conversor DA PWM (amplitude de 10 V), com o sinal do controlador do barramento CC. O resultado é somado com as demais referências, formando as referências de corrente i_{Lf}^* , que chegam aos controladores de corrente, esses geram ações de controle que passam por saturadores, limitando as ações de controle ao valor de pico do sinal triangular de alta frequência. O sinal de saída do saturador é comparado com a triangular gerando os pulsos de comando das chaves no modulador. Por fim, o modulador é conectado aos *drivers* dos interruptores no módulo de potência. O CI AD633 possui ganho de 1/10, o somador possui ganho unitário e soma todas as referências de corrente, o controlador implementa a função de transferência de Controlador de corrente (Ctr_i), o resistor R_{a12} faz parte do sensor de corrente, o saturador possui ganho A_i , o modulador compara o sinal de entrada com a portadora triangular simétrica de 11 V de pico.

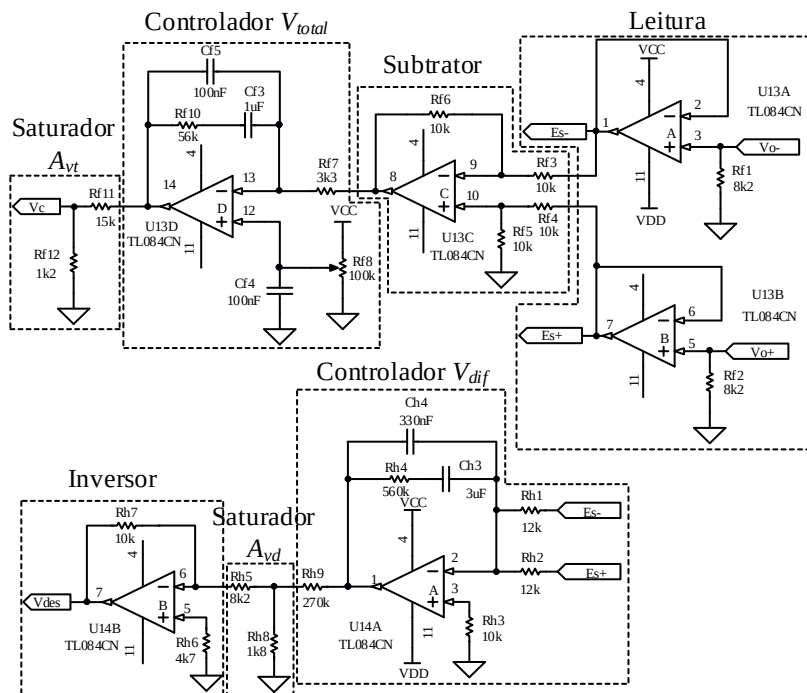
O circuito responsável pelo controle da tensão total e diferencial do barramento CC é apresentado na Figura 106. Ambos controladores efetuam a leitura das tensões do barramento CC, e geram ações de controle que passam por saturadores antes de comporem suas respectivas referências de corrente.

Figura 105 – Esquemático parcial do módulo controle de corrente.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 106 – Circuito dos controladores do barramento CC.

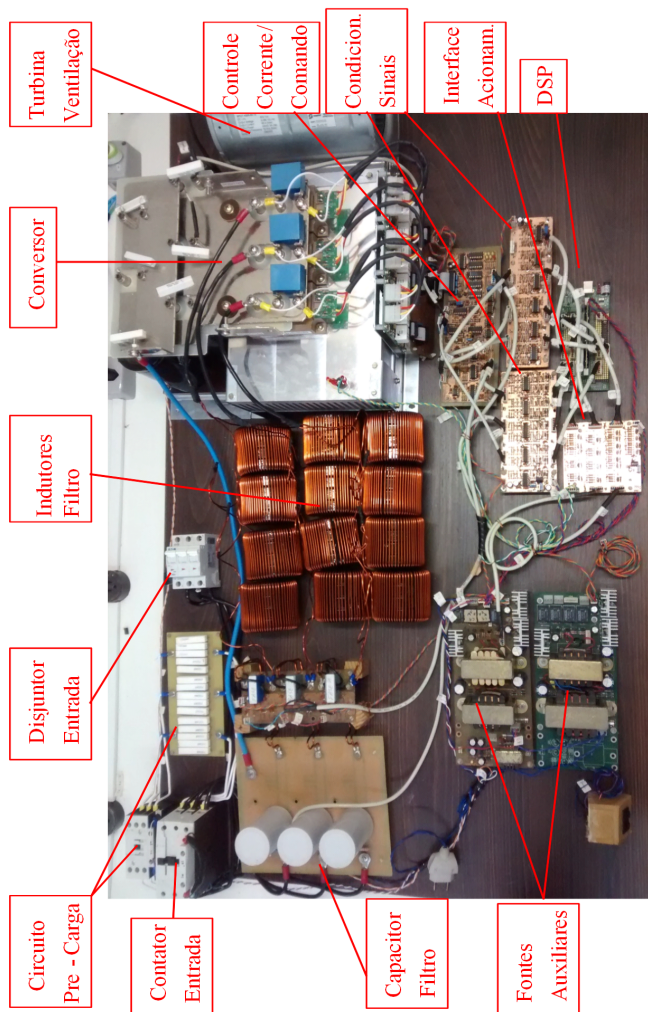


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.1.7 Circuito Geral

Uma foto do protótipo é apresentada na Figura 107, onde são identificados os principais componentes do protótipo. Fotos do protótipo inserido em gabinete e com interface homem-máquina instalada são encontradas na Figura 198, no Apêndice B.

Figura 107 – Foto do protótipo implementado.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.1.8 Circuito de Cargas

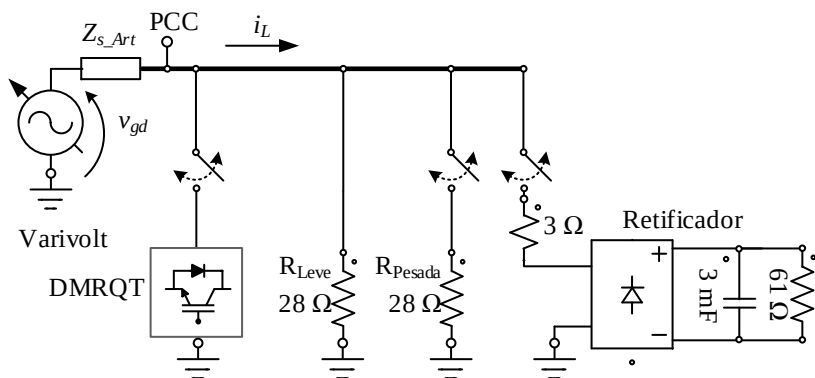
O DMRQT foi submetido a dois tipos de ensaios: o primeiro utiliza a Z_{rd} com uma impedância RL conectada em série com um auto-transformador, se sobrepondo a impedância da rede elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), ver Figura 108a, e o segundo utiliza o dispositivo conectado diretamente na rede da UDESC, ver Figura 108b. Os valores da impedância artificial (z_{rd_art}) e da real (z_{rd_real}) são apresentados respectivamente em (5.5) e (5.6). Assim, é possível verificar se o equipamento se mantém em adequado funcionamento sob redes com impedâncias distintas. Em ambos os testes foram realizadas configurações de três tipos de cargas: leve, pesada e não linear, porém com parâmetros diferenciados para cada impedância de rede. A carga leve é um resistor e fica permanentemente conectada ao PAC, a carga pesada trata-se da conexão de um resistor ou um par RL juntamente com a carga leve e a carga não linear trata-se da conexão de um retificador monofásico com filtro capacitivo puro, conectado em paralelo com a carga leve. Nos testes dinâmicos o comportamento do DMRQT é analisado durante a transição de carga leve para pesada e vice-versa, respectivamente chamados de degrau de 50% para 100% de carga e degrau de 100% para 50% de carga. Por fim há o ensaio com carga desequilibrada, onde foram utilizadas resistências de 14Ω , $9,3\Omega$ e 28Ω como cargas para as respectivas fases A, B e C. Este último teste foi realizado somente com impedância de rede artificial z_{rd_art} uma vez que a rede real já apresenta cargas desequilibradas.

$$Z_{rd_art} = 0,75\Omega + j \cdot 2mH \cdot 2\pi \cdot f_{rd} \quad (5.5)$$

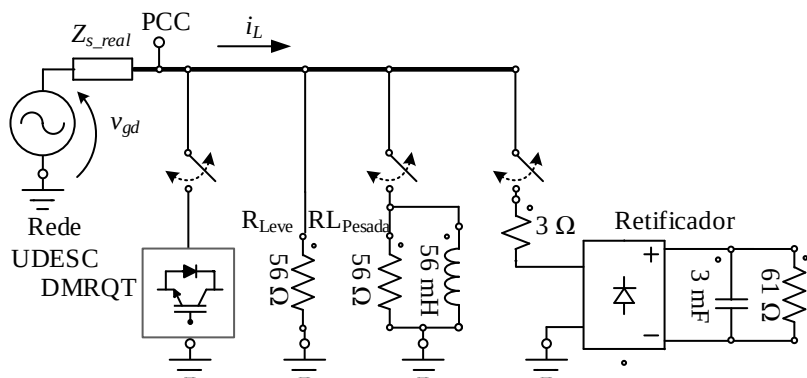
$$Z_{rd_real} = 95,5m\Omega + j \cdot 166,8\mu H \cdot 2\pi \cdot f_{rd} \quad (5.6)$$

Figura 108 – Esquema unifilar dos circuitos utilizados nos ensaios experimentais do DMRQT. (a) Quando utilizado Z_{rd} artificial. (b) Quando utilizado Z_{rd} real.

(a)



(b)

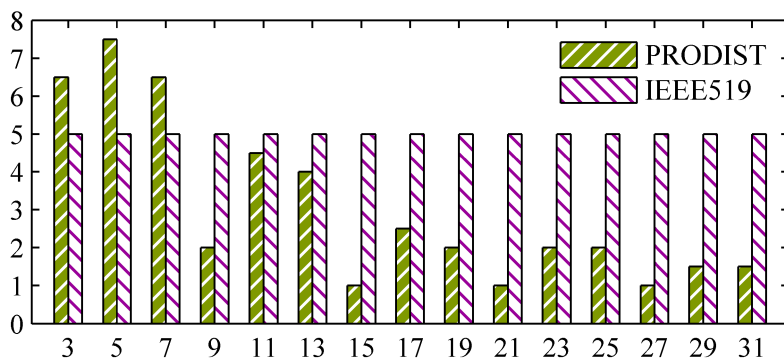


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nos resultados experimentais as tensões do PAC são medidas com o DMRQT em funcionamento e sem a presença do mesmo, com o objetivo de constatar melhoria na qualidade da tensão do PAC na presença do dispositivo proposto. Para a aquisição dos resultados foram utilizados os osciloscópios TSP2014 e TPS2014B do fabricante Tektronix. Os resultados não serão somente avaliados com base na norma da ANEEL (ANEEL, 2014), mas também serão confrontados com os requerimentos descritos nas recomendações IEEE 519-2014 (IEEE..., 2014), destinadas a projetos de sistemas elétricos de potência, as quais não são necessariamente impostas por (ANEEL, 2014). A Figura 109 traz ambos limites de harmônicas de tensão. É visto que (ANEEL, 2014) é mais rígida após a 7ª harmônica. A DTT permitida é de 10% para (ANEEL, 2014) e 8% para (IEEE..., 2014). Apesar da análise de ambos documentos, no Brasil é necessário atender somente (ANEEL, 2014).

Figura 109 – Comparativo entre os limites de harmônicas de tensão no PAC de (ANEEL, 2014) e de (IEEE..., 2014).

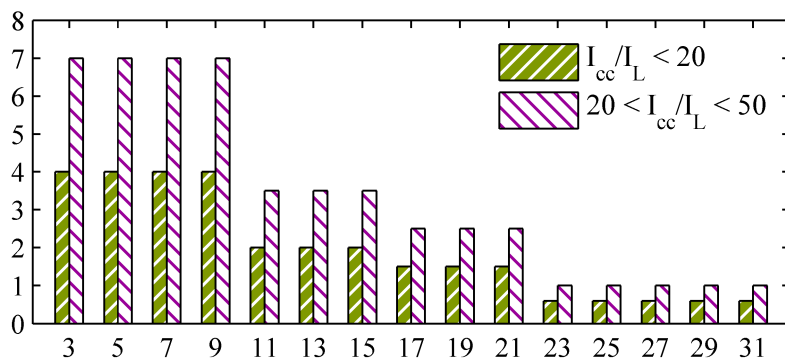


FONTE: (ANEEL, 2014), (IEEE..., 2014)

Além da tensão no PAC, a (IEEE..., 2014) também restringe o nível de correntes harmônicas, porém esta restrição é aplicada aos usuários conectados ao sistema elétrico, não à concessionária. Este trabalho utiliza os limites de correntes apenas como referências nas avaliações dos resultados, pois o objetivo do dispositivo proposto é melhorar a tensão no PAC. Os limites de harmônicas de corrente recomendados para um consumidor são apresentados na Figura 110, para a relação corrente de curto-circuito (I_{cc}) sobre corrente de carga (I_L) inferior a

20 e entre 20 e 50. A Distorção Total de Corrente (DTC) é limitada em 5%.

Figura 110 – Limites de harmônicas de corrente das recomendações (IEEE..., 2014).



FONTE: (IEEE..., 2014)

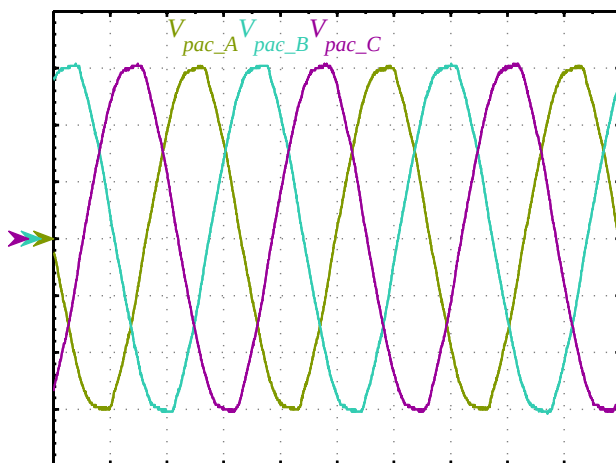
Primeiramente foram realizados ensaios com a impedância de rede artificial e em seguida os com o DMRQT conectado diretamente na rede do Departamento de Engenharia Elétrica da UDESC. Uma lista dos ensaios efetuados é encontrada a seguir.

- Carga leve linear em rede artificial.
- Carga pesada linear em rede artificial.
- Carga linear desequilibrada em rede artificial.
- Carga não linear em rede artificial.
- Dinâmica de carga linear em rede artificial.
- Pré-carga em rede artificial.
- Carga leve linear em rede real.
- Carga pesada linear em rede real.
- Carga não linear em rede real.
- Dinâmica de carga linear em rede real.
- Conversor em potência nominal em rede real.

5.2.1 Resultados com carga linear leve em rede artificial

Ao operar com carga leve, o sistema apresenta as formas de onda de tensão do PAC (v_{PAC}) e de corrente de rede (i_{rd}), sendo também as de carga (i_L), nas Figuras 111 e 112. Mesmo utilizando cargas puramente lineares as formas de onda de tensão apresentam distorções harmônicas, com DTT em torno de 1,8 %, e apresentam desequilíbrio, apesar de a carga ser equilibrada.

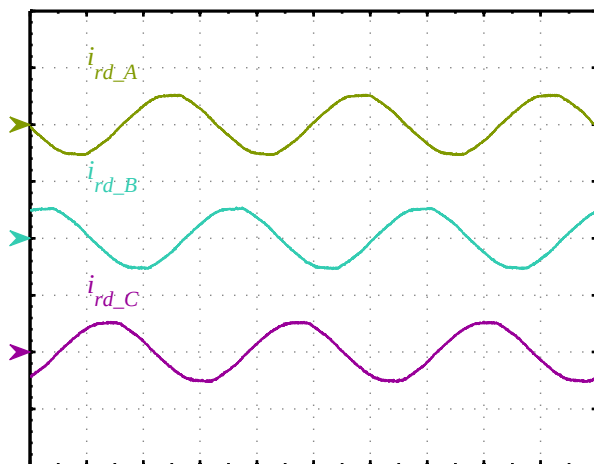
Figura 111 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

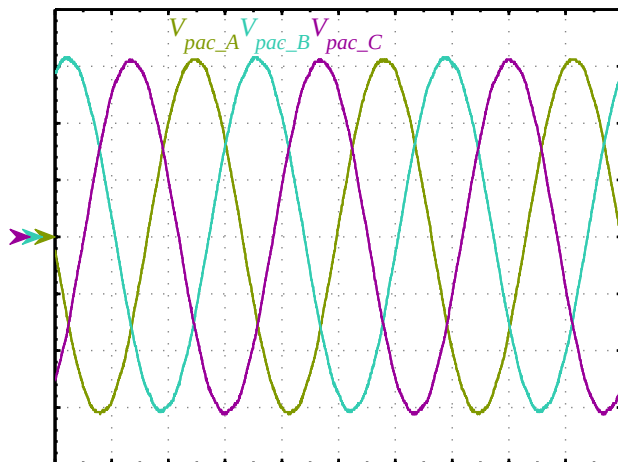
Após compensação com o DMRQT as formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} são apresentadas nas Figuras 113 e 114. As tensões no PAC apresentam menor distorção, porém as correntes i_{rd} apresentam maior conteúdo harmônico que antes da compensação. Essa situação é esperada uma vez que o DMRQT apenas lê v_{PAC} e promove a circulação de corrente com o conteúdo harmônico necessário para eliminar harmônicas de tensão pela queda de tensão na impedância de rede, o objetivo do conversor não está em tratar a corrente do alimentador, apesar de que essa situação pode ocorrer. As tensões no PAC também apresentam equilíbrio e regulação em 220 V. As correntes que circulam pelo DMRQT são apresentadas na Figura 115, sendo reativas capacitivas. Elas elevam v_{PAC} e possuem o conteúdo harmônico necessário para melhorar v_{PAC} .

Figura 112 – Correntes na rede (i_{rd}) (20 A/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT.



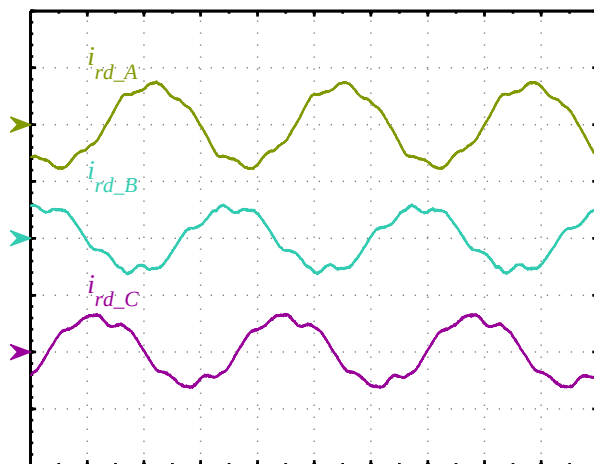
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 113 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT.



