



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica

Gabriel Azevedo Fogli

CONTROLE DE CONVERSOR MULTIFUNCIONAL APLICADO A UM
SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA DESPACHÁVEL BASEADO EM UM
GRUPO MOTOR GERADOR DIESEL

Tese de Doutorado

Juiz de Fora
2018

Gabriel Azevedo Fogli

Controle de Conversor Multifuncional Aplicado a um Sistema de Geração Distribuída
Despachável Baseado em um Grupo Motor Gerador Diesel

Tese submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Juiz de Fora
2018

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Fogli, Gabriel Azevedo.

Controle de conversor multifuncional aplicado a um sistema de geração distribuída despachável baseado em um grupo motor gerador diesel / Gabriel Azevedo Fogli. -- 2018.

154 p.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

1. controlador multifuncional. 2. geração distribuída. 3. back to back. 4. PI-MRI. 5. compensação tempo morto. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

Gabriel Azevedo Fogli

Controle de Conversor Multifuncional Aplicado a um Sistema de Geração Distribuída
Despachável Baseado em um Grupo Motor Gerador Diesel

Tese submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 26 de Março de 2018.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Márcio do Carmo Barbosa Poncílio Rodrigues, Dr.Eng.

Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais

Prof. Robson Bauwelz Gonzatti, D.Sc.

Universidade Federal de Itajubá

Prof. Carlos Henrique da Silva, D.Sc.

Universidade Federal de Ouro Preto

*Dedico este trabalho à minha família
e aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Marcelo e Alba pelo amor, incentivo, suporte, confiança e paciência demonstrados durante toda minha vida. Aos meus irmãos, Felipe e Gustavo pelo convívio e apoio.

Ao meu orientador Pedro Gomes Barbosa, por sua extensa disposição, amizade e boa vontade em ajudar durante a minha pós-graduação. Agradeço ainda, pela sua paciência em compartilhar seus conhecimentos e pela confiança depositada em mim. Em todas as etapas do meu doutorado eu recebi sua ajuda e tive a liberdade de escolher a direção da pesquisa. Agradeço ainda pelos conselhos e ensinamentos de vida repassados. Muito obrigado.

À Amanda pela capacidade de ser minha estabilidade emocional durante esta fase de minha vida, tornando os meus dias bem mais alegres e serenos através do seu amor, carinho, zelo e muita paciência. Agradeço também, a sua mãe Marlene e irmãs Débora e Isabela, por me acolherem tão bem durante minha estadia em Juiz de Fora.

Ao amigo Pedro Machado de Almeida, que trabalhou como coorientador, pelos ensinamentos passados durante este período de convivência no NAEP. Muito obrigado por sua disponibilidade em me ajudar a qualquer momento.

Ao amigo Rodolfo Lacerda do Valle, por compartilhar sua experiência de bancada ao longo desses anos. Um exemplo de pessoa que está sempre disposto a ajudar o próximo a qualquer instante.

Aos amigos Pablo Carlos de Siqueira Furtado e Israel Filipe Lopes pela amizade e convívio durante esses anos no NAEP.

Ao amigo Marcelo Fernandes pela disponibilidade em ajudar durante a etapa de obtenção dos resultados experimentais.

Aos demais amigos e companheiros do NAEP e LAPTEL, dos quais especialmente cito, em ordem alfabética: Adeilson Ribeiro, Andrei Almeida, Davis Barbosa, Frederico Ghetti, Henrique Monteiro, Igor Souza, João Pedro Peters, Leandro Manso, Pedro Peters, Samuel Neves.

Aos membros da banca examinadora, pela disponibilidade em avaliar este trabalho.

Aos membros Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues e Carlos Henrique da Silva, pela participação em meu exame de qualificação ao doutorado e pelas considerações realizadas, determinantes para a delimitação do escopo desta tese.

À Zelia Myriam Assis Peixoto, minha orientadora durante a graduação na PUC-Minas, pela primeira oportunidade na vida acadêmica e pelos ensinamentos passados durante esta etapa.

À UFOP pelo apoio a minha qualificação, e em particular aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica, pelos 9 meses de afastamento que recebi para concluir a minha tese.

À UFJF, CAPES, FAPEMIG pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

*Seja respeitado por seus atos
e não pelo seu passado.*

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre a integração de uma fonte despachável, baseada em um grupo motor gerador diesel, em uma microrrede em corrente alternada através de um conversor de dois estágios, formado por dois conversores fonte de tensão em conexão *back-to-back*. A microrrede pode operar conectada à rede secundária de distribuição, injetando a potência ativa proveniente da fonte despachável, ou de modo isolado. Para este segundo caso, duas estratégias de funcionamento são propostas. A primeira interliga diretamente o grupo motor-gerador ao barramento de cargas, enquanto o conversor de dois estágios funciona como filtro ativo de potência. A outra opção consiste em utilizar o conversor de dois estágios no modo formador de rede, alimentando o barramento de cargas. Como cada uma das unidades que compõem o conversor de dois estágios tem uma finalidade, os controladores utilizados de cada um dos lados possuem particularidades. O conversor conectado aos terminais do grupo motor-gerador é responsável por drenar correntes senoidais e regular a tensão do barramento de corrente contínua. Para este conversor é utilizado um controlador proporcional-integral, projetado no sistema de coordenadas síncrono. Uma estratégia de compensação dos parâmetros do tempo morto dos interruptores semicondutores foi implementada para reduzir a geração de harmônicos não característicos. Do outro lado, no conversor de saída, responsável pela integração com a rede secundária, foi utilizado um controlador proporcional-integral, projetado no sistema de coordenadas síncrono, com múltiplos integradores, adicionados para compensar correntes harmônicas. De acordo com o modo de funcionamento do sistema é utilizado um método para obtenção das correntes de referência. Quatro modos de funcionamento podem ser aplicados neste sistema: (i) alimentador de rede, (ii) formador de rede, (iii) auxiliador de rede e (iv) condicionador de rede. Para o modo Formador de Rede faz-se necessário a inclusão de uma malha de controle externa projetado para regular a tensão CA no barramento de cargas. Resultados experimentais são apresentados para validar os modelos matemáticos e as estratégias de controle usadas neste trabalho. Todo o algoritmo de controle é implementado em um controlador digital de sinais TMS320F28335 fabricado pela *Texas Instruments*.

Palavras-chave: Controle multifuncional, geração distribuída, conversor back-to-back PI-MRI, compensação de tempo morto.

ABSTRACT

This document presents a study on dispatchable source based on Diesel Gen-set connected to AC microgrid. The Diesel generator is connected to network grid through two-stage converter composed of two Voltage-sourced converters in back-to-back (B2B-VSC) connection. The AC microgrid can operate in a grid-connected mode, injecting active power from the dispatchable source, or in an isolated mode. In the second case, two operating conditions are proposed, in which the first option interconnects Diesel gen-set direct to load bus and B2B-VSC works as Active Power Filter. Another option is to operate the B2B-VSC as grid-former. Due the fact that each converter of B2B-VSC has a specific goal, different control strategies are used for each one. The VSC connected to Diesel generator terminals is responsible to drain sinusoidal currents and to regulate the DC voltage. In the this converter, PI-SRF Controller is applied in a inner current control loop together with a dead-time compensation strategy. In the other side of B2B-VSC, responsible of multi-task control, is applied a control strategy modelled in a synchronous coordinate system with multiple integrators to mitigate the harmonic currents. According to the operation mode is used a different current reference is given. Four operation modes can be used in this microgrid: (i) grid-feeding, (ii) grid-forming, (iii) grid-supporting and (iv) grid-conditioning. In grid-forming mode an outer loop is added to regulate the AC load bus voltage. Experimental results are presented to validate the mathematical modelling and controller strategies. Finally, suggestions to continue this research are proposed. The control algorithm is implemented in a digital signal processor TMS320F28335 made by Texas Instruments.

Keywords: multifunctional control, distributed generation, back-to-back, PI-MRI, Dead time Compensation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Ilustração de um sistema de distribuição de energia elétrica com diferentes tipos de fontes de geração distribuída.	34
2	Diagrama de blocos de um gerador síncrono com AVR.	45
3	Circuito do GMG conectado à rede elétrica: (a) diagrama unifilar do GMG conectado à rede elétrica, (b) representação fasorial das tensões do GMG e da rede elétrica.	46
4	Curva de potência ativa em função do ângulo de defasagem.	47
5	Ilustração de uma geração distribuída baseada em GMG e um conversor eletrônico de interface capaz de operar isolada ou conectada à rede. . .	48
6	Emulador de rede monofásico a partir de uma fonte trifásica.	49
7	Emulador de rede trifásico a partir de uma fonte trifásica.	49
8	Arranjo de conversores eletrônicos para conexão de duas fontes trifásicas.	50
9	Arranjo de conversores eletrônicos para conexão de duas fontes trifásicas permitindo fluxo bidirecional.	51
10	Estrutura proposta para conexão da fonte despachável a microrrede	54
11	Diagrama de blocos da estrutura de controle do lado inversor.	60
12	Procedimento de escolha dos sinais de referência i_d e i_q para o controlador de corrente em função do modo de funcionamento da microrrede.	66
13	Diagrama de blocos completo das malhas de controle das correntes i_d e i_q	67
14	Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da corrente de eixo direto ou quadratura.	67
15	Resposta dos controladores de corrente do lado do inversor.	70
16	Detalhamento da resposta dos controladores de corrente do lado do inversor.	71

17	Forma de onda da corrente da fase "a" do VSC para degrau de referência $i_d^* = 10 \text{ A}$ e $i_q^* = 0 \text{ A}$	71
18	Diagrama de blocos do controlador PI-MRI até a 19ª componente harmônica com compensação de atraso.	73
19	Carga utilizada para verificar a resposta dos controladores PI-SRF e PI-MRI no modo FAP.	74
20	Formas de onda da corrente de referência e corrente de saída do VSC referenciados ao sistema dq : (a) corrente i_d com PI-SRF; (b) corrente i_d com PI-MRI; (c) corrente i_q com PI-SRF; (d) corrente i_q com PI-MRI.	75
21	Diagrama de Nyquist para os mesmos ganhos dos controladores: (a) sem compensação de atraso de amostragem; (b) com compensação de atraso de amostragem.	78
22	Formas de onda da tensão (Canal 3) e corrente da fase (Canal 2) "a" para o VSC injetando potência ativa na rede CA: (a) controlador PI-SRF ($THD_i = 8,1 \%$); (b) controlador PI-MRI ($THD_i = 1,7\%$).	79
23	Espectro harmônico da corrente da fase "a" injetada na rede CA: (a) PI-SRF; (b) PI-MRI.	80
24	Carga utilizada para verificar o resultado experimental do controladores PI-MRI no modo condicionador de rede.	80
25	Formas de onda da fase "a" no modo Condicionador de rede. Tensão no PAC (Canal 4), corrente da rede (Canal 2) ($THD_i = 3,48\%$) e corrente da carga (Canal 1) ($THD_i = 19,69\%$).	81
26	Espectro harmônico da corrente da carga (em azul) e da rede de distribuição (em vermelho).	81
27	Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão CA.	83
28	Diagrama de Nyquist para o controlador de tensão CA, com margem de fase projetado para 53° utilizando o PI-SRF e PI-MRI na malha de controle de corrente.	84
29	Resposta ao degrau das malhas de controle da tensão CA: (a) Tensão de eixo direto; (b) Tensão de eixo em quadratura.	85

30	Resposta ao degrau das malhas internas de corrente: (a) Corrente de eixo direto; (b) Corrente de eixo em quadratura.	85
31	Cargas utilizadas no modo Formador de rede.	86
32	Formas de onda de tensão (Canal 1), corrente da carga(Canal 2) e tensão CC (Canal 4) no modo formador de rede alimentando carga RL com inclusão de carga não-linear.	86
33	Formas de onda de tensão (Canal 1) e corrente da carga (Canal 2) durante a conexão e desconexão de cargas no modo formador de rede: (a) Destaque para o afundamento de tensão após a mudança de cargas; (b) Detalhamento de uma inclusão de carga.	88
34	Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão CA com a inclusão da corrente de carga i_l	88
35	Resposta em frequência da tensão de saída v_s em função da corrente de carga i_l	89
36	Formas de onda da Tensão CA ($THD_v = 1,2\%$) (Canal 4) e corrente da fase “a” (Canal 1), alimentando carga não-linear equilibrada.	89
37	Espectro harmônico de tensão da fase “a”.	90
38	Diagrama esquemático no modo formador de rede destacando, em azul, os sinais de tensão e corrente medidos para a estimação da corrente da carga.	90
39	Formas de onda de tensão (Canal 1) e corrente da carga (Canal 2) durante a conexão de carga não-linear no modo formador de rede.	92
40	Detalhamento da malha de controle do lado retificador ativo.	93
41	Formas de onda da tensão (Canal 1) e da corrente da fase “a”(Canal 2) drenada pelo o retificador PWM.	94
42	Detalhamento da fase “a” do VSC.	96

43	Padrão de comutação e tensão de saída do conversor durante dois períodos de comutação (T_s): (a) Sinal de disparo ideal; (b) Sinal de disparo com tempo morto (T_d) e atrasos do interruptor como tempo de subida e descida (T_{on} e T_{off}); (c) Tensão de fase ideal v_{an} ; (d) Tensão de fase v_{an} considerando queda de tensão no interruptor e no diodo para corrente i_a positiva; (e) Tensão de fase v_{an} considerando queda de tensão no interruptor e no diodo para corrente i_a negativa.	98
44	Corrente trifásica e tensão distorcida da fase “a” $v_{a,d}$	99
45	Formas de onda da tensão distorcida em função da polaridade da corrente de saída do conversor: (a) Eixo α ; (b) Eixo β	99
46	Diagramas de blocos usado para estimar a tensão distorcida proveniente dos efeitos não-ideias do interruptor.	101
47	Diagrama de Bode do filtro <i>notch</i> $N(s)$	102
48	Forma de onda das tensões $v_{\alpha,d}$ e $v_{\beta,d}$	103
49	Resultados experimentais dos índices de modulação para diferentes modos de operação: (a) Antes da compensação de tempo morto; Após a compensação: (b) Retificador PWM $P^* = -1.9$ kW e $Q^* = 0$ kvar; (c) Alimentador de rede $P^* = 1.9$ kW e $Q^* = 0$ kvar; (d) Auxiliador de rede $P^* = 0$ kW e $Q^* = -1.9$ kvar; (e) Auxiliador de rede $P^* = 0$ kW e $Q^* = 1.9$ kvar.	105
50	Formas de onda de tensão (Canal 2) e corrente do indutor (Canal 1) em fase ($i_d^* = 7$ A e $i_q^* = 0$ A): (a) antes; (b) depois da compensação.	105
51	Formas de onda de tensão (Canal 2) e corrente do indutor (Canal 1) defasados de 90° ($i_d^* = 0$ A e $i_q^* = -7$ A): (a) antes; (b) depois da compensação.	106
52	Formas de onda de tensão (Canal 2) e corrente do indutor (Canal 1) defasados de 180° ($i_d^* = -11,5$ A e $i_q^* = 0$ A): (a) antes; (b) depois da compensação.	106
53	Espectro harmônico das correntes antes (azul) e depois (vermelho) da compensação do tempo morto exibidas na Figura 52.	106
54	Resposta transitória com inclusão da compensação de tempo morto após o funcionamento do sistema.	107

55	Formas de onda de tensão CC (Canal 4 com <i>offset</i> de 420 V), tensão CA (Canal 1) corrente nos terminais do inversor (Canal 3) e corrente nos terminais do retificador (Canal 2) durante o modo alimentador de rede.	109
56	Formas de onda de tensão CC (Canal 4 com <i>offset</i> de 420 V), tensão CA (Canal 1) corrente nos terminais do retificador (Canal 3) e corrente da carga (Canal 2) durante o modo formador de rede.	110
57	Fotografia do gerador à diesel de 5,5 kW modelo TD7000CX3ED, fabricado pela empresa Toyama e disponível no NAEP.	114
58	Forma de onda de tensão do GMG sem carga: (a) Tensão de fase; (b) Tensão de linha.	114
59	Espectro harmônico da tensão do GMG: (a) Tensão de fase (THD = 10,96%); (b) Tensão de linha (THD = 3,72%).	115
60	Tensão do GMG durante a conexão de uma carga resistiva: (a) Tensão da fase “a”; (b) Componente de frequência fundamental da tensão da fase “a”.	116
61	Fotografia do protótipo montado em laboratório.	117
62	Formas de onda no modo alimentador de rede: (a) Tensão do PAC (Canal 1), corrente injetada (Canal 3) e tensão CC(Canal 4); (b) Tensão do GMG (Canal 1), corrente drenada do GMG (Canal 2) e tensão CC(Canal 4).	122
63	Espectro harmônico da corrente de fase “a” da rede principal no modo alimentador de rede.	122
64	Formas de onda de tensão de fase do GMG (Canal 1), corrente (Canal 3) e tensão CC(Canal 4) no modo alimentador de rede: (a) Antes da compensação ($THD = 9,32\%$) ; (b) Depois da compensação ($THD = 6,88\%$).123	123
65	Espectro harmônico das correntes da fase “a” do GMG antes (em vermelho) e depois (em azul) da compensação de tempo morto.	123

66	Formas de onda de tensão de fase do GMG (Canal 1), corrente do GMG (Canal 2), corrente do inversor (Canal 3) e tensão CC (Canal 4): (a) Resposta transitória da microrrede CA durante variação, em degrau, das potências de referência; (b) Detalhamento do degrau de referências de potências.	124
67	Formas de onda de tensão (Canal 1) e corrente (Canal 3) do PAC, corrente de saída do GMG (Canal 3) e tensão CC (Canal 4) durante o suporte de potência reativa.	125
68	Espectro harmônico da corrente no modo auxiliador de rede	125
69	Degrau no sinal de referência da potência reativa.	125
70	Carga utilizada para verificar o resultado experimental do controladores PI-MRI no modo condicionador de rede.	126
71	Formas de onda de uma das fases da tensão no PAC, corrente da rede e corrente de carga: (a) retificador trifásico sem filtro; (b) retificador trifásico com filtro indutivo + motor de indução.	126
72	Modo condicionador de rede conectado a rede principal: (a) Corrente da carga (em vermelho) (THD = 19,2%); (b) Corrente da rede (em azul) (THD = 4,6%).	127
73	Espectro harmônico da corrente da carga (em azul) e da rede de distribuição (em vermelho).	127
74	Modo condicionador de rede isolado: (a) Corrente da carga (em vermelho) e tensão da fase “a” do GMG (em verde); (b) Corrente da rede (em azul), tensão da fase “a” do GMG (em verde) e tensão CC (em rosa).	128
75	Conjunto de cargas utilizadas no modo formador de rede, composto por uma carga linear trifásica do tipo RL, um retificador a diodos e um motor de indução.	128
76	Formas de onda de tensão do GMG (Canal 1), corrente do GMG (Canal 2), corrente da carga (Canal 3) e tensão no PAC (Canal 4) com as seguintes cargas conectadas: (a) Carga RL; (b) Retificador a diodos; (c) Retificador a diodos e carga RL; (d) Motor de indução e retificador a diodos.	129

77	Tensões trifásicas (Canal 1, Canal 4 e Canal M) no modo formador de rede e corrente de uma das fases da carga (Canal 3) e do GMG (Canal 2).	129
78	Forma de onda de tensão (Canal 1) e corrente (Canal 4) de uma das fases para análise da ação <i>feed-forward</i> de corrente da carga: (a) Antes da compensação; (b) Depois da compensação.	130
79	Espectro harmônico da tensão no modo formador de rede antes (em azul) e depois (em vermelho) da inclusão da ação <i>feed-forward</i> de corrente da carga.	130
80	Comportamento da tensão CC durante a conexão e desconexão de cargas no modo formador de rede: (a) Visão geral; (b) Detalhamento da inclusão de carga; (c) Detalhamento da remoção de carga.	131
81	Comportamento de uma das fases da microrrede durante a conexão e desconexão de cargas: (a) Conexão de carga linear; (b) Desconexão de carga não-linear.	132
82	Comportamento de uma das fases da microrrede durante a conexão e desconexão de cargas: (a) Conexão de carga não-linear; (b) Desconexão de carga linear.	132
83	Circuito para condicionamento e proteção dos canais de tensão e corrente.	152
84	Circuito da placa de condicionamento de sinais.	153
85	Circuito do <i>buffer</i>	154

LISTA DE TABELAS

1	Funcionalidades dos arranjos estáticos para integração da GD.	52
2	Parâmetros utilizados no projeto dos controladores do inversor.	69
3	Parâmetros do sistema.	102
4	Detalhamento dos parâmetros do retificador ativo e do circuito de disparo.	103
5	Potência ativa e reativa de referência durante a análise da compensação do tempo morto.	104
6	Parâmetros do grupo gerador diesel da Toyama.	114
7	Parâmetros do transdutor de tensão.	118
8	Parâmetros do transdutor de corrente.	119
9	Características do circuito de acionamento SKHI22A da Semikron.	119
10	Parâmetros dos controladores.	120

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- ANEEL** Agência Nacional de Energia Elétrica
- AVR** regulador automático de tensão (do inglês, *Automatic Voltage Regulator*)
- B2B-VSC** conexão *back-to-back* de conversores fonte de tensão
- CA** corrente alternada
- Celpe** Companhia Energética de Pernambuco
- CC** corrente contínua
- DSP** processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor*)
- DSOGI-PLL** circuito de sincronismo com duplo integrador generalizado de segunda ordem
- FAP** filtro ativo de potência (do inglês, *Active Power Filter*)
- GD** geração distribuída
- GMG** grupo motor gerador
- GS** gerador síncrono
- IGBT** transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*)
- MCI** máquinas à combustão interna
- MF** margem de fase
- NAEP** Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência da UFJF
- PAC** ponto de acoplamento comum
- PI** controlador proporcional-integral
- PI-MRI** controlador PI com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (do inglês, *PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*)

PI–SRF controlador PI no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *PI controller in the synchronous reference frame*)

PLL circuito de sincronismo (do inglês, *Phase Locked-loop*)

PPEE Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

PRODIST Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional

PWM modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

SEP sistema elétrico de potência

SOGI integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second-order Generalized Integrator*)

SVM modulação vetorial (do inglês, *Space Vector Modulation*)

THD distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*)

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

UPS fonte de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply*)

VFOC controle orientado por fluxo virtual (*Virtual Flux Oriented Control*)

VOC controle orientado por tensão (do inglês, *Voltage Oriented Control*)

VSC conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

SUMÁRIO

1	Introdução	33
1.1	Cenário para utilização de Geração Distribuída baseada em Grupo Motor Gerador Diesel	33
1.2	Contextualização do problema	35
1.3	Motivação do trabalho	37
1.4	Objetivos	39
1.5	Produção Bibliográfica	40
1.6	Organização da tese	41
2	Caracterização da fonte alternativa despachável	43
2.1	Princípio de funcionamento do GMG	43
2.2	Topologias de conversores estáticos para conexão do GMG	48
2.2.1	Escolha do Arranjo Estático para Microrrede	51
2.3	Métodos de controle aplicados à Geração Distribuída	53
2.3.1	Justificativa da escolha dos controladores aplicado ao B2B-VSC	55
2.4	Conclusões parciais	58
3	Estudo sobre os controladores do conversor de interface do GMG	59
3.1	Modelagem do VSC do lado da rede	59
3.2	Determinação das correntes de referência a partir da Teoria das Potências Instantâneas	62
3.3	Controladores de corrente no sistema de coordenadas síncrono	67
3.3.1	Controlador PI-SRF	68
3.3.2	Controlador PI-MRI	70

3.3.3	Considerações sobre a estabilidade do PI-MRI	74
3.4	Projeto dos controladores de tensão CA no sistema de coordenadas síncrono	81
3.4.1	Determinação dos ganhos do controlador de tensão	83
3.4.2	Estimação da corrente de carga	87
3.5	Controladores do VSC do lado GMG	92
3.6	Compensação do tempo morto	94
3.6.1	Modelagem matemática do efeito do tempo morto	95
3.6.2	Estratégia de compensação de tempo morto	101
3.6.3	Validação da estratégia de compensação do tempo morto	102
3.7	Regulador da tensão do barramento CC	107
3.8	Conclusões parciais	110
4	Resultados Experimentais do conexão <i>back-to-back</i> de conversores fonte de tensão (B2B-VSC) utilizando o GMG	113
4.1	Introdução	113
4.2	Características do grupo gerador-diesel	113
4.3	Protótipo do B2B-VSC	115
4.3.1	Características do DSP	118
4.3.2	Medições das Grandezas Elétricas	118
4.3.3	Circuito de condicionamento de sinais	119
4.3.4	Circuitos de interface entre o DSP e o VSC	119
4.4	Resultados experimentais da microrrede CA contendo o GMG	120
4.4.1	Alimentador de rede	120
4.4.2	Auxiliador de rede	123
4.4.3	Condicionador de rede	124
4.4.4	Formador de rede	127
4.5	Conclusões parciais	132

5 Conclusões finais	135
5.1 Trabalhos Futuros	137
Referências	139
Apêndice A - Apêndice A - Equivalência entre os controladores nos sistemas dq e $\alpha\beta$	147
Apêndice B - Apêndice B - Condicionamento dos sinais analógicos e PWM	151

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, os sistemas elétricos de distribuição de energia elétrica têm sofrido modificações significativas com a penetração dos sistemas de geração distribuídos. Nestes novos ambientes, as fontes de energia de pequena e média capacidades vêm recebendo cada vez mais atenção em virtude da diversidade de tecnologias empregadas na produção de eletricidade, da disponibilidade da fonte primária de energia e do objetivo do sistema de geração distribuída (GD) a ser empregado.

1.1 CENÁRIO PARA UTILIZAÇÃO DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA BASEADA EM GRUPO MOTOR GERADOR DIESEL

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) é o órgão responsável pela elaboração, aplicação e atualização do Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). Este documento normatiza e padroniza as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento dos sistemas de distribuição de energia elétrica.

De acordo com o PRODIST (ANEEL, 2016), os sistemas de geração distribuídas são definidos, sendo:

“Centrais geradoras de energia elétrica, de qualquer potência, com instalações conectadas diretamente no sistema elétrico de distribuição ou através de instalações de consumidores, podendo operar em paralelo ou de forma isolada e despachadas - ou não - pelo ONS.”

Além de aumentar a oferta de energia elétrica, a GD possibilita fluxos de potência bidirecionais na rede de distribuição, isto é, o consumidor pode utilizar a energia proveniente da fonte principal (concessionária de energia), ou então, quando ele possui uma unidade de GD, fornecer energia para a rede elétrica. Devido à importância deste tema, o PRODIST vem sofrendo constantes atualizações nos procedimentos de rede com objetivo de regularizar a integração das GDs na matriz energética.

Por outro lado, as GDs possuem flexibilidade na sua aplicação já que podem operar no modo isolado ou então provendo serviços auxiliares para a rede principal de energia elétrica (STRZELECKI & BENYSEK, 2008). Outro benefício da utilização das GDs é a redução das perdas nas linhas de transmissão, pois parte da energia elétrica é gerada próxima dos centros de carga (consumidores) (BARKER & MELLO, 2000).

Na Figura 1 são ilustrados três sistemas de GD, baseados em fontes alternativas (*e.g.* solar, eólica e motor de combustão interna), conectados a uma rede elétrica de distribuição. Nesses três exemplos os circuitos de interface das GDs são formados por conversores eletrônicos de potência.

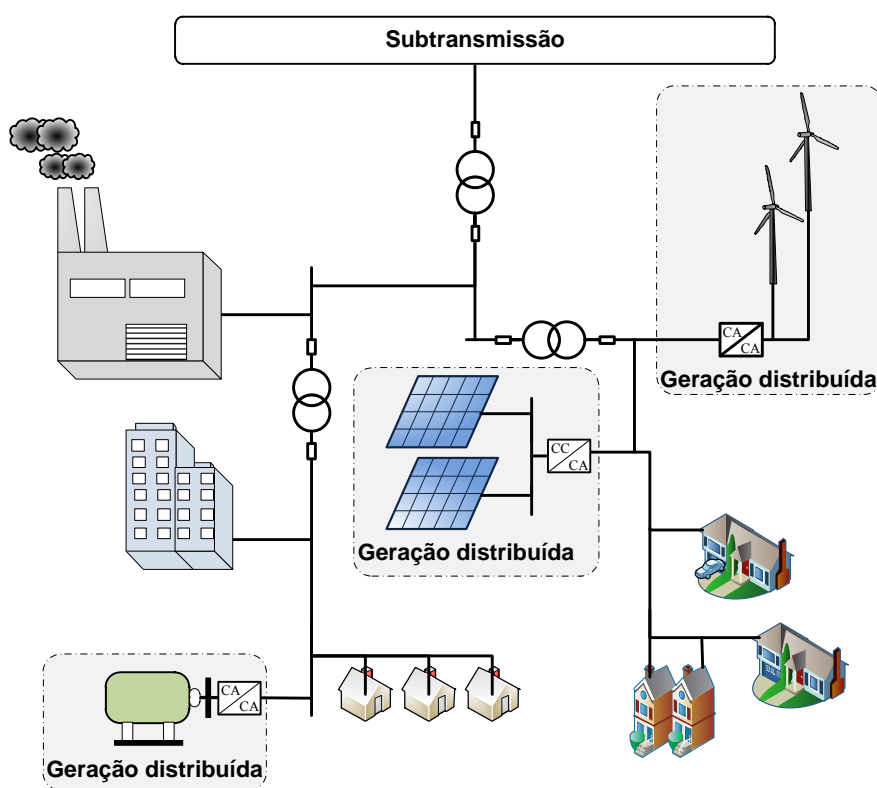


Figura 1: Ilustração de um sistema de distribuição de energia elétrica com diferentes tipos de fontes de geração distribuída.