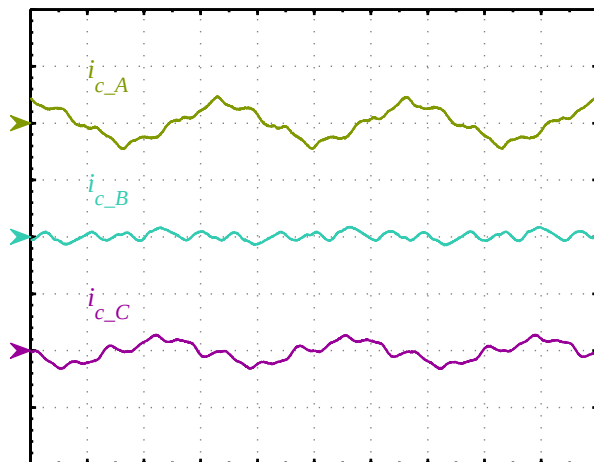
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 114 – Correntes na rede (20 A/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

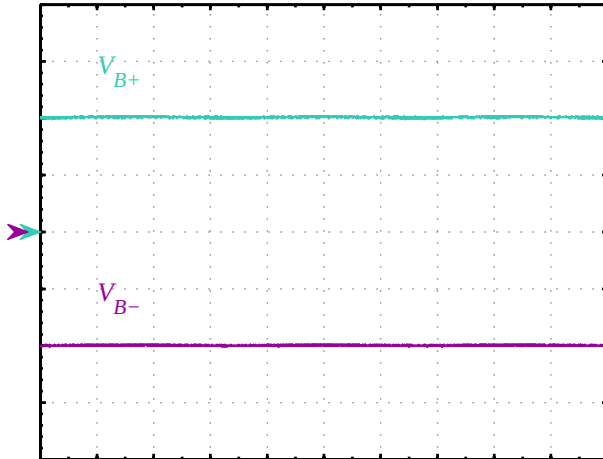
Figura 115 – Correntes no DMRQT (20 A/div, 5 ms/div) com carga leve.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As tensões do barramento CC são apresentadas na Figura 116. É visto que as mesmas se mantêm reguladas no valor próximo ao projetado, totalizando 800 V de tensão no barramento CC.

Figura 116 – Tensões do barramento CC do DMRQT (200 V/div, 5 ms/div) com carga leve.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As modificações nos parâmetros da rede com a inserção no DMRQT para carga leve e impedância de rede artificial são apresentadas na Tabela 19. É visto que houve regulação e equilíbrio de v_{PAC} , redução na DTT e aumento na circulação de corrente na rede. Uma vez que o incremento na corrente de rede é consequência da regulação de tensão e a solução não possui o objetivo de melhorar o fator de potência do transformador ou de reduzir a corrente que circula na rede, esta situação é aceitável em prol da regulação de tensão, porém deve-se ter cuidado para que não haja sobre-corrente no alimentador.

Tabela 19 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga leve

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	215 V	220 V
Tensão na Fase B	218 V	220 V
Tensão na Fase C	218 V	220 V
DTT na Fase A	1,7 %	0,2 %
DTT na Fase B	1,8 %	0,1 %
DTT na Fase C	1,8 %	0,1 %
Corrente na rede na Fase A	7,4 A	10,3 A
Corrente na rede na Fase B	7,5 A	8,2 A
Corrente na rede na Fase C	7,4 A	8,8 A
Corrente no conversor na Fase A	-	4,9 A
Corrente no conversor na Fase B	-	1,6 A
Corrente no conversor na Fase C	-	3,5 A

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

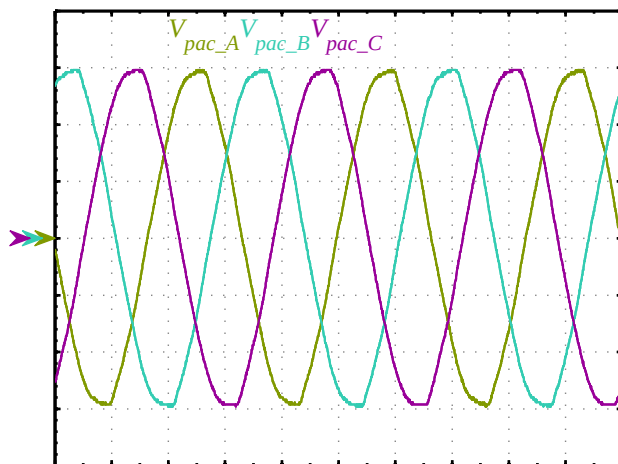
5.2.2 Resultados com carga linear pesada em rede artificial

As formas de onda de v_{PAC} e de i_{rd} , para a operação do sistema com carga pesada, são apresentadas nas Figuras 117 e 118. As mesmas apresentam distorções harmônicas com DTT em torno de 1,6 %, e também apresentam desequilíbrio por conta das influências externas ao sistema em teste.

As formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} , após compensação, são apresentadas nas Figuras 119 e 120. As tensões no PAC possuem menor distorção e i_{rd} apresentam maior conteúdo harmônico, semelhantemente aos resultados da carga leve. As tensões v_{PAC} apresentam equilíbrio e regulação em 220 V. As correntes que circulam pelo DMRQT são apresentadas na Figura 121, sendo reativas capacitivas, elevando v_{PAC} .

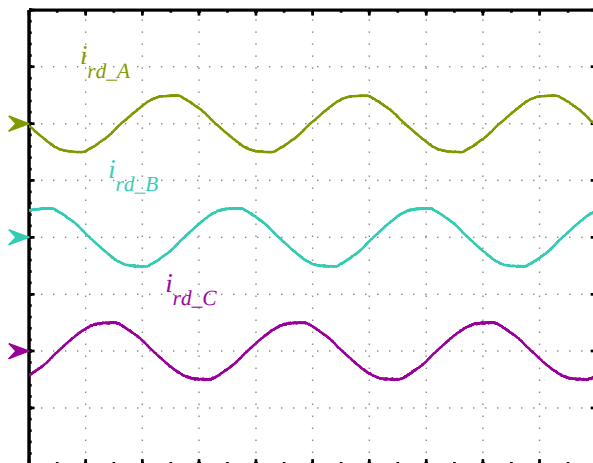
As tensões do barramento CC são apresentadas na Figura 122. É visto que as mesmas se mantêm reguladas no valor próximo ao projetado. As mesmas apresentam baixa ondulação pois o barramento CC possui elevada capacitância para a atual potência processada.

Figura 117 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT.



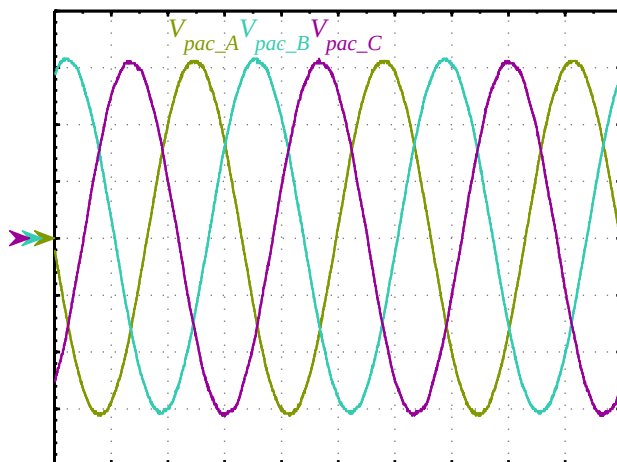
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 118 – Correntes na rede (i_{rd}) (40 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT.



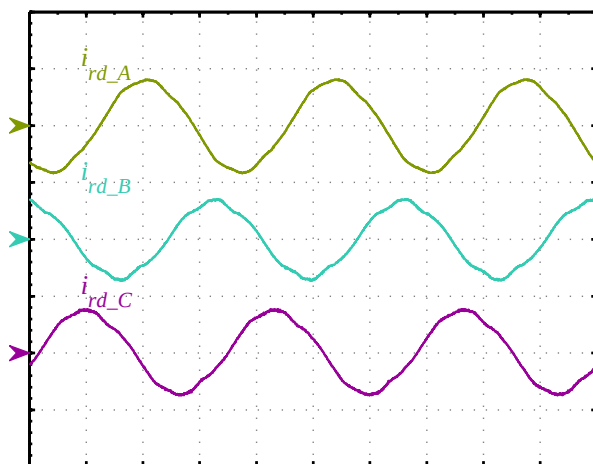
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 119 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT.



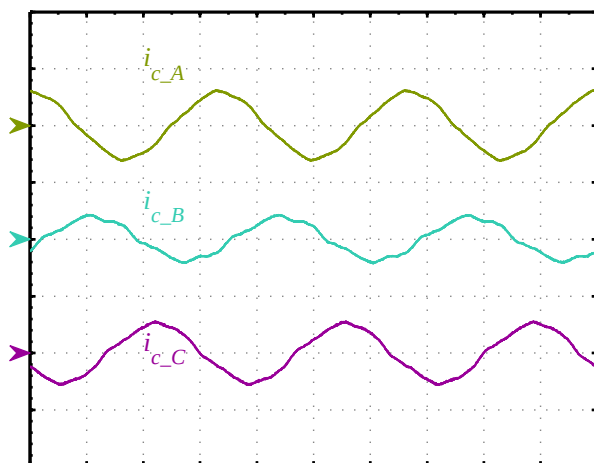
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 120 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT.



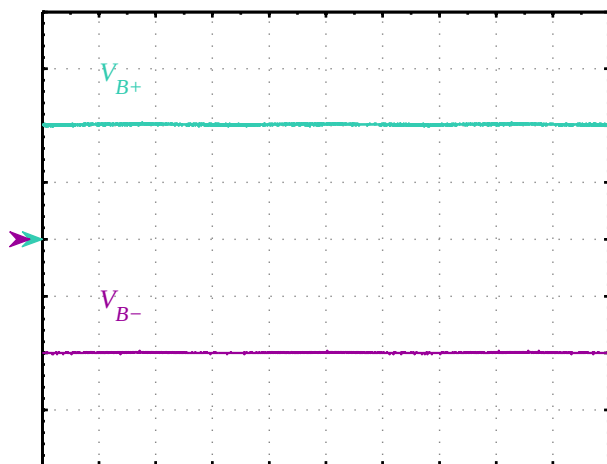
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 121 – Correntes no DMRQT (40 A/div, 5 ms/div) com carga pesada.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 122 – Tensões do barramento CC no DMRQT (200 V/div, 5 ms/div) com carga pesada.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As alterações nos parâmetros da rede com ao inserir o DMRQT, para carga pesada e impedância de rede artificial, são apresentadas na Tabela 20. É visto que houve regulação e equilíbrio em v_{PAC} , redução na DTT e aumento na circulação de corrente na rede para que a devida compensação de tensão seja efetuada.

Tabela 20 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga pesada.

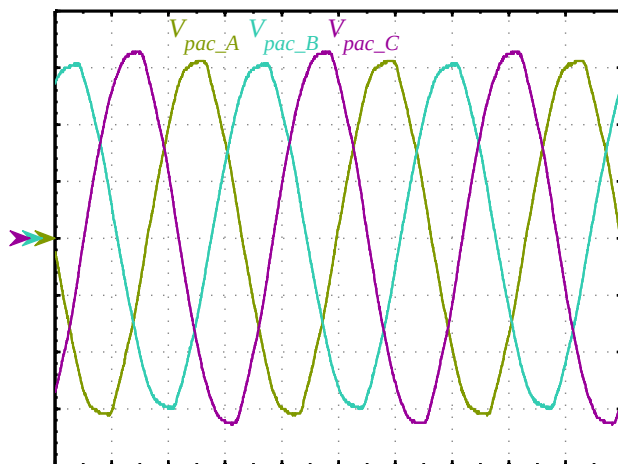
Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	209 V	220 V
Tensão na Fase B	211 V	220 V
Tensão na Fase C	211 V	220 V
DTT na Fase A	1,5 %	0,1 %
DTT na Fase B	1,6 %	0,1 %
DTT na Fase C	1,6 %	0,1 %
Corrente na rede na Fase A	14,2 A	23,0 A
Corrente na rede na Fase B	14,6 A	19,0 A
Corrente na rede na Fase C	14,3 A	20,8 A
Corrente no conversor na Fase A	-	16,6 A
Corrente no conversor na Fase B	-	10,9 A
Corrente no conversor na Fase C	-	14,7 A

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.2.3 Resultados com carga linear desequilibrada em rede artificial

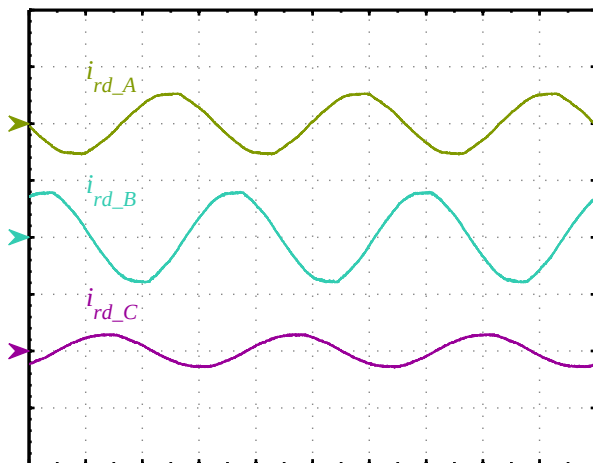
Com carga desequilibrada, o sistema possui as formas de onda de v_{PAC} e de i_{rd} apresentadas nas Figuras 123 e 124. As tensões do PAC apresentam grande desequilíbrio operando com tensões de 222 V, 215 V e 233 V para as respectivas fases A, B e C. Neste caso o Fator de Desequilíbrio (FD) é de 2,2 %, sendo superior ao valor de referência de 2,0 %, que é utilizado para barramentos de sistemas de distribuição diferentes da Baixa Tensão (BT). Este valor é utilizado como referência para este trabalho, uma vez que não há especificação de um fator para sistemas de BT. O cálculo do FD é dado por (ANEEL, 2014).

Figura 123 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

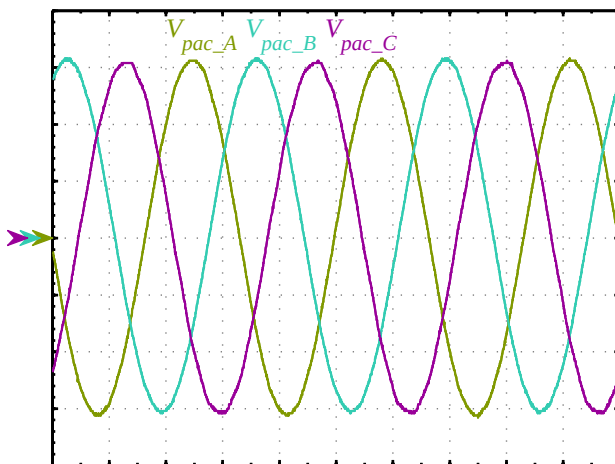
Figura 124 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

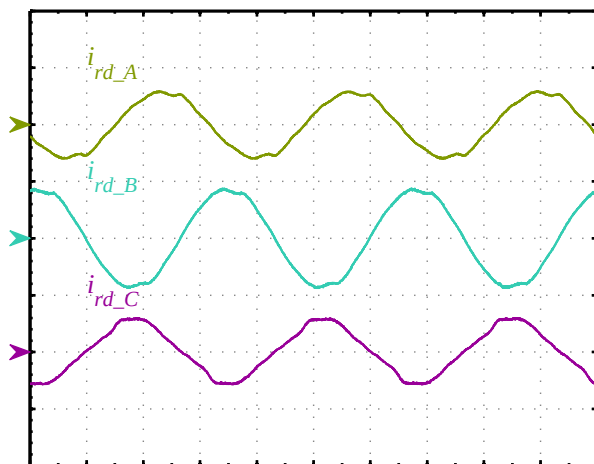
Ao utilizar o DMRQT, v_{PAC} e i_{rd} possuem formas de onda apresentadas nas Figuras 125 e 126. As tensões no PAC apresentam menor desequilíbrio, operando com tensões de 221 V, 219 V e 219 V para as respectivas fases A, B e C. O FD passou para 4,9%, sendo superior ao valor de operação sem o DMRQT. Apesar de que os módulos das tensões de fase do PAC apresentam valores convergentes para 220 V quando o sistema opera com o DMRQT não significa que a defasagem entre as tensões de fase sejam de 120° e portanto não significa que as tensões de linha também convirjam para um valor específico. O aumento do FD ocorre por conta de um aumento de desequilíbrio nas tensões de linha do PAC, que ocorreu por conta da não convergência nas defasagens de v_{PAC} para 120° . A estrutura atual de controle não permite a modificação nas defasagens entre as tensões do mesmo PAC, portanto este é um problema para esta topologia de controle. Para que o problema seja resolvido é necessário que haja circulação de potência ativa entre as fases do DMRQT. As correntes que circulam pelo DMRQT são apresentadas na Figura 127, sendo reativas capacitivas para as fase A e B e reativa indutiva para a fase C, respectivamente elevando e baixando v_{PAC} .

Figura 125 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e com DMRQT.



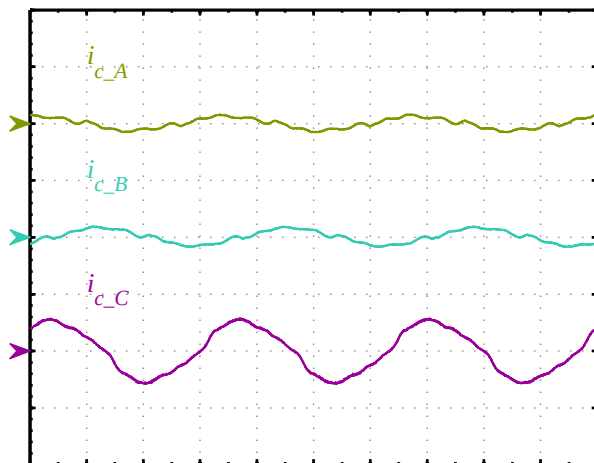
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 126 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

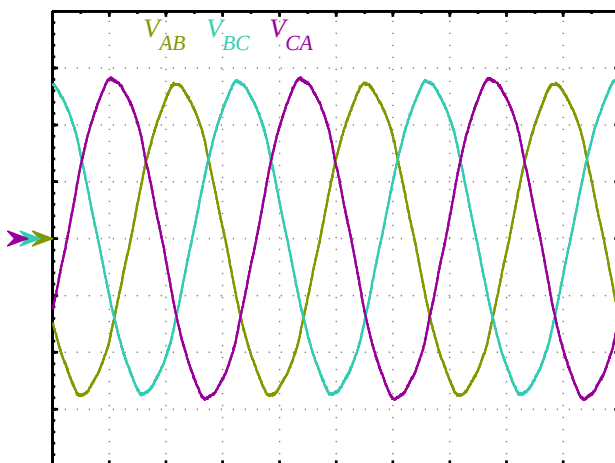
Figura 127 – Correntes no conversor (40 A/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As Figuras 128 e 129 apresentam as formas de onda das tensões de linha com o circuito desequilibrado, respectivamente com e sem o DMRQT. Através das formas de onda já é possível detectar os desequilíbrios das tensões na presença do dispositivo. A Tabela 21 apresenta os valores eficazes dessas tensões.

Figura 128 – Tensões de linha no PAC (200 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

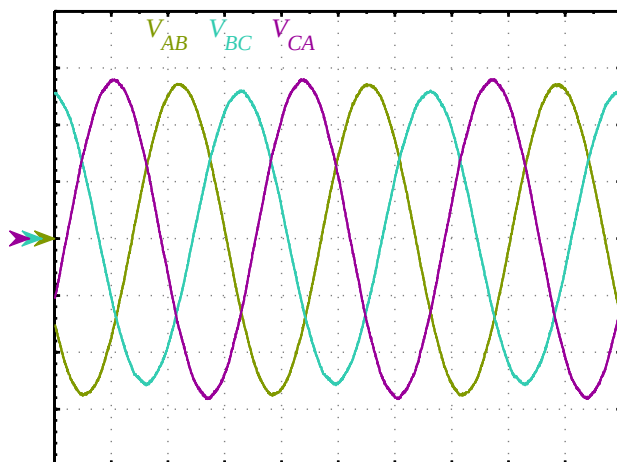
As alterações nos parâmetros da rede ao inserir o DMRQT, para carga desequilibrada e impedância de rede artificial, são apresentadas na Tabela 21. É visto que houve regulação e equilíbrio nas tensões de fase do PAC, porém desequilíbrio nas tensões de linha. Também há redução na DTT e aumento na circulação de corrente na rede.

Tabela 21 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga desequilibrada.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	222 V	221 V
Tensão na Fase B	215 V	219 V
Tensão na Fase C	233 V	219 V
DTT na Fase A	2,0 %	0,5 %
DTT na Fase B	1,6 %	1,7 %
DTT na Fase C	1,7 %	1,2 %
Corrente na rede na Fase A	15,0 A	16,6 A
Corrente na rede na Fase B	22,4 A	24,7 A
Corrente na rede na Fase C	8,0 A	15,6 A
Corrente no conversor na Fase A	-	3,6 A
Corrente no conversor na Fase B	-	4,4 A
Corrente no conversor na Fase C	-	15,2 A
FD	2,2 %	4,9 %
Tensão de linha na Fase A	381 V	385 V
Tensão de linha na Fase B	383 V	362 V
Tensão de linha na Fase C	395 V	393 V

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 129 – Tensões de linha no PAC (200 V/div, 5 ms/div) com carga desequilibrada e com DMRQT.



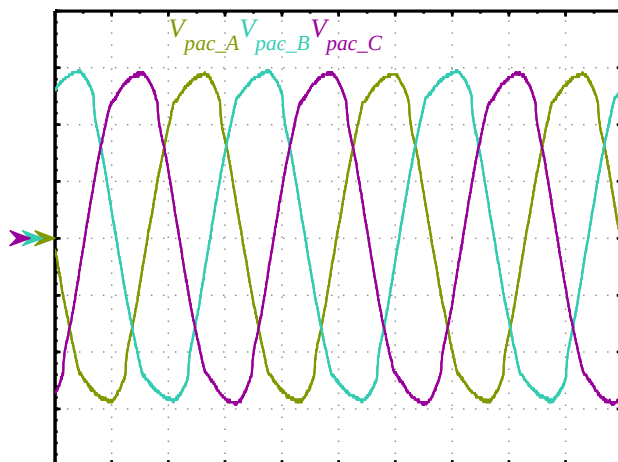
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.2.4 Resultados com carga não linear em rede artificial

O sistema operando com carga não linear, sem a presença do compensador, possui as formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} apresentadas nas Figuras 130 e 131. As formas de onda de tensão apresentam DTT em torno de 6,5 % devido a não linearidade das correntes de carga, que são transmitidas para as tensões no PAC. Apesar de a DTT estar dentro do limite estipulado por (ANEEL, 2014) este ensaio é suficiente para avaliar a atuação da malha de harmônicas proposta.

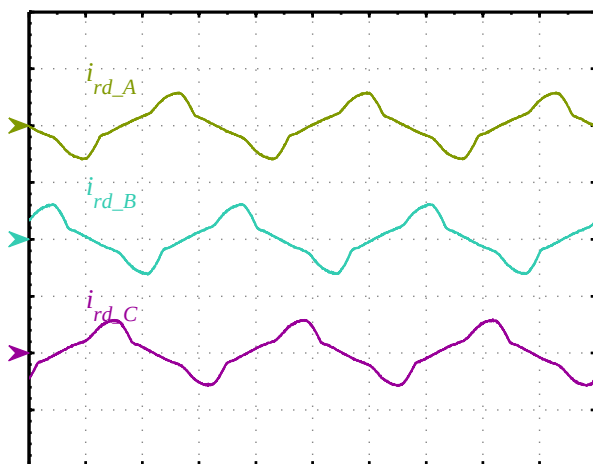
As formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} após a compensação com o DMRQT são apresentadas nas Figuras 132 e 133. As tensões no PAC apresentam menor distorção, com DTT em torno de 2%, um terço do índice sem a presença do compensador. As correntes i_{rd} apresentam reduzido conteúdo harmônico, uma vez que o conteúdo harmônico da carga é muito superior ao necessário para compensar a tensão de rede sem a carga não linear. As tensões v_{PAC} apresentam equilíbrio e regulação em 220 V.

Figura 130 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT.



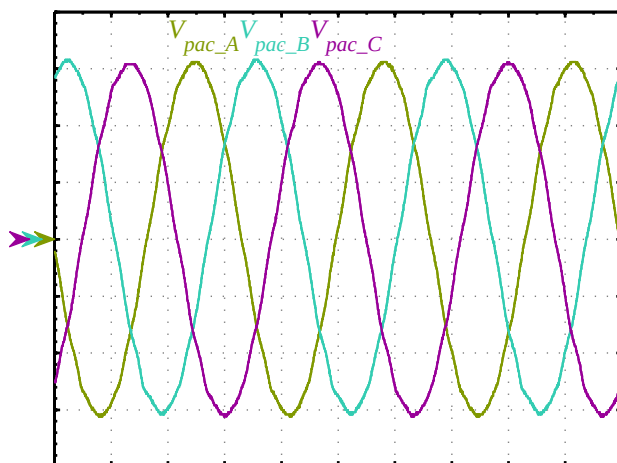
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 131 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT.



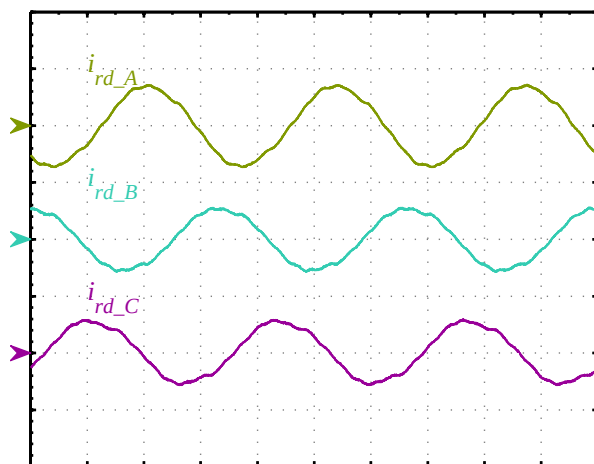
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 132 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

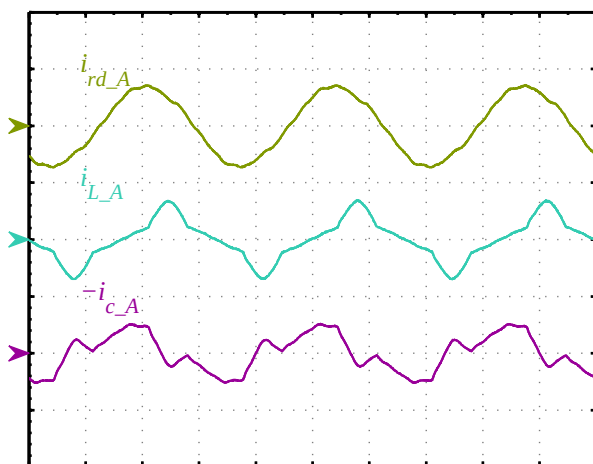
Figura 133 – Correntes na rede (40 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

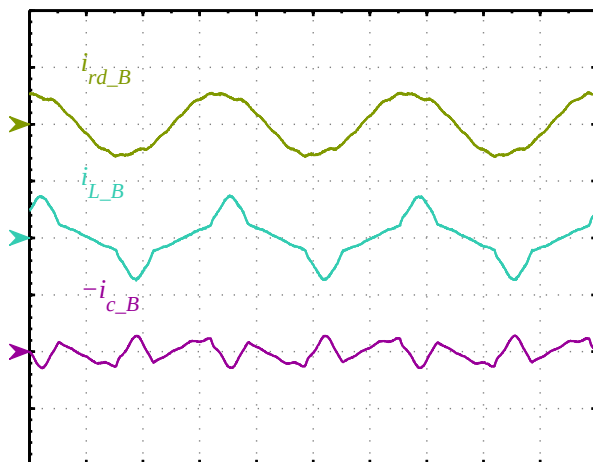
As correntes de rede, carga e do conversor são apresentadas em conjunto pelas Figuras 134, 135 e 136 para as respectivas fases A, B e C. Vale observar que as correntes produzidas pelo conversor (i_c) somadas as correntes de carga i_L produzem correntes com baixa distorção harmônica, que são as correntes da rede, ou seja, as correntes do conversor são complementares as correntes de carga, mesmo sem a leitura das correntes i_L ou i_{rd} , somente com a leitura de v_{PAC} .

Figura 134 – Correntes na rede, na carga e no conversor (40 A /div, 5 ms/div) para a fase A com carga não linear.



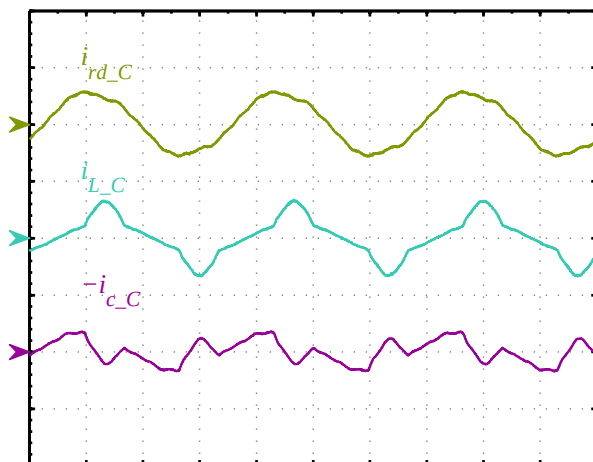
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 135 – Correntes na rede, na carga e no conversor (40 A/div, 5 ms/div) para a fase B com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

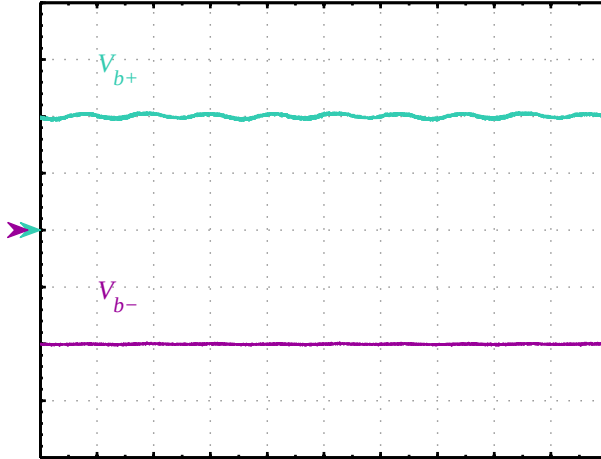
Figura 136 – Correntes na rede, na carga e no conversor (40 A/div, 5 ms/div) para a fase C com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As tensões do barramento CC são apresentadas na Figura 137. Tais tensões se mantêm próximas ao valor de referência.

Figura 137 – Tensões do barramento CC (200 V/div, 5 ms/div) com carga não linear.



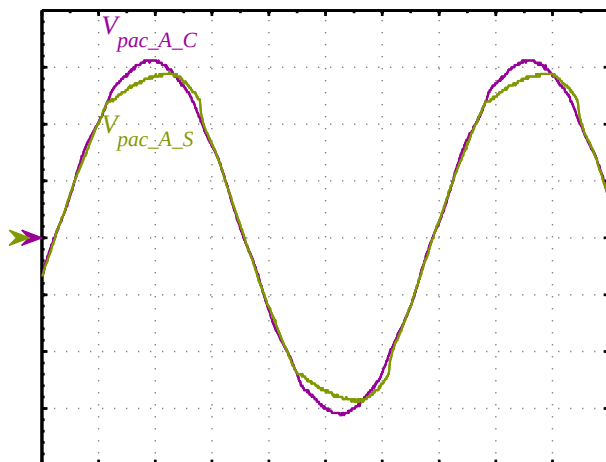
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Para melhor avaliar a atuação do DMRQT, a Tabela 22 apresenta as alterações nos parâmetros da rede com a inserção no dispositivo para carga não linear e impedância de rede artificial. É visto que o dispositivo é capaz de atingir os objetivos propostos inicialmente, com a redução do conteúdo harmônico de tensão, regulação da tensão no PAC e controle do barramento CC.

Para uma melhor visualização na compensação de tensão, a Figura 138 apresenta as tensões na fase A do PAC, com e sem DMRQT. Há uma notável melhora de v_{PAC} .

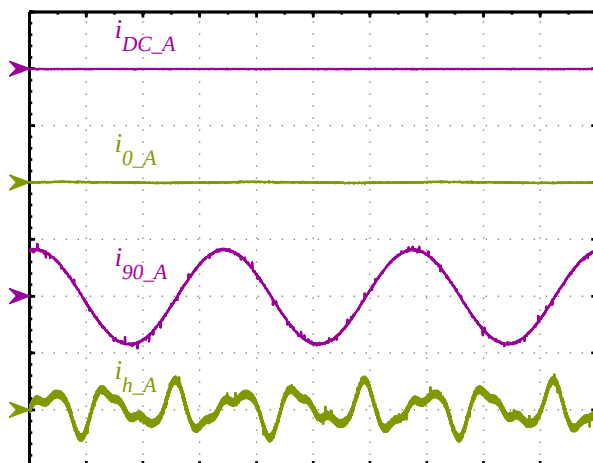
As correntes do conversor promovem majoritariamente a circulação de potência reativa, com uma parcela para compensação de harmônicas e outra fundamental, para a compensação do valor eficaz de v_{PAC} . Situação que é visualizada na Figura 139, onde são apresentadas as quatro componentes da referência de corrente da Fase A, já com os ganhos que representam as correntes de referência para i_{Lf} .

Figura 138 – Comparativo em as tensões da fase A do PAC
(100 V/div, 2,5 ms/div) com carga não linear, com (C) e
sem (S) DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 139 – Componentes da corrente de referência do indutor da
fase A (i_{Lf}^*) (20 A/div, 5 ms/div) com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 22 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear.

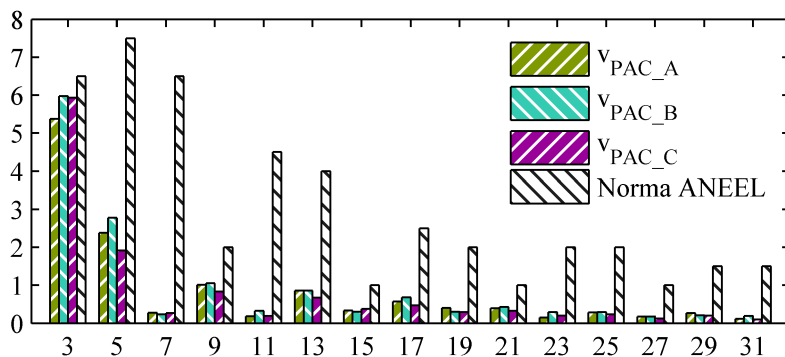
Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	212 V	220 V
Tensão na Fase B	215 V	220 V
Tensão na Fase C	215 V	220 V
DTT na Fase A	6,1 %	1,4 %
DTT na Fase B	7,0 %	2,4 %
DTT na Fase C	6,5 %	1,7 %
Corrente na rede na Fase A	13,1 A	19,7 A
Corrente na rede na Fase B	13,2 A	15,4 A
Corrente na rede na Fase C	13,0 A	15,6 A
Corrente no conversor na Fase A	-	12,8 A
Corrente no conversor na Fase B	-	5,8 A
Corrente no conversor na Fase C	-	8,6 A
DTC na Fase A da rede	27,0 %	4,5 %
DTC na Fase B da rede	27,9 %	5,5 %
DTC na Fase C da rede	26,3 %	6,6 %

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Para uma melhor avaliação da compensação de harmônicas efetuada pelo conversor é apresentada um análise do conteúdo harmônico de v_{PAC} antes e depois da compensação respectivamente nas Figuras 140 e 141. Como se pode verificar, há grande redução no conteúdo harmônico, havendo a elevação da 11^a harmônica.

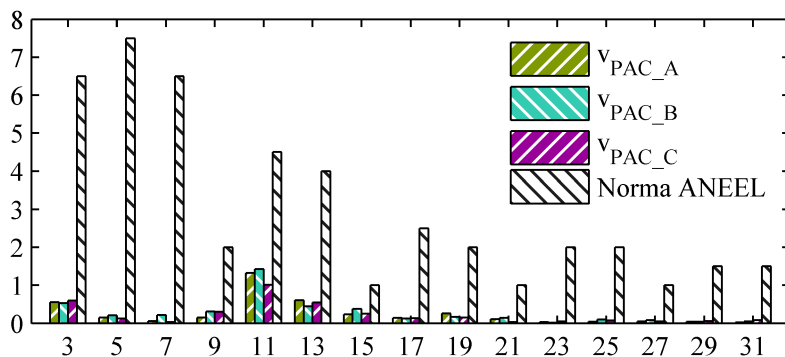
Análises das harmônicas de corrente da rede, da carga e do conversor foram efetuadas para verificar as contribuições do DMRQT para o sistema. Os limites percentuais de componentes harmônicas dados por (IEEE..., 2014) e apresentados na Figura 110 são referenciados pela maior componente fundamental das correntes de carga. A corrente fundamental máxima é de 13,6 A e foi utilizada na composição dos gráficos que comparam as correntes harmônicas medidas com (IEEE..., 2014) ao considerar uma relação de ICC sob i_L inferior à 20.

Figura 140 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

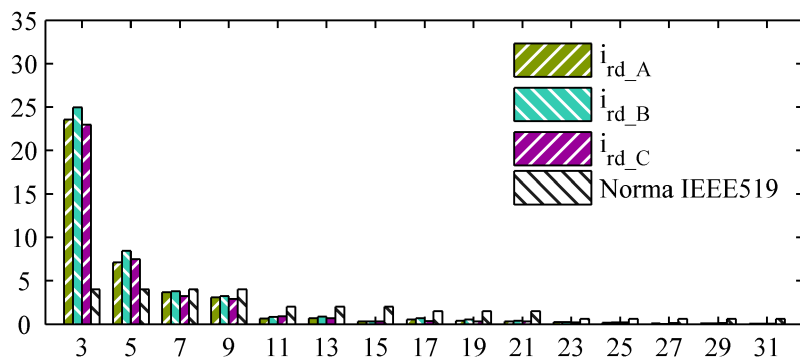
Figura 141 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As Figuras 142 e 143 apresentam o conteúdo harmônico das correntes de rede respectivamente com e sem o DMRQT. Há grande redução nas componentes harmônicas, deixando-as muito próximas das recomendações. Como o dispositivo compensa v_{PAC} , as contra-harmônicas de corrente que o mesmo gera circulam por uma região de cargas, não apenas por uma única carga, compensando também as harmônicas que já estavam presentes em v_{PAC} antes da conexão da carga não linear além das eventuais harmônicas que são amplificadas com a compensação de tensão, essas situações contribuem para a elevação do conteúdo harmônico nas correntes do PAC. Assim, o resultado é considerado positivo e as recomendações (IEEE..., 2014) são valiosas nas comparações dos resultados simulados com os resultados experimentais e para estabelecer níveis aceitáveis de circulação de harmônicas de corrente no alimentador. As elevações da 11^a e 13^a harmônicas, ocorrem não somente devido a interação entre a carga e o conversor após a compensação, mas também devido ao projeto do controlador de corrente, que não foi projetado para a impedância de rede desse circuito, caso análogo a simulação numérica nessas condições de carga e impedância de rede. Para provar tal situação é necessário avaliar o comportamento do sistema com menor impedância de rede, como feito em simulação, o que permite que a malha de corrente atue em todas as frequências de compensação harmônica.