Os principais critérios para a escolha do tipo de fonte de energia primária de uma GD são: (i) disponibilidade local, (ii) tecnologia do sistema de conversão, (iii) impacto ambiental, (iv) incentivos financeiros existentes e (v) custos operacionais. Neste contexto, as GDs podem ser divididas em dois grandes grupos, de acordo com a característica de despacho da energia produzida, a qual é função da fonte primária de energia (STRZELECKI & BENYSEK, 2008):

- **GD não despacháveis:** são fontes de natureza intermitente, em que as condições do clima afetam a quantidade da energia elétrica gerada. Como exemplo de fontes não

despacháveis pode-se citar os sistemas solares fotovoltaicos e os sistemas eólicos de geração de energia elétrica;

- **GD despacháveis:** são fontes de energia elétrica em que é possível controlar os momentos de geração, independentemente das condições locais. As fontes despacháveis podem suprir energia de acordo com a demanda do sistema ou da carga. As células a combustível, motores *Stirling*, máquinas à combustão interna (MCI) e muitos sistemas de cogeração são exemplos de fontes despacháveis.

Grupos motores geradores GMG são usados como fonte de energia em aplicações como: fonte de alimentação e tração de locomotivas diesel-elétricas, fonte de alimentação em áreas remotas e com baixa densidade populacional, fontes secundárias e de emergência para aplicações industriais, instituições educacionais, usinas nucleares, torres de telecomunicações. O tipo de máquina elétrica mais utilizado nos GMGs são geradores síncronos de polos salientes. Um circuito de excitação regula a magnitude da tensão terminal enquanto um regulador de velocidade atua na MCI para controlar a frequência da tensão gerada (SINGH; NIWAS & DUBE, 2014).

1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

Grupos motores geradores acionados por MCI são uma alternativa para fornecer eletricidade para uma instalação ou pequena região (NIWAS & SINGH, 2015). Além de serem encontrados em uma ampla faixa de potência, esses grupos possuem um baixo custo de aquisição e instalação, quando comparados com outros sistemas de geração, e apresentam a vantagem adicional de incorporarem uma característica de fonte renovável quando abastecidos com biodiesel ou etanol (LEE; LEE & SUL, 2009; BEST et al., 2011).

Na Irlanda do Norte, bem como em todo Reino Unido, grupos geradores a diesel operam em paralelo com a concessionária de energia elétrica durante os períodos de pico de demanda para garantir uma operação segura do sistema elétrico das ilhas. Para tal, foram instalados 180 grupos geradores a diesel, com potência variando entre 60 kW a 5 MW, adicionando uma potência total de até 140 MW à capacidade de outras fontes de energia convencionais (PANDIARAJ et al., 2002). Com esta estratégia foi possível controlar e alisar o pico de demanda, agregando benefícios tanto para o consumidor quanto para a concessionária de energia elétrica.

Outro lugar em que se utilizaram geradores para suprir os picos de consumo ou para casos emergenciais foi no *Hartsfield Airport*, onde esta implantação tem economizado

um milhão de dólares por ano para a cidade de Atlanta ([BALDOR, 2005](#)). Na linha de produção da *Baldor's Westville Oklahoma* também houve uma economia com a instalação de três geradores de 140 kW para os momentos de pico de demanda, poupando anualmente algumas centenas de dólares à companhia ([BALDOR, 2005](#)).

Em Fernando de Noronha, arquipélago brasileiro do Estado de Pernambuco, os grupos motores geradores diesel são atualmente as principais fontes de eletricidade. Além disso, entre 2012 e 2016, foram investidos algo em torno de 18 milhões de reais na construção da primeira área, em Pernambuco, a contar com Rede Elétrica Inteligente. O projeto visa a automatização da leitura e religação, o que acaba por gerar uma melhora na gestão do consumo. A Companhia Energética de Pernambuco ([Celpe](#)) instalou nos imóveis e na rede da ilha equipamentos que possibilitam a coleta de dados para avaliações. No contexto ambiental, o projeto estimula o uso de microgeração distribuída contribuindo com a diversificação da matriz energética do arquipélago ([NADA, a](#)).

Apesar de serem usados tradicionalmente para alimentar cargas isoladas, nada impede que, com um controle adequado, os GMGs sejam conectados em paralelo com a rede elétrica de distribuição fornecendo eletricidade para um pequeno grupo de consumidores comerciais ou industriais, aumentando a oferta de energia e reduzindo o pico de demanda da instalação ou região ([BEST et al., 2011](#); [TIBOLA et al., 2015](#); [CHAKRABORTY; SIMÕES & KRAMER, 2013](#)).

Devido à simplicidade de instalação e manutenção, os geradores possuem um amplo campo de atuação. Por causa disso, em ([WEG, 2016](#)) são apresentadas as principais aplicações de grupo motor gerador ([GMG](#)), dando a devida atenção para os momentos em que o [GMG](#) alimenta cargas não-lineares já que esta situação pode resultar no aumento das perdas magnéticas (núcleo) e ôhmicas (enrolamento) e oscilação de potência entre o gerador e as cargas. Este último problema torna-se mais crítico em geradores de pequena capacidade desprovidos de sistema de amortecimento ou volante de inércia, pois esta característica força o regulador de velocidade a acelerar e a desacelerar continuamente o motor diesel resultando em um parcela de torque oscilante ([FOGLI et al., 2015](#)).

Geralmente os [GMGs](#) de pequena capacidade operam com uma maior faixa de variação da frequência elétrica gerada devido a resposta mais pobre dos reguladores de velocidade das MCIs. Assim, a operação desses grupos interligados a uma rede secundária de eletricidade pode ser facilitada utilizando uma estrutura de interface composta

por conversores eletrônicos de potência. Além de desacoplar o GMG da rede de distribuição, os conversores estáticos podem realizar tarefas adicionais, como: regular a frequência de operação, controlar a tensão no ponto de conexão, suporte de potência reativa, melhorar a qualidade da energia fornecida, dentre outras (BLAABJERG; CHEN & KJAER, 2004; TIBOLA et al., 2015).

Independente do modo de operação, isolado ou conectado à rede, o desempenho dos GMGs é fortemente dependente do tipo de carga e da forma de onda das correntes fornecidas. Comercialmente, já se encontra GMG com conversores eletrônicos acoplados em seus terminais de saída com o propósito de melhorar a qualidade da energia ofertada, bem como maximizar o aproveitamento da fonte de energia (YAMAHA, 2016).

1.3 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Em (NIWAS et al., 2015) os autores utilizam um DSTATCOM para compensar as correntes desbalanceadas e distorcidas fornecidas por um GMG. Como a impedância equivalente desses geradores é elevada e a inércia geralmente é baixa, as distorções de corrente afetam a tensão terminal e o desempenho dinâmico do gerador, aumentando o consumo de combustível (NIWAS & SINGH, 2015; ALCANTARA & CARVALHO, 2014; SINGH & SOLANKI, 2011).

Em (NIWAS & SINGH, 2015) argumenta-se a viabilidade econômica em utilizar GD baseada em GMG em conjunto com conversores eletrônicos de potência para alimentar cargas com baixo fator de potência. Os autores baseiam-se em que a maioria das cargas conectadas na GD são de natureza indutiva com fator de potência em torno de 0,7 e 0,8, reduzindo em torno de 20% a 30% a capacidade do GMG. Caso seja utilizado um conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) para compensar a potência reativa, a capacidade de fornecimento de potência ativa do GMG também poderá ser elevada.

Em (ROCABERT et al., 2012) é realizada uma definição dos conversores de potência aplicados à microrredes CA de acordo com sua função: (i) emulador/formador de rede (do inglês, *grid-forming*), (ii) alimentador de rede (do inglês, *grid-supplying*) e (iii) auxiliador de rede (do inglês, *grid-supporting*). No modo formador de rede o conversor estático opera desconectado da rede CA, regulando a amplitude da tensão e frequência no barramento de conexão das cargas. Alimentador de rede é comumente utilizado para fornecer potência ativa para o sistema elétrico de potência (SEP). Já o principal objetivo do modo auxiliador de rede é a regulação do fluxo de potência ativa e reativa de

modo a melhorar o desempenho da rede principal. A princípio este modo de operação está entre os modos formador e alimentador de rede.

Independente da aplicação, pode-se projetar os controladores dos conversores de interface de maneira que seja possível a operação em mais de um modo de funcionamento. Esta multifuncionalidade da estrutura de controle é um tema que vem crescendo à medida que avançam os estudos referentes a microrredes. Em (MARAFÃO et al., 2015) é proposta uma estratégia de controle multifuncional baseada na teoria das potências conservativas (CPT) a um sistema conectado à rede CA. Em (BRANDÃO et al., 2013) é apresentado um estudo de um controlador multifuncional aplicado para um sistema fotovoltaico. O sistema possui um conjunto de baterias capaz de viabilizar o seu funcionamento no modo isolado.

Controladores aplicados à microrredes CA devem garantir uma adequada operação do sistema sobre condições gerais de operação. Dependendo do modo de funcionamento, a qualidade da tensão ou corrente no ponto de acoplamento comum (PAC) é de responsabilidade do controlador aplicado ao conversor estático. Em geral, estes controladores devem ter uma rápida resposta com satisfatória característica de filtragem.

Para aplicações de GD utilizando GMG em conjunto com conversores eletrônicos deve-se levar em consideração que esta estrutura pode operar de diferentes formas, portanto a investigação de cada um destes cenários, bem como a estratégia de controle mais indicada para cada caso são fundamentais.

Estudos sobre a conexão de fontes alternativas à rede CA têm recebido cada vez mais atenção. Apesar dos diversos trabalhos já publicados, ainda há lacunas a serem preenchidas neste tema, principalmente no que envolve a versatilidade da estrutura de controle, mitigação de harmônicos para o melhoramento da qualidade da energia do sistema e na operação em modo ilhado.

Esta microrrede deve ser capaz de funcionar conectada ou não à rede elétrica principal. Durante o modo conectado à rede, a microrrede deve ser capaz de funcionar como alimentador de rede, provendo potência ativa para o SEP ou no modo de condicionador de rede, compensando a parcela de potência não-ativa. Caso seja de interesse para a microrrede, os dois modos de operação podem operar simultaneamente. Para o funcionamento isolado, a microrrede pode operar como condicionador de rede, ou, como emulador de rede.

Além da tendência de pesquisa em geração distribuída utilizando fontes despacháveis de energia, no Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPEE) da

Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), têm-se trabalhado em um projeto de pesquisa com o propósito de desenvolver uma GD utilizando GMG capaz de funcionar conectada, ou não, à rede elétrica de distribuição. Para tal trabalho, a escolha da estrutura do sistema, controladores aplicados e do sistema de seleção do modo de funcionamento são os nichos a serem estudados.

1.4 OBJETIVOS

O principal objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma estrutura de interface baseada em conversores estáticos para integrar uma fonte despachável a uma microrrede em corrente alternada (CA), aumentando a oferta de energia e/ou melhorando os índices de qualidade de energia da microrrede.

Para atender ao objetivo principal desta proposta são estabelecidos alguns objetivos específicos, listados a seguir:

1. Estudar técnicas de controle de corrente para serem aplicadas aos conversores fonte de tensão presentes em microrredes CA;
2. Propor uma estrutura de controle multifuncional capaz de permitir a operação do conversor estático no modo conectado a rede CA e isolado, sem a alteração da malha de controle interna do VSC baseada no modo controle de corrente.
3. Analisar a estabilidade do controlador de corrente com módulos para redução de correntes harmônicas projetado no sistema de coordenadas síncrono;
4. Propor um método para a estimação das correntes da carga a serem utilizadas no modo formador de rede com o propósito de melhorar a resposta transitória e a qualidade da energia do sistema;
5. Propor uma estratégia de compensação paramétrica do tempo morto a ser utilizada no conversor estático conectado ao GMG.
6. Implementar e validar os controladores projetados utilizando a microrrede do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência (NAEP), presente na UFJF, com a inclusão de uma fonte de geração distribuída despachável.

1.5 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

Nesta seção estão listados os trabalhos científicos elaborados, sendo resultado direto ou indireto, das pesquisas ao longo do doutorado.

Artigos em periódicos internacionais

[1] FOGLI, G. A.; DE ALMEIDA, P. M. ; BARBOSA, P. G. . Modelling and control of an interface power converter for the operation of small diesel gen-sets in grid-connected and stand-alone modes. *Electric Power Systems Research*, v. 150, p. 177-187, 2017.

Artigos em periódicos nacionais

[2] DUARTE, S. N. ; FOGLI, G. A. ; ALMEIDA, P. M. ; BARBOSA, P. G. . Estratégias de energização e desenergização de um compensador estático síncrono para distribuição. *Revista Eletrônica de Potência*, 2017.

Trabalhos publicados em congressos internacionais

[3] FOGLI, G. A.; FURTADO, P. C. ; ALMEIDA, P. M. ; BARBOSA, P. G. ; OLIVEIRA, J. G. . Grid connected PV system with Load Power Compensation using Sliding Mode Control. *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2015)*, 2015, v. 1. p. 751-756, Búzios.

[4] FOGLI, G. A.; ALMEIDA, P. M. ; RODRIGUES, V. ; BARBOSA, P. G. . Sliding Mode Control in Active Power Filter using Indirect Current Measurement. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015, Fortaleza.

[5] FURTADO, P. C. ; FOGLI, G. A. ; ALMEIDA, P. M. ; BARBOSA, P. G. ; OLIVEIRA, J. G. . Topology and Control of a Two-Phase Residential PV System with Load Compensation Capability. *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2015)*, 2015, v. 1. p. 1203-1208, Búzios.

Trabalhos publicados em congressos nacionais

[6] SOUZA, I. D. N. ; FOGLI, G. A. ; OLIVEIRA, J. G. ; BARBOSA, P. G. ; ALMEIDA, P. M. . Projeto de controladores por modos deslizantes de um conversor fonte de tensão utilizado para conectar um sistema de geração fotovoltaico a rede

elétrica. *Congresso Brasileiro de Automática (CBA2016)*, 2016, v. 1. p. 1-7, Vitória.

[7] FOGLI, G. A.; DE ALMEIDA, P. M. ; BARBOSA, P. G. . Analysis of AC Dispatchable Microgrid During Transitions between Grid-connected and Isolated Modes. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP2017)*, 2017, v. 1. p. 1-8, Juiz de Fora.

[8] FERNANDES, M. C.; FOGLI, G. A.; BARBOSA, P. G.; DE ALMEIDA, P. M.. A Novel Optimized Pulse Patterns for Modular Multilevel Converters in High Power Applications. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP2017)*, 2017, v. 1. p. 1-7, Juiz de Fora.

Depósito de patente

[9] DUARTE, S. N. ; BARBOSA, P. G. ; FOGLI, G. A.. Controlador e método de Desenergização de conversores fonte de tensão conectado à rede elétrica. 2017, Brasil. Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR1020170044084, título: "Controlador e método de desenergização de conversores fonte de tensão conectado à rede elétrica", Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

[10] DUARTE, S. N.; BARBOSA, P. G. ; FOGLI, G. A.. Controlador e Método de Energização de Conversor Fonte de Tensão Conectado à Rede Elétrica. 2017, Brasil. Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR1020170024610, título: "Controlador e Método de Energização de Conversor Fonte de Tensão Conectado à Rede Elétrica", Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

Trabalho submetido para periódicos internacionais

[11] FOGLI, G. A.; DE ALMEIDA, P. M. ; BARBOSA, P. G. . A Simple and Effective Dead-Time Compensation Applied to Grid-connected Voltage Sourced Converters. *Electric Power Systems Research*

1.6 ORGANIZAÇÃO DA TESE

O documento está dividido da seguinte forma:

No **Capítulo 2** é apresentada uma sucinta descrição sobre os elementos básicos do **GMG**. Em seguida aborda-se sobre topologias de conversores eletrônicos para micror-

redes CA e seus típicos controladores, além de uma justificativa sobre a determinação dos controladores utilizados neste trabalho.

O **Capítulo 3** exhibe os estudos referente aos controladores utilizados neste trabalho. Projeto dos controladores de ambos os lados CA do sistema são apresentados, além do regulador de tensão do barramento CC e da rede CA quando funcionando em modo emulador de rede. Resultados experimentais para cada um dos projetos de controladores desenvolvidos são apresentados para validar a modelagem utilizada.

O **Capítulo 4** apresenta os resultados experimentais obtidos analisando o comportamento da microrrede em diferentes cenários.

O **Capítulo 5** traz as conclusões finais e as propostas de continuação desta pesquisa.

2 CARACTERIZAÇÃO DA FONTE ALTERNATIVA DESPACHÁVEL

Este capítulo tem por finalidade apresentar os princípios de funcionamento da fonte alternativa e o conversor de interface para ser integrada na microrrede CA, além de justificar a escolha de cada um dos controladores de corrente a serem aplicados neste sistema.

2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO GMG

Denomina-se grupo motor gerador diesel o conjunto formado por um motor diesel acoplado a uma máquina elétrica somado aos componentes de supervisão e controle essenciais ao seu funcionamento autônomo. Os principais componentes do MCI são classificados em três grupos (FARRET & SIMÕES, 2006): (i) Elemento fixo, (ii) Elemento móvel e (iii) Sistema auxiliar. A seguir são brevemente descritos os componentes de cada grupo.

Elementos fixos

Bloco de cilindros: É a parte onde encontram-se os cilindros, compostos por pistões com anéis de segmento, camisas, bielas, virabrequim e comando de válvulas, mancais e buchas. Geralmente é construído em ferro fundido e usinado para receber a montagem dos componentes. Alguns motores de pequeno porte são construídos com blocos de liga de alumínio.

Cabeçote: Cobre parte superior do virabrequim. Forma a tampa do cilindro e deve suportar a pressão de pico do pistão na câmara de combustão abaixo do pistão.

Cárter: Serve como caixa para o virabrequim e está localizado entre a placa de suporte e o bloco de cilindros. Geralmente incorpora as principais selas de rolamento e um reservatório para o óleo lubrificante. Em alguns motores o cárter consiste de uma peça de ferro fundido, em outros é construído de aço soldado.

Elementos móveis

Pistão: Recebe o impacto da combustão e o transmite à biela.

Biela: Carregada alternadamente em compressão e tensão, devido à pressão de disparo do cilindro transmitindo a potência dos pistões para o virabrequim.

Virabrequim: Altera o movimento alternativo nos pistões em movimento de rotação contínua, que é transmitido ao volante.

Volante de inércia: Trabalha como um filtro para atenuar as vibrações do motor.

Sistemas auxiliares

Sistema de arrefecimento: Geralmente utiliza refrigeração a água. Em raríssimos casos, encontram-se motores diesel refrigerados a ar.

Sistema de exaustão: Responsável por fornecer ar fresco filtrado na mistura de combustível direita para ser alimentado aos cilindros. Consiste em um tanque de combustível, canais, uma bomba de injetor, filtros e bicos de injeção.

Sistema de lubrificação: Contém óleo que serve para dois propósitos: lubrificar superfícies de rolamento e absorver calor gerado por atrito. A válvula de alívio de pressão mantém a pressão de óleo nas galerias, retornando o óleo através de um filtro para o tanque de óleo.

Mais detalhes sobre o funcionamento e os ciclos de operação do motor diesel podem ser encontrados em (FARRET & SIMÕES, 2006; PEREIRA, 2003).

Para o controle do motor diesel é utilizado um regulador de velocidade responsável por ajustar a velocidade de rotação do eixo de acordo com a frequência elétrica desejada para o alternador. Os sistemas de excitação do gerador síncrono (GS) são fundamentais para garantir a qualidade da energia fornecida por estas máquinas (GUNES & DOGRU, 2010). Através do regulador automático de tensão (do inglês, *Automatic Voltage Regulator*) (AVR) é controlada a amplitude das tensões trifásicas geradas pelo GS. O AVR altera o valor do sinal de controle do circuito de excitação do GS em função da diferença entre o valor da tensão de referência e a tensão medida nos terminais do gerador.

Na Figura 2 é exibida uma ilustração simplificada de um grupo motor gerador com AVR. A possibilidade da utilização de excitatrizes rotativas permite alimentar o circuito de campo do GS a partir de um retificador trifásico girante (WEG, 2013a) que, por não usar escovas de carvão no contato elétrico com o circuito de campo, apresenta um menor custo de manutenção (WEG, 2013b).

Conforme mencionado anteriormente, o gerador síncrono converte energia mecânica

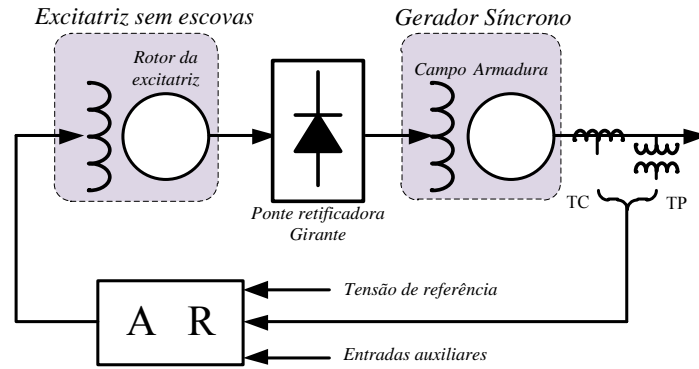


Figura 2: Diagrama de blocos de um gerador síncrono com AVR.

em elétrica com confiabilidade e elevados índices de qualidade, mantendo a amplitude e a frequência da tensão gerada controlada (CHAKRABORTY; SIMÕES & KRAMER, 2013). A frequência elétrica f_g em (Hz) e a velocidade mecânica de rotação n_m em (rpm) do GS estão relacionadas através da relação:

$$f_g = \left(\frac{P}{120} \right) n_m \quad (2.1)$$

onde P representa o número de polos do gerador síncrono.

Nas aplicações de GMG acionados por motores à combustão, os geradores síncronos são conectados diretamente ao eixo do motor diesel. Nos GMG de média e alta potências são usados volantes de inércia para evitar problemas de oscilação da frequência elétrica devido a variação da velocidade de rotação provocada pela combustão interna dos pistões da máquina motriz (CHAKRABORTY; SIMÕES & KRAMER, 2013).

Os GMGs comerciais de 50 Hz com 4 ou 6 polos são acionados por motores diesel com velocidades de 1500 rpm ou 1000 rpm, respectivamente. Já os geradores de 60 Hz com 4 ou 6 polos devem ser acionados por motores diesel com velocidades de 1800 rpm e 1200 rpm, respectivamente. Desse modo, para fase “a” do sistema de tensões trifásicas gerado, pode-se escrever a seguinte expressão para a tensão instantânea de saída do gerador:

$$v_{ag} = \sqrt{2}V_G \text{sen}(\omega_g t + \delta_g) = \sqrt{2}V_G \text{sen} \left[\frac{P}{2} (\omega_m t + \delta_m) \right] \quad (2.2)$$

onde V_G é o valor eficaz da tensão de saída do GS, ω_g é a velocidade angular elétrica do GS, δ_g é o ângulo de defasagem; ω_m é a velocidade angular mecânica do motor diesel e δ_m é o ângulo de defasagem medido no referencial mecânico.

Considerando que o GMG opera conectado a um sistema elétrico sem perdas, conforme mostrado no diagrama unifilar da Figura 3 (a) e ainda, que as tensões v_g e v_{PAC} têm a mesma amplitude, porém o fasor de tensão do gerador \dot{V}_G está adiantado em relação ao fasor da tensão \dot{V}_{PAC} de um ângulo δ_g , conforme mostrado no diagrama fasorial da Figura 3 (b), pode-se escrever as seguintes expressões para as potências ativa P_G e reativa Q_G :

$$P_G = 3 \left(\frac{V_G V_{PAC}}{X_G} \right) \text{sen } \delta_g \quad (2.3)$$

e,

$$Q_G = 3 \frac{V_{PAC}}{X_G} [V_G \cos \delta_g - V_{PAC}] \quad (2.4)$$

onde jX_G é a reatância equivalente no ponto de conexão.

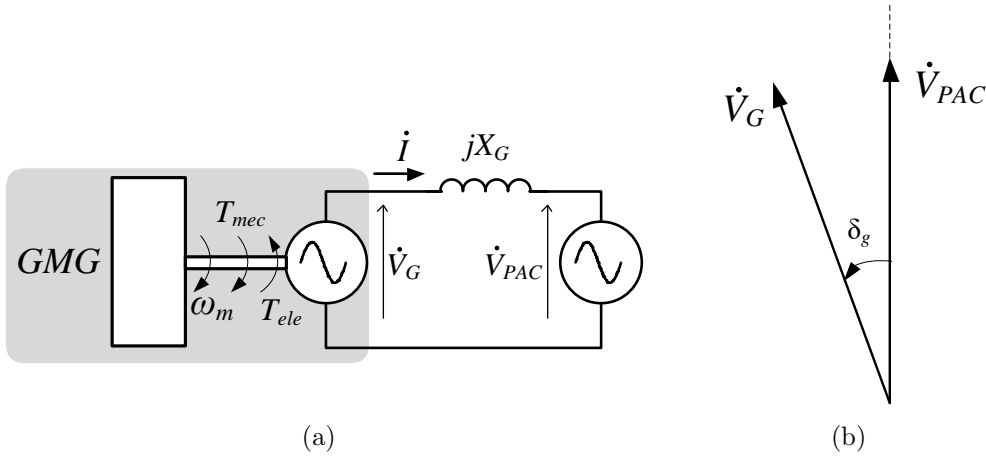


Figura 3: Circuito do GMG conectado à rede elétrica: (a) diagrama unifilar do GMG conectado à rede elétrica, (b) representação fasorial das tensões do GMG e da rede elétrica.

De (2.3) tem-se que a máxima potência ativa será fornecida quando δ_g for $\pi/2 \text{ rad}$, sendo que a faixa estável para a operação em regime permanente corresponde a faixa de ângulos compreendido entre $0 \leq \delta_g \leq \pi/2$. Na Figura 4 está representada a curva de potência ativa em função do ângulo de defasagem entre as tensões do GMG e da rede elétrica.

O comportamento dinâmico do GMG para variações do conjugado no eixo do motor ou do gerador é dado por:

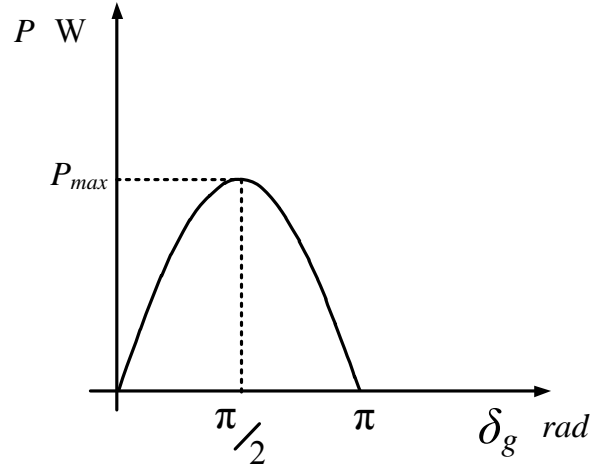


Figura 4: Curva de potência ativa em função do ângulo de defasagem.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{mec} - T_{ele} \quad (2.5)$$

onde J é a inércia equivalente do grupo motor diesel e gerador síncrono, ω_m é a velocidade mecânica no eixo do grupo, T_{mec} e T_{ele} são os conjugados no eixos do motor diesel (mecânico) e do gerador síncrono (eletromecânico), respectivamente.

Considerando as relações dos conjugados escritas como $T_{mec} = (P_{mec}/\omega_m)$ e $T_{ele} = (P_G/\omega_g)$ pode-se reescrever (2.5) como se segue:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P_{mec} - \left(\frac{2}{P}\right) P_G}{\omega_m} \quad (2.6)$$

onde P_{mec} é a potência fornecida pelo motor diesel e P_G é a potência elétrica nos terminais do gerador.

A análise de (2.6) mostra que qualquer alteração nos valores das tensões e ângulo de defasagem do SEP ou do gerador síncrono resultará em uma variação no fluxo de potência ativa entre o gerador e a rede elétrica. Essa variação irá provocar alterações na velocidade mecânica do motor diesel que por sua vez afetará a frequência elétrica do gerador (CHAKRABORTY; SIMÕES & KRAMER, 2013).

É importante mencionar que, no funcionamento autônomo do GMG, os controles das potências ativa e reativa nos terminais do GS são feitas de maneira automática pelos controladores de velocidade, que controlam a injeção de combustível no MCI, e pelo AVR responsável por regular a tensão terminal da máquina elétrica.

2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS PARA CONEXÃO DO GMG

O GMG é um sistema de velocidade variável composto por MCI e gerador CA. Ele pode operar desacoplado da rede CA por meio do uso de um conversor eletrônico de potência. A Figura 5 apresenta uma estrutura genérica para conexão de uma fonte alternativa à rede ou para alimentar cargas, de acordo com a posição da chave seletora.

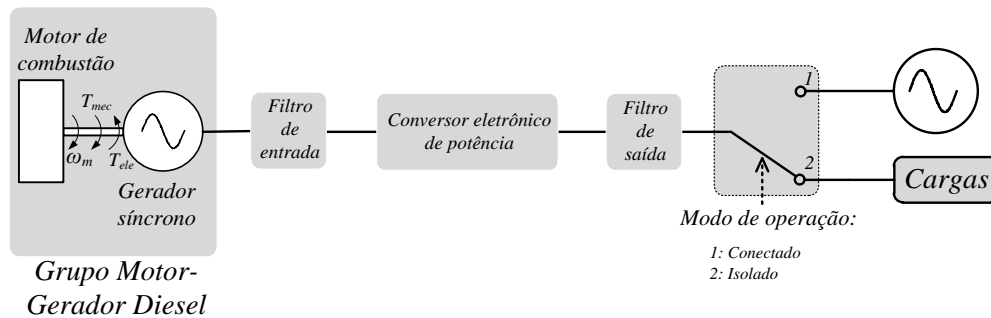


Figura 5: Ilustração de uma geração distribuída baseada em GMG e um conversor eletrônico de interface capaz de operar isolada ou conectada à rede.