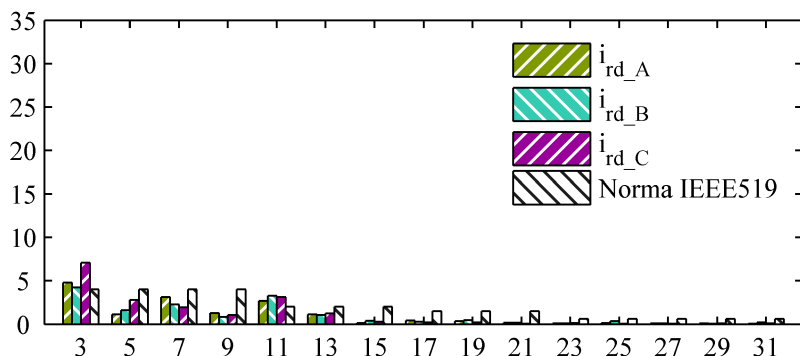
Figura 142 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As componentes harmônicas da corrente do conversor, neces-

Figura 143 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT.

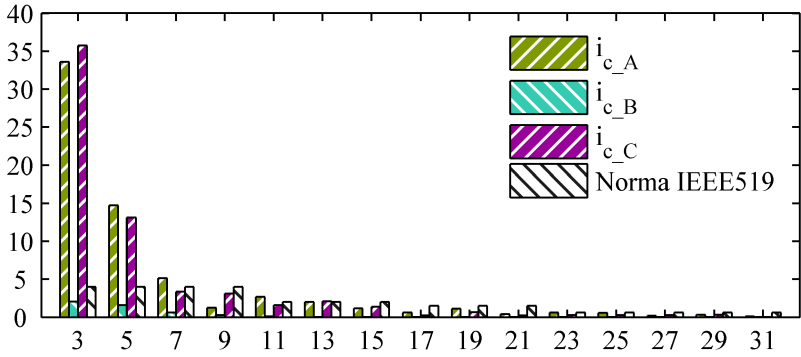


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

sárias para a mitigação de harmônicas de tensão, são apresentadas na Figura 144, já as componentes harmônicas da corrente no indutor do conversor, onde há o efetivo controle da corrente, são apresentadas na Figura 145. Aqui é visto que há diferença no conteúdo harmônico desses ramos, onde i_c apresenta harmônicas após a 11ª harmônica, diferentemente de i_L . Esta diferença ocorre por conta de harmônicas presentes em v_{PAC} que circulam pelo C_f e não são controladas. No L_f , onde o controle é implementado, há predominante circulação da 1ª até a 11ª componente, conforme esperado.

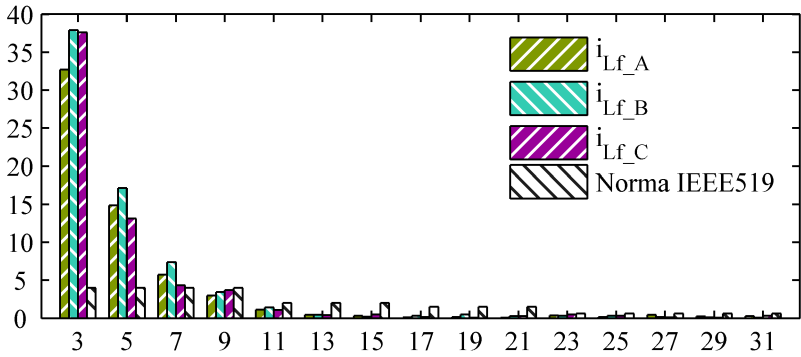
O conteúdo harmônico de i_L é apresentado na Figura 146. Observa-se que o mesmo é superior ao conteúdo da Figura 142, onde não há presença do DMRQT, isso ocorre por conta da elevação da tensão de pico do PAC ao utilizar o compensador. As harmônicas de i_L podem ser comparadas com as harmônicas de i_c , havendo boa semelhança entre ambas, não sendo idênticas por conta de influências das tensões de rede.

Figura 144 – Conteúdo harmônico da corrente do conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.



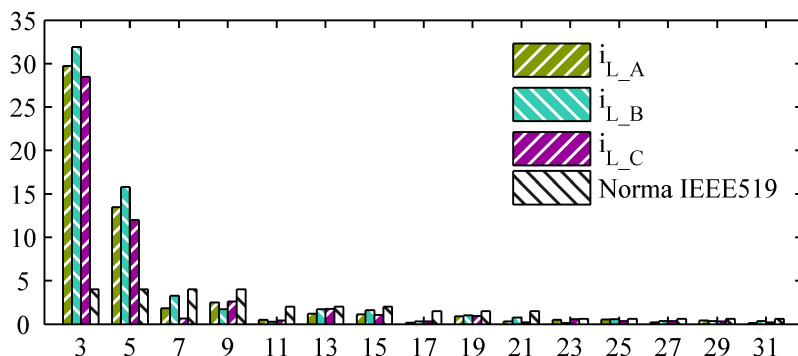
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 145 – Conteúdo harmônico da corrente do indutor do conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 146 – Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

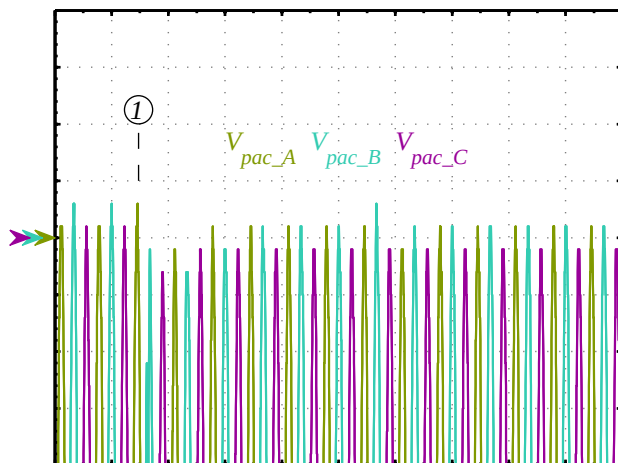
5.2.5 Resultados com dinâmica de carga em rede artificial

Nesta seção a dinâmica de controle é avaliada através da análise do comportamento do DMRQT sob degraus de carga, de carga leve (50 %) para pesada (100 %) e vice-versa.

A Figuras 147 e 148 apresentam as formas de onda de v_{PAC} e seus valores eficazes durante o transitório de carga de 50 % para 100 %. Inicialmente ocorre queda em v_{PAC} por conta da baixa injeção de reativos pelo DMRQT e pelo próprio aumento de carga. O transitório dura aproximadamente 50 ms, equivalente a 3 ciclos de rede para v_{PAC} se aproximar da referência de tensão de 220 V. Uma variação de tensão com período inferior a 3 segundos é considerada como variação momentânea de tensão por (ANEEL, 2014) e poderá ser expurgada do intervalo de medição de tensão eficaz, garantindo que não haja detecção da TL fora da faixa adequada de tensão.

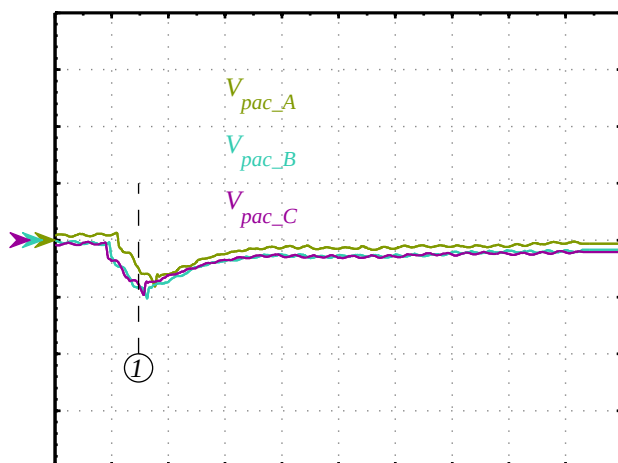
As correntes da rede durante o transitório são apresentadas na Figura 149, essas aumentam não somente por conta do aumento de carga, mas também pelo aumento da compensação efetuada pelo conversor. As correntes que circulam no conversor durante o transitório são apresentadas na Figura 150, sendo capacitivas e se adéquam para compensar a tensão do PAC.

Figura 147 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.



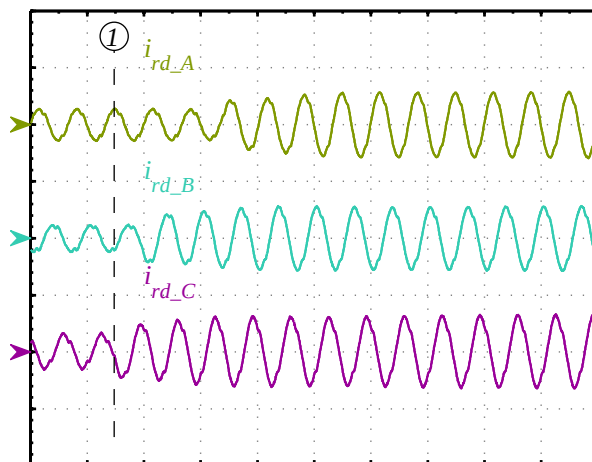
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 148 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.



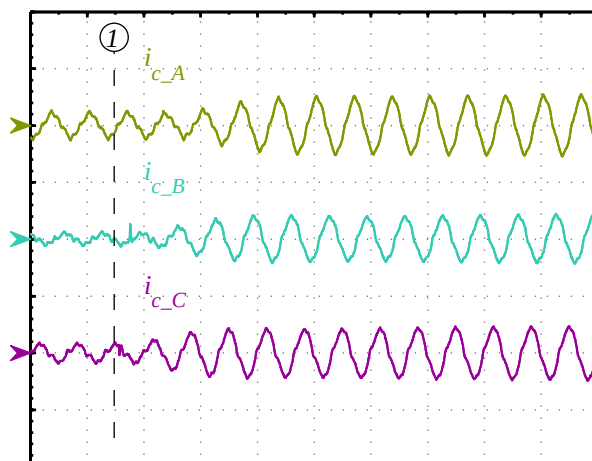
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 149 – Correntes da rede (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

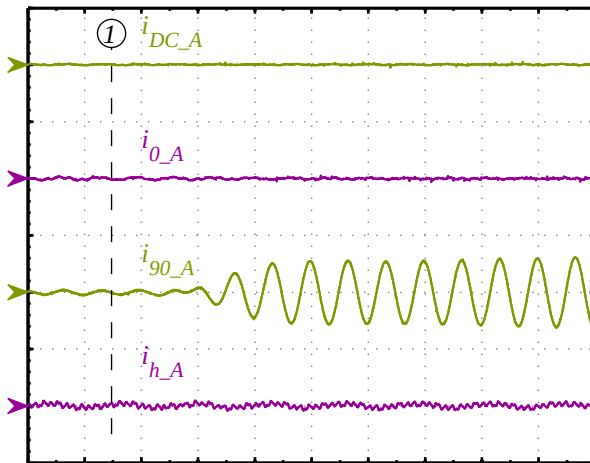
Figura 150 – Correntes do conversor (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Para melhor avaliar o comportamento dos controladores do DMRQT, a Figura 151 apresenta as quatro referências de corrente da fase A durante o transitório de carga. É visto que há significativa mudança somente na referência correspondente ao controle da tensão eficaz no PAC (i_q^*), atuando para compensar a tensão eficaz no PAC e não interferindo nas demais malhas de tensão.

Figura 151 – Referências de corrente (40 A/div, 25 ms/div) do DMRQT durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100%.

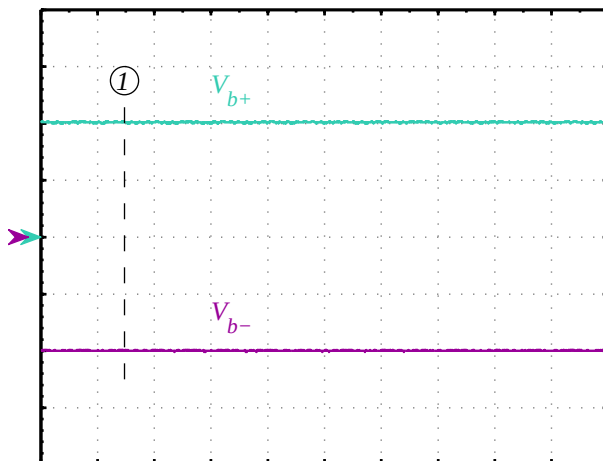


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As tensões do barramento CC durante o transitório de carga são apresentadas na Figura 152. Essas não sofrem alterações em seus valores, diferentemente de (DA CUNHA, 2012) e (DA CUNHA et al., 2013). Tal fato ocorre por conta do tipo do sistema de sincronismo utilizado, em (DA CUNHA, 2012) as referências senoidais foram sincronizadas com somente uma fase, portanto, como o sistemas de potência em geral são desequilibrados, as defasagens entre as três fases não são exatamente 120° e ainda podem variar com o tempo. Assim haveria duas fases com sinais de referência não exatos, ou seja, a malha de tensão total do barramento CC irá modificar um parcela maior de potência reativa e a malha de tensão eficaz no PAC irá modificar uma parcela maior de potência ativa, pois ambas recebem referências senoidais diferentes de 0° e de 90° . Na condição nominal ambas as malhas se ajustam, porém em uma condição transitória, no momento em que é necessário modifi-

car somente a parcela reativa que circula no PAC, haverá também uma parcela de potência ativa sendo drenada ou injetada na rede e consequentemente modificando a tensão no barramento CC. Esta condição foi melhorada ao implementar sistemas de sincronismo independentes para todas as fases no PAC, assim é garantido que as referências senoidais estejam em fase com as respectivas tensões de PAC independentemente dos desequilíbrios da tensão do PAC, como implementado neste trabalho.

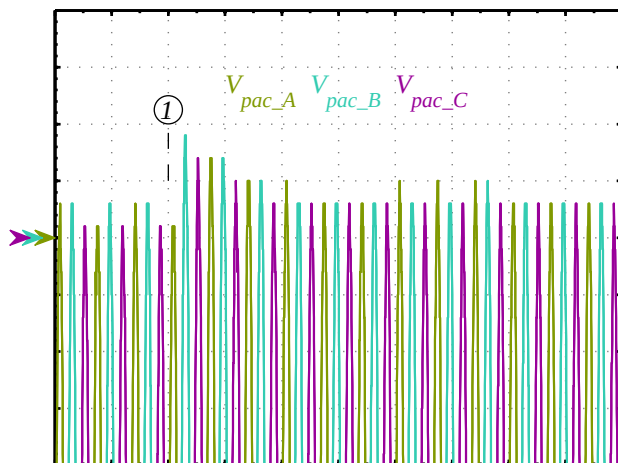
Figura 152 – Tensões do barramento CC (200 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

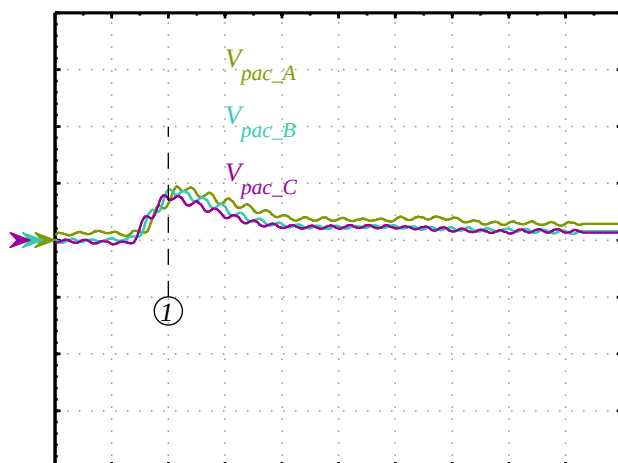
As Figuras 153 e 154 apresentam as formas de onda de v_{PAC} e seus valores eficazes durante o transitório de carga de 100% para 50%. Inicialmente ocorre uma elevação de v_{PAC} por conta da alta injeção de reativos pelo DMRQT, de acordo com a carga pesada, e pelo alívio de carga. É visto que o transitório também dura aproximadamente 50 ms para então se aproximar da referência de tensão de 220 V. Analogamente à resposta do DMRQT ao transitório de 50 % para 100 %, este resultado é suficiente para manter v_{PAC} na faixa adequada de TL.

Figura 153 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência em 311 V.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

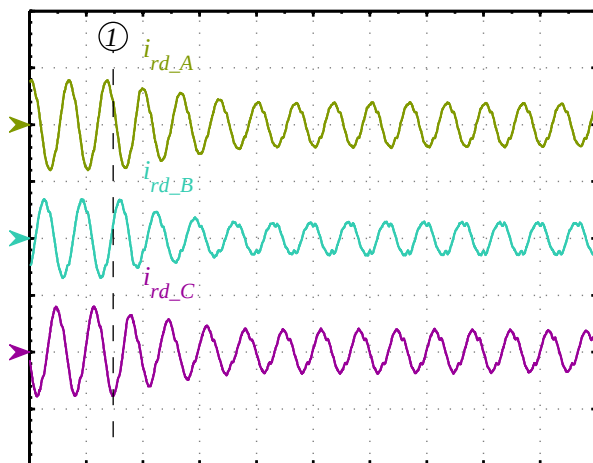
Figura 154 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência em 220 V.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As correntes da rede durante o transitório são apresentadas na Figura 155, essas reduzem não somente por conta da redução de carga mas também pela redução da compensação efetuada pelo conversor. As correntes que circulam no conversor durante o transitório são apresentadas na Figura 156, sendo capacitivas e se adequando de acordo com a tensão no PAC.

Figura 155 – Corrente da rede (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT.

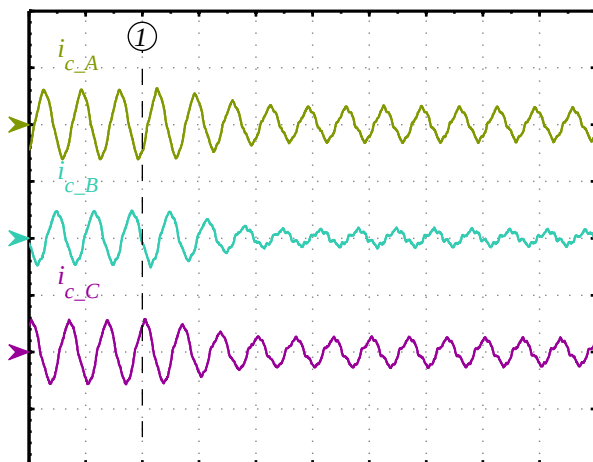


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

A Figura 157 apresenta as quatro referências de corrente durante o transitório de carga. É visto que há significativa mudança somente na referência correspondente ao controle da tensão eficaz no PAC (i_{90}^*), atuando para compensar a tensão eficaz no PAC e não interferindo nas demais malhas de tensão.