Caso a indutância do gerador seja baixa, um filtro de entrada, conectado nos terminais do GMG pode ser aplicado para eliminar os harmônicos provenientes da comutação do conversor. Para a interligação de fontes CA é comum a utilização de mais de um conversor eletrônico conectado através de um barramento CC. O uso combinado de conversores permite a interligação de sistemas com números de fases e frequência de operação diferentes.

Na Figura 6 é apresentada uma simples estrutura para a criação de uma rede CA monofásica a partir de um GMG trifásico. A utilização de um retificador trifásico no estágio de entrada permite o consumo de correntes trifásicas equilibradas do gerador, reduzindo assim a oscilação de torque no eixo da máquina. Como desvantagem, têm-se o aumento da distorção das correntes drenadas do GMG. Nesta configuração a tensão do barramento CC, V_{CC} , deve ter magnitude maior que a tensão gerada no lado CA, para que o conversor, do tipo abaixador, trabalhe na região linear de operação. Esta condição evita que harmônicos proveniente da sobremodulação apareçam na tensão CA de saída e que a frequência de comutação se mantenha constante. O circuito LC filtra a tensão de saída do conversor.

Para gerar tensões trifásicas nos terminais de saída do conversor da Figura 6, basta apenas incluir mais um braço contendo dois IGBTs. Desta forma, é possível gerar, ou então, conectar a uma outra fonte trifásica. A Figura 7 apresenta a conexão entre

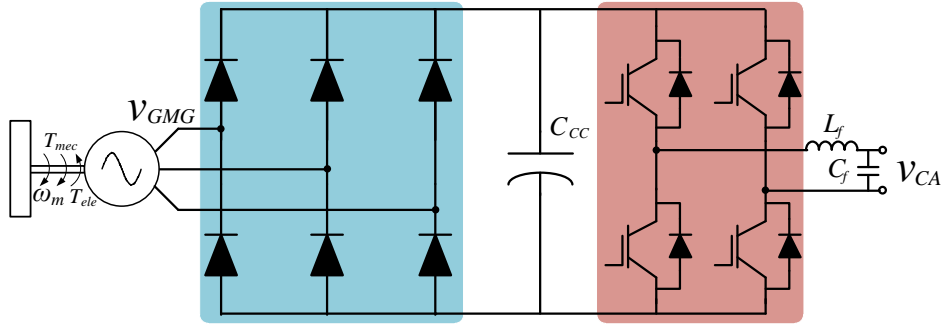


Figura 6: Emulador de rede monofásico a partir de uma fonte trifásica.

duas fontes trifásicas através de um conversor de dois estágios. Esta configuração é comumente utilizada em fonte de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply*) (UPS).

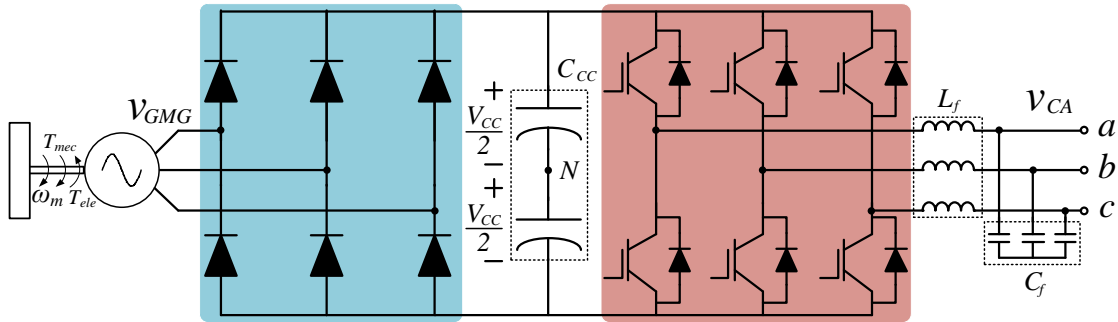


Figura 7: Emulador de rede trifásico a partir de uma fonte trifásica.

Devido ao retificador trifásico presente no primeiro estágio do circuito de interface, a máxima tensão CC retificada, $\widehat{V}_{CC,ret}$, será igual a magnitude da tensão de linha fornecida pelo GMG, ou seja:

$$V_{CC,ret} = \sqrt{2} V_{GMG,LL} = \widehat{V}_{GMG,LL} \quad (2.7)$$

sendo o símbolo ($\widehat{}$) usado para representar a tensão de pico da rede CA.

A relação entre a magnitude da tensão de fase V_{aN} e a tensão do barramento CC para uma estratégia modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) senoidal é dada por (MOHAN & UNDELAND, 2007):

$$\widehat{V}_{aN} = m_a \frac{V_{CC}}{2} \quad (2.8)$$

em que m_a é o índice de modulação da amplitude da fase “a”. Para garantir que esteja dentro da região linear de modulação $|m_a| \leq 1$. Assumindo que o índice de modulação

seja máximo, o mínimo valor de tensão CC do conversor pode ser calculado por:

$$V_{CC,min} = 2\widehat{V}_{aN} \quad (2.9)$$

Desta forma, de (2.7) e (2.9) é possível concluir que a tensão CC retificada é menor que a tensão mínima necessária para conectar dois sistemas CA trifásicos com mesmo nível de tensão, ou seja, $V_{CC,ret} < V_{CC,min}$.

Por causa da limitação de amplitude da tensão CA, em função da tensão do barramento CC, a utilização da estrutura apresentada na Figura 7, necessita de um estágio elevador de tensão para conectar duas fontes trifásicas de mesma magnitude. Em (FOGLI et al., 2014) é utilizado um transformador elevador nos terminais de saída do VSC para solucionar este problema. Contudo, tal solução apresenta a desvantagem do aumento do peso e volume do sistema. Uma outra solução é apresentado na Figura 8. Neste caso é usado um estágio intermediário formado por um conversor CC-CC *Boost* para elevar a tensão CC acima do valor mínimo necessário.

Vale ressaltar que outros tipos de conversores CC-CC, isolados ou não, podem ser aplicados para elevar a tensão do barramento de corrente contínua (CC). Contudo, independente da solução adotada, o arranjo de conversores ainda continuará permitindo a transferência de energia em apenas um sentido devido a característica unidirecional do retificador não controlado de entrada. Além disso, a utilização de um retificador a diodos no estágio de entrada resultará em formas de onda de corrente com elevada distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) pelos enrolamentos de gerador.

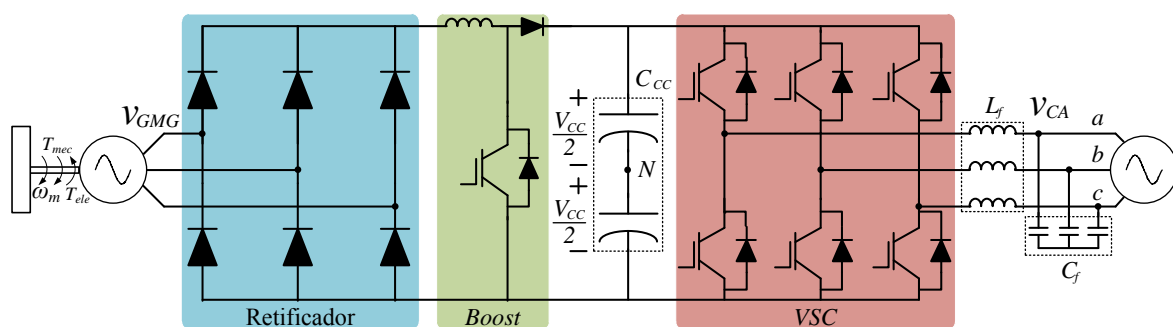


Figura 8: Arranjo de conversores eletrônicos para conexão de duas fontes trifásicas.

Para melhorar a forma de onda das correntes que fluem pelos enrolamentos do gerador pode-se substituir o retificador não controlado da figura anterior por um retificador autocomutado. Neste caso um VSC irá drenar correntes senoidais e permitir um fluxo de potência bidirecional entre a fonte CA e o barramento CC. Este arranjo

de conversor estáticos é denominado neste trabalho como **B2B-VSC**. Na [Figura 9](#) é ilustrado a conexão de duas fontes trifásicas através do **B2B-VSC**.

Esta topologia permite agregar grande versatilidade ao funcionamento do sistema, pois possibilita o controle independente da forma de onda da corrente CA em cada um dos lados do conversor, além da regulação da tensão do barramento CC.

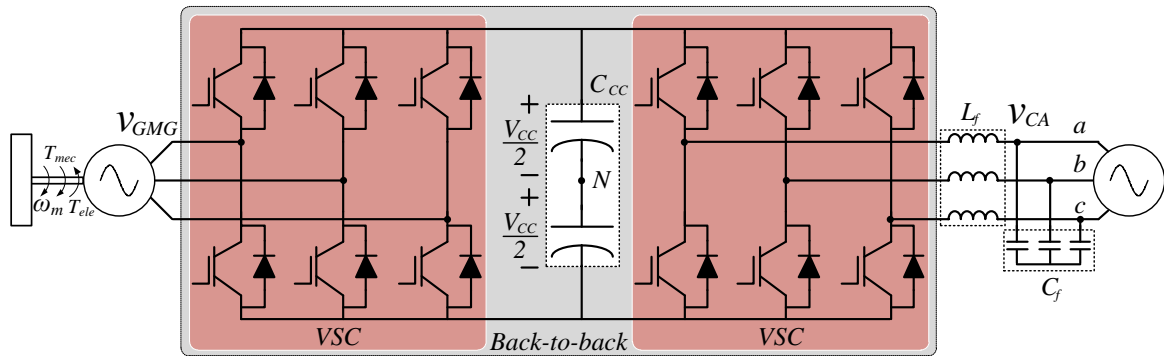


Figura 9: Arranjo de conversores eletrônicos para conexão de duas fontes trifásicas permitindo fluxo bidirecional.

É importante mencionar que existem outras topologias de conversores possíveis de serem usadas para interligar de sistemas CA-CA, como por exemplo, o conversor matricial ([KOLAR et al., 2011](#)) e o transformador de estado sólido ([SHE et al., 2012](#)). Contudo estas duas opções não serão objetos de estudo deste trabalho devido a maior complexidade e o maior número de componentes.

2.2.1 ESCOLHA DO ARRANJO ESTÁTICO PARA MICRORREDE

Por causa da versatilidade dos modos de operação que o arranjo estático deve proporcionar à **GD**, deve-se analisar quais são as características necessárias a serem exigidas das topologias apresentadas na seção anterior. Para tornar esta análise mais direta, na [Tabela 1](#) são apresentados os requisitos necessários para este trabalho, ressaltando as limitações de cada arranjo estático.

O primeiro requisito faz-se importante para preservar o alternador do **GMG** já que correntes harmônicas em seus terminais resultam em um torque pulsante no eixo da máquina, aumento de perdas e aumento no consumo de combustível ([SINGH & SOLANKI, 2011](#); [CARVALHO et al., 2014](#)).

O requisito **B** é essencial para este trabalho, pois o **GMG** utilizado possui os mesmos níveis de tensão que a rede CA. O requisito **C** aborda a capacidade de transferir potência entre os dois sistemas CA, permitindo o acionamento do **GMG** pelo B2B-VSC.

Tabela 1: Funcionalidades dos arranjos estáticos para integração da GD.

Arranjo estático	A	B	C	D	E
Retificador + VSC	✗	✗	✗	✓	✓
Retificador + <i>Boost</i> + VSC	✗	✓	✗	✓	✓
B2B-VSC	✓	✓	✓	✓	✗

Legenda: o símbolo ✓ indica vantagem e o símbolo ✗ desvantagem.

A → THD da corrente do gerador;

B → Conexão de fontes CA com tensões de mesma amplitude;

C → Fluxo de potência bidirecional;

D → Desacoplamento das formas de onda das correntes de entrada e saída;

E → Simplicidade de implementação, custo e controle em malha fechada.

Já o quarto requisito, **D**, é necessário para permitir a flexibilidade na operação da microrrede. Visto que o perfil da corrente do inversor é dependente do modo de funcionamento. Por fim, com o propósito de montar um protótipo de pequena escala, a simplicidade de implementação, custo e controlabilidade são verificadas no requisito **E**.

Dentre as opções de arranjo estático investigadas os arranjos com retificadores a diodo consomem correntes com um alto conteúdo harmônico. É possível aplicar circuitos auxiliares para reduzir a THD de corrente, contudo, o aumento no número de componentes implica em maiores perdas, aumento do volume e na redução da confiabilidade do sistema.

O conversor B2B-VSC é o único que atende aos requisitos necessários, com a ressalva do requisito referente a simplicidade de implementação, já que é necessário controlar dois VSC, simultaneamente. Por outro lado, o B2B-VSC permite um controle independente dos conversores, facilitando o projeto dos controladores aplicados. Devido as características vantajosas, como por exemplo, fluxo de potência bidirecional, fator de potência unitário e alta eficiência; o conversor B2B-VSC é largamente utilizado no setor industrial (SHEN et al., 2018; RODRÍGUEZ-CABERO; SÁNCHEZ & PRODANOVIC, 2016). Algumas aplicações do B2B-VSC são:

- Acionamento de máquinas elétricas (ZHOU; ZHAO & LIU, 2017);
- sistemas HVDC (*High Voltage Direct Current*) (CHAUDHURI et al., 2014);
- Geração distribuída.

Algumas das fontes alternativas comumente aplicadas na geração distribuída são:

geração eólica (ZHOU & BLAABJERG, 2017; ZHANG et al., 2017; CALLE-PRADO et al., 2016), microturbinas (WANG & ZHENG, 2011; SAHA et al., 2009) e GMG (STRZELECKI & BENYSEK, 2008; TIBOLA et al., 2015).

Desta forma, para este trabalho será utilizado o conversor B2B-VSC, que assim como os outros arranjos, possui vantagens e desvantagens. No entanto, é o que apresenta características mais adequadas para a aplicação considerada.

2.3 MÉTODOS DE CONTROLE APLICADOS À GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

A Figura 10 apresenta a microrrede CA utilizando como fonte alternativa um GMG e as malhas de controle para cada um dos conversores. Com o propósito de facilitar a explicação sobre os controladores, são aplicadas ao longo de todo o documento, as cores vermelha e azul para distinguir os controladores do lado retificador e inversor, respectivamente. As possibilidades de funcionamento deste sistema são definidas de acordo com a posição da chave de intertravamento.

Com o propósito de injetar a potência ativa proveniente do GMG na rede CA, durante os períodos de demanda elevada, a potência proveniente do GMG pode ser injetada na rede secundária através do conversor de interface que é controlado no modo de corrente. Para este modo de funcionamento o intertravamento deve estar na posição 3.

Durante os períodos de falta da rede principal, o barramento de cargas pode ser alimentado de duas maneiras distintas. A primeira opção consiste em utilizar o intertravamento eletromecânico na posição 2 para conectar o GMG diretamente ao barramento das cargas. Neste modo, o GMG alimenta diretamente as cargas, enquanto que o VSC de interface pode ser controlado para compensar a potência reativa e as correntes harmônicas drenadas pela carga. Para evitar um curto-circuito entre os dois lados do conversor de interface é utilizado um transformador no ramal que conecta o GMG ao barramento de cargas. Há outras opções para evitar o curto-circuito entre ambos os lados do B2B-VSC que podem ser solucionadas sem o uso do transformador e com a utilização de apenas um VSC, como por exemplo, a desconexão do retificador ativo e a transferência da malha de controle de tensão CC para o lado inversor, ou então, a utilização do VSC de entrada como FAP e desconexão do outro conversor. Contudo, essas opções resultam em mais alterações na estrutura de controle proposta, e por isso neste trabalho não são analisadas.

No segundo modo de operação, intertravamento na posição 1, o GMG é conectado ao barramento das cargas através do conversor de dois estágios. Neste modo de operação, o VSC de interface é controlado para regular a tensão CA no barramento das cargas, ou seja, o conversor de interface assume a função de emulador de rede. Toda a energia fornecida pelo gerador é processada pelo conversor de interface antes de alimentar as cargas.

Ainda a respeito das opções de funcionamento da microrrede, caso seja de interesse, é possível utilizar o modo auxiliador de rede, durante a conexão com a rede principal, chave na posição 3, ou então no modo isolado com a chave na posição 2.

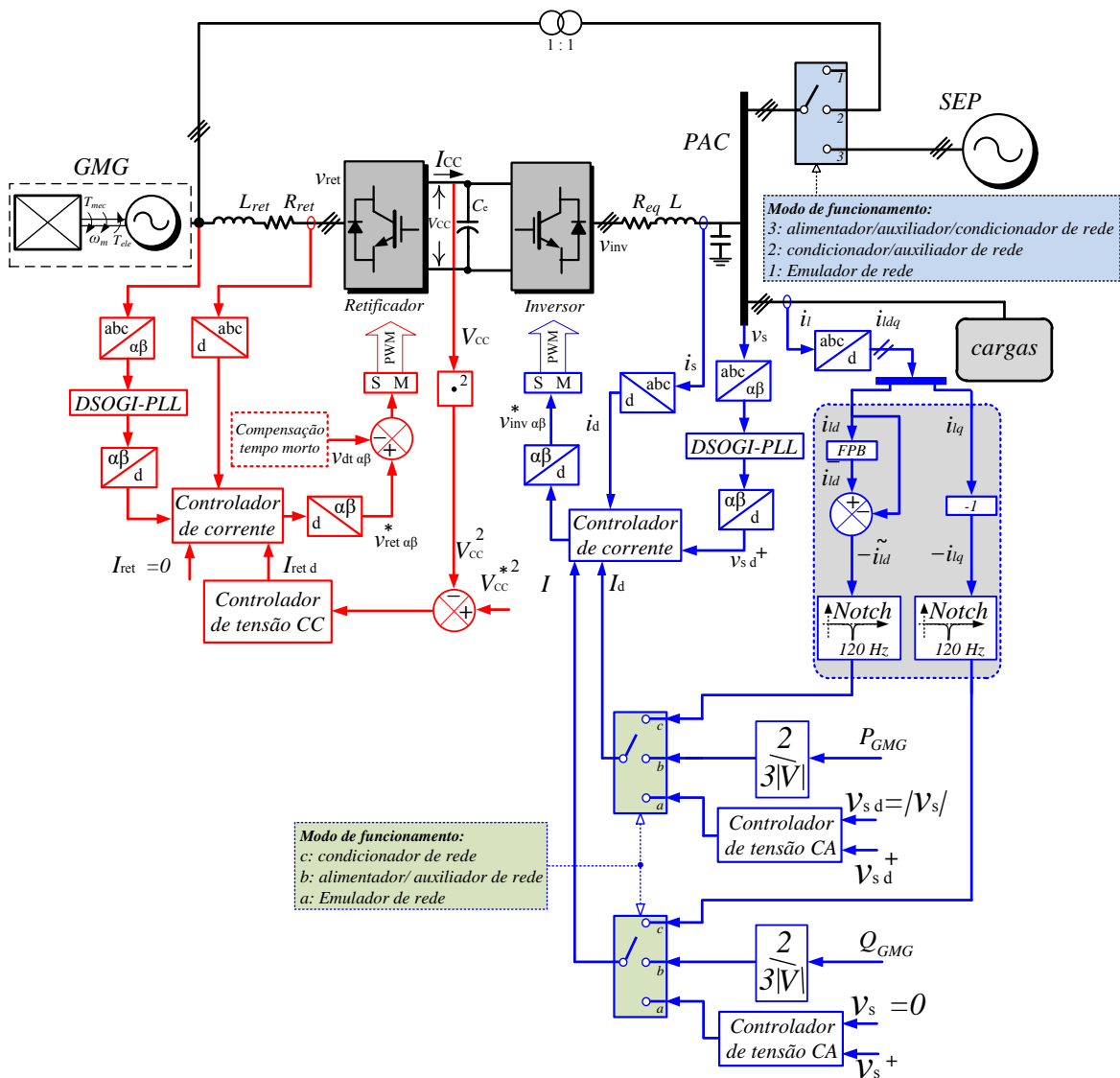


Figura 10: Estrutura proposta para conexão da fonte despachável a microrrede .

Dependendo da sua operação em uma microrrede CA, os conversores de potência podem ser classificados em três grupos: (i) emulador de rede, (ii) alimentador de rede,

(iii) auxiliador de rede. O conversor emulador de rede funciona como uma fonte de tensão com uma baixa impedância de saída, regulando a magnitude e frequência da tensão. Alimentador de rede é comumente empregado para entregar potência a rede elétrica. Já o auxiliador de rede trabalha como uma fonte de corrente em paralelo com uma impedância, ou como uma fonte de tensão em série com uma impedância. Este modo está entre um emulador de rede e um alimentador de rede, em que seu principal objetivo é regular o fluxo de potência ativa e reativa para auxiliar a rede principal (ROCABERT et al., 2012).

Além dos três modos classificados anteriormente, também é possível definir um quarto modo de operação, o condicionador de rede, em que o seu propósito consiste na melhoria da qualidade de energia do sistema. Filtros Ativos de Potência podem ser incluídos nesta categoria.

Visto que este trabalho utiliza um B2B-VSC, o conversor de saída terá diferentes modos de operação. Desta forma, o controlador do VSC de saída, deverá ter alta capacidade de mitigação de harmônicos, para que, independente do modo de operação a qualidade da energia seja sempre satisfatória. Já o VSC conectado ao GMG deve ser capaz de drenar correntes senoidais e em fase com a tensão de referência. Contudo, a tensão de referência para o controlador é bem distorcida e com grande variação de frequência. Como cada VSC tem diferentes objetivos, a escolha do controlador para cada caso é analisada a seguir.

2.3.1 JUSTIFICATIVA DA ESCOLHA DOS CONTROLADORES APLICADO AO B2B-VSC

Atualmente, uma crescente atenção é dada para a aplicação de controladores na geração distribuída. Alguns métodos de controle comumente implementados para controle de sistemas GD são:

- Controle linear (YAZDANI & IRAVANI, 2010; TIBOLA et al., 2015; TEODORESCU; LISERRE & RODRIGUEZ, 2011; BOJRUP et al., 1999; ALMEIDA et al., 2015; FOGLI; ALMEIDA & BARBOSA, 2017);
- Controle adaptativo (JUNG et al., 2014; CHILUPI et al., 2016);
- Controle por histerese (BIRICIK & KOMURCUGIL, 2016; WANG et al., 2015; SINGH & SOLANKI, 2011);
- Controle por modos deslizantes (HU et al., 2011; FOGLI et al., 2014);

- Controle repetitivo (ALMEIDA et al., 2014; TRIVEDI & SINGH, 2016);
- Controle preditivo (WANG et al., 2015; HAN; SOLANKI & SOLANKI, 2013).

Em geral, estratégias de controle clássicas podem ser divididas em dois grupos: controle orientado por tensão (do inglês, *Voltage Oriented Control*) (VOC) e controle orientado por fluxo virtual (*Virtual Flux Oriented Control*) (VFOC). A combinação desses métodos e estratégias resultam em diversos conceitos, como: Síncrono VOC com controladores lineares, estacionário VOC com controladores Proporcional Ressonante, Controle Direto de Potência (HUSEINBEGOVIĆ et al., 2012).

Por causa do grande número de configurações possíveis para projeto de controladores, algumas referências (TIMBUS et al., 2009; MIDTSUND; SUUL & UNDELAND, 2010; BLAABJERG et al., 2006; LIMONGI et al., 2009) abordam a evolução dos controladores de corrente aplicados para conversores eletrônicos conectados à rede CA.

Em (LIMONGI et al., 2009), realiza-se uma comparação entre alguns controladores de corrente para filtro ativo de potência (do inglês, *Active Power Filter*) (FAP). Tempo de resposta, THD da corrente compensada e tempo de execução são alguns dos critérios de comparação entre os tipos de controladores. Dentre as opções, o controlador PI com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (do inglês, *PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*) (PI-MRI) apresentou satisfatórios resultados em todos os testes.

A título de comparação, o controlador repetitivo apresentou alta capacidade de compensação harmônica, mas teve o maior tempo de resposta entre todos os testados. Limongi et al. (2009) mostrou que o PI-MRI pode ser uma opção interessante do ponto de vista de implementação em processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor*) (DSP) para sistemas em que a tensão CA de referência, para os controladores, são provenientes de uma rede “forte”. Isto é importante de ser destacado, pois na grande maioria dos artigos referente a análise de controladores para mitigação de harmônicos, observa-se que o sistema principal possui baixa impedância, podendo muitas vezes ser considerado como um barramento infinito.

Em Liserre, Teodorescu e Blaabjerg (2006) é analisado sobre o controlador PI-MRI, em que é mencionado a equivalência entre o projeto de controladores, para compensação de harmônicos de corrente, referenciados no sistema $\alpha\beta 0$ e $dq0$. É importante mencionar que a utilização de controladores baseados no sistema de coordenadas síncrono apresenta a dependência do desacoplamento das correntes de eixo direto e quadratura bem como da tensão no PAC. Caso o controlador seja projetado no sistema de co-

ordenadas estacionário, $\alpha\beta 0$, não é necessário o emprego de circuitos de sincronismo. Contudo, os controladores se tornam sensíveis a distorções de tensão. Liserre, Teodorescu e Blaabjerg (2006) consideram que o projeto de ambos os controladores são equivalentes em termo de esforço computacional visto que o mesmo número de módulos são necessários. Além disso, os resultados experimentais apresentados validam o uso deste controlador para mitigação de correntes harmônicas.

De acordo com as características apresentadas, para o VSC de saída escolhe-se o controlador PI-MRI. No próximo capítulo é apresentado um critério de análise para o controlador a partir do Diagrama de Nyquist. Há trabalhos em que apresentam estudos para tal controlador, contudo em nenhum momento é abordado o cálculo dos integradores para mitigação dos harmônicos.

Para sistema CA com alta impedância, ou seja fraco, em que há problemas de grande variação de frequência e o perfil da forma de onda da tensão tem um considerável valor de THD, a utilização de controladores para mitigação de harmônicos se tornam um desafio. As variações de frequência da componente fundamental dificultam a sua estimação por parte do circuito de sincronismo. Estes erros são propagados para os controladores de harmônicos de maior ordem, podendo levar a instabilidade do sistema. Quanto maior a ordem do harmônico maior o erro na estimação da frequência. Visto a grande variação da frequência fundamental, a inclusão de controlador para compensação de harmônicos, ou de um Proporcional-Ressonante são desencorajados para este cenário.

Independente do modo de operação da microrrede CA, o conversor estático de entrada deve ser responsável por regular a tensão CC, drenando do GMG correntes equilibradas e com baixa THD. Com o propósito de simplificar a estrutura de controle aplicada ao B2B-VSC, do lado do retificador ativo, escolhe-se como controlador da malha de corrente, o controlador PI referenciado ao sistema $dq0$, denominado neste trabalho de controlador PI no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *PI controller in the synchronous reference frame*) (PI-SRF). No entanto, não-idealidades do interruptor utilizado no conversor estático resultam em correntes harmônicas. Sendo assim, para melhorar a forma de onda da corrente de entrada do B2B-VSC será utilizada uma estratégia de compensação paramétrica de tempo morto, dispensando a necessidade de controladores de harmônicos. No conversor de saída é dispensada a compensação de tempo morto, pois os controladores de harmônicos atuam, indiretamente, neste problema.

Portanto, para a malha de controle de corrente do B2B-VSC é utilizado, neste trabalho, o controlador **PI-MRI** no VSC de saída e o controlador **PI-SRF** com compensação de tempo morto no VSC de entrada.

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada uma breve descrição sobre o GMG, descrevendo sobre os seus elementos básicos. O B2B-VSC será a topologia utilizada para flexibilizar o funcionamento da microrrede CA. Sendo que foi escolhido o controlador PI-MRI para o inversor e o PI-SRF com compensação de tempo morto para o retificador. Ambas as decisões foram tomadas de acordo com o propósito de funcionamento para cada lado do conversor.

Uma breve descrição do **GMG** foi apresentada, destacando os elementos principais do equipamento. Além disso, foi apresentada algumas opções de conexão da fonte alternativa, em que a partir dos requisitos necessários para o funcionamento da microrrede foi definido o arranjo de conversores estáticos a serem utilizados neste trabalho.

3 ESTUDO SOBRE OS CONTROLADORES DO CONVERSOR DE INTERFACE DO GMG

Neste capítulo serão apresentados os projetos dos controladores do **B2B-VSC** usado como circuito de interface do **GMG**. Cada um dos **VSCs** regula as correntes **CA** de entrada e saída do circuito interface enquanto somente o **VSC** de entrada regula a tensão do barramento CC. Desta forma, a regulação da tensão CC não tem sua estrutura de controle alterada pelo modo de operação do **VSC** do lado da rede. Serão também apresentados alguns resultados experimentais para demonstrar o funcionamento dinâmico dos controladores projetados. Ressalta-se que a maior parte dos resultados experimentais, envolvendo a alimentação de uma rede secundária com os diferentes modos de operação do **GMG** serão apresentados e discutidos apenas no **Capítulo 4**.

3.1 MODELAGEM DO VSC DO LADO DA REDE

Na **Figura 11** é detalhada uma parte da microrrede CA da **Figura 10**. Essa simplificação tem o objetivo de facilitar o entendimento do projeto dos controladores do **VSC** do lado da rede, ou seja, que funciona como inversor. As várias malhas de controle mostradas nessa figura são devidas aos diferentes modos de operação do inversor.