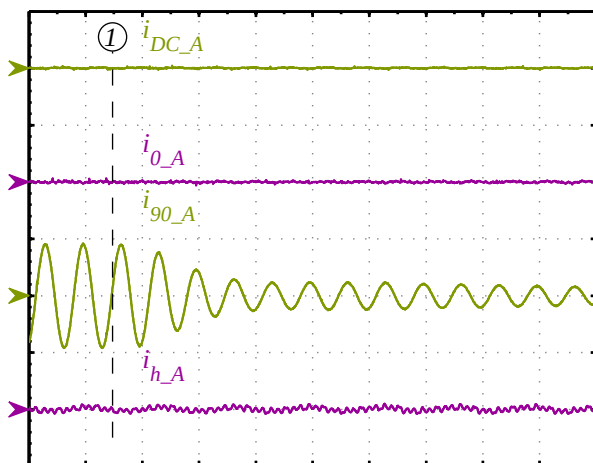
As tensões do barramento CC durante o transitório de carga são apresentadas na Figura 158. É visto que o barramento não sofre alterações em suas tensões pelos motivos previamente citados.

Figura 156 – Corrente do conversor (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50%.



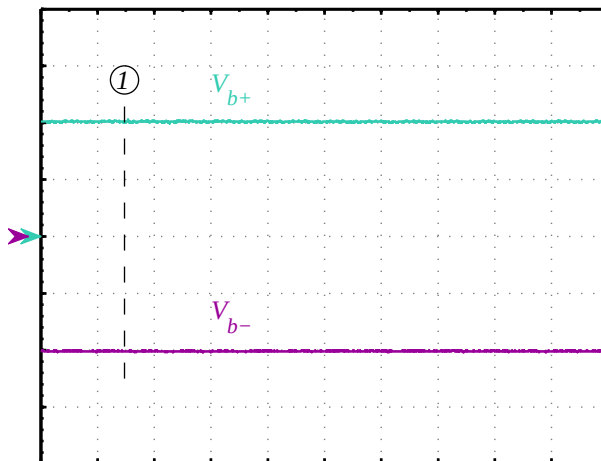
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 157 – Referências de corrente (40 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 158 – Tensões do barramento CC (200 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

O tempo de resposta do conversor é melhor do que o tempo apresentado em (DA CUNHA, 2012), uma vez que o cálculo da tensão eficaz foi feito digitalmente e não utilizando o CI AD736, que é baseado em retificadores de precisão e filtragem para efetuar o cálculo do valor eficaz de v_{PAC} . A desvantagem em utilizar o CI está em manter o compromisso de velocidade de resposta do cálculo e filtragem do sinal dos retificadores. Quanto mais rápida é a velocidade do sensor, maior é a distorção no sinal de saída. Ao efetuar o cálculo digitalmente foi possível se ter uma resposta veloz e com baixa distorção.

5.2.6 Resultados de pré-carga em rede real

Esta seção demarca o início da apresentação dos resultados do DMRQT conectado diretamente na rede da UDESC. A mesma não apresenta problemas de regulação de tensão, porém possui uma impedância considerada baixa, devido a potência de seu transformador de 220 kVA e sua curta distância (em torno de 60 m) até o ponto de ensaio do dispositivo, assim, representa uma situação real de uso do DMRQT e submete o dispositivo a uma impedância de rede bastante diferente dos testes com rede artificial.

Até esta seção, o conversor vinha sendo ligado através do auto-

transformador variável, porém esta situação não é mais permitida para um ensaio com conexão direta à rede, fazendo-se necessário o uso de um circuito de pré-carga. A Figura 159 apresenta as tensões do barramento CC durante a pré-carga do DMRQT e o início de seu funcionamento, descrevendo os principais eventos durante o ligamento do conversor, sendo eles:

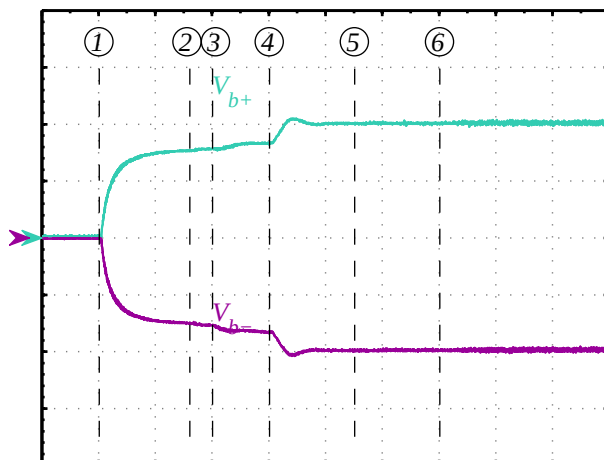
- 1 - Conexão com a rede através dos resistores de pré carga.
- 2 - Conexão direta com a rede através de contatora.
- 3 - Início da operação da malha de tensão diferencial e desbloqueio dos interruptores.
- 4 - Início da operação da malha de tensão total do barramento CC.
- 5 - Início da operação da malha de tensão eficaz do PAC.
- 6 - Início da operação da malha de tensão harmônica do PAC.

O dispositivo entra em pleno funcionamento após 3 segundos. As correntes do conversor durante a pré-carga são apresentadas na Figura 160. É visto que inicialmente há alta corrente, até carregar o barramento CC parcialmente, então há um pequeno pico de corrente na fase C logo após a conexão direta do conversor a rede, após isso há pequena circulação de corrente CC para equilibrar as tensões do barramento CC, em seguida há circulação de corrente direta até carregar o barramento CC completamente, a malha de tensão eficaz no PAC é habilitada, promovendo circulação de corrente em quadratura até a estabilização dessa malha e por fim a malha de tensão harmônica é ativada, completando a operação de inicialização no DMRQT.

5.2.7 Resultados com carga linear leve em rede real

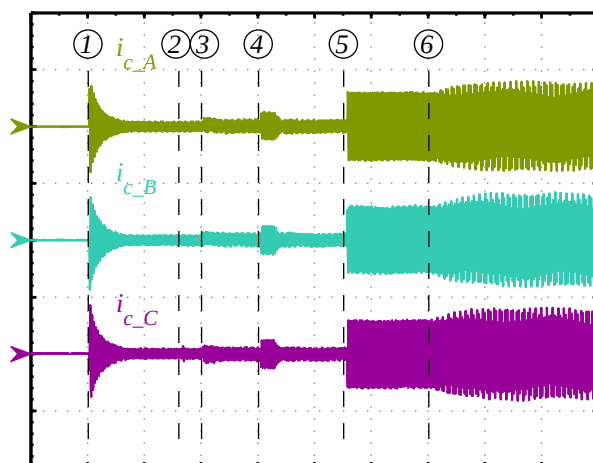
Nos testes em rede real, na UDESC, há uma certa dificuldade em manter um valor de tensão de referência de tensão eficaz fixo por conta da baixa impedância da rede e de suas variações ao longo dos testes, que não podem ser controladas. A baixa impedância de rede faz com que para modificar a tensão no PAC seja necessário muito mais corrente reativa que no caso anterior, com impedância artificial, assim o DMRQT pode trabalhar em saturação ao tentar regular uma tensão superior a 3 V de diferença em relação à V_{PAC}^* . Para que o DMRQT não sature sua ação de controle, a referência V_{PAC}^* é modificada de tempos em tempos, entre testes.

Figura 159 – Tensões no Barramento CC (200 V/div, 500 ms/div) durante sua conexão ao PAC.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

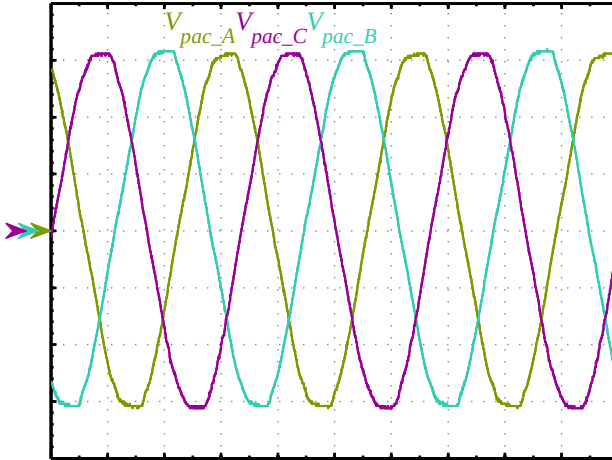
Figura 160 – Correntes do conversor (70 A/div, 500 ms/div) durante sua conexão ao PAC.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Ao operar com carga leve e sem o DMRQT, o sistema possui as formas de onda de v_{PAC} e de i_{rd} apresentadas nas Figuras 161 e 162. As formas de onda apresentam DTT em torno de 2,5 %, e são equilibradas com tensões de 225 V.

Figura 161 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT.

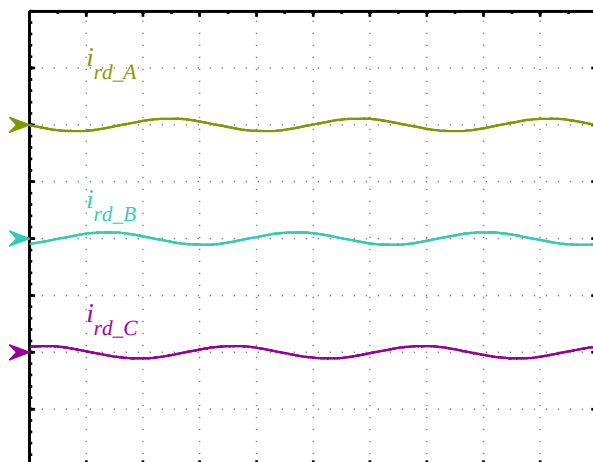


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} após a compensação com o DMRQT são apresentadas nas Figuras 163 e 164. As tensões no PAC apresentam menor DTT, em torno de 1,6 %, já i_{rd} , consequentemente, apresentam maior conteúdo harmônico. As tensões v_{PAC} apresentam equilíbrio e regulação em 224 V. As correntes que circulam pelo DMRQT são apresentadas na Figura 165, sendo reativas indutivas, reduzindo v_{PAC} em 1 V. Observa-se que as correntes para efetuar a compensação harmônica e reduzir v_{PAC} são muito mais elevadas que no caso da rede artificial, apresentadas na Figura 114, o que deve-se a elevada impedância utilizada no ensaio anterior, onde com menor corrente há maior queda de tensão na impedância de rede. Apesar dessa diferença, ambos os casos são necessários para comprovar o funcionamento da topologia de controle proposta. Por fim, apesar de que o dispositivo produza menos influência na tensão de sistemas com baixa impedância, esses sistemas também são os que tendem a apresentar menos problemas de regulação.

As alterações nos parâmetros da rede com a inserção no DMRQT,

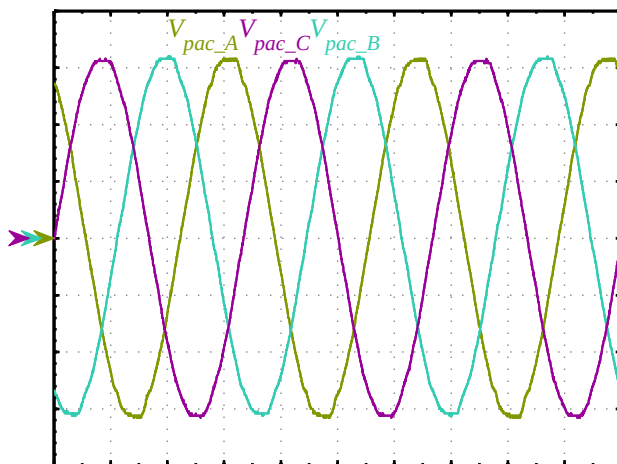
Figura 162 – Correntes da rede no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga leve e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

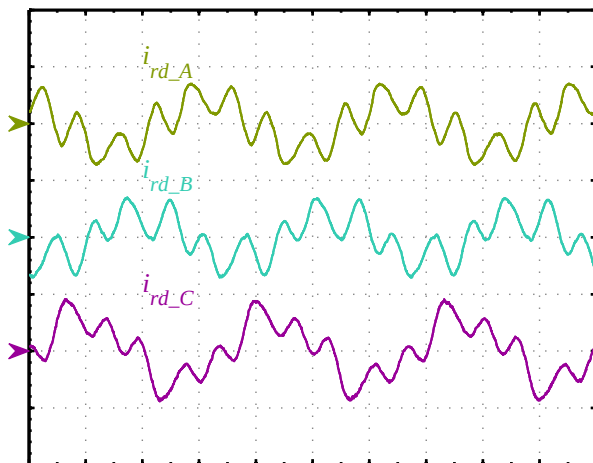
para carga leve e impedância de rede real, são apresentadas na Tabela 23. É visto que houve regulação e equilíbrio em v_{PAC} , redução na DTT e aumento na circulação de corrente na rede. Indicadores que comprovam que o dispositivo está operando conforme as expectativas.

Figura 163 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT.



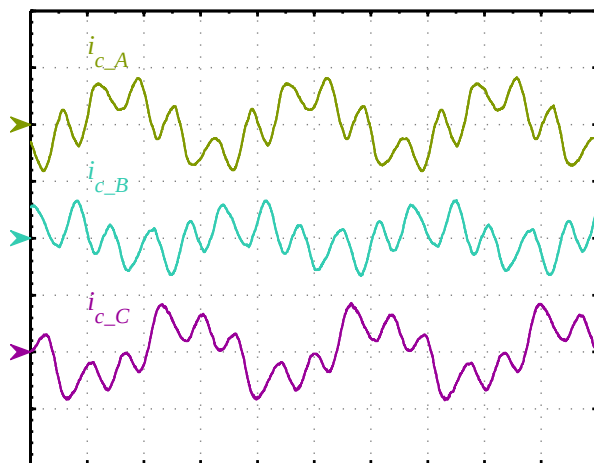
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 164 – Correntes da rede no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga leve e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 165 – Correntes do conversor no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga leve.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 23 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga linear leve.

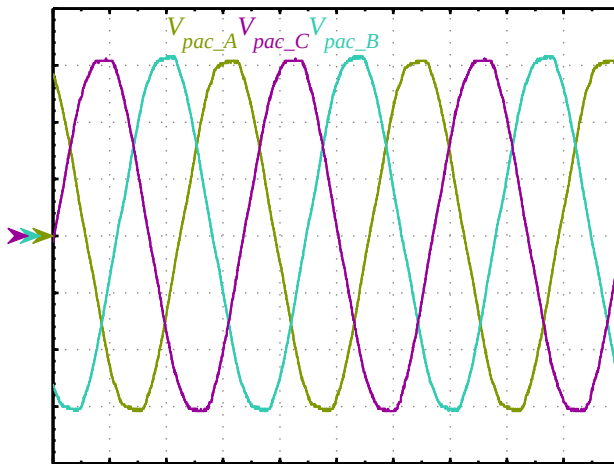
Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	225 V	224 V
Tensão na Fase B	225 V	224 V
Tensão na Fase C	225 V	224 V
DTT na Fase A	2,3 %	1,2 %
DTT na Fase B	2,3 %	1,2 %
DTT na Fase C	2,7 %	2,2 %
Corrente na rede na Fase A	3,9 A	10,2 A
Corrente na rede na Fase B	3,9 A	7,8 A
Corrente na rede na Fase C	3,8 A	22,7 A
Corrente no conversor na Fase A	-	12,4 A
Corrente no conversor na Fase B	-	15,2 A
Corrente no conversor na Fase C	-	15,6 A

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.2.8 Resultados com carga linear pesada em rede real

Ao operar com carga pesada, o sistema possui as formas de onda de tensão v_{PAC} e de corrente i_{rd} apresentadas nas Figuras 166 e 167. As formas de onda apresentam uma DTT em torno de 2,5 %, e tensões equilibradas em 223 V.

Figura 166 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT.

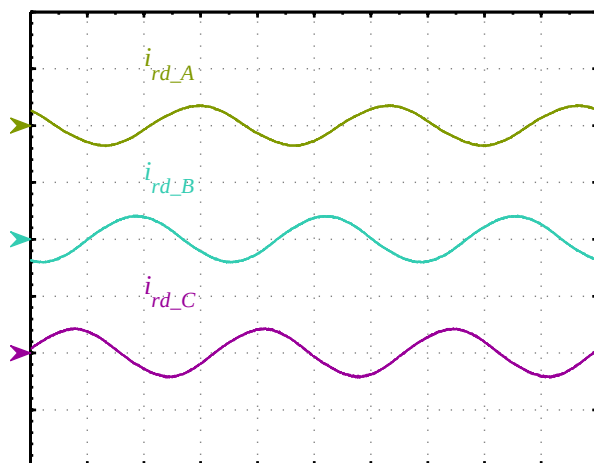


Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} após a compensação com o DMRQT são apresentadas nas Figuras 168 e 169. As tensões no PAC apresentam menor DTT, em torno de 1,5 %, já i_{rd} apresentam maior conteúdo harmônico. As tensões v_{PAC} apresentam equilíbrio e regulação em aproximadamente 225 V. As correntes que circulam pelo DMRQT são apresentadas na Figura 170, sendo reativas capacitivas, elevando v_{PAC} em 2 V. Observa-se que as correntes do conversor já estão desequilibradas por conta de um pequeno desequilíbrio nas tensões de rede, assim, este ensaio já submete o dispositivo às condições de desequilíbrio.

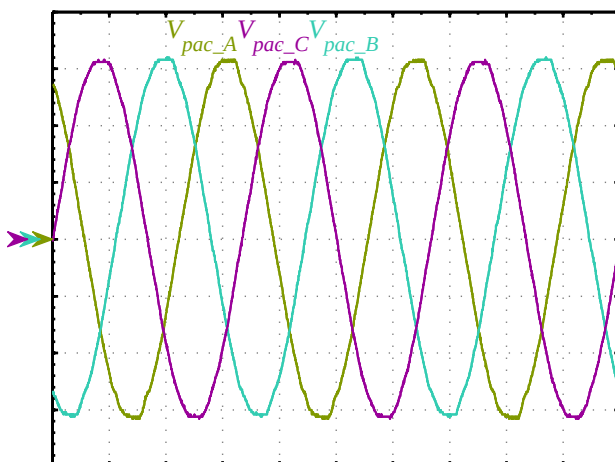
Os parâmetros da rede com a inserção no DMRQT, para carga pesada e impedância de rede real, são apresentadas na Tabela 24. É visto que houve regulação de tensão, foi mantido o equilíbrio em v_{PAC} , houve redução na DTT e aumento na circulação de corrente na rede, indicadores que comprovam a correta operação do dispositivo.

Figura 167 – Correntes no ramo em teste da rede (50 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT.



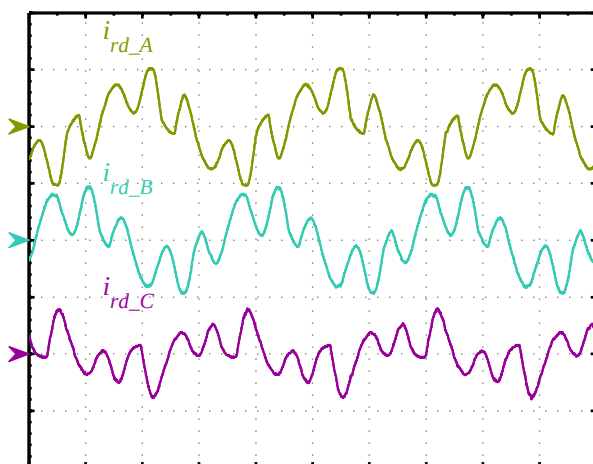
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 168 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 169 – Correntes da rede no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT.