Desprezando os harmônicos e considerando a contatora de **Modo de funcionamento** ligada na posição 3, pode-se escrever as seguintes equações diferenciais, no sistema de coordenadas síncrono, (**YAZDANI & IRAVANI, 2010**), para as correntes de saída do **VSC** de interface:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -R_{eq}i_d + \omega Li_q + (v_{inv,d} - v_{s,d}) \\ L \frac{di_q}{dt} = -R_{eq}i_q - \omega Li_d + (v_{inv,q} - v_{s,q}) \\ L \frac{di_0}{dt} = -R_{eq}i_0 + (v_{inv,0} - v_{s,0}) \end{cases}, \quad (3.1)$$

onde $v_{inv,k}$ é a tensão instantânea de fase nos terminais de saída do **VSC**; i_k é a corrente instantânea; $v_{s,k}$ é a tensão no ponto de conexão do conversor com a rede secundária,

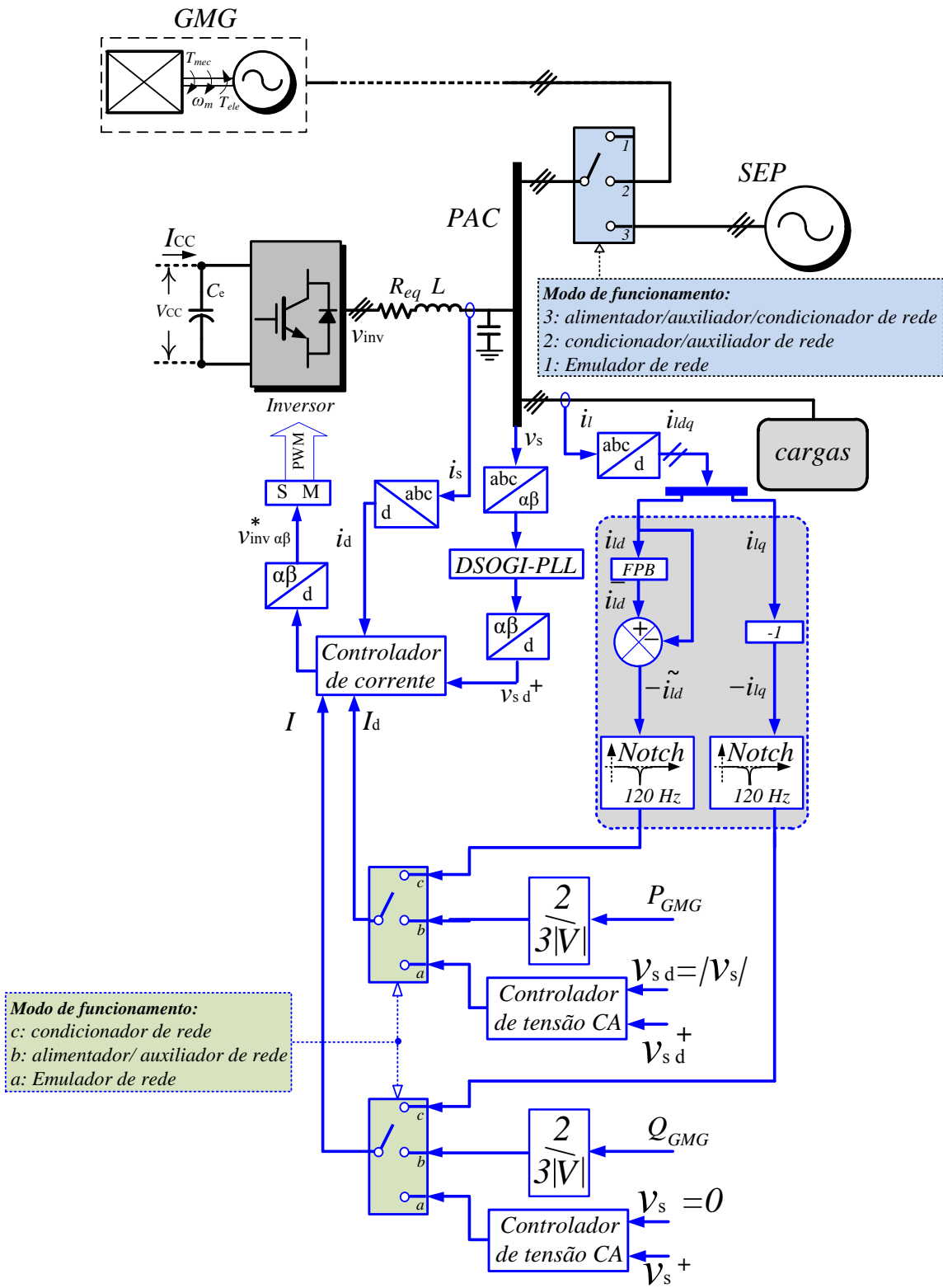


Figura 11: Diagrama de blocos da estrutura de controle do lado inversor.

sendo $k \in \{d, q, 0\}$; L é a indutância e R_{eq} a resistência equivalente entre VSC e o ponto de conexão na rede secundária e $\omega = 2\pi f_1$ é a frequência angular fundamental do sistema elétrico.

Assumindo que seja usada uma estratégia de modulação vetorial (do inglês, *Space Vector Modulation*) (SVM) (BUSO & MATTAVELLI, 2006) para gerar o padrão de comutação do conversor, pode-se escrever as seguintes expressões, nas coordenadas dq , para as tensões de saída do inversor:

$$\begin{cases} v_{gd} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\frac{V_{cc}}{2} \right) m_d \\ v_{gq} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\frac{V_{cc}}{2} \right) m_q \end{cases}, \quad (3.2)$$

onde V_{cc} é a tensão CC do inversor, m_d e m_q são os índices de modulação de eixo direto e em quadratura do conversor de interface, respectivamente, cujos valores podem ser calculados como se segue:

$$\begin{cases} m_d = \frac{\sqrt{3}}{V_{cc}}(u_d - \omega L i_q + v_{sd}) \\ m_q = \frac{\sqrt{3}}{V_{cc}}(u_q + \omega L i_d + v_{sq}) \end{cases}, \quad (3.3)$$

sendo u_d e u_q as novas variáveis de controle.

A linha referente a equação relativa a sequência zero em (3.1) foi desprezada nessa modelagem pois o VSC de interface é trifásico à três fios. Deste modo, a corrente i_0 será nula.

Substituindo (3.3) em (3.2) e o resultado em (3.1) tem-se que a dinâmica das correntes CA do conversor de interface passa a ser dada por:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -R_{eq} i_d + u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -R_{eq} i_q + u_q \end{cases}. \quad (3.4)$$

A análise de (3.4) mostra que o conversor de interface, após a estratégia de controle adotada, apresenta uma dinâmica de primeira ordem com as correntes de eixo direto e quadratura totalmente desacopladas (YAZDANI & IRAVANI, 2010; ALMEIDA et al., 2013).

É importante mencionar que a transformação das grandezas das coordenadas abc

para $dq0$, e vice-versa, é garantida pelo ângulo da tensão da rede, rastreado por um circuito de sincronismo (do inglês, *Phase Locked-loop*) (PLL) baseado no integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second-order Generalized Integrator*) (SOGI). Rodriguez et al. (2006) usaram o circuito de sincronismo com duplo integrador generalizado de segunda ordem (DSOGI-PLL) para detectar a sequência positiva da tensão da rede sob condição de faltas e presença de harmônicos. Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011) apresentaram um estudo mostrando o desempenho do DSOGI-PLL sob diferentes condições, como por exemplo, salto de frequência e de ângulo. Devido aos bons resultados apresentados nestes trabalhos, o DSOGI-PLL foi adotado neste trabalho.

3.2 DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA A PARTIR DA TEORIA DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS

Nesta seção, será apresentado um resumo da *Teoria das Potências Instantâneas* com objetivo de facilitar o entendimento de uma das estratégias de controle do VSC de interface. Maiores detalhes sobre essa teoria bem como sua aplicação no controle de filtros ativos série e paralelo são encontrados em (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) propuseram o conceito das potências real e imaginária instantâneas¹ e as utilizaram para controlar um FAP paralelo.

As potências ativa (p) e reativa (q) instantâneas para um sistema elétrico trifásico a três fios ou com tensões e correntes equilibradas podem ser escritas na forma de um produto matricial como segue:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2}\right) \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

onde os subscritos α e β identificam as componentes das tensões e correntes no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, respectivamente, obtidas após aplicação da transformação $abc/\alpha\beta$, também chamada de Transformada de Clarke, nas tensões e correntes do sistema.

Como essas potências são calculadas usando grandezas instantâneas, elas são válidas para tensões e correntes trifásicas equilibradas ou desequilibradas, senoidais ou com harmônicos e em regime permanente ou transitório (WATANABE; STEPHAN & AREDES, 1993; AREDES & WATANABE, 1995; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

¹Hoje em dia, a terminologia potências ativa e reativa instantâneas têm sido indistintamente usadas em substituição a terminologia potências real e imaginária instantâneas.

Diferente da definição original proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) e usada em (WATANABE; STEPHAN & AREDES, 1993) e (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007), a expressão (3.5) está multiplicada por um fator (3/2). Esta modificação é devida a transformação invariante em amplitude usada para transformar as tensões e correntes das coordenadas abc para $\alpha\beta 0$ (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

As potências instantâneas calculadas por (3.5) irão apresentar parcelas médias e oscilantes quando as tensões e correntes estiverem desequilibrados e/ou com harmônicos. Essas parcelas podem ser separadas com auxílio de filtros passa-baixas e escritos conforme mostrado a seguir:

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (3.6)$$

onde os símbolos “ $\bar{}$ ” e “ $\tilde{}$ ” representam as parcelas média e oscilante de cada potência instantânea, respectivamente. O significado físico de cada uma dessas parcelas é explicado em detalhes em (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007),

Pode-se usar (3.5) em sua forma inversa de maneira a determinar as correntes i_α^* e i_β^* necessárias para sintetizar as potências instantâneas p_c e q_c nos terminais do VSC, como se segue:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

em que i_α^* e i_β^* são as correntes de referência nas coordenadas α e β , respectivamente; p_c e q_c são as potências real e imaginária instantâneas que o conversor deve sintetizar em seus terminais e $\Delta = (v_\alpha^2 + v_\beta^2)$.

Neste ponto é importante mencionar que, usando (3.7), é possível implementar duas diferentes estratégias para controlar um VSC conectado à rede: (i) potência constante e (ii) corrente senoidal, na fonte de alimentação, respectivamente.

A primeira estratégia fornece as correntes de referência com o mesmo perfil da tensão, ou seja, caso a tensão apresente harmônicos, a corrente de referência também vai apresentar. Esta característica faz com que a potência ativa e reativa instantâneas apresentem apenas a parcela média caso o sistema seja trifásico e equilibrado.

No segundo caso, as correntes de referência são obtidas a partir apenas da componente fundamental de sequência positiva da tensão, resultando em sinais de referência puramente senoidais. De acordo com (IEEE, 2011), a GD conectada ao PAC deve garantir que a corrente do sistema atenda aos limites recomendados de qualidade de energia, tomando como base os quesitos de amplitude individual de cada harmônico e

THD de corrente. Portanto, visto que a qualidade da tensão não é de responsabilidade da GD, pode ocorrer que a corrente de referência, que apresenta o mesmo perfil de tensão da rede, não atenda aos limites recomendados. Desta forma, neste trabalho é utilizado a estratégia de corrente constante para garantir que as correntes da rede principal estejam dentro dos limites recomendados de qualidade de energia.

As potências p e q calculadas por (3.5) nas coordenadas $\alpha\beta 0$, podem também serem definidas no sistema de coordenadas síncrono, ou sistema $dq0$. Neste caso, pode-se reescrever as expressões das potências ativa e reativa instantâneas. Para um sistema elétrico trifásico a três fios é calculado por:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2}\right) \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

onde os subscritos d e q identificam componentes das tensões e correntes no sistema de coordenadas síncrono, respectivamente, obtidas após aplicação da transformada de Park nas tensões e correntes no sistema de coordenadas abc .

Como no caso anterior, pode-se usar (3.8) na forma inversa para determinar as correntes nas coordenadas $dq0$ que um VSC deve sintetizar de maneira a injetar as potências p e q em seus terminais.

Se o ângulo θ usado na determinação da posição dos eixos ortogonais dq , for escolhido de maneira que o eixo direto (eixo- d) coincida com a posição da componente fundamental de sequência positiva do vetor espacial de tensão, tem-se que os valores médios das tensões v_d e v_q são dados por:

$$\begin{cases} v_d = \hat{V}_{pac}^+ \\ v_q = 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

onde \hat{V}_{pac}^+ é o valor de pico da tensão CA de sequência positiva no ponto de acoplamento do VSC.

Substituindo (3.9) em (3.8) pode-se reescrever as expressões das potências ativa e reativa instantâneas como segue:

$$\begin{cases} p = \left(\frac{3}{2}\right) \hat{V}_{pac}^+ i_d \\ q = -\left(\frac{3}{2}\right) \hat{V}_{pac}^+ i_q \end{cases} \quad (3.10)$$

A observação de (3.10) mostra que a corrente i_d é proporcional a potência ativa instantânea enquanto que a corrente i_q é proporcional a potência reativa instantânea multiplicada por (-1) . Desta forma, é possível controlar, de forma indireta, a partir das correntes i_d e i_q , as potências ativa e reativa nos terminais do conversor.

A Figura 12 ilustra o processo de escolha das correntes de referência de acordo com cada um dos modos de operação. Para o modo de injeção de potência ativa, basta definir um valor de corrente média de referência i_d proporcional a potência que deseja fornecer à rede CA, enquanto que, para a compensação de potência reativa e correntes harmônicas, os sinais de referência de corrente serão definidos pelas correntes drenadas pelas cargas ($i_{\ell d}$ e $i_{\ell q}$).

Caso o VSC seja utilizado no modo formador de rede, duas malhas externas de controle da tensão CA irão fornecer os sinais de referência dos controladores de corrente. A soma das correntes da carga $i_{\ell d}$ e $i_{\ell q}$ na malha dos controladores de tensão CA é uma ação *feed-forward*, utilizada para reduzir a sensibilidade do controlador em relação ao tipo de carga alimentada pelo VSC.

Para o modo condicionador de rede as correntes de referência são obtidas a partir da medição das correntes drenadas pelas cargas. Deseja-se compensar a potência reativa e as correntes harmônicas, portanto, a corrente em quadratura da carga, $i_{\ell q}$, deve ser completamente compensada, enquanto que, apenas a parcela oscilante da corrente de eixo direto da carga $i_{\ell d}$ deve ser utilizada como referência.

É importante ressaltar que a presença da componente fundamental de sequência negativa da corrente da carga resulta em um sinal na coordenadas dq com uma oscilação de 120 Hz. Bhattacharya et al. (1998) recomendam eliminar a componente fundamental de sequência negativa da corrente de referência para evitar que o conversor compense tal parcela. Neste caso, a compensação da parcela de corrente ou potência devido a componente de sequência negativa da tensão pode implicar numa sobrecarga para o conversor.

Além disso, a síntese de correntes de sequência negativa, na frequência fundamental, nos terminais do conversor de saída do B2B-VSC provoca uma oscilação da tensão do

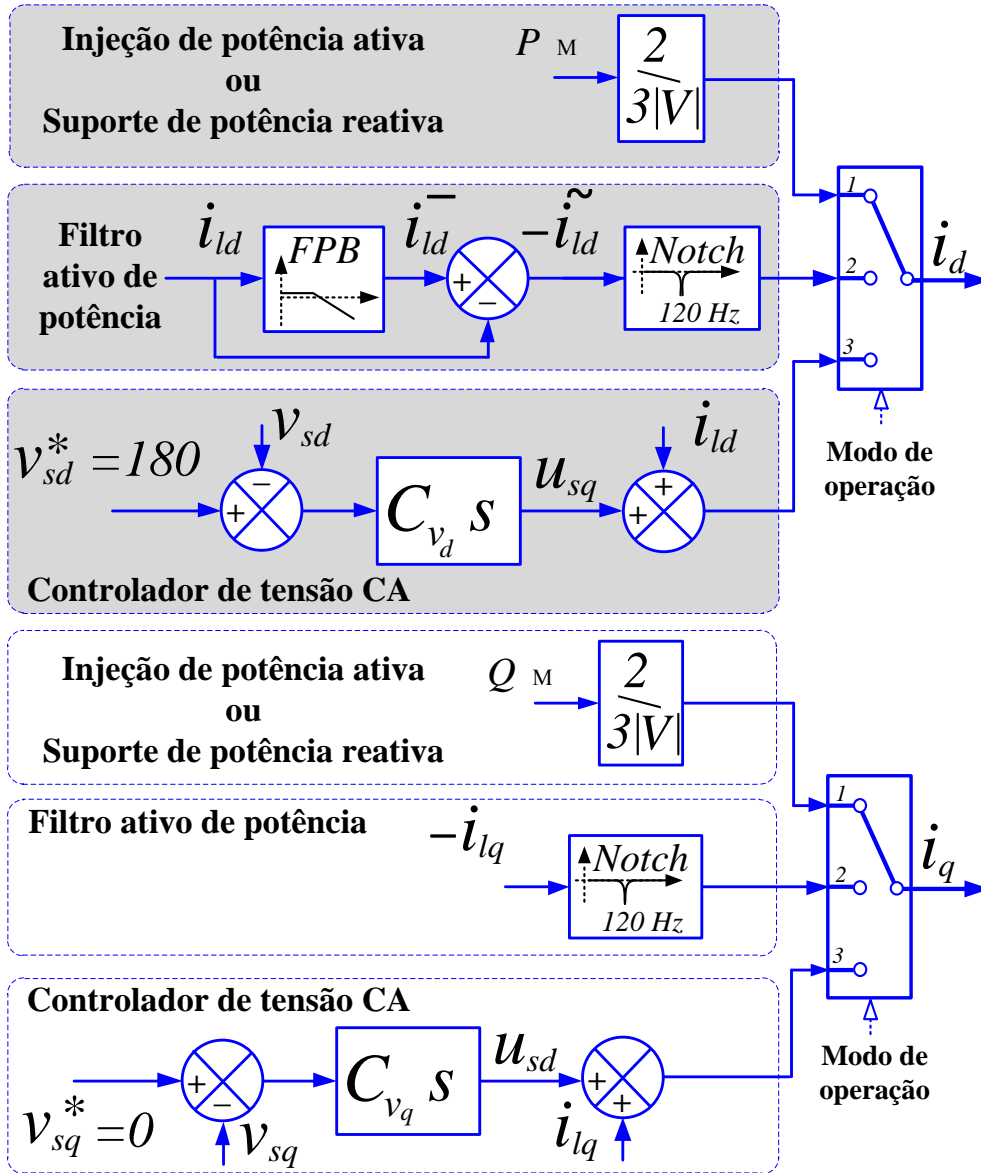


Figura 12: Procedimento de escolha dos sinais de referência i_d e i_q para o controlador de corrente em função do modo de funcionamento da microrrede.

barramento CC com uma frequência $2\omega_1$, que por sua vez, poderá gerar correntes nos terminais do GMG com harmônicos não característicos (NASCIMENTO et al., 2017).

Portanto, para evitar correntes desbalanceadas drenadas pelo retificador ativo, é incluído um filtro digital, responsável por atenuar apenas a componente de frequência de 120 Hz, antes do envio das correntes de referência para a malha de controle. Desta forma, o VSC de saída, no modo condicionador de rede, não compensa a componente fundamental de sequência negativa. A compensação é apenas da potência reativa e as correntes harmônicas. Mais detalhes deste comportamento será apresentado na seção de resultados.

3.3 CONTROLADORES DE CORRENTE NO SISTEMA DE COORDENADAS SÍNCRONO

Conforme discutido na seção anterior pode-se usar as correntes de eixo direto e em quadratura para controlar as potências ativa e reativa nos terminais do conversor de interface.

A Figura 13 mostra o diagrama de blocos das malhas de controle de corrente de eixo direto e em quadratura do VSC. Dois compensadores, cujas saídas são u_d e u_q , controlam os índices de modulação m_d e m_q responsáveis pela regulação das correntes sintetizadas pelo conversor. Um bloco representando o atraso de transporte foi incluído no diagrama de forma a representar o atraso entre o tempo de aquisição e o tempo de execução da ação determinada. As tensões v_{sd} e v_{sq} são utilizadas como sinais *feed-forward* para garantir uma maior robustez do controlador frente as variações da tensão da rede.

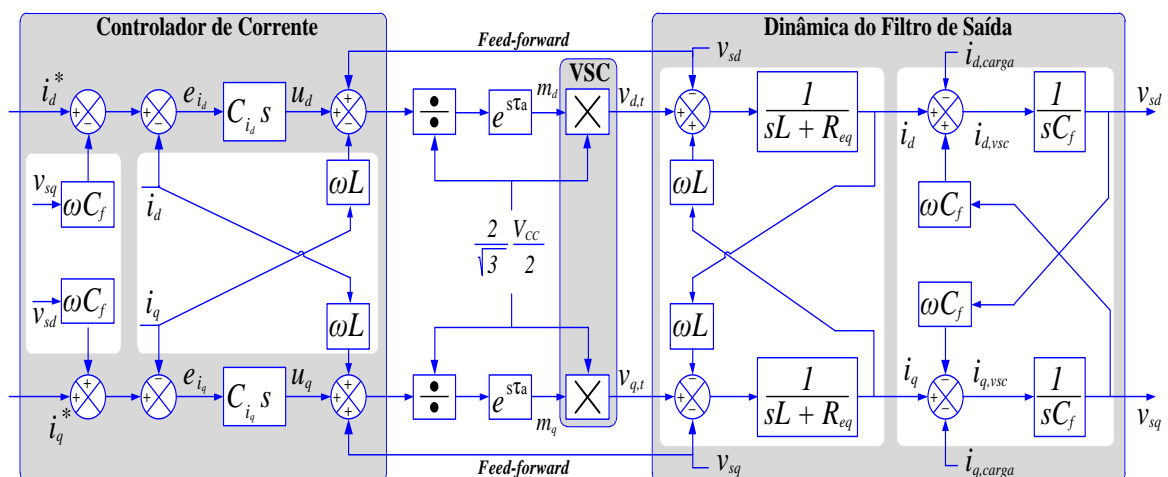


Figura 13: Diagrama de blocos completo das malhas de controle das correntes i_d e i_q .

Considerando o desacoplamento das variáveis de controle dada em (3.3) e a compensação da dinâmica do acoplamento da tensão do capacitor de filtro, mostrada na Figura 13, pode-se redesenhar o diagrama de blocos dos controladores de corrente de maneira simplificada, conforme mostrado na Figura 14.

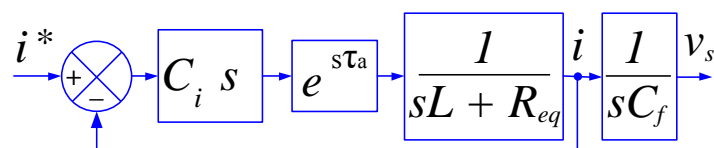


Figura 14: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da corrente de eixo direto ou quadratura.

Como as correntes i_d e i_q possuem uma característica estacionária, pode-se projetar controladores PI para forçar que as correntes de referência sejam rastreadas com erro nulo em regime permanente (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Como esse controlador de corrente é projetado no sistema de coordenadas $dq0$ ele é denominado, neste trabalho, de PI-SRF.

3.3.1 CONTROLADOR PI-SRF

Substituindo a função de transferência do controlador PI em $C_i(s)$, pode-se escrever a seguinte função de transferência de malha aberta para o diagrama de blocos da Figura 14:

$$G_{i,MA}(s) = \left(\frac{k_p}{sL} \right) \frac{\left(s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{\left(s + \frac{R_{eq}}{L} \right)} e^{-s\tau_a}, \quad (3.11)$$

onde k_p e k_i são os ganhos proporcional e integral de $C_i(s)$, respectivamente; τ_a representa o atraso da planta.

Para pequenos valores de τ_a , a influência do atraso de transporte em baixas frequências pode ser desprezada (FOGLI; ALMEIDA & BARBOSA, 2017). A resistência entre o VSC e a rede secundária CA é baixa, fazendo com que o polo de G_{MA} esteja localizado muito próximo da origem do plano complexo- s , impondo uma resposta dinâmica muito lenta para as correntes sintetizadas pelo VSC. Sendo assim, é possível cancelar a dinâmica lenta do polo da planta, localizada em R/L , cancelando-o com o zero do controlador PI, resultando em:

$$G_{i,MA}(s) = \frac{k_p}{sL}, \quad (3.12)$$

Sendo a função de transferência em malha fechada da planta dada por:

$$G_{i,MF}(s) = \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{1}{1 + \tau_i s}, \quad (3.13)$$

onde i_d^* é o valor de referência da corrente de eixo direto e $\tau_i = (L/k_p)$ é a constante de tempo do sistema de malha fechada.

O parâmetro τ_i deve ser pequeno suficiente para garantir uma resposta rápida da planta. Contudo, essa constante não pode ser pequena a ponto de comprometer a

característica de filtragem do controlador de corrente. Em (YAZDANI & IRAVANI, 2010) é sugerido que o valor de τ_i deve ser escolhido entre 0,5 ms e 5 ms. Pelo exposto, os ganhos do controlador $C_i(s)$ podem ser calculados a partir (3.11) e (3.13) como se segue,

$$k_p = \left(\frac{L}{\tau_i} \right) \quad \text{e} \quad k_i = \left(\frac{R_{eq}}{\tau_i} \right). \quad (3.14)$$

Para o caso do controlador PI, os métodos de discretização não apresentam significativa diferença em termos de resposta dinâmica e estabilidade caso a frequência de amostragem seja grande o suficiente. Buso e Mattavelli (2006) afirmam que o erro de um controlador projetado no domínio “s”, em relação a um projetado no domínio discreto é inferior a 3 % quando a frequência de amostragem é vinte vezes maior que a menor frequência de interesse. Sendo assim, neste trabalho, todos os controladores foram discretizados utilizando o método de integração Euler Regressivo (do inglês, *Backward Euler*).

Na Tabela 2 são dados os parâmetros adotados para o projeto do controlador de corrente do conversor do lado da rede. A partir dos parâmetros informados, os ganhos dos controladores de corrente foram escolhidos iguais a $k_p = 2,5 \text{ V/A}$ e $k_i = 667 \text{ V.s/A}$.

Tabela 2: Parâmetros utilizados no projeto dos controladores do inversor.

Parâmetro	Valor
Constante de tempo do controlador de corrente (τ_i)	0,5 ms
Indutância do filtro de saída do Inversor (L)	1,25 mH
Resistência do filtro de saída do Inversor (R_{eq})	0,33 Ω
Capacitor do filtro de saída do Inversor (C_f)	40 μF
Atraso de transporte (τ_a)	50 μs
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Frequência de amostragem (f_a)	20 kHz

Figura 15 ilustra a resposta dinâmica dos controladores de corrente para diferentes variações em degrau nos sinais das correntes de eixo direto e quadratura de referência. Em $t = 0,05 \text{ s}$ a corrente de eixo direto i_d^* é variada em degrau de 5 A e, posteriormente, em $t = 0,1 \text{ s}$ para 10 A. A corrente de referência de eixo em quadratura i_q^* só é variada em $t = 0,15 \text{ s}$ de 0 para 5 A. Em $t = 0,2 \text{ s}$ ambas as correntes de referências são variadas, i_d^* vai para zero, enquanto que i_q^* é alterada para -10 A .

Para melhor visualização da resposta dinâmica dos controladores, na Figura 16

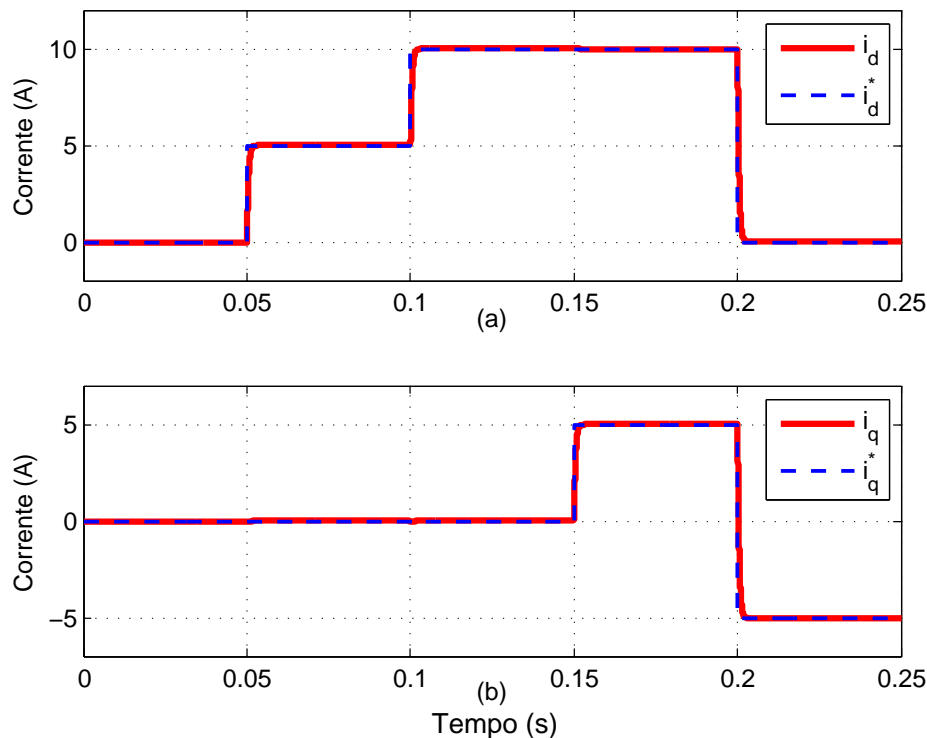


Figura 15: Resposta dos controladores de corrente do lado do inversor.

é mostrado um detalhe da resposta do sistema. Nesta figura, é possível observar o acoplamento entre ambos os controladores, visto que uma mudança na referência do eixo direto afeta também na corrente do eixo em quadratura. Contudo, devido ao desacoplamento dessas variáveis, esta influência é mínima, possibilitando o tratamento independente das duas malhas de controle. Pode-se ainda observar que a corrente i_d^* apresenta uma dinâmica de primeira ordem conforme projetado.

A Figura 17 apresenta a corrente de uma das fase do VSC de saída para uma variação em degrau da corrente de referência, para $i_d^* = 10$ A e $i_q^* = 0$ A. Para melhorar a visualização da envoltória da corrente de saída do VSC é utilizado o valor de 5 ms para a constante de tempo τ_i . Assim, como apresentado na Figura 16, nota-se que não há sobressinal.

3.3.2 CONTROLADOR PI-MRI

Em (TEODORESCU; LISERRE & RODRIGUEZ, 2011) é mostrado que o controlador PI-SRF tem seu desempenho afetado quando as correntes de referência possuem componentes oscilantes devido a presença de desequilíbrios ou harmônicos. Ghetti et al. (2010) apresentou um estudo teórico onde o desempenho de diferentes controladores de corrente, incluindo o PI-SRF e o PI-MRI, são comparados quando sinais de referência

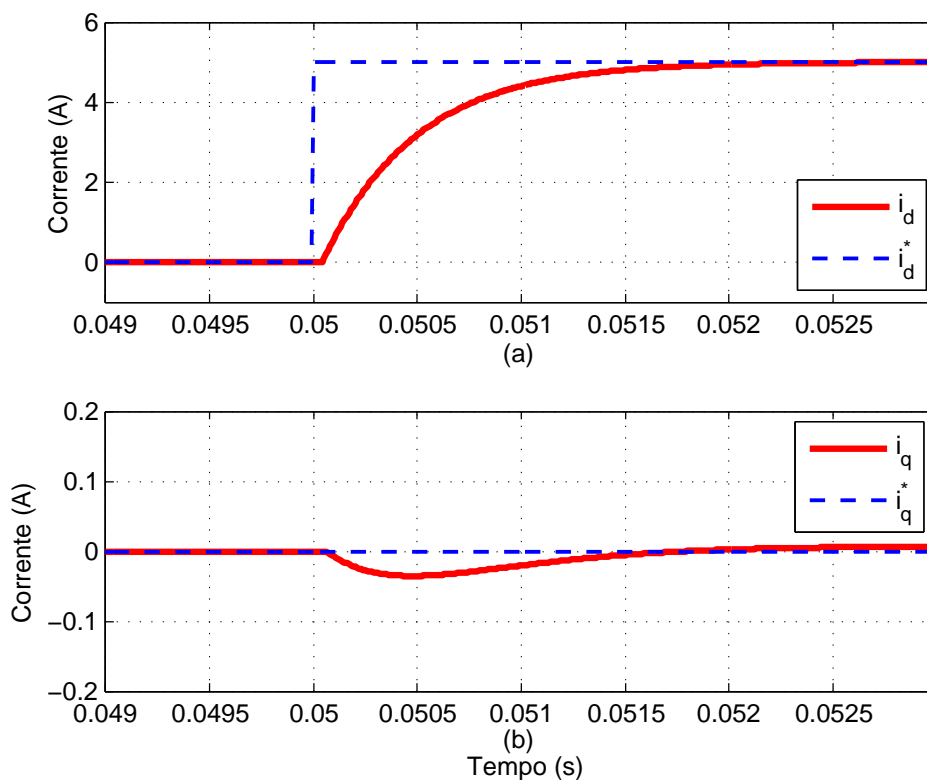


Figura 16: Detalhamento da resposta dos controladores de corrente do lado do inversor.

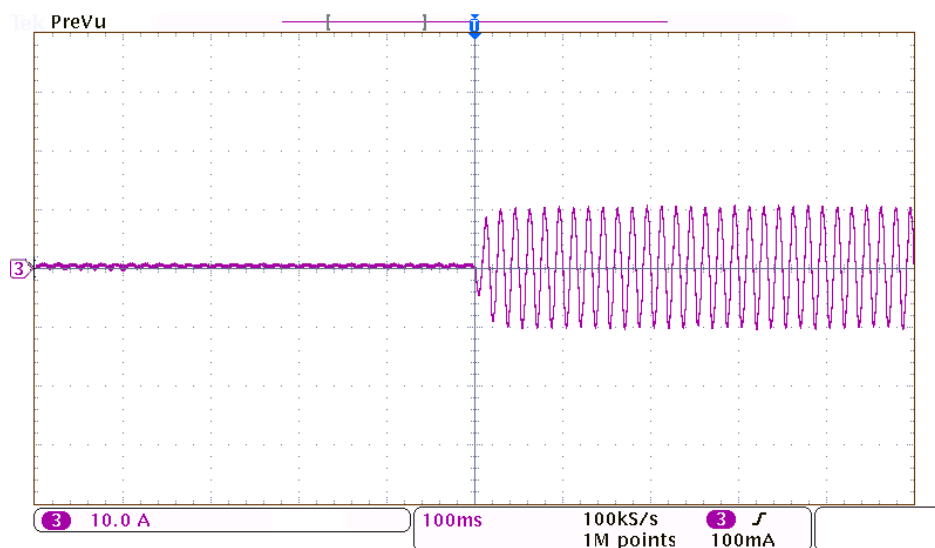


Figura 17: Forma de onda da corrente da fase "a" do VSC para degrau de referência $i_d^* = 10 \text{ A}$ e $i_q^* = 0 \text{ A}$.

i_d^* e i_q^* não estacionários são usados.

Na [Figura 18](#) é mostrado o diagrama de blocos do controlador PI-MRI. Como a transformação de coordenadas (de estacionário para síncrono) desloca a frequência das correntes harmônicas de uma parte do espectro para outra ([ZMOOD; HOLMES &](#)

BODE, 1999), a regulação das correntes sintetizadas pelo VSC, nas coordenadas direta e em quadratura, é realizada por diferentes controladores do tipo integral, cada um sincronizado com a frequência da componente harmônica a ser compensada.

Sabe-se que a parcela média no sistema de coordenadas síncrono, sistema $dq0$, equivale à componente fundamental no sistema de coordenadas naturais, sistema abc . Desta forma, caso seja realizada mais de uma transformação do sinal referenciado ao sistema $dq0$, a frequência do sinal resultante será novamente modificada. Por exemplo, na Figura 18, o erro ε_{dq} está sincronizado com a frequência $\omega = 2\pi f_1$. Caso seja realizada mais uma transformação com o sinal ε_{dq} , para a frequência -6ω , a frequência de referência do sinal de saída é de $(\omega - 6\omega) = -5\omega$. Caso seja adicionado um integrador, após esta última transformação, é possível obter erro nulo em regime permanente para a componente de ordem cinco de sequência negativa, ou seja, -5ω . Caso a transformação seja de 6ω , a frequência de referência resultante é de $(\omega + 6\omega) = 7\omega$ e o integrador é capaz de eliminar o erro em regime permanente da componente 7ω , referenciado ao sistema abc . Outros módulos adicionais podem ser incluídos com o propósito de atenuar outras componentes harmônicas.

Apesar do maior esforço computacional, os integradores adicionais do PI-MRI apresentam uma baixa interferência nas demais frequências a serem compensadas (TEODORESCU; LISERRE & RODRIGUEZ, 2011). Contudo, a medida que a ordem da corrente harmônica a ser compensada aumenta, menor será o número de amostras, quando comparado com a componente fundamental do sinal processado. E ainda, quanto maior for a ordem da harmônica a ser compensada, maior será a influência do atraso de transporte τ_a representado em (3.11). Este atraso deve ser compensado para sinais de corrente com frequência mais altas para evitar um comprometimento da resposta do controlador.

Assim sendo, para compensar os atrasos de amostragem é adicionado o ângulo θ_c nos blocos da Figura 18, associados a compensação dos 11°, 13°, 17° e 19° harmônicos. A seguinte relação foi usada para calcular os valores dos ângulos de compensação necessários,

$$\theta_c = n\omega_1 T_s, \quad (3.15)$$

em que n é o número de períodos de amostragem a serem compensados, ω_1 é a frequência fundamental do sistema e T_s é o período de amostragem.

Com o propósito de comparar a resposta dos controladores PI-SRF e PI-MRI

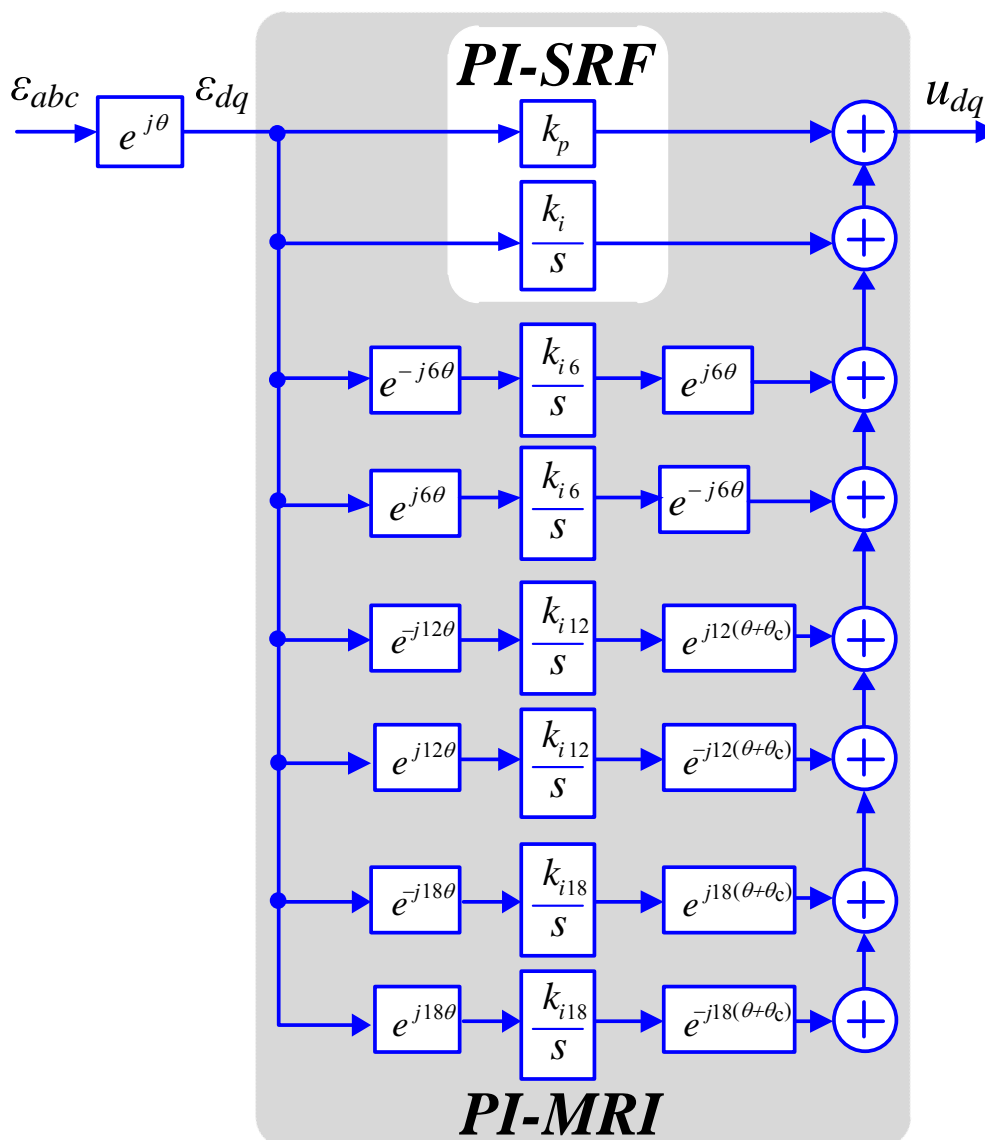


Figura 18: Diagrama de blocos do controlador PI-MRI até a 19^a componente harmônica com compensação de atraso.

ambas as técnicas são testadas para compensar as correntes harmônicas drenadas por uma carga não-linear. Na [Figura 19](#) é apresentada a ilustração de uma carga não-linear, de aproximadamente 3,45 kVA, com fator de potência menor que um. Considerando o modo condicionador de rede, e por meio das medições das correntes da carga, obtêm-se os sinais de referência para os controladores. Na [Figura 20](#) são apresentados os sinais de corrente, referenciados ao sistema $dq0$, com a utilização dos controladores PI-SRF e PI-MRI, respectivamente. Nota-se que ambas as correntes com o controlador PI-SRF apresentam significativa diferença se comparado com os sinais de referência. Com a inclusão dos múltiplos integradores é possível observar um rastreamento mais preciso se comparado com o caso anterior. Quanto maior a ordem do controlador PI-MRI, melhor será a capacidade de rastreamento, contudo maior esforço computacional é requerido.

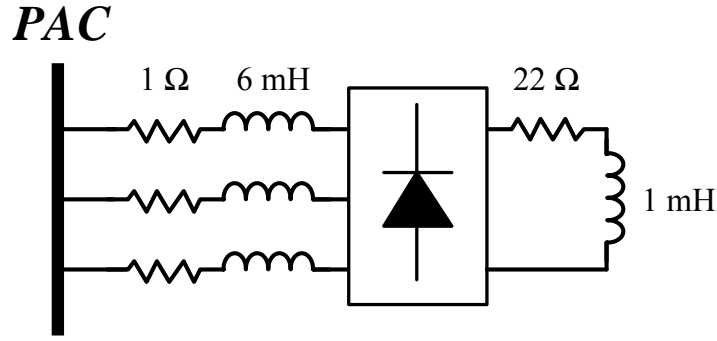


Figura 19: Carga utilizada para verificar a resposta dos controladores PI-SRF e PI-MRI no modo FAP.

A comparação de resposta, em regime permanente, entre o PI-SRF e PI-MRI permite observar uma superioridade do controlador PI-MRI, para tal aplicação. Na implementação do PI-MRI, além do atraso devido à amostragem, há outras partes do sistema que afetam o sinal, como por exemplo, a presença de filtros durante o condicionamento de sinais elétricos dos transdutores de tensão e corrente. Portanto, foram compensados os atrasos de 2 amostras. A seguir, será mostrado como os atrasos introduzidos pelo processo de amostragem tornam o PI-MRI instável quando sinais de frequências elevadas não são compensados.

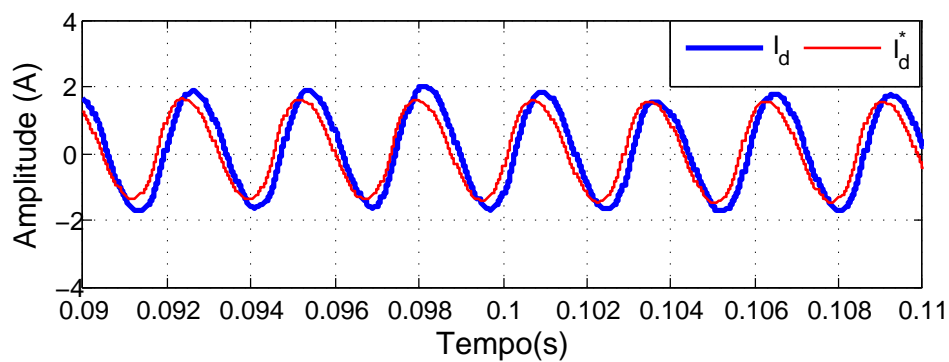
3.3.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTABILIDADE DO PI-MRI

As transformações de coordenadas de $\alpha\beta 0$ para $dq 0$, e vice-versa, afetam as funções de transferência dos controladores de corrente usados para regular as correntes dos conversores (ZMOOD; HOLMES & BODE, 1999). Por exemplo, um controlador PI, projetado para regular sinais nas coordenadas dq , quando é transformado para as coordenadas $\alpha\beta$ passa a ter um par de polos complexos conjugados na frequência de transformação e um zero na origem.

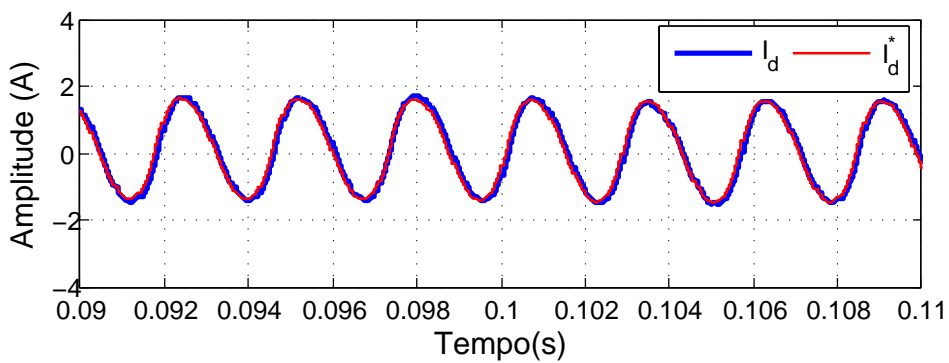
Desse modo, para o PI-MRI exibido na Figura 18 pode-se escrever a mesma função de transferência para ambas as coordenadas, sendo:

$$C_{dq}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + 2 \sum_{\substack{m=1 \\ m \in \mathbb{Z}^+}}^{\infty} \left[K_{i,6m} \left(\frac{s}{s^2 + (6m\omega_1)^2} \right) \right], \quad (3.16)$$

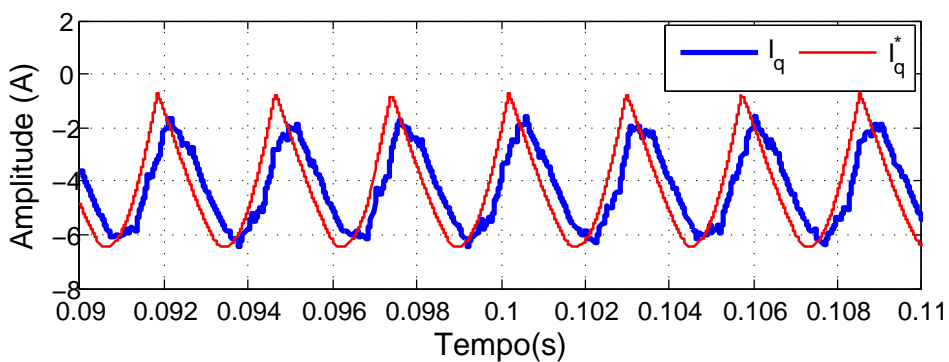
onde m é um número inteiro positivo que representa a ordem dos pares de harmônicos nas coordenadas dq compensados pelos múltiplos integradores. Na prática o limite superior do somatório da expressão anterior limita o harmônico máximo que se deseja compensar.



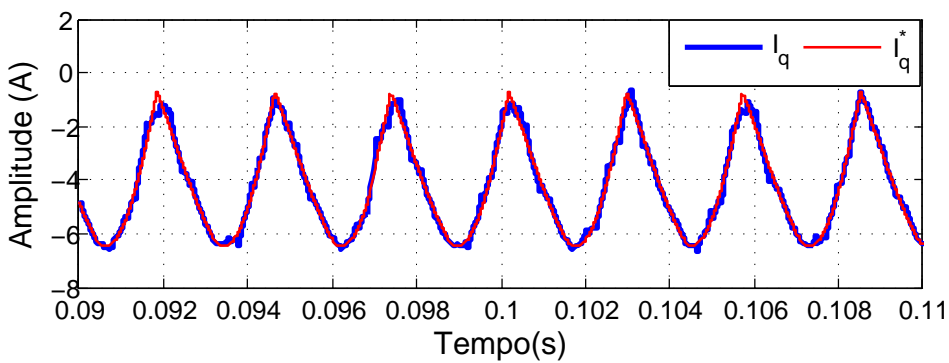
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 20: Formas de onda da corrente de referência e corrente de saída do VSC referenciados ao sistema dq : (a) corrente i_d com PI-SRF; (b) corrente i_d com PI-MRI; (c) corrente i_q com PI-SRF; (d) corrente i_q com PI-MRI.

De (3.16) tem-se que as funções de transferência para o controlador PI-MRI, sem a compensação de atraso, nas coordenadas $\alpha\beta$ são dadas por:

$$C_{\alpha\beta}(s) = K_p + K_i \left(\frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \right) + \sum_h^{\infty} \left[\left(\frac{s \cdot K_{i,h}}{s^2 + (h\omega_1)^2} \right) \right], \quad (3.17)$$

onde $K_{i,h} = K_{i,6m}$; $h = 6m \pm 1$ é a ordem do harmônico no sistema de coordenadas estacionário e $m = 1, 2, 3 \dots$

Compensando o atraso de amostragem pela adição do ângulo θ_c , dado em (3.15), nos blocos dos múltiplos integradores pode-se reescrever (3.17) como se segue,

$$C_{\alpha\beta}(s) = K_p + K_i \left(\frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \right) + \sum_h \left[K_{i,h} \left(\frac{\cos(\theta_c)s - (h\omega_1) \sin(\theta_c)}{s^2 + (h\omega_1)^2} \right) \right], \quad (3.18)$$

A análise de (3.18) mostra que a compensação do atraso de amostragem não altera a posição dos polos, contudo a inclusão dos zeros afeta as margens de fase, margem de ganho e vetor de margem, parâmetros comumente utilizados para analisar a estabilidade do sistema. Pode-se notar que, após a transformação de coordenadas, ocorre um deslocamento no espectro de frequência dos polos do controlador (ZMOOD; HOLMES & BODE, 1999).

O projeto e análise da estabilidade de sistemas mais complexos, com polos ressonantes de alta frequência na função de transferência em malha aberta, pode ser facilitada através do uso do diagramas de Nyquist. Apesar da análise através do Diagrama de Bode apresentar bom resultado para sistemas cuja resposta em frequência decai monotonicamente, esta ferramenta pode levar a análises ambíguas para controladores com múltiplas frequências de ressonância como é o caso do controlador PI-MRI, cujas curvas de ganho e fase podem cruzar mais de uma vez a referências de 0 dB e 180°, respectivamente (ERICKSON & MAKSIMOVIC, 2007; YEPES et al., 2011; ALMEIDA et al., 2015).

A partir do diagrama de Nyquist pode-se definir o vetor de margem, dado pelo inverso do valor máximo da função de sensibilidade. O vetor de margem corresponde a menor distância da trajetória no plano de Nyquist do ponto crítico $(-1, 0)$, sendo portanto, uma indicação mais confiável da estabilidade do sistema (FRANKLIN; POWELL & EMAMI-NAEINI, 1988). Aström e Murray (2008) sugerem uma faixa para o valor do vetor entre 0,5 e 0,8 com objetivo de garantir uma distância segura ao ponto crítico e uma resposta transitória amortecida.

Assim sendo, pelo exposto, usa-se como critério de projeto o vetor de margem para determinar os ganhos dos múltiplos integradores do PI-MRI. O atraso de amostragem presente na planta será representado pela aproximação de Padé de primeira ordem (FRANKLIN; POWELL & EMAMI-NAEINI, 1988).

Para as parcelas que não necessitaram de compensação de atraso utilizou-se o mesmo valor do ganho da parcela integral do PI-SRF. Contudo, para as parcelas que necessitaram de compensação de atraso de amostragem, foi necessário a redução do ganho integral de forma a atender a condição de estabilidade. No caso em que houve a necessidade da redução do ganho integral, estes parâmetros foram definidos de forma a manter o valor do vetor de margem (η) dentro dos limites sugeridos anteriormente.

Na Figura 21 (a) é apresentado o diagrama de Nyquist da função de transferência em malha aberta sem a compensação de atraso de amostragem. A trajetória do sistema não engloba o ponto crítico $(-1,0)$, condição que caracteriza um sistema estável. Contudo, o vetor de margem é muito pequeno ($\eta = 0,25$) que significa que a malha de controle tem uma margem de estabilidade deficiente e que portanto sua resposta pode apresentar oscilações (ERICKSON & MAKSIMOVIC, 2007; ALMEIDA et al., 2015).

Na Figura 21 (b) é apresentado o diagrama de Nyquist da função de transferência em malha aberta com os mesmos ganhos utilizados na Figura 21 (a), porém aqui é feita a compensação de atraso de amostragem. Como pode ser observado, a compensação do atraso de amostragem aumenta a distância entre a trajetória do sistema e o ponto crítico. Com a compensação do atraso de amostragem, o vetor de margem aumentou para 0,5, deixando o sistema com uma aceitável margem de estabilidade (ASTRÖM & MURRAY, 2008).

Utilizando os mesmos parâmetros apresentados na Tabela 2, a Figura 22 apresenta a corrente de saída de uma das fases do inversor durante o funcionamento como Alimentador de rede. Para o resultado apresentado na Figura 22 (a) utiliza-se o controlador PI-SRF, enquanto que na Figura 22 (b) aplica-se o controlador PI-MRI. Neste cenário também é possível observar que a resposta do controlador PI-MRI possui menor distorção de corrente.

A análise da redução do conteúdo harmônico é apresentada de forma mais clara pela Figura 23, em que é possível observar a melhora na forma de onda de corrente com o uso do PI-MRI. O uso do controlador PI-SRF não é capaz de atender aos limites recomendados, pois parâmetros não modelados do protótipo experimental degradaram significativamente a qualidade da energia fornecida. Apenas com o uso do controlador

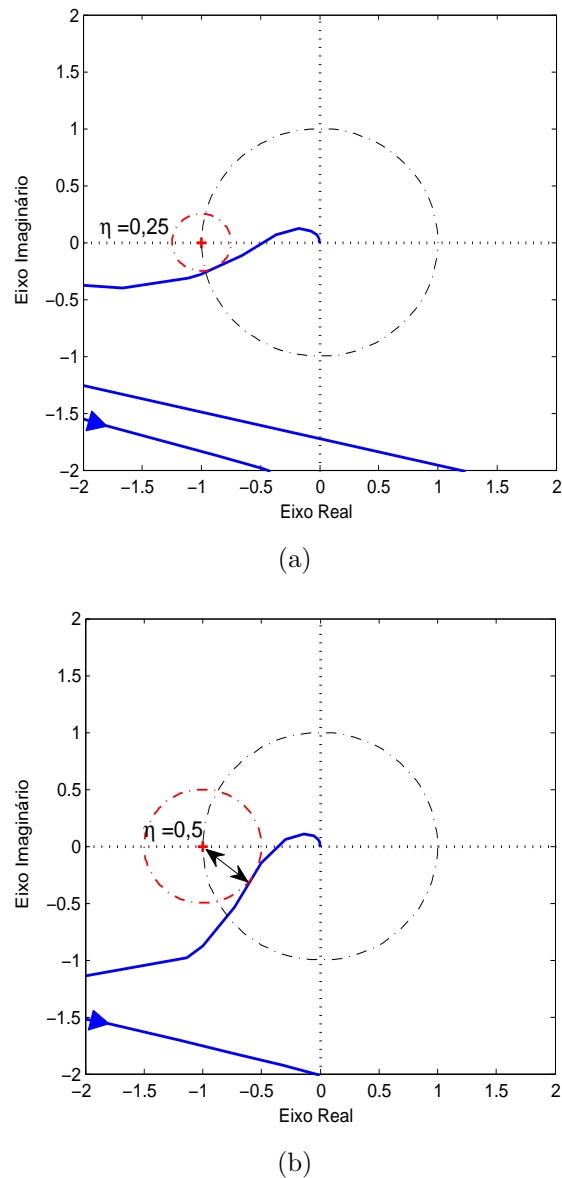
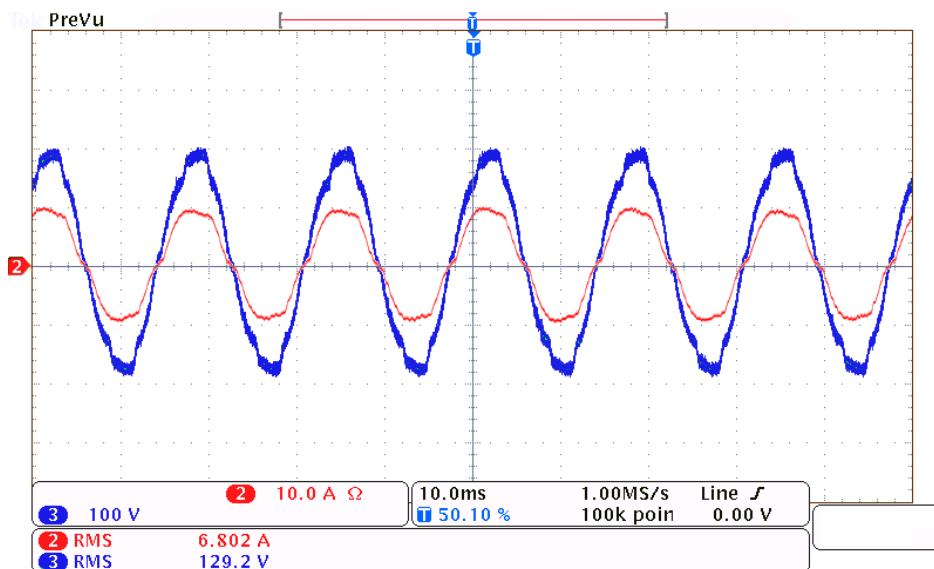


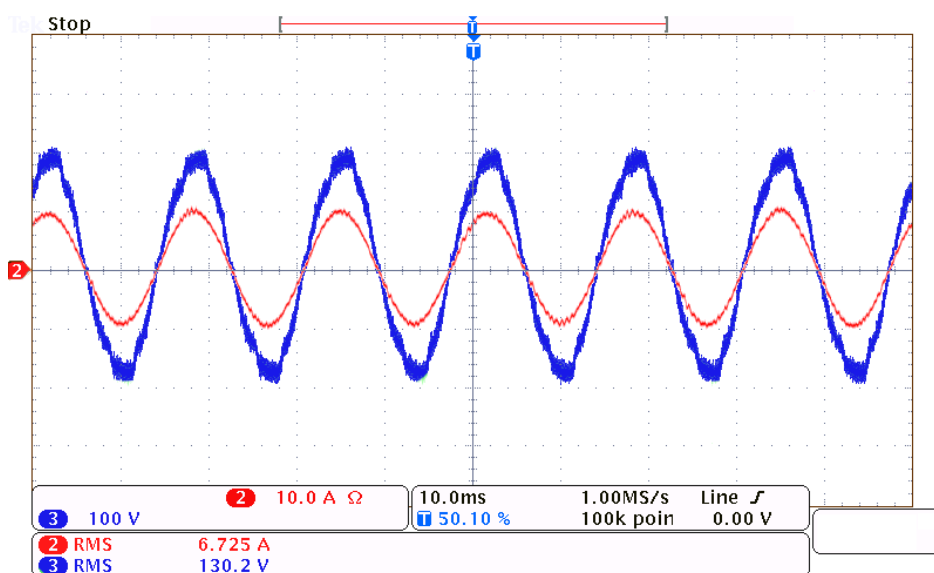
Figura 21: Diagrama de Nyquist para os mesmos ganhos dos controladores: (a) sem compensação de atraso de amostragem; (b) com compensação de atraso de amostragem.