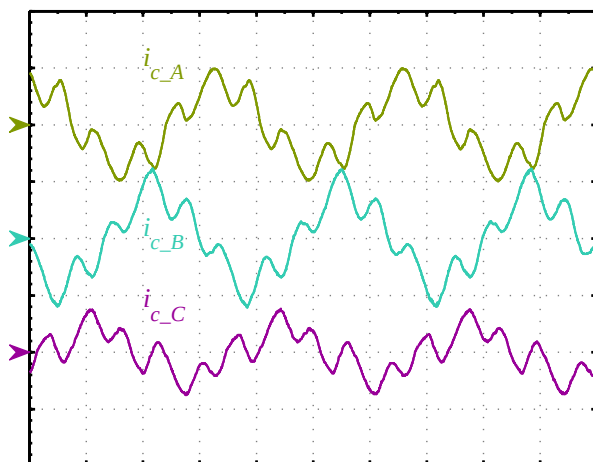
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 24 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga linear pesada.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	222 V	225 V
Tensão na Fase B	223 V	224 V
Tensão na Fase C	223 V	225 V
DTT na Fase A	2,2 %	1,1 %
DTT na Fase B	2,3 %	1,1 %
DTT na Fase C	2,7 %	1,9 %
Corrente na rede na Fase A	12,4 A	26,9 A
Corrente na rede na Fase B	14,2 A	25,2 A
Corrente na rede na Fase C	14,7 A	17,4 A
Corrente no conversor na Fase A	-	27,3 A
Corrente no conversor na Fase B	-	31,0 A
Corrente no conversor na Fase C	-	18,3 A

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 170 – Correntes do conversor no ramo em teste (50 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.2.9 Resultados com carga não linear em rede real

Na operação do sistema com carga não linear e sem compensação, as formas de onda de tensão v_{PAC} e de corrente i_{rd} são apresentadas nas Figuras 171 e 172. As formas de onda possuem DTT em torno de 2,8 %, são equilibradas com tensão em torno de 224 V.

As formas de onda de v_{PAC} e i_{rd} após a compensação com o DMRQT são apresentadas nas Figuras 173 e 174. As tensões no PAC apresentam menor DTT, em torno de 1,9 %, melhorando a qualidade da tensão. As tensões v_{PAC} apresentam equilíbrio e regulação em 223 V. As correntes que circulam pelo DMRQT são apresentadas na Figura 175, sendo reativas indutivas, reduzindo v_{PAC} em 1 V.

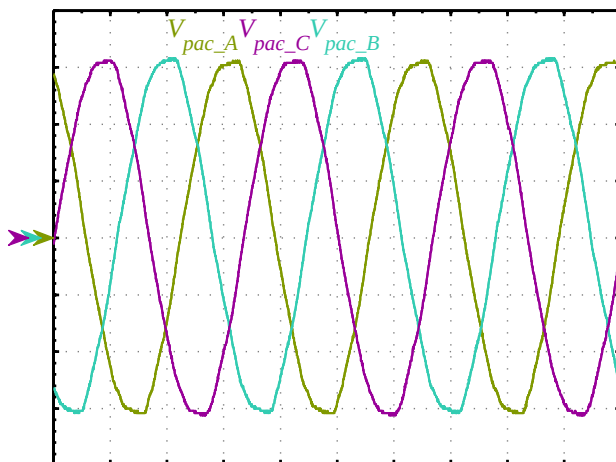
As alterações nos parâmetros da rede com a inserção no DMRQT, para carga não linear e impedância de rede real são apresentadas na Tabela 25. O equilíbrio e regulação de tensão é mantido e há redução no conteúdo harmônico de v_{PAC} , como esperado. Neste caso a corrente da rede também possui redução em seu conteúdo harmônico, por conta das elevadas harmônicas da carga utilizada. Tal situação mostra que o conversor compensa as harmônicas de cargas não lineares.

Tabela 25 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Carga não linear.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	223 V	223 V
Tensão na Fase B	224 V	223 V
Tensão na Fase C	225 V	223 V
DTT na Fase A	2,7 %	1,4 %
DTT na Fase B	2,6 %	1,9 %
DTT na Fase C	3,2 %	2,2 %
Corrente na rede na Fase A	10,5 A	21,8 A
Corrente na rede na Fase B	10,8 A	21,1 A
Corrente na rede na Fase C	10,4 A	24,0 A
Corrente no conversor na Fase A	-	16,2 A
Corrente no conversor na Fase B	-	14,8 A
Corrente no conversor na Fase C	-	21,6 A
DTC na Fase A da rede	44,5 %	29,8 %
DTC na Fase B da rede	47,8 %	34,6 %
DTC na Fase C da rede	44,2 %	19,7 %

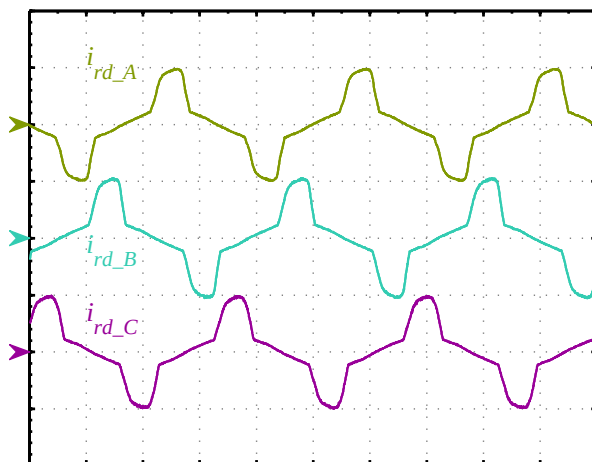
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 171 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT.



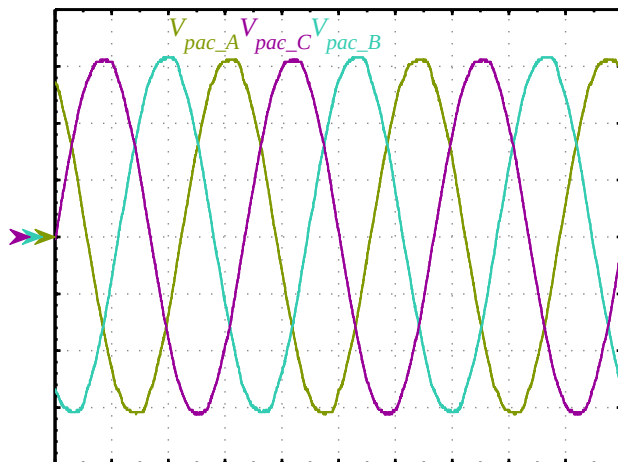
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 172 – Correntes da rede no ramo em teste (20 A/div, 20 ms/div) com carga não linear e sem DMRQT.



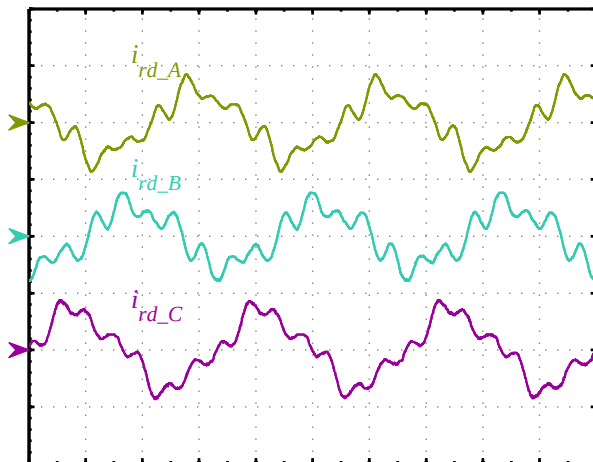
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 173 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT.



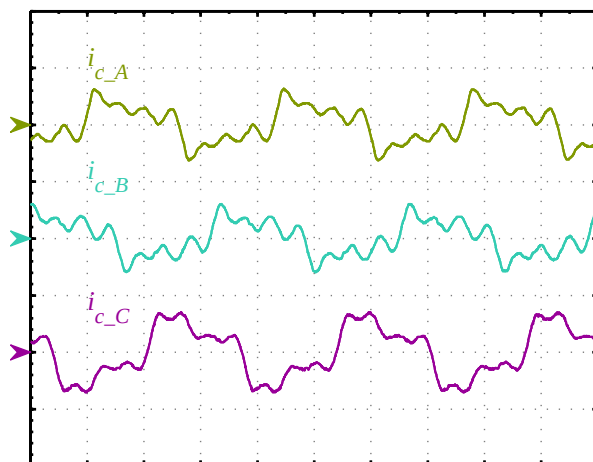
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 174 – Correntes no ramo em teste da rede (50 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 175 – Correntes do conversor (50 A/div, 5 ms/div) com carga não linear e com DMRQT.



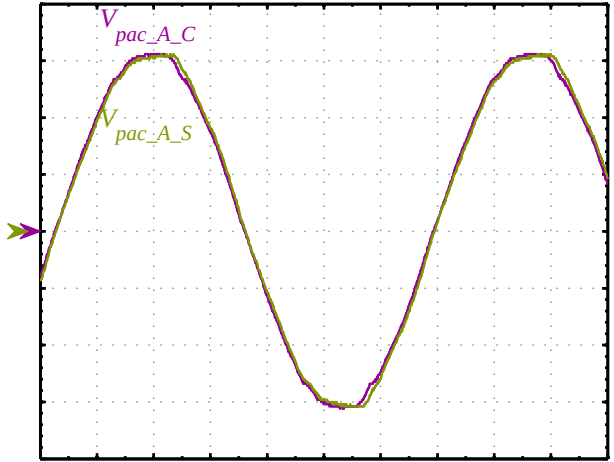
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Para uma melhor visualização da ação do dispositivo na rede, a Figura 176 apresenta a tensão na fase A do PAC, com e sem compensação. Há sutil melhora na forma de onda de v_{PAC} , que é confirmada pela redução da DTT.

Para uma melhor avaliação da compensação de harmônicas efetuada pelo conversor, uma análise do conteúdo harmônico de v_{PAC} antes e depois da compensação é apresentada respectivamente nas Figuras 177 e 178. Apesar de que v_{PAC} já atende a norma sem a compensação, ao utilizar o dispositivo as primeiras cinco harmônicas são reduzidas, graças a atuação do DMRQT. Observa-se que a 11^a harmônica foi reduzida, diferentemente do caso onde a rede é artificial, tal situação indica a correta compensação dessa componente.

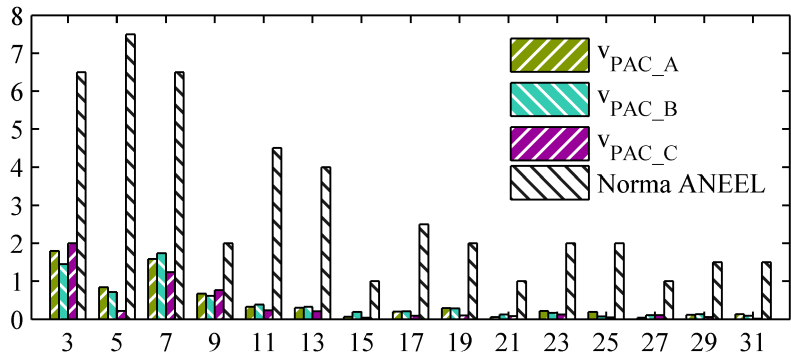
Foi efetuada uma análise das harmônicas de corrente da rede, da carga e do conversor. A percentagem de circulação de componentes harmônicas permitidas pelas recomendações (IEEE..., 2014), apresentada na Figura 110 utilizam referência de 13,6 A e relação de ICC sob i_L máxima inferior à 20.

Figura 176 – Comparativo em as tensões da fase A do PAC (100 V/div, 2,5 ms/div) com carga não linear, com (C) e sem (S) DMRQT.



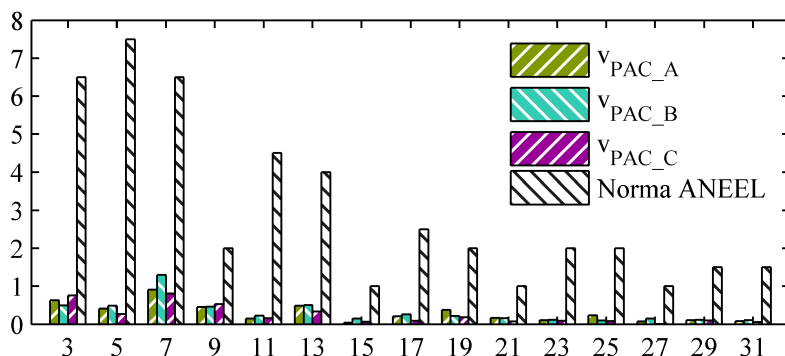
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 177 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e sem DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 178 – Conteúdo harmônico da tensão no PAC (% da fundamental) comparado com a norma (ANEEL, 2014), com carga não linear e com DMRQT.



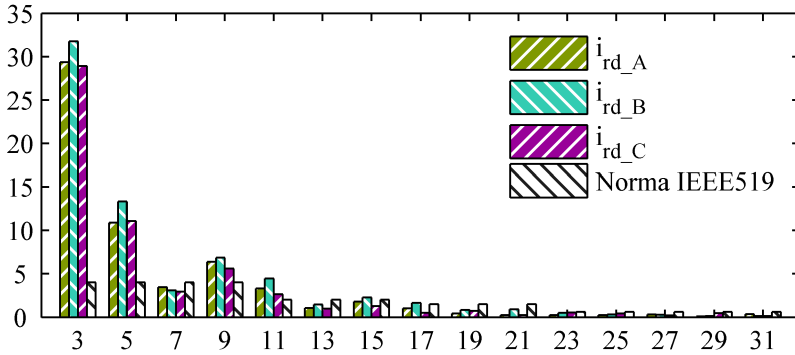
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

As Figuras 179 e 180 apresentam o conteúdo harmônico das correntes de rede respectivamente com e sem o DMRQT. Neste caso, diferentemente do ensaio com impedância artificial, algumas componentes de correntes harmônicas são elevadas com o uso do dispositivo, tal situação é devido as distorções presentes na tensão do PAC sem a atual carga. Portanto o objetivo de melhoria da qualidade de tensão foi atingido.

As componentes harmônicas da corrente no conversor são apresentadas na Figura 181, já as componentes da corrente no indutor do conversor, onde há o efetivo controle da corrente, são apresentadas na Figura 182. É visto que apesar de grande semelhança entre ambas, o capacitor de filtro ainda apresenta circulação de componentes de 13^a e 19^a ordem, que não são significativas no indutor do conversor, demonstrando o adequado controle de corrente por parte do conversor.

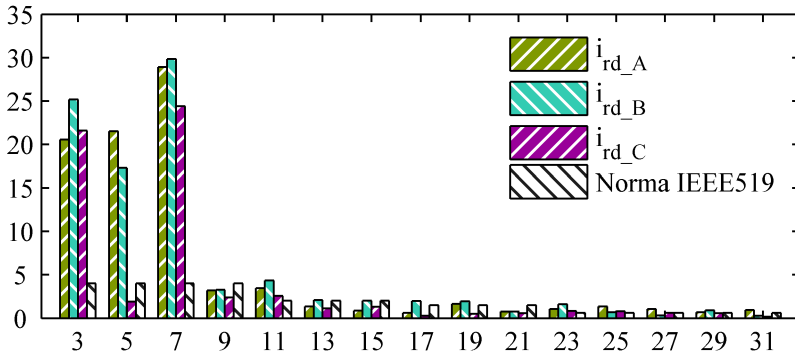
O conteúdo harmônico da carga é apresentado na Figura 183. As harmônicas de carga apresentam baixa correlação com as harmônicas de rede ou do conversor, justamente por corta da grande influência das demais cargas presentes na rede.

Figura 179 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e sem DMRQT.



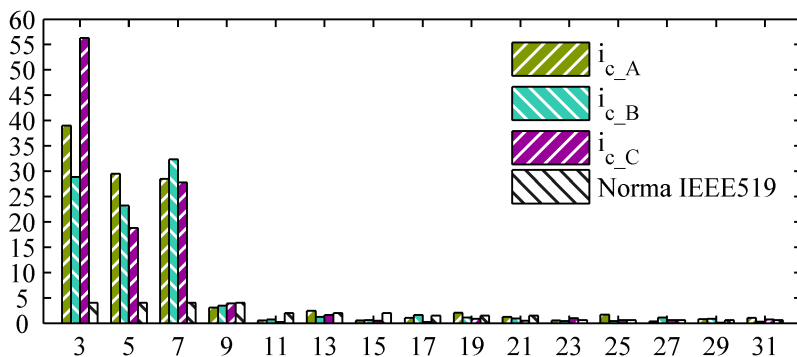
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 180 – Conteúdo harmônico da corrente da rede (% da fundamental) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT.



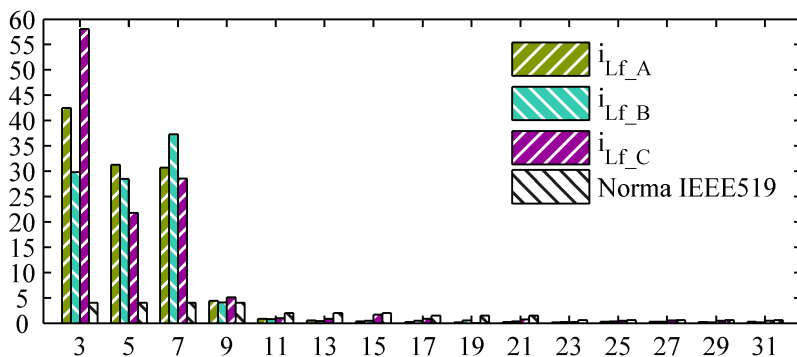
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 181 – Conteúdo harmônico da corrente do conversor (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.



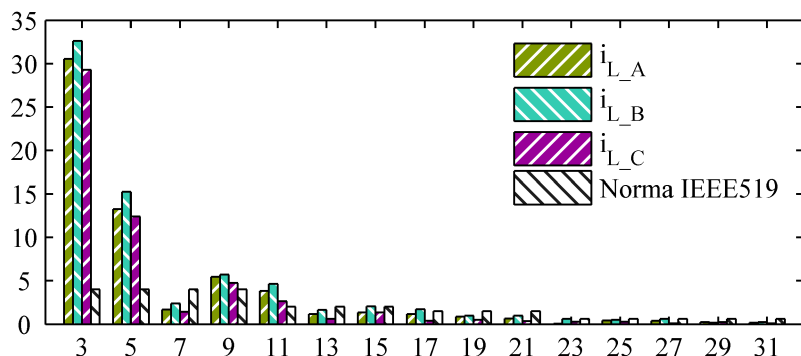
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 182 – Conteúdo harmônico da corrente no indutor L_f (% da fundamental de carga) comparado com a norma (IEEE..., 2014), com carga não linear.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 183 – Conteúdo harmônico da corrente da carga (% da fundamental de carga) comparado com (IEEE..., 2014), com carga não linear e com DMRQT.



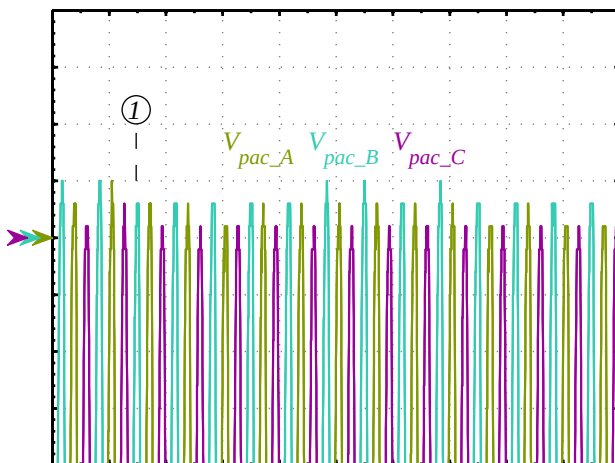
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.2.10 Resultados com dinâmica de carga em rede real

A Figuras 184 e 185 apresentam as formas de onda de v_{PAC} e seus valores eficazes durante o transitório de carga de 50 % para 100 %. Com uma rede de baixa impedância o transitório de carga não possui grande influência em v_{PAC} , interferindo sutilmente em seu valor eficaz, portanto o DMRQT não produz mudanças em suas ações de controle, como visualizado nas Figura 186, que apresenta as correntes da fase A da rede, da carga e do conversor durante o transitório, onde a corrente do conversor se mantém inalterada. As tensões do barramento CC são também reguladas sem transitórios, como visto na Figura 187.