PI-MRI é possível atender aos limites recomendados pela IEEE Std 1547-2008 (IEEE, 2011). Devido a nítida superioridade para o controle da forma de onda de corrente do PI-MRI em relação ao PI-SRF, para os outros modos de funcionamento, apenas os resultados com PI-MRI serão exibidos.

Um outro caso para análise do controlador PI-MRI é no modo condicionador de rede, em que o VSC de interface é responsável por compensar as correntes harmônicas drenadas por uma carga não-linear. A Figura 24 apresenta a carga não-linear de aproximadamente 1,9 kVA, composta por um retificador trifásico não controlado alimentando uma carga RL no lado CC e um motor de indução de 1 cv.



(a)



(b)

Figura 22: Formas de onda da tensão (Canal 3) e corrente da fase (Canal 2) “a” para o VSC injetando potência ativa na rede CA: (a) controlador PI-SRF ($THD_i = 8,1\%$); (b) controlador PI-MRI ($THD_i = 1,7\%$).

Na Figura 25 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente na fase “a” da rede e da corrente drenada pela carga. Nota-se a correção da defasagem entre tensão e corrente, caracterizando a compensação da potência reativa. Esta afirmação é comprovada pela análise da Figura 26, em que são exibidos os espectros harmônicos das correntes da fase “a” das correntes apresentadas anteriormente. Pode-se notar a atenuação das componentes harmônicas, bem como da redução da magnitude da corrente fundamental, devido a compensação da potência reativa.

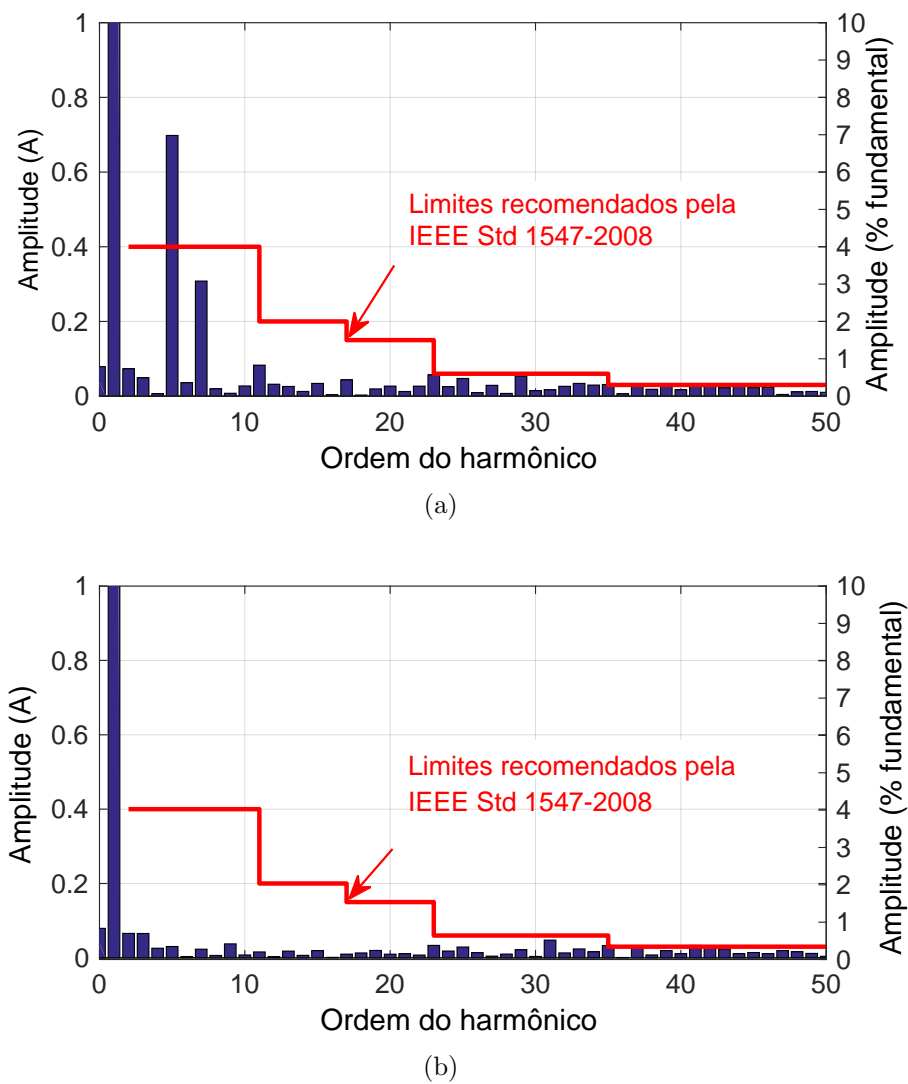


Figura 23: Espectro harmônico da corrente da fase “a” injetada na rede CA: (a) PI-SRF; (b) PI-MRI.

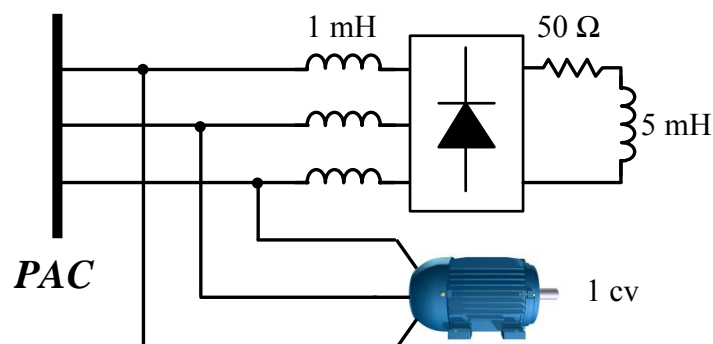


Figura 24: Carga utilizada para verificar o resultado experimental do controladores PI-MRI no modo condicionador de rede.

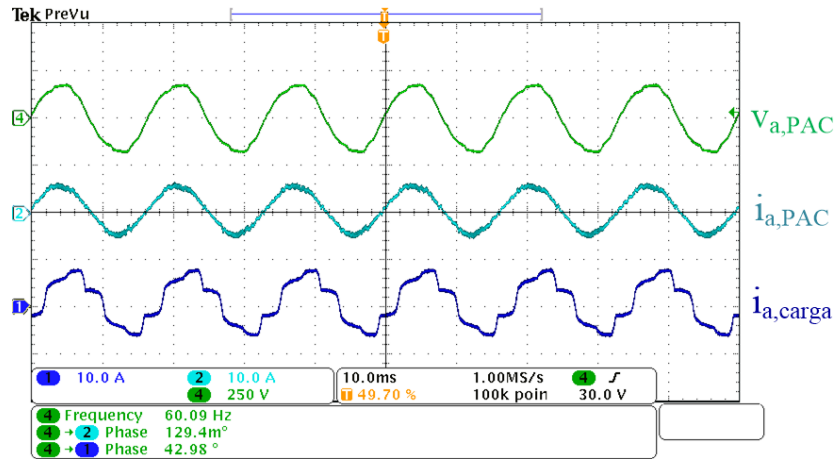


Figura 25: Formas de onda da fase “a” no modo Condicionador de rede. Tensão no PAC (Canal 4), corrente da rede (Canal 2) ($THD_i = 3,48\%$) e corrente da carga (Canal 1) ($THD_i = 19,69\%$).

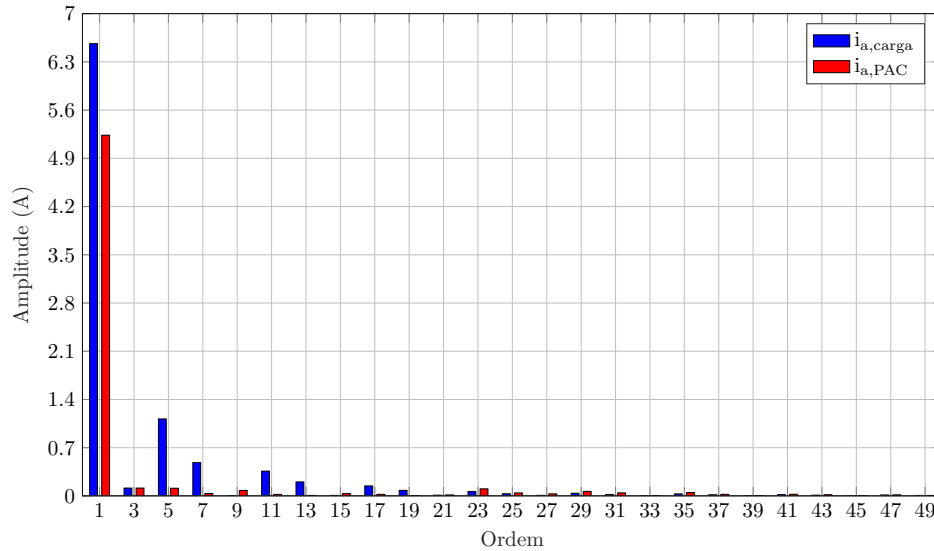


Figura 26: Espectro harmônico da corrente da carga (em azul) e da rede de distribuição (em vermelho).

3.4 PROJETO DOS CONTROLADORES DE TENSÃO CA NO SISTEMA DE COORDENADAS SÍNCRONO

Quando o intertravamento exibido na Figura 11 estiver na posição 1, o GMG e a rede secundária de eletricidade não alimentam, diretamente, o barramento das cargas. Portanto, o VSC de interface deve ser controlado no modo formador de rede. Neste modo de operação o controlador de tensão CA deve regular a amplitude e a frequência da tensão no PAC, ou seja, no barramento onde estão conectadas as cargas. A regulação da tensão CA é realizada através dos sinais de referência V_{sd}^* e V_{sq}^* enquanto que a frequência pode ser definida atribuindo um valor constante para ω .

Do diagrama da [Figura 13](#), pode-se projetar duas malhas externas para controlar as variáveis V_{sd} e V_{sq} , as quais possuem um acoplamento cruzado entre as variáveis de eixo direto e quadratura, respectivamente ([YAZDANI & IRAVANI, 2010](#)). Considerando o desacoplamento das tensões de eixo direto e quadratura obtém-se as relações abaixo para as correntes de referência i_d^* e i_q^* :

$$\begin{cases} i_d^* = u_{sd} - C_f(\omega V_{sq}) + i_{\ell d} \\ i_q^* = u_{sq} + C_f(\omega V_{sd}) + i_{\ell q} \end{cases} \quad (3.19)$$

onde C_f é o capacitor de filtro de saída do VSC; $i_{\ell d}$ e $i_{\ell q}$ são as correntes de eixo direto e em quadratura drenadas pelas cargas, respectivamente.

A partir de [\(3.13\)](#) tem-se que o comportamento dinâmico das correntes i_d e i_q em função dos valores de referência são dados por:

$$\begin{cases} i_d = i_d^* G_{i,MF} = i_d^* \left(\frac{1}{1 + \tau_i s} \right) \\ i_q = i_q^* G_{i,MF} = i_q^* \left(\frac{1}{1 + \tau_i s} \right) \end{cases} \quad (3.20)$$

Tendo em mente o circuito da [Figura 13](#), pode-se escrever as seguintes relações para a tensão do barramento das cargas:

$$\begin{cases} sC_f V_{sd} = i_d + V_{sq} \omega C_f - i_{\ell d} \\ sC_f V_{sq} = i_q - V_{sd} \omega C_f - i_{\ell q} \end{cases} \quad (3.21)$$

Desta forma, substituindo [\(3.20\)](#) em [\(3.21\)](#):

$$\begin{cases} sC_f V_{sd} = C_f [1 - G_{i,MF}(s)] \mathcal{L}\{\omega V_{sq}\} + u_{sd} G_{i,MF}(s) - [1 - G_{i,MF}(s)] i_{\ell d} \\ sC_f V_{sq} = -C_f [1 - G_{i,MF}(s)] + u_{sq} G_{i,MF}(s) \mathcal{L}\{\omega V_{sd}\} - [1 - G_{i,MF}(s)] i_{\ell q} \end{cases} \quad (3.22)$$

onde $\mathcal{L}\{\cdot\}$ representa o operador da transformada de Laplace.

Assumindo que a função de transferência em malha fechada $G_{i,MF}$ apresenta um ganho unitário na frequência de controle da tensão do barramento, [\(3.22\)](#) pode ser simplificada como se segue:

$$\begin{cases} \frac{V_{sd}(s)}{U_{sd}(s)} = G_{i,MF}(s) \left(\frac{1}{sC_f} \right) \\ \frac{V_{sq}(s)}{U_{sq}(s)} = G_{i,MF}(s) \left(\frac{1}{sC_f} \right) \end{cases} \quad (3.23)$$

onde U_{sd} e U_{sq} são as entradas de dois sistemas desacoplados cujas saídas são V_{sd} e V_{sq} , respectivamente.

A [Figura 27](#) apresenta o diagrama de blocos simplificado no modo formador de rede a partir de (3.23).

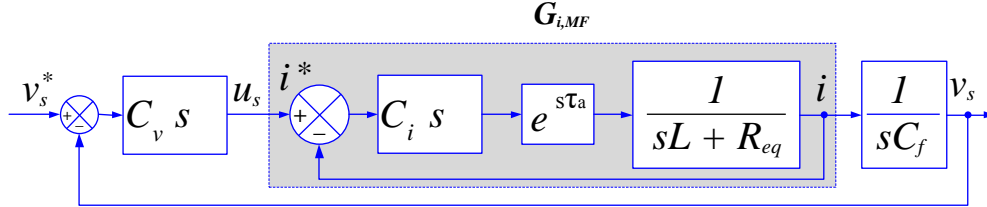


Figura 27: Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão CA.

3.4.1 DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DO CONTROLADOR DE TENSÃO

Visto que a dinâmica dos controladores de tensão dos dois eixos são semelhantes, o mesmo procedimento para obtenção dos parâmetros do controlador será adotado. A malha de controle apresenta um polo em $s = 0$ e outro em $s = -\tau_i^{-1}$. Para um sistema deste tipo, um simples controlador PI pode ser aplicado para garantir uma rápida regulação e erro nulo em regime permanente. Assumindo a utilização de um PI, $C_v(s) = k_v \left(\frac{s+\lambda}{s} \right)$, na regulação da tensão CA, a função de transferência em malha aberta da [Figura 27](#), para baixas frequências, é dada por:

$$G_{MA,v} = \frac{k_v}{\tau_i C_f} \left(\frac{s + \lambda}{s + \tau_i^{-1}} \right) \frac{1}{s^2}. \quad (3.24)$$

Em baixas frequências, $\angle G_{MA,v} \approx -180^\circ$ devido aos dois polos presentes na origem. Se $\lambda < \tau_i^{-1}$, então $\angle G_{MA,v}$ é incrementada até um máximo valor δ_{max} , na frequência ω_{max} . Sendo assim, δ_{max} e ω_{max} são dados por:

$$\delta_{max} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{1 - \tau_i \lambda}{1 + \tau_i \lambda} \right), \quad \text{e}, \quad \omega_{max} = \sqrt{\lambda \tau_i^{-1}}. \quad (3.25)$$

Se a frequência de cruzamento ω_c for escolhida igual a ω_{max} , então δ_{max} será a margem de fase (MF) da função de transferência em malha aberta. Assim, para garantir esta condição o ganho proporcional k_v em (3.24), deve satisfazer a condição $|\ell(j\omega_c)| = |\ell(j\omega_{max})| = 1$ (YAZDANI & IRAVANI, 2010), resultando em,

$$k_v = C_f \omega_c. \quad (3.26)$$

A função de transferência em malha fechada $G_{MF,v}(s)$ será de terceira ordem com um dos polos em $s = -\omega_c$. A alocação dos outros dois polos será dada em função da margem de fase escolhida, que tipicamente, é ajusta entre 45° e 70° (RASHID, 2010).

Uma escolha interessante para a margem de fase (MF) é $\delta_{max} = 53^\circ$. Nesta condição os três polos são alocados em $s = -\omega_c$. Na Figura 28 é mostrado o Diagrama de Nyquist para o controlador de tensão CA com Margem de Fase igual a 53° . Nota-se que a escolha do controlador de corrente, PI-SRF ou PI-MRI, não afeta significativamente a MF do sistema. Além disso, o controlador de corrente pouco afetou o valor do pico de sensibilidade, com o PI-SRF $\eta = 0,71$, enquanto que com o PI-MRI $\eta = 0,7$.

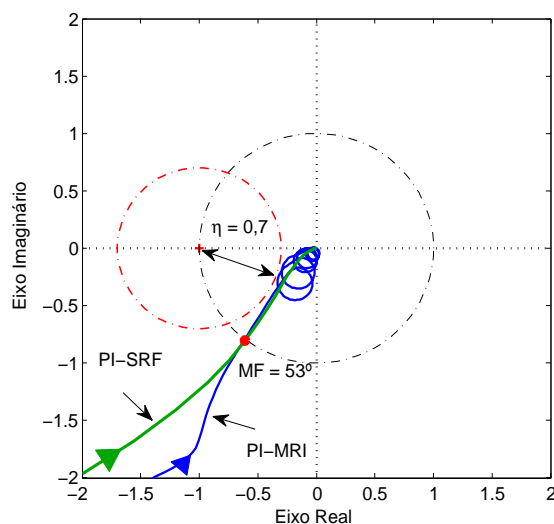


Figura 28: Diagrama de Nyquist para o controlador de tensão CA, com margem de fase projetado para 53° utilizando o PI-SRF e PI-MRI na malha de controle de corrente.

Os parâmetros utilizados para esta análise são os mesmos descritos na Tabela 2. A Figura 29 apresenta a resposta da malha de controle da tensão CA para uma variação instantânea do sinal de referência de eixo direto v_d^* de 0 para 180 V em $t = 0,01$ s. Pode-se observar na Figura 29 (a) um sobressinal de 25% na tensão de eixo direto v_d . Novamente é possível perceber a influência do acoplamento entre as dinâmicas, visto que uma variação na malha de controle de eixo direto interfere na malha de controle do eixo em quadratura. Contudo, as malhas de desacoplamento garantem que a interferência entre os sinais de eixo direto e em quadratura é minimizada.

Na Figura 30 é ilustrado o desempenho dinâmico das malhas internas de corrente. Os sinais das correntes de referência são fornecidas pelos controladores de tensão CA. Os resultados apresentados possibilita observar funcionamento esperado das malhas de controle do inversor

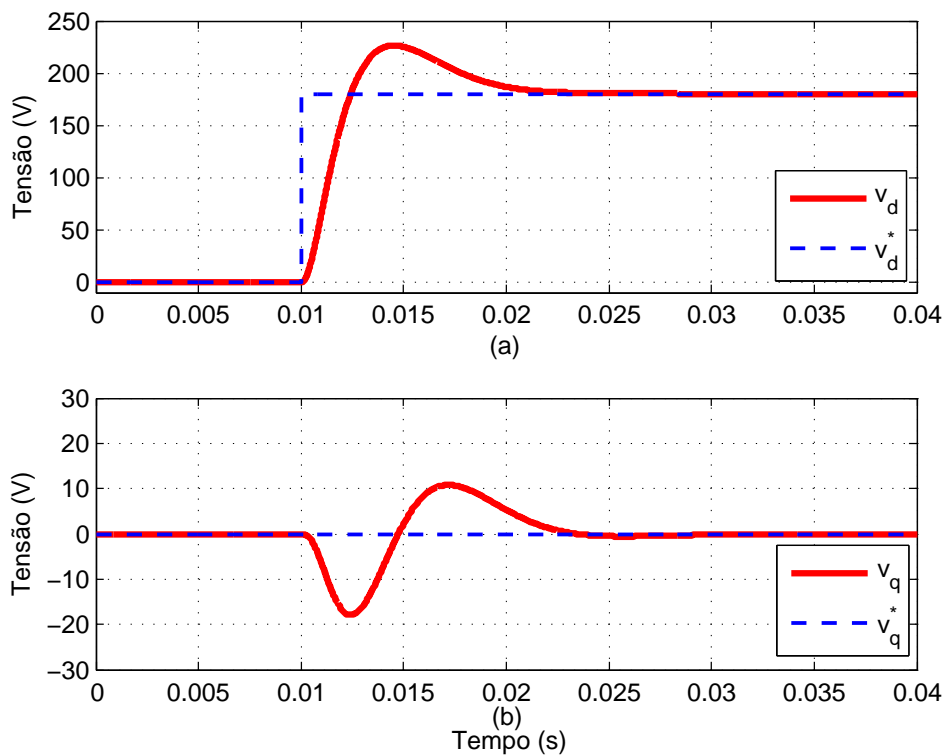


Figura 29: Resposta ao degrau das malhas de controle da tensão CA: (a) Tensão de eixo direto; (b) Tensão de eixo em quadratura.

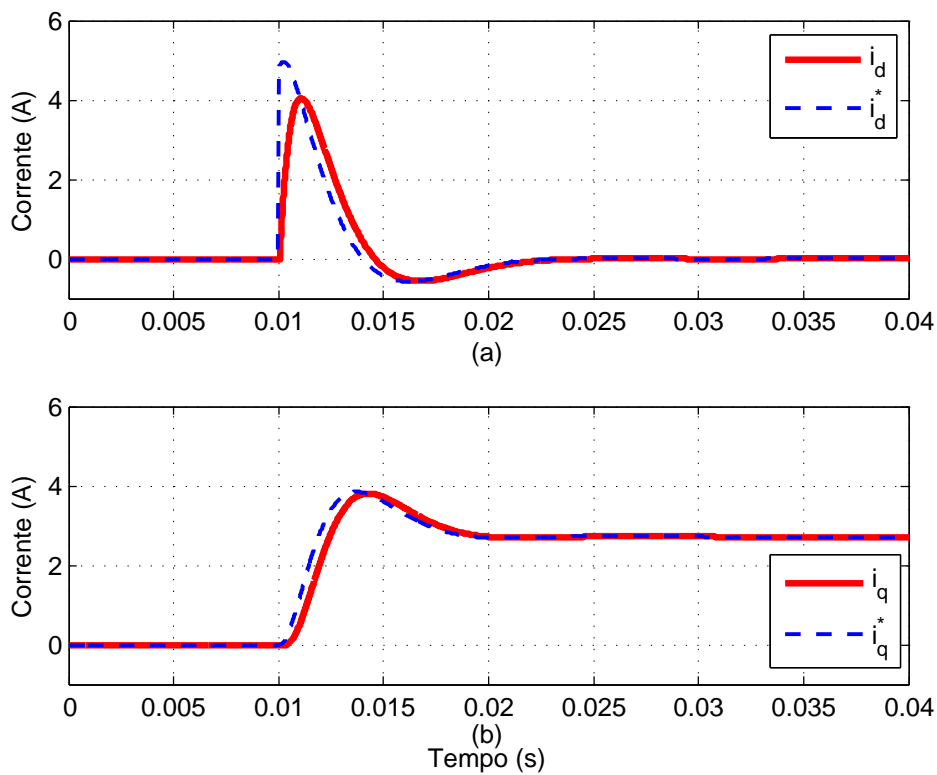


Figura 30: Resposta ao degrau das malhas internas de corrente: (a) Corrente de eixo direto; (b) Corrente de eixo em quadratura.

A Figura 31 apresenta o conjunto de cargas utilizadas no modo formador de rede. Inicialmente, o VSC está alimentando uma carga RL trifásica, e em seguida, inclui-se um retificador trifásico. A Figura 32 apresenta as formas de onda, de uma das fases,

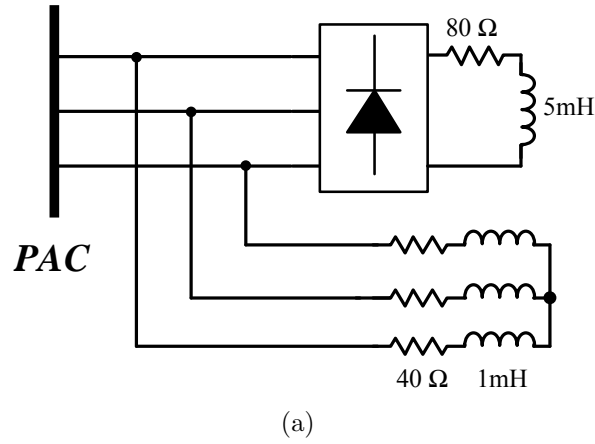


Figura 31: Cargas utilizadas no modo Formador de rede.

da tensão CA e corrente de carga. A parte de cima da imagem apresenta um intervalo de tempo de aproximadamente dez segundos, enquanto que na parte de baixo, detalha-se um intervalo de tempo menor, permitindo analisar o funcionamento do sistema. Os valores de tensão de referência e a frequência usados são: $v_d^* = 180$, $v_q^* = 0$ e $\omega = 377\text{rad/s}$.

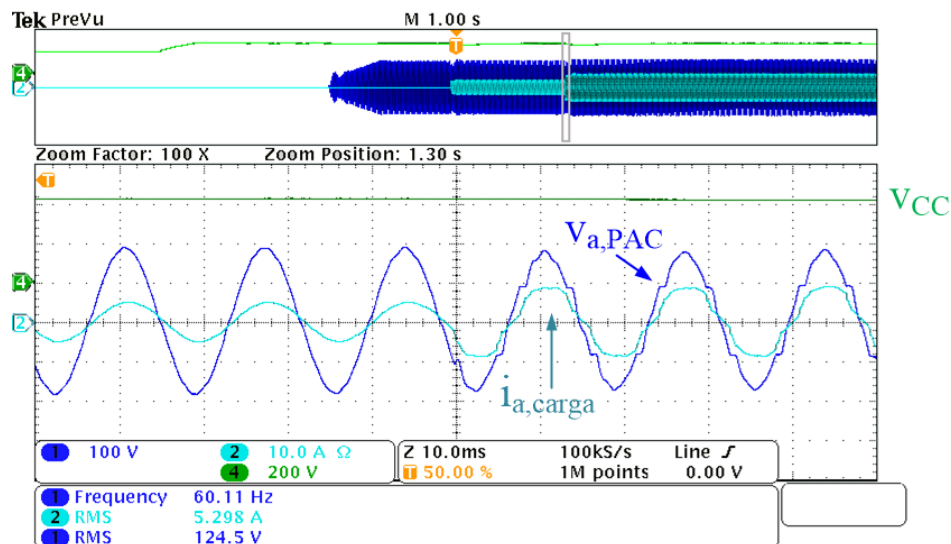


Figura 32: Formas de onda de tensão (Canal 1), corrente da carga(Canal 2) e tensão CC (Canal 4) no modo formador de rede alimentando carga RL com inclusão de carga não-linear.

Neste resultado não é utilizado a medição de correntes na carga, e consequentemente, a ação *feed-forward* de corrente de carga i_l . Observa-se que a frequência e

amplitude estão reguladas conforme esperado, contudo, a forma de onda da tensão é fortemente modificada após a inclusão da carga não-linear. Este problema se deve ao fato de que o regulador de tensão CA não é capaz de fornecer a corrente de referência correta para a malha interna. Além disso, após cada conexão de carga a resposta transitória da tensão CA apresenta um afundamento de tensão significativo.

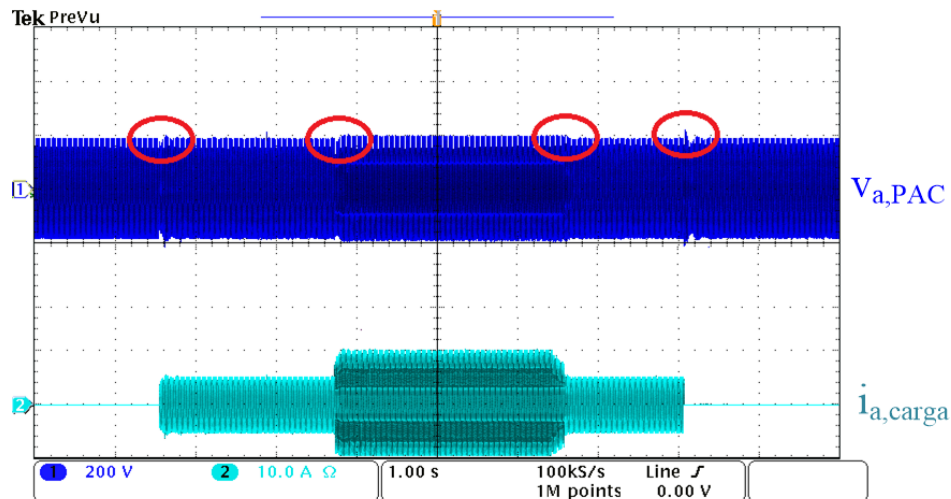
A [Figura 33](#) apresenta o comportamento da tensão CA durante a inclusão e remoção de cargas. No primeiro evento destacado há a inclusão da carga RL linear, enquanto que no segundo, conecta-se uma carga não-linear. O terceiro e quarto evento destacado são a remoção da carga não-linear e linear, respectivamente.

A partir dos resultados apresentados, a não inclusão da corrente da carga faz com que o modo formador de rede seja muito sensível ao tipo de carga conectada. A [Figura 34](#) apresenta o diagrama esquemático apresentado na [Figura 27](#) com a inclusão da corrente de carga. A partir do diagrama esquemático apresentado na [Figura 34](#) pode-se obter a função de transferência da tensão de saída v_s em função da corrente da carga i_l , conforme o Diagrama de Bode exibido na [Figura 35](#). Para a obtenção desta função de transferência, desconsidera-se a ação *feed-forward* da corrente da carga. Observa-se que caso a corrente da carga contenha componentes de frequência entre 1 Hz e 4 kHz este sinal é amplificado. Por este motivo a tensão de saída do conversor é tão sensível ao tipo de carga conectada.

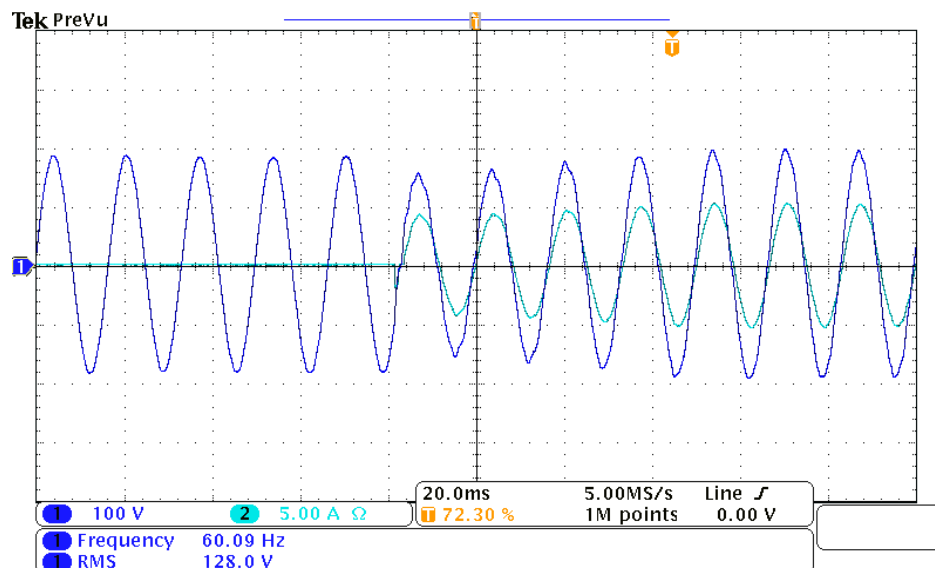
Para melhorar a resposta dinâmica no modo formador de rede é utilizada a medição das correntes da carga i_l como ação *feed-forward*. Esta ação permite compensar a influência das correntes da carga sem a modificação do tipo de controlador. A [Figura 36](#) apresenta a tensão CA e a corrente da carga com a inclusão da ação *feed-forward* de corrente da carga. É possível observar que a inclusão da medição da corrente da carga e dos múltiplos integradores presente no controlador de corrente apresentam um funcionamento satisfatório, pois mesmo com a carga apresentando grande conteúdo harmônico, a tensão CA apresenta baixa distorção. A [Figura 37](#) exibe o espectro de frequência da tensão CA neste caso.

3.4.2 ESTIMAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA

A medição de corrente na carga resulta no aumento do número de sensores de corrente, elevando o custo da estrutura. Em [Yazdani e Iravani \(2010\)](#) é apresentado um método para estimação da corrente da carga, contudo, é necessário conhecer os parâmetros da carga. Uma solução para a estimação da corrente drenada pelas cargas



(a)



(b)

Figura 33: Formas de onda de tensão (Canal 1) e corrente da carga (Canal 2) durante a conexão e desconexão de cargas no modo formador de rede: (a) Destaque para o afundamento de tensão após a mudança de cargas; (b) Detalhamento de uma inclusão de carga.

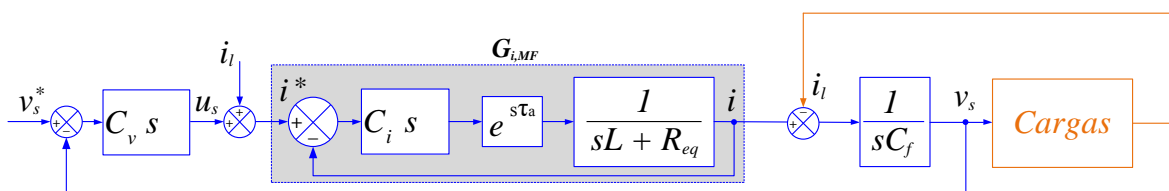


Figura 34: Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão CA com a inclusão da corrente de carga i_l .

que independe do perfil de carga conectada ao sistema pode ser feita a partir da análise da Figura 38, em que apenas a corrente de saída do conversor e a tensão no PAC

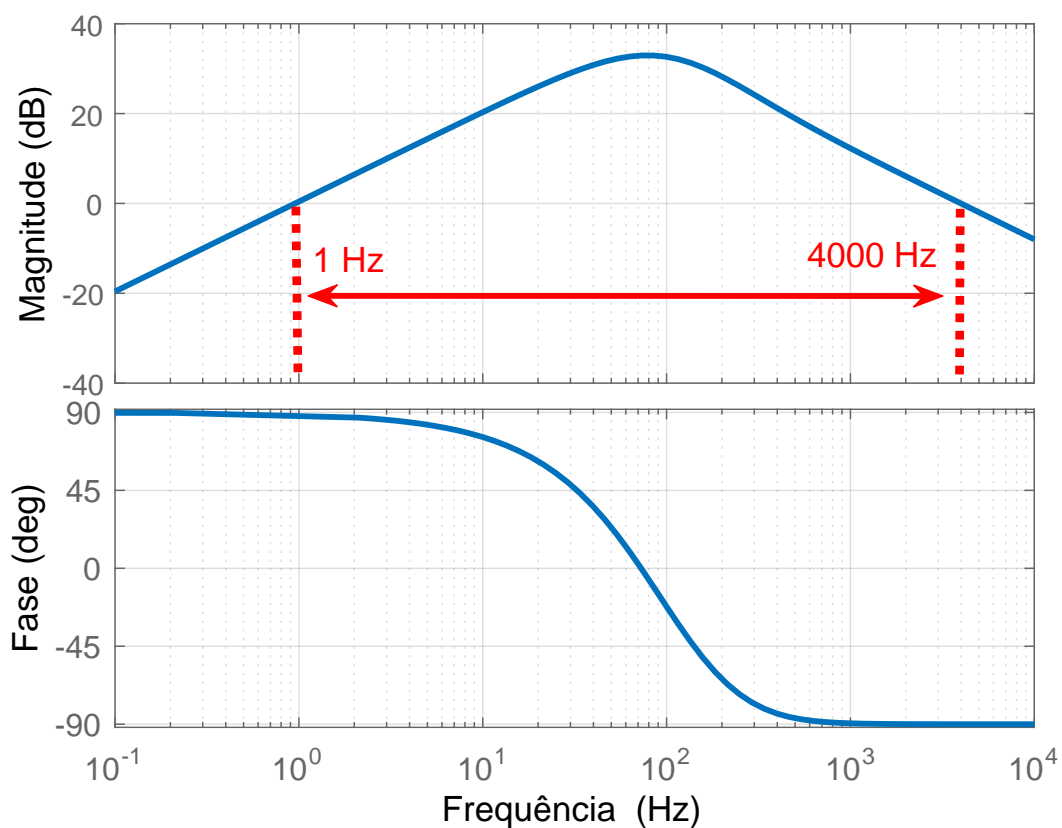


Figura 35: Resposta em frequência da tensão de saída v_s em função da corrente de carga i_l .

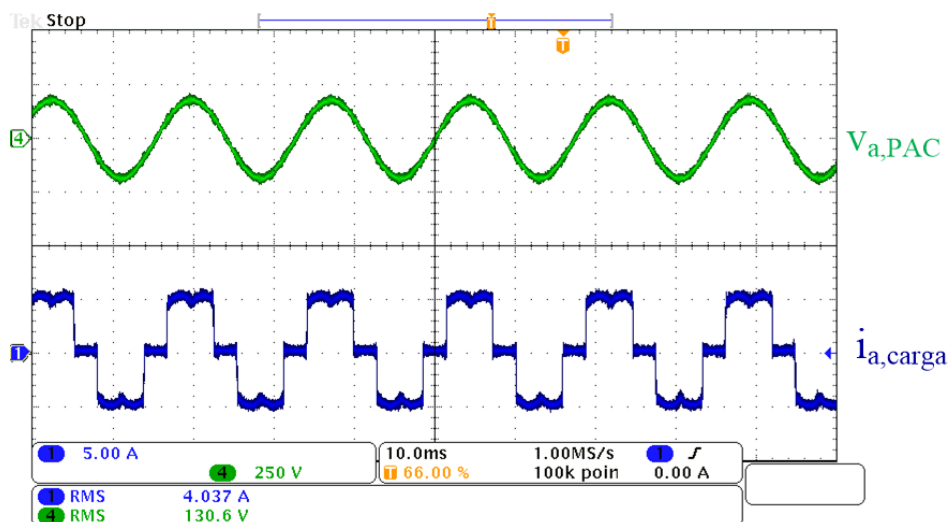


Figura 36: Formas de onda da Tensão CA ($THD_v = 1,2\%$) (Canal 4) e corrente da fase “a” (Canal 1), alimentando carga não-linear equilibrada.

são utilizadas. Considerando apenas a componente fundamental de tensão e corrente, pode-se escrever as seguintes relações para cada fase:

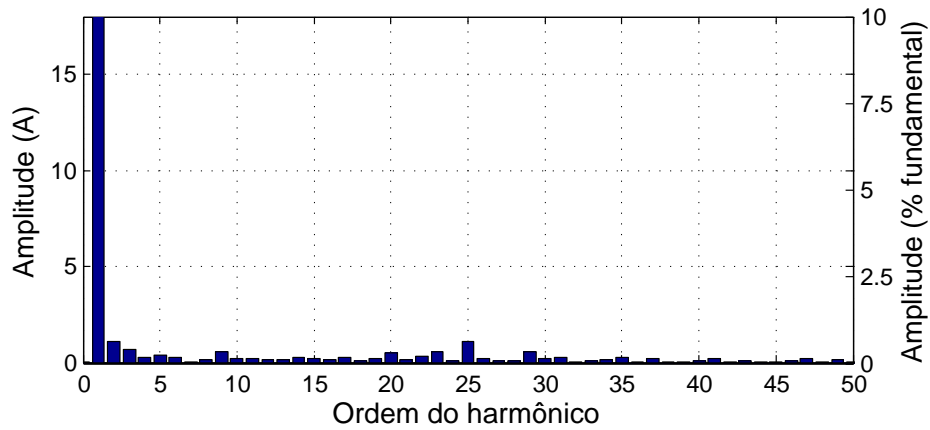


Figura 37: Espectro harmônico de tensão da fase “a”.

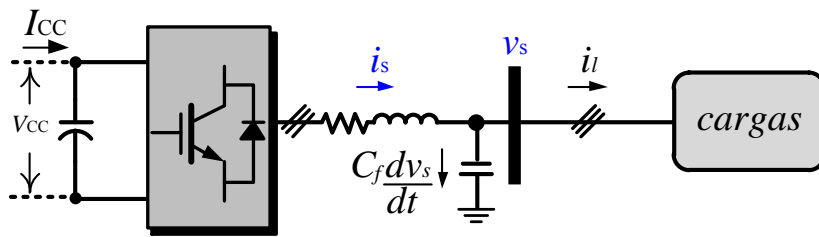


Figura 38: Diagrama esquemático no modo formador de rede destacando, em azul, os sinais de tensão e corrente medidos para a estimação da corrente da carga.

$$\begin{cases} i_{sa} = C_f \frac{dv_{sa}}{dt} + i_{la} \\ i_{sb} = C_f \frac{dv_{sb}}{dt} + i_{lb} \\ i_{sc} = C_f \frac{dv_{sc}}{dt} + i_{lc} \end{cases} \quad (3.27)$$

Multiplicando (3.27) por $\frac{2}{3}e^{j0}$, $\frac{2}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $\frac{2}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$, respectivamente, pode-se reescrever na forma compacta, como:

$$\vec{\mathbf{i}}_s = C_f \frac{d\vec{\mathbf{v}}_s}{dt} + \vec{\mathbf{i}}_l, \quad (3.28)$$

em que \mathbf{i}_s , \mathbf{v}_s e \mathbf{i}_l são os fasores espaciais da corrente de saída do VSC, tensão no PAC e corrente da carga, respectivamente. A constante $\frac{2}{3}$ é incluída para garantir invariância em amplitude.

Multiplicando os fasores espaciais de (3.28) por $(e^{j\rho} \cdot e^{-j\rho})$, obtêm-se os fasores espaciais em função de suas componentes dq conforme segue:

$$e^{j\rho} \vec{\mathbf{i}}_{dq} = C_f \frac{d(e^{j\rho} \vec{\mathbf{v}}_{s,dq})}{dt} + e^{j\rho} \vec{\mathbf{i}}_{l,dq}. \quad (3.29)$$

Expandindo a derivada e multiplicando (3.29) por $e^{-j\rho}$:

$$\begin{cases} i_d = C \frac{dV_{sd}}{dt} - C \frac{d\rho}{dt} V_{sq} + i_{\ell d} \\ i_q = C \frac{dV_{sq}}{dt} + C \frac{d\rho}{dt} V_{sd} + i_{\ell q} \end{cases} \quad (3.30)$$

Isolando a corrente da carga e fazendo a transformada de Laplace de (3.30), têm-se:

$$\begin{cases} i_{\ell d} = i_d - sC_f V_{sd} + C_f \omega V_{sq} \\ i_{\ell q} = i_q - sC_f V_{sq} + C_f \omega V_{sd} \end{cases} \quad (3.31)$$

A primeira parcela de (3.31), i_d e i_q , referem-se as próprias correntes de saída do conversor, $sC_f V_{sd}$ e $sC_f V_{sq}$ são as correntes dos capacitores de filtro, obtidas através da medição da tensão no PAC e do conhecimento do valor da capacitância de filtro. As parcelas $V_{sq}\omega C_f$ e $V_{sd}\omega C_f$ referem-se ao desacoplamento entre as coordenadas dq . Desta forma, utilizando (3.31), é possível estimar a corrente drenada pela carga sem a necessidade de conhecer nenhum parâmetro da carga e sem o aumento do número de sensores.

É importante mencionar que há necessidade de realizar a derivada da tensão para obtenção da corrente do capacitor. Contudo, visto que as tensões V_{sd} e V_{sq} têm características estacionárias, é possível aplicar um filtro passa-baixas com uma largura de banda grande, antes da realização da derivada, atenuando assim os ruídos provenientes da comutação, ou até mesmo, de algum outro elemento do sistema que possa deteriorar o seu funcionamento, quando implementado em bancada experimental, sem comprometer a resposta transitória do sistema.

Uma outra solução consiste em limitar o valor obtido após a derivada da tensão do PAC. Neste trabalho a derivada da tensão no PAC é obtida, de forma discreta, utilizando Euler Regressivo, em que a sua equação de diferenças pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{dV_s}{dt} \approx \frac{V_s[n] - V_s[n-1]}{T_a} \quad (3.32)$$

em que $V_s[n]$ e $V_s[n-1]$ são as tensões no PAC no estado atual e atrasado de um período de amostragem, respectivamente; T_a é o período de amostragem. Um limitador é introduzido para que a máxima variação da tensão, por período de amostragem, seja de 1 %, ou seja:

$$\left\{ |V_s[n] - V_s[n-1]| > 0,01V_s[n], \quad \text{logo} \quad \frac{dV_s}{dt} = \frac{0,01V_s[n]}{T_a} \right. \quad (3.33)$$

A [Figura 39](#) apresenta o detalhamento da tensão CA no modo formador de rede durante uma conexão de carga. É possível notar que a tensão CA não sofre significativa distorção após a conexão de carga não-linear. O afundamento de tensão também é reduzido após a inclusão da corrente de carga estimada na malha de controle.

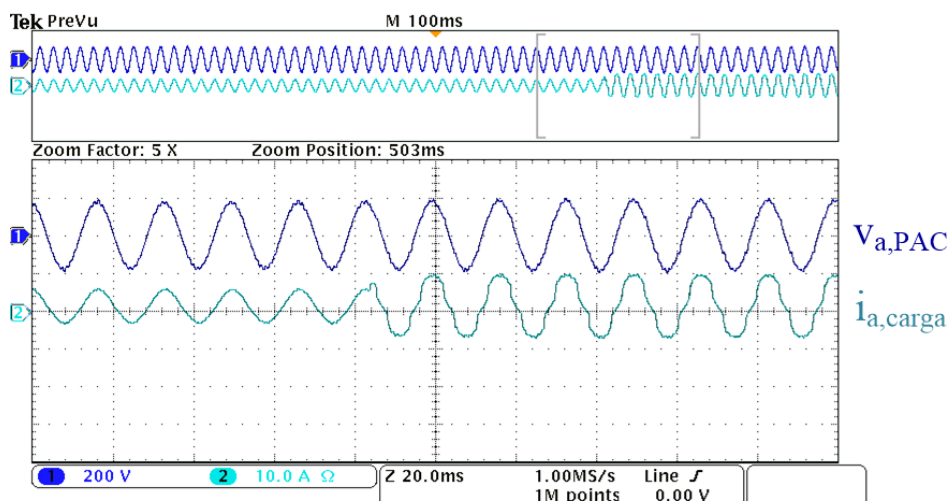


Figura 39: Formas de onda de tensão (Canal 1) e corrente da carga (Canal 2) durante a conexão de carga não-linear no modo formador de rede.

3.5 CONTROLADORES DO VSC DO LADO GMG

A [Figura 40](#) mostra o diagrama de blocos do retificador [PWM](#) conectado aos terminais do [GMG](#). O controlador deste retificador é formado por uma malha interna, responsável por regular as correntes de eixo direto e quadratura, e uma malha externa, que regula a tensão no barramento CC. A estratégia de controle adotada é aquela que o retificador [PWM](#) drena correntes senoidais, em fase com as tensões terminais do [GMG](#).

Como o conversor [B2B-VSC](#) deverá consumir correntes senoidais do [GMG](#) foi empregado o controlador [PI-SRF](#) nas malhas de controle de corrente, sendo utilizada a mesma metodologia de projeto da Seção 3.3.1.

Na [Figura 41](#) é mostrada as formas de onda da tensão CA e da corrente drenada pelo retificador [PWM](#). Por simplicidade foi usada a própria rede do laboratório ao invés do [GMG](#). Os parâmetros utilizado no projeto dos controladores do retificador [PWM](#) são os mesmos fornecidos na [Tabela 2](#). A observação da forma de onda da [Figura 41](#) permite

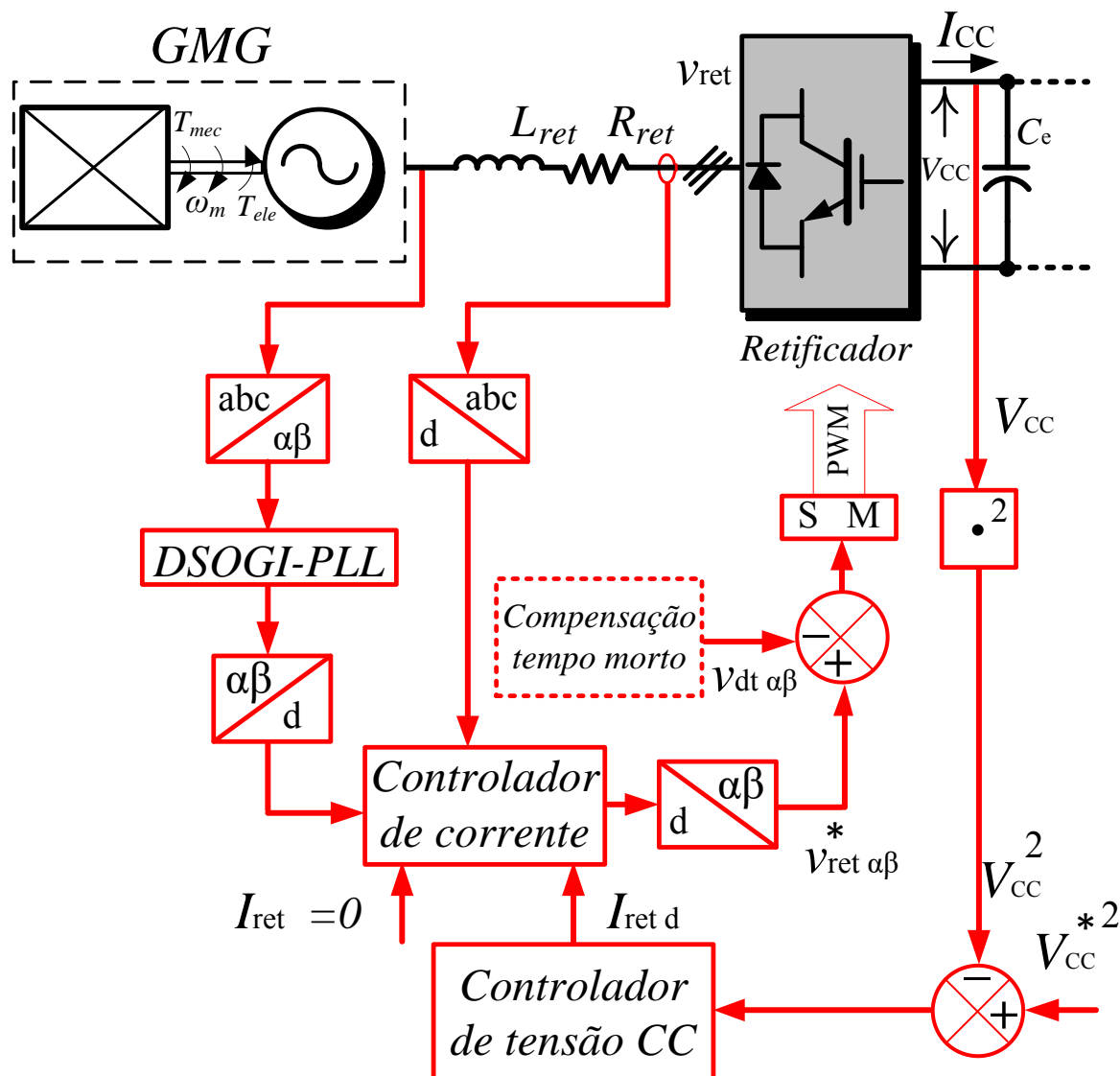


Figura 40: Detalhamento da malha de controle do lado retificador ativo.

concluir que o controlador **PI-SRF** não consegue garantir que correntes senoidais sejam drenadas pelo retificador **PWM**.

Para contornar o problema anterior pode-se usar um controlador **PI-MRI** semelhante ao usado para controlar o conversor do lado da rede. Contudo, a utilização de dois controladores **PI-MRI**, um para controlar o retificador e o outro o inversor do **B2B-VSC**, aumentaria demasiadamente o esforço computacional do controlador digital inviabilizando a utilização de um único **DSP** para controlar os dois conversores sem a redução da frequência de amostragem.

Além disso, como a frequência das tensões nos terminais do retificador **PWM** apresenta uma maior oscilação devido a resposta mais pobre do regulador de velocidade do **GMG**, a sintonia dos múltiplos controladores harmônicos ficaria comprometida com a

contínua variação da frequência da tensão fundamental.

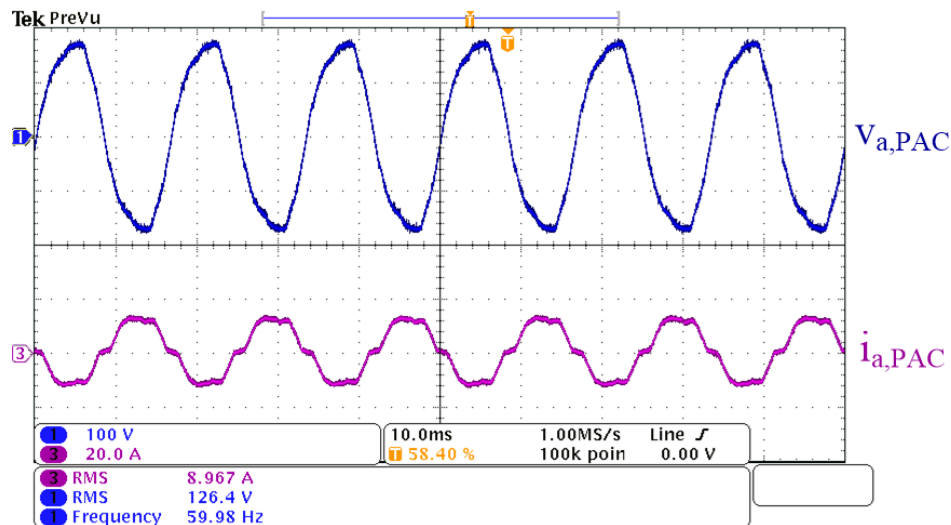


Figura 41: Formas de onda da tensão (Canal 1) e da corrente da fase “a”(Canal 2) drenada pelo o retificador PWM.

A seguir será detalhada o processo de compensação paramétrica das não-idealidades dos interruptores semicondutores do retificador PWM com o objetivo de melhorar o desempenho do controlador PI-SRF.

3.6 COMPENSAÇÃO DO TEMPO MORTO

Os VSC chaveados com estratégias PWM são largamente aplicados no setor industrial e em sistemas conectados a rede elétrica. Com o aumento da frequência de comutação destes conversores a tensão de saída pode apresentar distorções causadas pelas características intrínsecas dos interruptores semicondutores (*e.g.* tempo morto, atrasos no circuito de disparo e quedas de tensão) (MURAI; WATANABE & IWASAKI, 1987; LEWICKI, 2015). Kerkman et al. (2003) descrevem os principais parâmetros que afetam na tensão de saída dos conversores, indicando quais são mais significativos e necessitam serem compensados.

Lewicki (2015) separam as estratégias de compensação de tempo morto dos VSC em dois grupos. O primeiro, é denominado *pulse-based compensation*, em que a compensação atua diretamente na largura do pulso de disparo. Vários trabalhos apresentam contribuições neste cenário (MURAI; WATANABE & IWASAKI, 1987; LEE & AHN, 2014; PATEL; PATEL & TEKWANI, 2011). Em (ABRONZINI et al., 2016) é analisada a técnica de compensação de tempo morto para um VSC, em regime permanente, controlado no modo corrente. O autor sugere o uso desta técnica para sistemas com dinâmica lenta,

permitindo alto desempenho com baixo esforço computacional. O estudo apresentado em (LEE & AHN, 2014) também se enquadra neste grupo. Neste trabalho os intervalos de comutação provenientes do SVM são alterados de acordo com a polaridade da corrente de saída do conversor.

O segundo grupo consiste na compensação do tempo morto através da modificação da tensão de referência fornecida ao sistema de modulação utilizado para fornecer o padrão de comutação dos interruptores. Diversos trabalhos apresentam uma metodologia para a inclusão de uma tensão de compensação a saída do controlador aplicado ao VSC (MUNOZ & LIPO, 1999; HWANG & KIM, 2010; ZHANG & XU, 2014; HERRAN et al., 2013). Este grupo é denominado *volt-second compensation* ou *average value compensation*. O trabalho apresentado em Zhang e Xu (2014) pode ser classificado neste grupo, e utiliza os efeitos das capacitâncias parasitas do interruptor e do circuito *snubber* para a compensação dos efeitos provenientes do tempo morto. O trabalho apresentado por Tang e Akin (2017) propõe o uso de um controlador repetitivo para reduzir as distorções de corrente proveniente dos efeitos do tempo morto aplicado ao acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes.

Uma outra forma de reduzir os efeitos causados pelo tempo morto, e que não se enquadra em nenhum dos dois grupos mencionados, é através da inclusão de controladores dedicados a mitigação de harmônicos de corrente. Este método atua de forma indireta, pois não há enfoque em compensar os parâmetros do interruptor, e sim na consequência que estas não-idealidades afetam na corrente do conversor. Contudo, compensadores adicionais para a mitigação de correntes harmônicas aumentam a complexidade do sistema bem como o esforço computacional. Alguns trabalhos apresentam melhorias na corrente de saída do conversor sem se preocupar com a origem de tais distorções (FOGLI; ALMEIDA & BARBOSA, 2017; ALMEIDA et al., 2015; ALMEIDA et al., 2014).

3.6.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO EFEITO DO TEMPO MORTO

A Figura 42 apresenta apenas uma fase do conversor, já que a modelagem do tempo morto pode ser similarmente expandida para os outros braços. Idealmente, os interruptores de uma mesma fase operam de modo complementar em um VSC, isto é, enquanto o interruptor S_1 está em condução, S_4 está em corte. A partir do momento em que S_1 muda de estado, S_4 também muda. Contudo, em aplicações reais, quando um dos interruptores para de conduzir, há um pequeno intervalo de tempo em que

ambas as chaves estão abertas. Este intervalo de tempo é comumente denominado de tempo morto (MUNOZ & LIPO, 1999). Além deste intervalo de tempo, há o tempo de duração da transição de estado, ou seja, a borda de subida e descida dos interruptores de um mesmo braço.