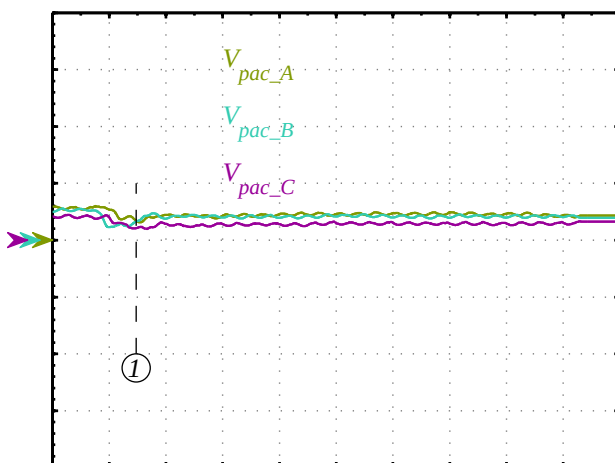
De forma similar ao transitório de carga de 50 % para 100 %, as formas de onda de v_{PAC} e seus valores eficazes durante o transitório de carga de 100 % para 50 % também possuem pequenas variações, como apresentado nas Figuras 188 e 189. O dispositivo não produz mudanças em suas ações de controle, como visualizado na Figura 190, que apresenta as correntes da rede, da carga e do conversor durante o transitório, onde a corrente do conversor se mantém inalterada. As tensões do barramento CC também mantém regulação de tensão sem transitórios, como visto na Figura 191.

Figura 184 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.



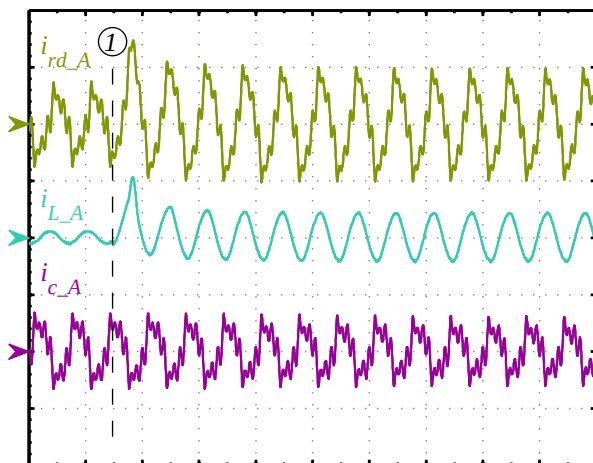
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 185 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.



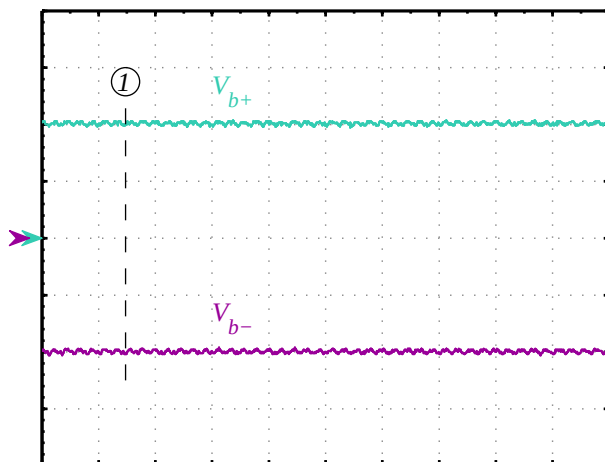
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 186 – Corrente da rede (50 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100% com DMRQT.



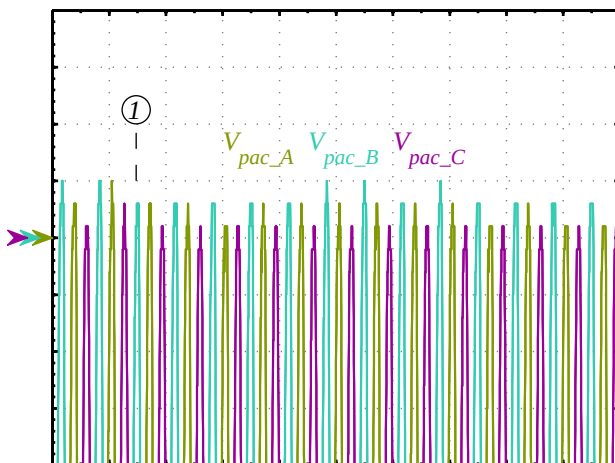
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 187 – Tensões no Barramento CC (200 V/div, 5 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 50% para 100%.



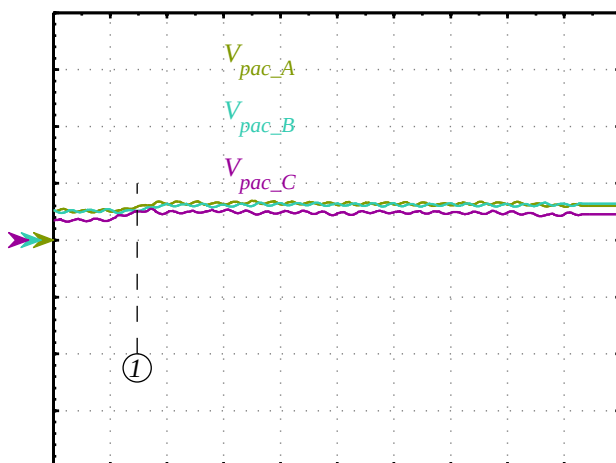
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 188 – Valores próximos ao pico, do semiciclo positivo, das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência de tensão em 311 V.



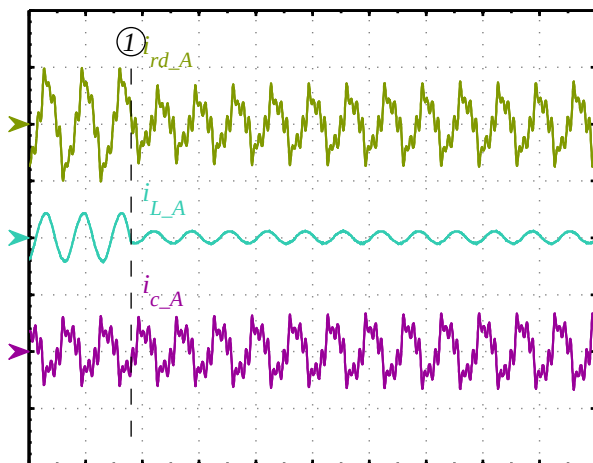
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 189 – Valor eficaz das tensões do PAC (10 V/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT. Com referência de tensão em 220 V.



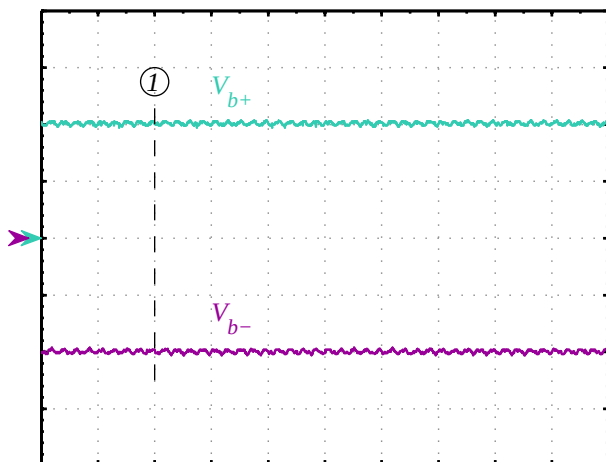
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 190 – Corrente da rede (50 A/div, 25 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50% com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 191 – Tensões no Barramento CC (200 V/div, 5 ms/div) durante o transitório de carga em (1) de 100% para 50%.



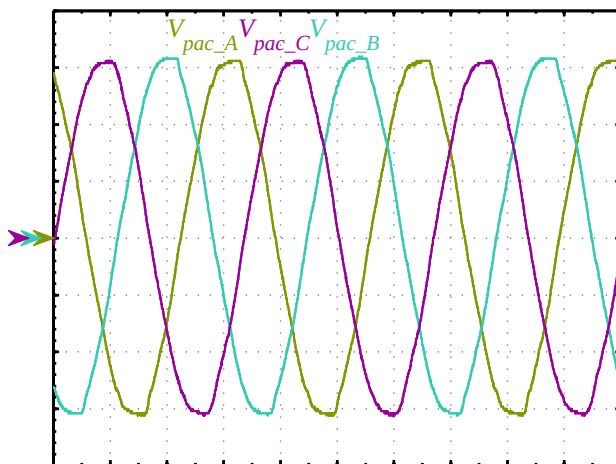
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.2.11 Resultados com potência nominal em rede real

Para finalizar os ensaios, o dispositivo foi submetido a condição de sua saturação, onde opera em potência nominal. Garantindo que o projeto de seus componentes permitem adequada operação em potência nominal sem deterioração de suas funcionalidades. Este ensaio utiliza carga pesada.

As Figuras 192 e 193 trazem as formas de onda de v_{PAC} e Corrente da Rede (i_{rd}) sem a compensação e as Figuras 194 e 195 trazem v_{PAC} e i_{rd} com a compensação. v_{PAC} passa a operar de 224 V para 226 V. O conversor se mantém com corrente capacitiva em 50 A, apresentadas na Figura 196. As tensões do barramento CC se mantêm reguladas, como apresentado na Figura 197.

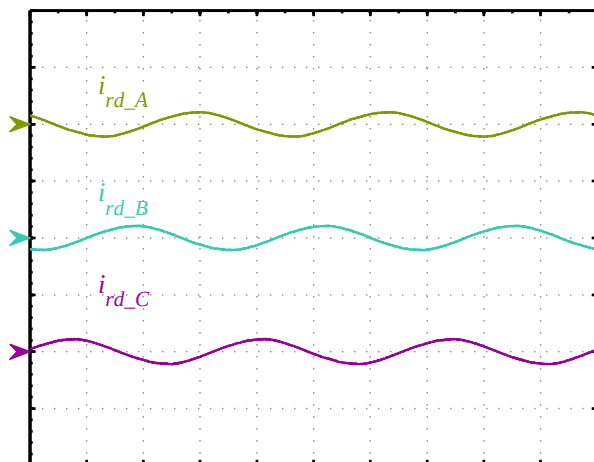
Figura 192 – Tensões no PAC (100 V/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT em potência nominal.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

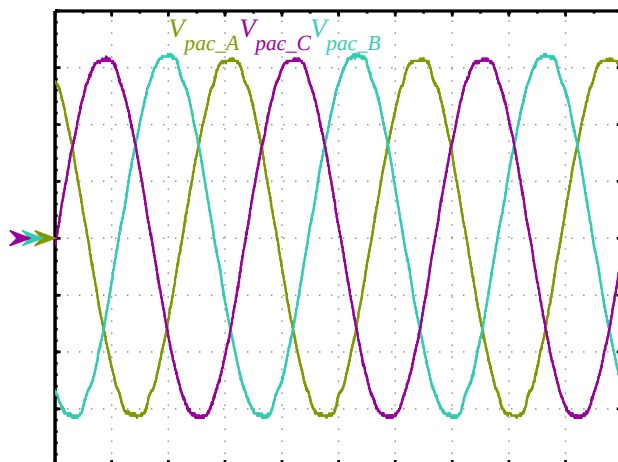
A Tabela 24 traz as alteração na rede com o conversor operando em sua máxima potência. Há elevação de tensão e de corrente na rede. Todas as funcionalidades do conversor continuam em normal operação, conforme projetado.

Figura 193 – Correntes da rede no ramo em teste (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e sem DMRQT.



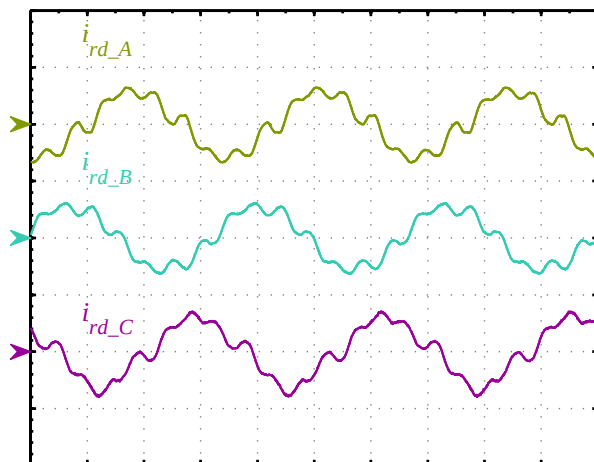
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 194 – Tensões no PAC (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT em potência nominal.



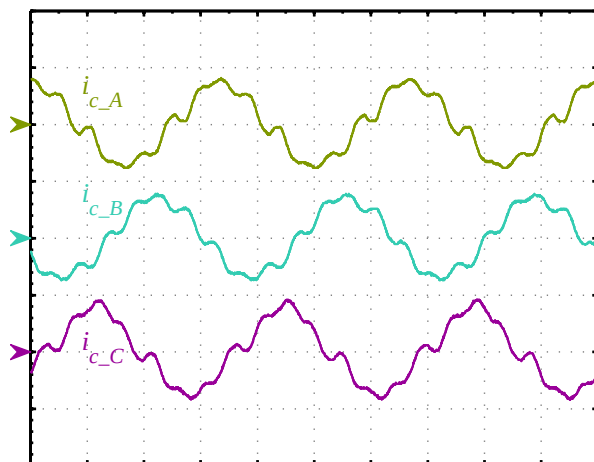
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 195 – Correntes da rede no ramo em teste (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT.



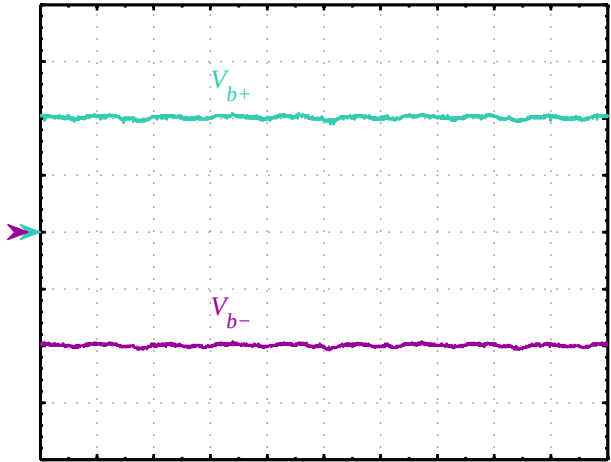
Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 196 – Correntes do conversor no ramo em teste (100 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Figura 197 – Tensões no Barramento CC (200 A/div, 5 ms/div) com carga pesada e com DMRQT em potência nominal.



Fonte: produção do próprio autor, 2015.

Tabela 26 – Parâmetros da rede com a implementação do DMRQT - Potência Nominal.

Parâmetro	Sem compensação	Com compensação
Tensão na Fase A	224 V	225 V
Tensão na Fase B	224 V	226 V
Tensão na Fase C	223 V	226 V
Corrente na rede na Fase A	14,9 A	41,6 A
Corrente na rede na Fase B	14,8 A	40,4 A
Corrente na rede na Fase C	14,1 A	43,0 A
Corrente no conversor na Fase A	-	50,9 A
Corrente no conversor na Fase B	-	49,6 A
Corrente no conversor na Fase C	-	52,8 A

Fonte: produção do próprio autor, 2015.

5.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os componentes necessários na montagem do protótipo e que não foram apresentados no Capítulo 2, suas conexões no DMRQT, principais circuitos e respectivas funções. Os circuitos utilizados para a realização dos ensaios do DMRQT foram apresentados, bem como os ensaios efetuados e os limites de tensões e correntes harmônicas utilizadas na avaliação da resposta do dispositivo. A resposta do equipamento foi avaliada através de análise das formas de ondas de tensões e correntes bem como resultados de medições de DTT, de tensões e de correntes eficazes.

Houve resposta satisfatória do dispositivo, sendo capaz de mitigar as distorções das tensões no PAC e ao mesmo tempo regular a tensão neste ponto.

Ao realizar o ensaio com a impedância de rede artificial e real, foi possível gerar grande variação paramétrica da impedância de rede, validando a estratégia de controle para uma grande gama de características de rede, não sendo necessário efetuar alterações em nenhum dos controladores.

A regulação do barramento CC foi eficaz durante todos os testes. A tensão total do barramento CC manteve-se bastante estável por conta da implementação de PLL individuais nas três fases do dispositivo, fazendo com que a malha de tensão eficaz no PAC atue somente na potência reativa processada pelo conversor e portanto, mesmo nos ensaios de transitório as tensões do barramento CC se mantiveram constantes.

O controlador de tensão diferencial do barramento CC se demonstrou um pouco lento durante a pré-carga do dispositivo, onde em algumas vezes não foi capaz de sair de sua saturação e balancear o barramento CC antes de que haja demasiada tensão diferencial, portanto é sugestão de um trabalho futuro a implementação de um controlador com maior velocidade de resposta transitória para esta malha.

Durante o ensaio com carga desequilibrada foi detectado um possível problema, até então não analisado neste trabalho, onde uma compensação na tensão de fase pode gerar maiores desequilíbrios nas tensões de linha, podendo afetar equipamentos que necessitam que alimentação trifásica, como motores. Para solucionar este problema é necessário promover a circulação de potência ativa entre as fases do conversor e é uma sugestão para um trabalho futuro.

As respostas transitórias do conversor foram suficientemente rápidas para que v_{PAC} sejam classificadas como tensões adequadas e

foi mais veloz que em (DA CUNHA, 2012) por conta do cálculo da tensão eficaz ser efetuado digitalmente, permitindo menores oscilações do resultado.

A solução obteve sucesso na atenuação de harmônicas, reduzindo a DTT significativamente atuando somente nas primeiras harmônicas, onde normalmente concentra-se o maior conteúdo harmônico.

A operação do conversor em sua potência nominal demonstra sua capacidade de limitação da máxima potência injetada no *PAC*, bem como validação do projeto dos sensores, circuitos de condicionamento e controladores, que permitem a operação do dispositivo nessa potência.

O controle de corrente do tipo PI foi suficiente para a operação do DMRQT, mesmo sob grandes variações paramétricas de impedância de rede. Apesar de que harmônicas diferentes da 3^a , 5^a , 7^a , 9^a e 11^a estejam em i_c , as mesmas não apareceram em i_L , onde há o efetivo controle de corrente, tais componentes aparecem devido a corrente no capacitor de filtro, que não é controlada na atual topologia.

Apesar de que a utilização do dispositivo poderá promover uma circulação de corrente no alimentador maior que a carga, o alimentador deverá suportar tal corrente, possibilitando melhor regulação na tensão do *PAC*.

6 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresentou o projeto e a implementação de DS-TATCOM controlado em corrente utilizado na regulação da magnitude de tensão no PAC através de reativos e também mitiga harmônicas de tensão através da detecção da tensão no PAC. O conversor foi dimensionado e especificado, foi apresentado todo o esquema de controle da solução, uma análise dos limites físicos de injeção de corrente na rede, os modelos das plantas de corrente e tensão do PAC e o projeto desses controladores. Resultados de simulação do sistema completo foram apresentados e analisados, bem como os resultados experimentais. Em ambos os casos foram utilizados os mesmos parâmetros, onde envolveram cargas não lineares, desequilibradas e variações paramétricas da impedância de rede.

A mitigação de harmônicas de tensão sem a necessidade da leitura de correntes da rede ou da carga viabiliza a solução, pois não exige o conhecimento da localização exata de fontes de harmônicas. Ela é feita através de filtros ressonantes que geram referências de correntes necessárias para compensar as harmônicas de cargas próximas ao PAC, onde um controlador de corrente PI analógico na malha de corrente foi capaz de rastrear tais referências. A utilização da tensão fundamental como referência na malha de harmônicas permitiu a não inclusão de um filtro rejeita faixa no controlador dessa malha.

Nesta aplicação é importante utilizar uma técnica de controle que permita a limitação da corrente no conversor sem que haja contribuição negativa no conteúdo harmônico de rede por parte do conversor. Uma vez que o dispositivo pode ser inserido em diversos tipos de rede, com todos os tipos de problemas e de cargas, é natural que o equipamento seja submetido a bruscas variações de tensão e até mesmo tensões que o mesmo não tenha capacidade física de adequar, portanto sua ação de controle deve ser limitada para promover sua proteção sem que haja desconexão do equipamento, pois para que o distribuidor possa avaliar a eficácia do dispositivo ele precisa manter o mesmo conectado a rede elétrica. A estratégia de controle adotada neste trabalho em conjunto com o uso de controladores do tipo ressonante permitiu a limitação de corrente do dispositivo com baixa injeção indevida de harmônicas.

Diversas análises harmônicas demonstraram a eficácia da estratégia de controle, onde as harmônicas de tensão foram significativamente reduzidas, principalmente na 3^a, 5^a e 7^a componentes harmônicas. Os resultados experimentais demonstram o sucesso da técnica.

Mesmo com a adição da malha de harmônicas a capacidade

de regulação da tensão através de reativos foi mantida, assim como a regulação do barramento CC, conforme discutido na seção que tratou da interação entre as malhas de controle.

Com apenas o acoplamento de uma fonte de potência ativa ao barramento CC, o DMRQT opera como um SGD, sem perder suas demais funcionalidades.

Certamente o dispositivo colaborará com a adequação das tensões de redes de distribuição, uma vez que o mesmo atendeu todos os requisitos de projeto, apresentando baixo volume, pois utiliza apenas um conversor com um banco de capacitores, fácil instalação pois basta a conexão em paralelo com a rede do DMRQT no ponto onde há problemas de tensão inadequada e sua adaptação em diferentes sistemas de distribuição, onde é capaz de operar em redes com baixa ou alta impedância de rede. O equipamento suporta grandes transitórios de tensão sem que o dispositivo seja desligado uma vez que seu projeto contempla limitação de corrente em todas as frequências que atua, não ultrapassando sua corrente máxima. A adaptação do equipamento à tensão da rede promove a redução de consumo de energia ao mesmo tempo que incrementa a atuação do dispositivo em redes de baixa impedância.

Naturalmente, neste trabalho foi implementado um protótipo e há espaço para diversas melhorias do equipamento, algumas delas são:

- Redução da frequência de comutação, pois as maiores perdas do dispositivo estão na comutação e a redução da mesma também é desafio de controle, pois tal alteração pode reduzir a banda passante do circuito de corrente e até dificultar a estabilização da malha de harmônicas.
- Melhoria na resposta transitória da malha de tensão diferencial, pois ao acionar o circuito de pré-carga a malha demora para estabilizar, permitindo demasiada tensão diferencial no barramento CC, o que pode acionar a proteção do dispositivo. Entretanto, este problema aparece somente no momento da pré-carga do equipamento.
- Promover a circulação de potência ativa entre as fases do conversor, uma vez que o dispositivo regula as tensões de fase independentemente. O mesmo permite desequilíbrios nas tensões de linha, o que pode prejudicar certos tipos de cargas.

REFERÊNCIAS

- ABDEL-RAHIM, N.; QUAICOE, J. **Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source ups inverters.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 4, p. 532–541, Jul 1996. ISSN 0885-8993.
- AGGARWAL, M. et al. **D-statcom control in low voltage distribution system with distributed generation.** In: *Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2010 3rd International Conference on*. 2010. p. 426–429. ISSN 2157-0477.
- AKAGI, H. **New trends in active filters for improving power quality.** In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on*. 1996. v. 1, p. 417–425 vol.1.
- AKAGI, H. **Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems.** *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 12, n. 1, p. 354–363, Jan 1997. ISSN 0885-8977.
- AKAGI, H. **Active harmonic filters.** *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, Dec 2005. ISSN 0018-9219.
- AKAGI, H.; FUJITA, H.; WADA, K. **A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line.** In: *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*. 1998. v. 2, p. 1393–1399 vol.2. ISSN 0197-2618.
- AKAGI, H.; FUJITA, H.; WADA, K. **A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line.** *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 35, n. 3, p. 638–645, May 1999. ISSN 0093-9994.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST*. 2014.
- AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. **Three-phase four-wire shunt active filter control strategies.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 12, n. 2, p. 311–318, Mar 1997. ISSN 0885-8993.

AREDES, M.; MONTEIRO, L. F. C. **A control strategy for shunt active filter**. In: *Harmonics and Quality of Power, 2002. 10th International Conference on*. 2002. v. 2, p. 472–477 vol.2.

ARYA, S. et al. **Power factor correction and zero voltage regulation in distribution system using dstatcom**. In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*. 2012. p. 1–6.

BARBI, I. et al. **Retificadores pwm trifásicos unidirecionais com alto fator de potência**. *Eletrônica de Potência*, v. 7, n. 1, Novembro 2002.

BASCOPE, R.; PERIN, A. J. **O transistor igbt aplicado em eletrônica de potência**. Sagra, 1997. ISBN 9788524105326. Disponível em: <<https://books.google.it/books?id=948CkgEACAAJ>>.

BATSCHAUER, A. . L. **Inversor multiníveis híbrido trifásico baseado em módulos meia-ponte**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

CAMARGO, R. de; PINHEIRO, H. **Three-phase four-wire shunt active filter to reduce voltage and current distortions in distribution systems**. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. 2006. p. 1884–1889. ISSN 1553-572X.

CHANDRA, A. et al. **An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power-factor correction, and balancing of nonlinear loads**. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 3, p. 495–507, May 2000. ISSN 0885-8993.

COSTA-CASTELLÓ, R.; GRINO, R.; FOSSAS, E. **Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter**. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 4, p. 1060–1068, July 2004. ISSN 0885-8993.

DA CUNHA, J. et al. **Multifunctional current-controlled dstatcom with harmonic mitigation through voltage detection**. In: *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*. 2015. p. 1348–1354.

DA CUNHA, J. C. **Sistema automático para regulação de tensão em redes de distribuição de baixa tensão - trabalho de conclusão de curso**. Dissertação (Monografia) — Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), Joinville, Brazil, 2012.

DA CUNHA, J. C. et al. **A simple control scheme to a voltage regulator based in a current controlled statcom**. In: *Power*

Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian. 2013. p. 1212–1218. ISSN 2175-8603.

DE SOUZA, F. P. **Correção do fator de potência de instalações de baixa potência empregando filtros ativos.** Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Julho 2000.

DIAS, J. B. **Condicionador unificado de qualidade de energia com controle digital.** Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2010.

ENDERLE, T. P. et al. **D-statcom applied to single-phase distribution networks: Modeling and control.** In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society.* 2012. p. 321–326. ISSN 1553-572X.

ETEMADI, A.; IRAVANI, R. **Overcurrent and overload protection of directly voltage-controlled distributed resources in a microgrid.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 12, p. 5629–5638, Dec 2013. ISSN 0278-0046.

FEI, J.; LI, T.; ZHANG, S. **Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller.** In: *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012 IEEE 13th Workshop on.* 2012. p. 1–6. ISSN 1093-5142.

FREIJEDO, F. et al. **A signal-processing adaptive algorithm for selective current harmonic cancellation in active power filters.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 8, p. 2829–2840, Aug 2009. ISSN 0278-0046.

FUJITA, H.; AKAGI, H. **Voltage regulation performance of a shunt active filter intended for installation on a power distribution system.** In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th.* 2005. p. 2578–2584.

FUJITA, H.; AKAGI, H. **Voltage-regulation performance of a shunt active filter intended for installation on a power distribution system.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 3, p. 1046–1053, May 2007. ISSN 0885-8993.

GEHRKE, C.; LIMA, A.; OLIVEIRA, A. **Controlling harmonics in electrical power systems for satisfying total and individual harmonic distortion constraints.** In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE.* 2014. p. 3342–3348.

GRINO, R. et al. **Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 54, n. 3, p. 1495–1503, June 2007. ISSN 0278-0046.

HE, J. et al. **Active harmonic filtering using current-controlled, grid-connected dg units with closed-loop power control.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 2, p. 642–653, Feb 2014. ISSN 0885-8993.

HOCK Jr., R. T. *Relatório Interno CELESC - Desenvolvimento de um dispositivo móvel autônomo para regulação e melhoria da qualidade da tensão em redes a' ereas de distribuição de energia elétrica.* 2013.

HOCK, R. T.; NOVAES, Y. R. D.; BATSCHAUER, A. L. A **voltage regulator based in a voltage-controlled dstatcom with minimum power point tracker.** In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE.* 2014. p. 3694–3701.

HORNIK, T.; ZHONG, Q.-C. **Hinf; repetitive current-voltage control of inverters in microgrids.** In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society.* 2010. p. 3000–3005. ISSN 1553-572X.

HUAN, Y. Z.; DU, Y. **A novel shunt active power filter based on voltage detection for harmonic voltage mitigation.** In: *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE.* 2007. p. 1616–1620. ISSN 0197-2618.

IEC TR 60725. *Consideration of reference impedances and public supply network impedances for use in determining disturbance characteristics of electrical equipment having a rated current ≤ 75 A per phase.* 2005.

IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, June 2014.

JIN, T.; LI, L.; SMEDLEY, K. **A universal vector controller for three-phase pfc, apf, statcom, and grid-connected inverter.** In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE.* 2004. v. 1, p. 594–600 Vol.1.

JINTAKOSONWIT, P.; FUJITA, H.; AKAGI, H. **Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 17, n. 1, p. 132–140, Jan 2002. ISSN 0885-8993.

JUNG, S.-L. et al. **Dsp-based multiple-loop control strategy for single-phase inverters used in ac power sources.** In: *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*. 1997. v. 1, p. 706–712 vol.1. ISSN 0275-9306.

KUMAR, C.; MISHRA, M. **A multifunctional dstatcom operating under stiff source.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 7, p. 3131–3136, July 2014. ISSN 0278-0046.

LATRAN, M. B.; TEKE, A.; YOLDAS, Y. **Mitigation of power quality problems using distribution static synchronous compensator: a comprehensive review.** *Power Electronics, IET*, v. 8, n. 7, p. 1312–1328, 2015. ISSN 1755-4535.

LEE, T.-L.; CHENG, P.-T. **A harmonic damping method for a loop power system.** In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*. 2008. p. 1–8. ISSN 0197-2618.

LEE, T.-L.; HU, S.-H. **Discrete frequency-tuning active filter to suppress harmonic resonances of closed-loop distribution power systems.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 1, p. 137–148, Jan 2011. ISSN 0885-8993.

LENG, S. et al. **Active power filter for three-phase current harmonic cancellation and reactive power compensation.** In: *American Control Conference, 2009. ACC '09*. 2009. p. 2140–2147. ISSN 0743-1619.

LIU, T. et al. **A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with lcl filter.** In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*. 2012. v. 1, p. 335–339.

LOH, P. C. et al. **A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase ups systems.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 5, p. 1176–1185, Sept 2003. ISSN 0885-8993.

MAGMATTEC. *CATÁLOGO MAGMATTEC - Núcleos magnéticos de liga metálica*. Agosto 2015. Disponível em: <<http://www.magmattec.com/>>.

MARAFÃO, F. P. et al. **Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo pll.** *Eletrônica de Potência*, v. 10, n. 1, p. 7–14, Junho 2005. Disponível em: <<https://sites.google.com/site/busarellosmartgrid/material-didatico-didactic-material>>.

MASTROMAURO, R.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A. **Control issues in single-stage photovoltaic systems: Mppt, current and voltage control.** *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 2, p. 241–254, May 2012. ISSN 1551-3203.

MATTAVELLI, P.; MARAFAO, F. **Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 5, p. 1018–1024, Oct 2004. ISSN 0278-0046.

MIRET, J. et al. **Selective harmonic-compensation control for single-phase active power filter with high harmonic rejection.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 8, p. 3117–3127, Aug 2009. ISSN 0278-0046.

MOHAMED, Y. A. R. I.; EL-SAADANY, E. **A control scheme for pwm voltage-source distributed-generation inverters for fast load-voltage regulation and effective mitigation of unbalanced voltage disturbances.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 55, n. 5, p. 2072–2084, May 2008. ISSN 0278-0046.

MOHAMED, Y. A. R. I.; EL-SAADANY, E. **Hybrid variable-structure control with evolutionary optimum-tuning algorithm for fast grid-voltage regulation using inverter-based distributed generation.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 3, p. 1334–1341, May 2008. ISSN 0885-8993.

MOHAMED, Y.-R. **Mitigation of dynamic, unbalanced, and harmonic voltage disturbances using grid-connected inverters with lcl filter.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 9, p. 3914–3924, Sept 2011. ISSN 0278-0046.

MOON, G. W. **Predictive current control of distribution static compensator for reactive power compensation.** *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 146, n. 5, p. 515–520, Sep 1999. ISSN 1350-2360.

NEDELJKOVIC, D. et al. **Direct current control of active power filter without filter current measurement.** In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*. 2008. p. 72–76.

REINERT, M. R. *Relatório Interno CELESC - Desenvolvimento de um dispositivo móvel autônomo para regulação e melhoria da qualidade da tensão em redes a' ereas de distribuição de energia elétrica.* 2012.

ROCABERT, J. et al. **Control of power converters in ac microgrids.** *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Nov 2012. ISSN 0885-8993.

SALO, M.; TUUSA, H. **A novel open-loop control method for a current-source active power filter.** *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 2, p. 313–321, Apr 2003. ISSN 0278-0046.

SATO, Y.; CHIGIRA, H.; KATAOKA, T. **A new control method for active power filters with voltage detection.** In: *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the.* 1997. v. 1, p. 169–174 vol.1.

SATO, Y. et al. **A control strategy for general-purpose active filters based on voltage detection.** *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 36, n. 5, p. 1405–1412, Sep 2000. ISSN 0093-9994.

SATO, Y. et al. **An adaptive control strategy for active power filters with voltage detection.** In: *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE.* 1998. v. 2, p. 1356–1363 vol.2. ISSN 0197-2618.

SEMIKRON. *Datasheet Semikron SKM200GB12T4.* Agosto 2015. Disponível em: <<http://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skm200gb12t4-22892060.html>>.

SINGH, B. et al. **Analysis, simulation and control of dstatcom in three-phase, four-wire isolated distribution systems.** In: *Power India Conference, 2006 IEEE.* 2006. p. 6 pp.

SINGH, B. et al. **Comprehensive study of dstatcom configurations.** *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, v. 10, n. 2, p. 854–870, May 2014. ISSN 1551-3203.

SOARES, C. E. **Controladores baseados no princípio do modelo interno com ação anti-windup.** Dissertação (Mestrado) — UDESC, 2011.

SPERB, J. D. **Projeto de um inversor trifásico com snubber de undeland regenerativo e controle digital implementado no dsp tms320f2812.** Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2007.

TAN, P.-C.; MORRISON, R.; HOLMES, D. **Voltage form factor control and reactive power compensation in a 25-kv electrified railway system using a shunt active filter based on voltage detection.** *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 2, p. 575–581, Mar 2003. ISSN 0093-9994.

TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F28335*. Agosto 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/product/tms320f28335>>.

TUMMURU, N.; MISHRA, M.; SRINIVAS, S. **Multifunctional vsc controlled microgrid using instantaneous symmetrical components theory**. *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, v. 5, n. 1, p. 313–322, Jan 2014. ISSN 1949-3029.

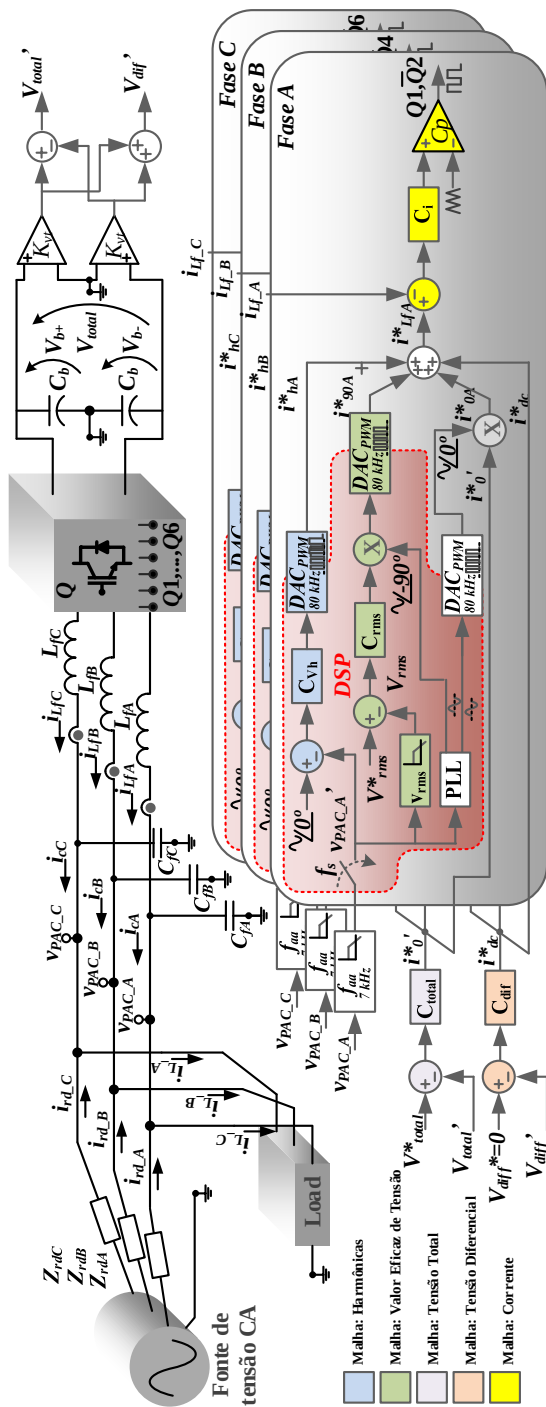
VILATHGAMUWA, D.; LOH, P. C.; LI, Y. **Protection of microgrids during utility voltage sags**. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, p. 1427–1436, Oct 2006. ISSN 0278-0046.

WEISS, G. et al. **H infin; repetitive control of dc-ac converters in microgrids**. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 1, p. 219–230, Jan 2004. ISSN 0885-8993.

YEPES, A. et al. **On the discrete-time implementation of resonant controllers for active power filters**. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*. 2009. p. 3686–3691. ISSN 1553-572X.

ZHONG, Q.-C. **Power delivery to a current source and reduction of voltage harmonics for inverters**. In: *American Control Conference (ACC), 2012*. 2012. p. 5783–5788. ISSN 0743-1619.

APÊNDICE A – DIAGRAMA DAS MALHAS DE CONTROLE



APÊNDICE B – FOTOS DO PROTÓTIPO

Figura 198 – Fotos do protótipo no gabinete e utilizando interface homem-máquina.