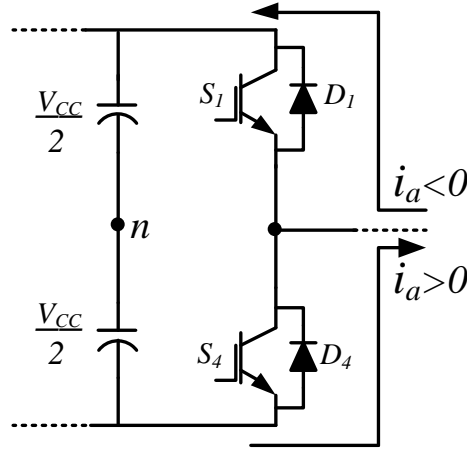


Figura 42: Detalhamento da fase “a” do VSC.

De acordo com a polaridade da corrente é possível determinar qual dos dois diodos em anti-paralelo está em condução. De acordo com o sentido da corrente adotado na Figura 42, caso seja negativo, o diodo D_1 conduz, caso-contrário, D_4 . O tempo morto é utilizado para evitar um curto-circuito não-intencional no barramento CC. Além do efeito do tempo morto, outras características não ideais, como as quedas de tensão da chave e do diodo, podem ser levadas em consideração pra melhorar o modelamento do VSC conectado à rede CA (KERKMAN et al., 2003). Com base na Figura 42, caso a corrente seja positiva a tensão v_{an} é dada por,

$$v_{an} = \frac{V_{cc}}{2} - V_{ce}, \quad \text{quando } S_1 \text{ fechado}, \quad (3.34)$$

$$v_{an} = -\frac{V_{cc}}{2} - V_d, \quad \text{quando } S_4 \text{ fechado}, \quad (3.35)$$

em que V_{cc} é a tensão no barramento CC, V_{ce} é a queda de tensão na chave e V_d é a queda de tensão no diodo.

Por outro lado, quando a polaridade da corrente é invertida, a tensão v_{an} pode ser reescrita como,

$$v_{an} = \frac{V_{cc}}{2} + V_d, \quad \text{quando } S_1 \text{ fechado}. \quad (3.36)$$

$$v_{an} = -\frac{V_{cc}}{2} + V_{ce}, \quad \text{quando } S_4 \text{ fechado.} \quad (3.37)$$

A [Figura 43](#) apresenta o padrão de comutação e a tensão de saída para a fase “a” do VSC durante dois períodos de comutação. O padrão de comutação ideal é ilustrado na [Figura 43](#) (a). Neste caso, as duas chaves operam, fielmente, no modo complementar. Contudo, se as seguintes características não lineares, tempo morto T_d , tempo de subida T_{on} e tempo de descida T_{off} , são levadas em consideração, o padrão de comutação sofre alteração, conforme exibido na [Figura 43](#) (b). Estes atrasos afetam fortemente a forma de onda da tensão de saída caso altas frequências de comutação sejam adotadas. Na [Figura 43](#) (c) é apresentada a tensão de saída v_{an} , considerando o padrão de comutação ideal. É possível calcular a tensão média de saída para cada período de comutação. As [Figuras 43](#) (d)-(e) apresentam a tensão de saída v_{an} considerando as características não-lineares, previamente descritas, de acordo com o sentido da corrente.

Quando a polaridade da corrente é positiva, o tempo de subida, tempo morto e a tensão V_{ce} reduzem o valor da tensão média v_{an} naquele período de tempo, enquanto o tempo de descida e a queda de tensão no diodo V_d aumentam a tensão média. De maneira semelhante, quando a polaridade da corrente é negativa, V_d , T_d e T_{on} aumentam o valor médio, enquanto T_{off} e V_{ce} reduzem o valor médio. Desta forma, a partir da [Figura 43](#) é possível calcular a tensão distorcida, ΔV , proveniente das não-idealidades do interruptor, como:

$$\Delta V = \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{2T_s} (V_{cc} - V_{ce} + V_d). \quad (3.38)$$

em que T_s é o período de comutação; T_d é o tempo morto; T_{on} e T_{off} são os tempos de subida e descida, respectivamente.

As três tensões distorcidas podem ser expressas de acordo com a direção de cada corrente de fase, como:

$$v_{a,d} = -\Delta V \frac{[2 \text{ sinal}(i_a) - \text{ sinal}(i_b) - \text{ sinal}(i_c)]}{3}, \quad (3.39)$$

$$v_{b,d} = -\Delta V \frac{[2 \text{ sinal}(i_b) - \text{ sinal}(i_a) - \text{ sinal}(i_c)]}{3}, \quad (3.40)$$

$$v_{c,d} = -\Delta V \frac{[2 \text{ sinal}(i_c) - \text{ sinal}(i_b) - \text{ sinal}(i_a)]}{3}. \quad (3.41)$$

em que $v_{a,d}$, $v_{b,d}$ e $v_{c,d}$ são as tensões distorcidas das três fases do VSC; $\text{sinal}(\cdot)$ é a função sinal. A [Figura 44](#) ilustra as três correntes e uma tensão distorcida resultante.

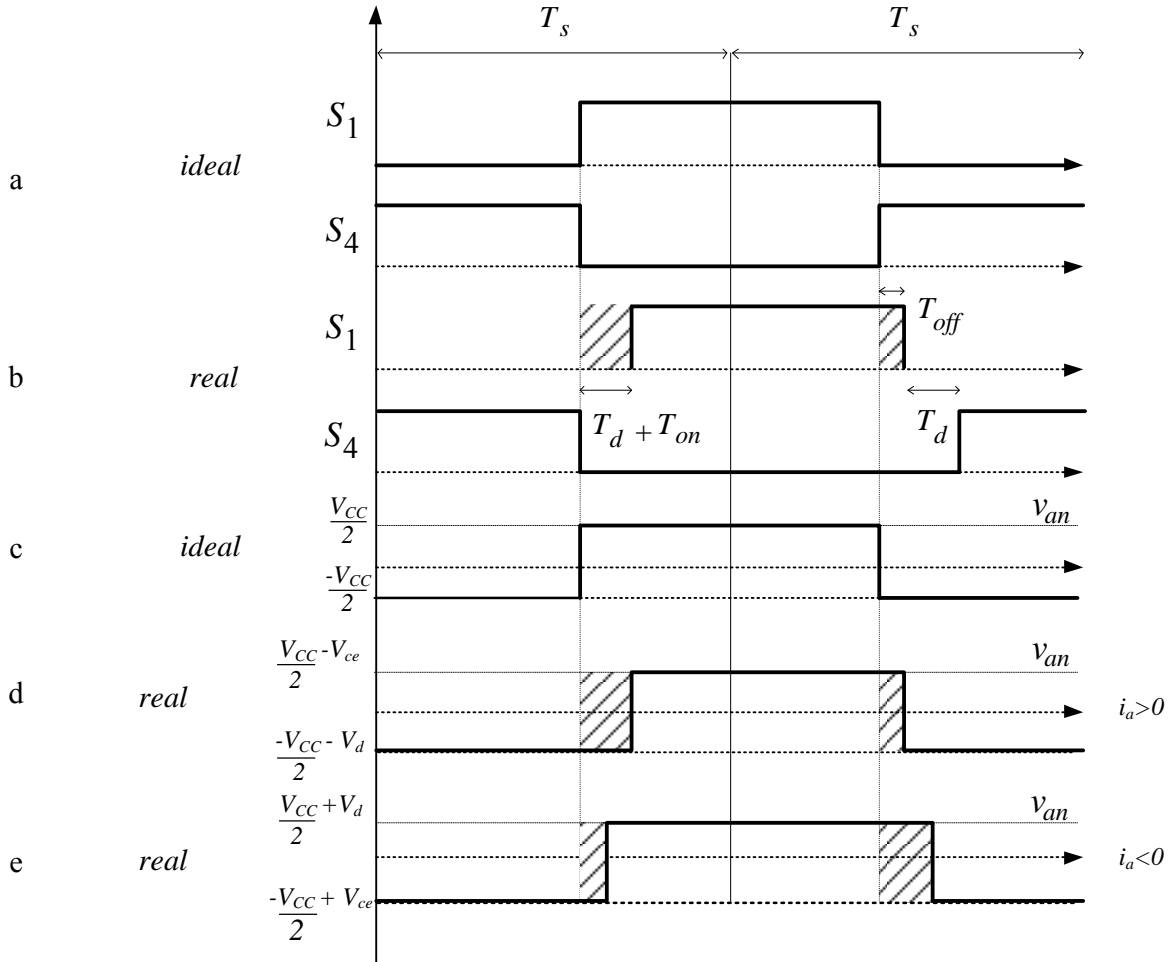


Figura 43: Padrão de comutação e tensão de saída do conversor durante dois períodos de comutação (T_s): (a) Sinal de disparo ideal; (b) Sinal de disparo com tempo morto (T_d) e atrasos do interruptor como tempo de subida e descida (T_{on} e T_{off}); (c) Tensão de fase ideal v_{an} ; (d) Tensão de fase v_{an} considerando queda de tensão no interruptor e no diodo para corrente i_a positiva; (e) Tensão de fase v_{an} considerando queda de tensão no interruptor e no diodo para corrente i_a negativa.

Referenciando as tensões trifásicas distorcidas ao sistema $\alpha\beta$, é possível obter:

$$v_{\alpha,d} = v_{a,d} = -\Delta V \frac{[2 \text{sinal}(i_a) - \text{sinal}(i_b) - \text{sinal}(i_c)]}{3}, \quad (3.42)$$

$$v_{\beta,d} = -\Delta V \frac{\sqrt{3} [\text{sinal}(i_b) - \text{sinal}(i_c)]}{2}. \quad (3.43)$$

Na [Figura 45](#) são exibidas as tensões distorcidas $v_{\alpha,d}$ e $v_{\beta,d}$, em que é possível notar que possuem fase invertida em relação as correntes.

A partir das formas de onda apresentada na [Figura 45](#) é possível obter a série de Fourier da tensão distorcida, como:

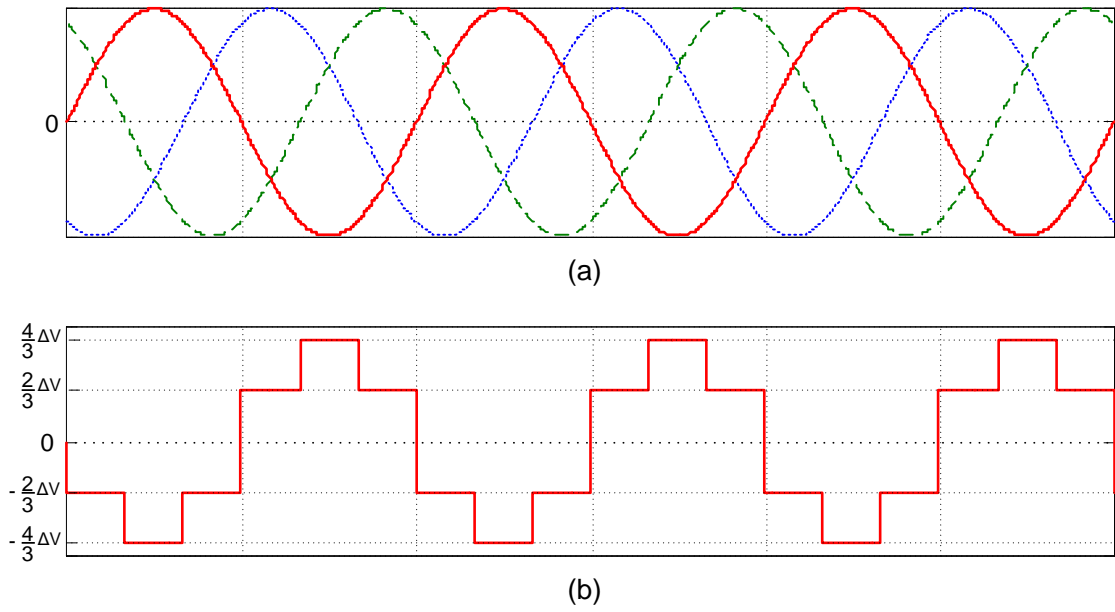


Figura 44: Corrente trifásica e tensão distorcida da fase “a” $v_{\alpha,d}$.

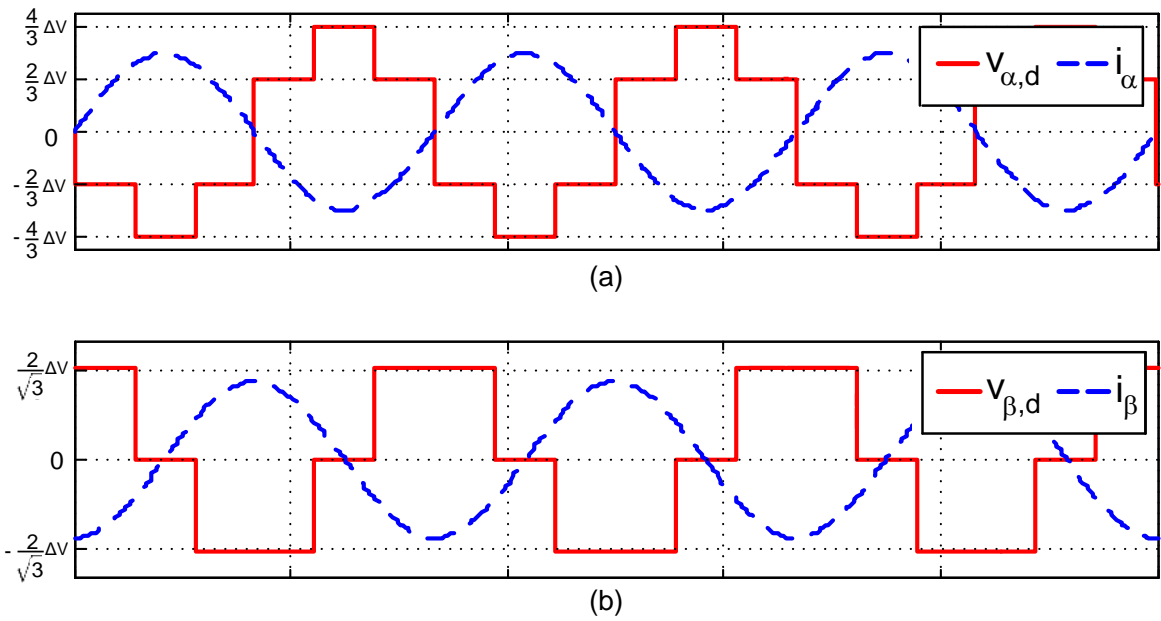


Figura 45: Formas de onda da tensão distorcida em função da polaridade da corrente de saída do conversor: (a) Eixo α ; (b) Eixo β .

$$v_{\alpha,d} = \frac{4}{\pi} \Delta V \left[\sin \omega t + \sum_{h=6n-1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin h\omega t + \sum_{h=6n+1}^{\infty} \sin h\omega t \right], \quad (3.44)$$

$$v_{\beta,d} = \frac{4}{\pi} \Delta V \left[-\cos \omega t + \sum_{h=6n-1}^{\infty} \frac{1}{h} \cos h\omega t - \sum_{h=6n+1}^{\infty} \frac{1}{h} \cos h\omega t \right], \quad (3.45)$$

ou então,

$$v_{\alpha,d} = \frac{4}{\pi} \Delta V \left[\sin \omega t + \sum_{h=6n}^{\infty} \frac{(h+1) \sin((h-1)\omega t) + (h-1) \sin((h+1)\omega t)}{(h-1)(h+1)} \right], \quad (3.46)$$

$$v_{\beta,d} = \frac{4}{\pi} \Delta V \left[-\cos \omega t + \sum_{h=6n}^{\infty} \frac{(h+1) \cos((h-1)\omega t) - (h-1) \cos((h+1)\omega t)}{(h-1)(h+1)} \right]. \quad (3.47)$$

Baseado em (3.46) e (3.47), a corrente distorcida que flui através do filtro de saída é expressa como:

$$i_{\alpha,d} = \frac{4}{\pi} \frac{\Delta V}{Z_L} [\text{sen}(\omega t - \phi_{L,1})] + \frac{4}{\pi} \frac{\Delta V}{Z_L} \left[\sum_{h=6n}^{\infty} \frac{(h+1) \text{sen}((h-1)\omega t - \phi_{L,(h-1)}) + (h-1) \text{sen}((h+1)\omega t - \phi_{L,(h+1)})}{(h-1)(h+1)} \right], \quad (3.48)$$

$$i_{\beta,d} = \frac{4}{\pi} \frac{\Delta V}{Z_L} [-\cos(\omega t - \phi_{L,1})] + \frac{4}{\pi} \frac{\Delta V}{Z_L} \left[\sum_{h=6n}^{\infty} \frac{(h+1) \cos((h-1)\omega t - \phi_{L,(h-1)}) - (h-1) \cos((h+1)\omega t - \phi_{L,(h+1)})}{(h-1)(h+1)} \right], \quad (3.49)$$

em que Z_L e ϕ_L são a impedância e o ângulo do filtro de saída, respectivamente. A impedância do filtro e a defasagem entre tensão e corrente são dadas por:

$$Z_L(\omega) = |R + jk\omega L| = \sqrt{R^2 + (k\omega L)^2} \quad (3.50)$$

$$\phi_{L,k} = \tan^{-1} \left(\frac{k\omega L}{R} \right) \quad (3.51)$$

onde $k = 6n \pm 1$, $n \in \mathbb{N}$.

De (3.48) e (3.49) tem-se que a magnitude da corrente resultante da tensão distorcida diminui significativamente com o aumento da ordem do harmônico. A análise dessa expressões permite concluir que as componentes harmônicas de quinta e a sétima ordens possuem maior amplitude.

3.6.2 ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO DE TEMPO MORTO

Para minimizar as correntes harmônicas causadas pelo tempo morto dos interruptores, pode-se usar uma estrutura simples de compensação paramétrica. A ideia básica consiste em estimar a tensão distorcida causada pelo tempo morto através de (3.38), (3.39), (3.40) e (3.41), e como mostrado na Figura 46, e subtrair esse valor da tensão de referência fornecida pela malha de corrente.

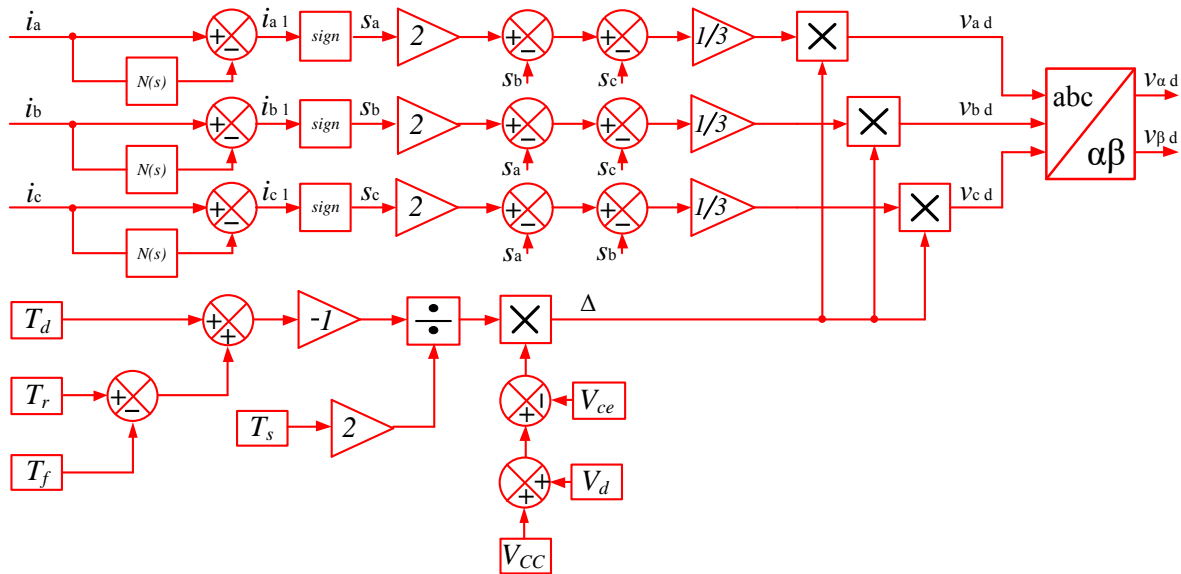


Figura 46: Diagramas de blocos usado para estimar a tensão distorcida proveniente dos efeitos não-ideias do interruptor.

A Figura 46 exhibe o procedimento de obtenção das tensões distorcidas provenientes das não-idealidades das chaves. Vale ressaltar que as distorções causadas pelas componentes harmônicas de corrente afetam a fase entre tensão e corrente. Portanto, para a obtenção do sentido da corrente é recomendado a extração da componente fundamental da corrente de fase. Neste trabalho é utilizado o sinal de saída de um filtro *notch* subtraído do sinal de corrente medido, para obter a componente fundamental da corrente de fase. O filtro *notch*, $N(s)$, descrito em (3.52), é sintonizado para atenuar a frequência fundamental da corrente, no caso 60 Hz . O diagrama de Bode do filtro *notch* é exibido na Figura 47.

$$N(s) = \frac{s^2 + \omega_1^2}{s^2 + s \frac{\omega_{banda}}{Q} + \omega_1^2} = \frac{s^2 + 377^2}{s^2 + s \frac{2\pi 10}{0,707} + 377^2} \quad (3.52)$$

em que ω_1 é a frequência de sintonia do filtro, no caso, 60 Hz ; ω_{banda} e Q definem a largura de banda do filtro e o fator de qualidade, respectivamente.

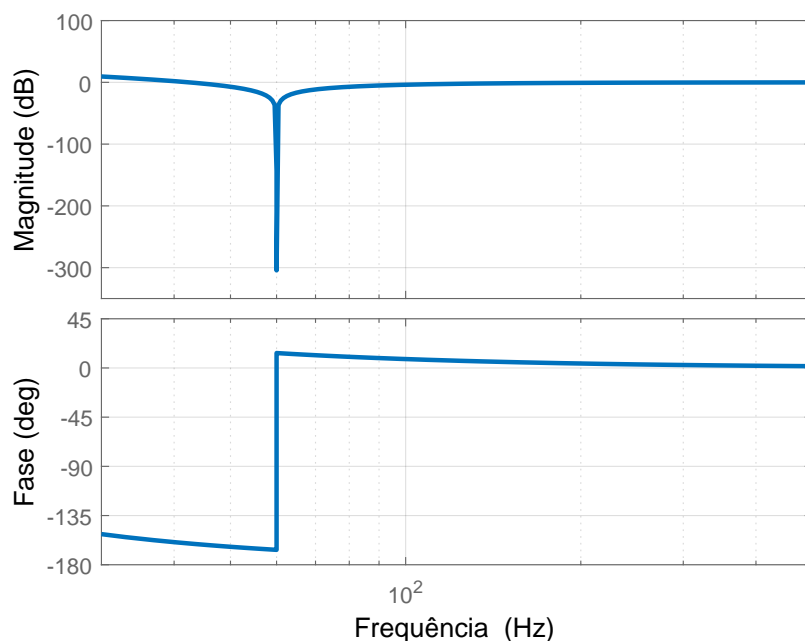


Figura 47: Diagrama de Bode do filtro *notch* $N(s)$.

Os parâmetros T_d , T_r e T_f , bem como as quedas de tensão V_{ce} e V_d são obtidos através do *datasheet* do circuito de disparo e do interruptor presente no VSC.

3.6.3 VALIDAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO DO TEMPO MORTO

Para validar o funcionamento da estratégia de compensação das não-idealidades do interruptor no VSC, é utilizado um protótipo de um VSC composto por IGBTs modelo SKM 100GB128D utilizando o circuito de disparo SKHI 22A, ambos desenvolvidos pela *Semikron*. Os parâmetros do sistema e do conversor estático são exibidos na [Tabela 3](#) e [Tabela 4](#), respectivamente. Esses dados são necessários para definir o valor da tensão distorcida ΔV a ser compensada. Todo o algoritmo de controle é implementado em um Processador Digital de Sinais modelo TMS320F28335, fornecido pela *Texas Instrument*.

Tabela 3: Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de fase da rede	v_{an}	127 V_{rms}
Frequência fundamental	f_1	60 Hz
Indutância do filtro de saída	L	1,25 mH
Resistência do filtro de saída	R	0,33 Ω
Tensão do barramento CC	V_{cc}	420 V
Frequência de amostragem e comutação	f_a	20 kHz

Considerando os parâmetros listados na [Tabela 3](#) e [Tabela 4](#) é possível obter a

Tabela 4: Detalhamento dos parâmetros do retificador ativo e do circuito de disparo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tempo morto	T_d	$4,3 \mu s$
Tempo de subida	T_{on}	$1,0 \mu s$
Tempo de descida	T_{off}	$1,0 \mu s$
Queda de tensão da chave	V_{ce}	$1,85 V$
Queda de tensão do diodo	V_d	$2,2 V$

magnitude da tensão distorcida, sendo:

$$\Delta V = \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{2T_s} (V_{DC} - V_{ce} + V_d) = 18,08 V. \quad (3.53)$$

Visto a grande diferença entre os valores da tensão CC e das quedas no interruptor, pode-se afirmar que a queda da chave e do diodo tem pouca influência na tensão distorcida de saída. Basicamente, os agentes de maior impacto na tensão ΔV são o tempo morto, frequência de comutação e tensão CC. A forma de onda da tensão distorcida proveniente das não-idealidades da chave está exibida na [Figura 48](#). Estes sinais foram obtidos a partir do *software Code Composer Studio*, utilizado para configurar o DSP. É possível observar que a forma de onda da tensão está em conformidade com a modelagem matemática apresentada anteriormente, ressaltando que a modificação dos parâmetros como tensão CC ou frequência de comutação só influenciam na magnitude da tensão distorcida gerada, e não, no perfil da forma de onda em si.

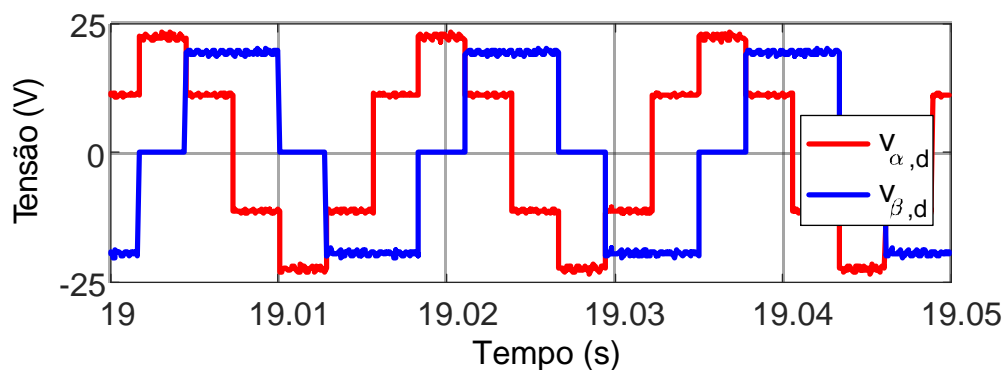


Figura 48: Forma de onda das tensões $v_{\alpha,d}$ e $v_{\beta,d}$.

Na [Figura 49](#) são exibidos os índices de modulação, proveniente do bloco SVM, sob diferentes modos de funcionamento do VSC, utilizando o controlador PI-SRF. Sabe-se que neste trabalho o VSC conectado ao GMG opera apenas no modo retificador ativo, contudo, nesta seção são exibidos resultados em que o inversor funciona em quatro modos diferentes, sendo eles: (i) Retificador ativo; (ii) Injeção de potência ativa; (iii) Controle de potência reativa para $Q < 0$ e (iv) Controle de potência reativa para $Q > 0$.

A [Figura 49](#) (a) exibe o índice de modulação sem compensação de tempo morto. [Figura 49](#) (b) e (c) mostram os índices de modulação no modo retificador ativo e injeção de potência ativa, respectivamente. No modo retificador ativo o sinal de saída do controlador de corrente está em fase em relação a tensão distorcida, contudo, após a subtração deste sinais há uma redução de magnitude. Enquanto que, no modo injeção de potência ativa a magnitude do índice de modulação é aumentado.

Outro cenário de estudo é durante o suporte de potência reativa. [Figura 49](#) (d) e (e) apresentam os índices de modulação para os casos em que $Q \neq 0$. Não há significativa mudança de amplitude, apenas o perfil da forma de onda é modificado. Os valores de potência ativa e reativa utilizadas durante a obtenção dos resultados apresentados na [Figura 49](#) são exibidos na [Tabela 5](#).

Tabela 5: Potência ativa e reativa de referência durante a análise da compensação do tempo morto.

Modo de operação	Potências de referência	
	P^*	Q^*
Retificador PWM	-3.3 kW	0 kvar
Injeção de potência ativa	+1.9 kW	0 kvar
Suporte de potência reativa	0 kW	-1.9 kvar
Suporte de potência reativa	0 kW	+1.9 kvar

As [Figura 50](#), [Figura 51](#) e [Figura 52](#) apresentam as formas de onda de tensão e corrente nos terminais do VSC de entrada do B2B-VSC conectado a rede CA com diferentes ângulos de defasagem entre tensão e corrente, comutados a 20 kHz. É utilizado a tensão da concessionária de energia, neste momento do trabalho, para que o enfoque nesta seção seja o funcionamento da estratégia de compensação. No próximo capítulo é utilizado, de fato, o GMG conectado ao retificador ativo.

Na [Figura 50](#) (a) e (b) apresentam as formas de onda da corrente de uma das fases do VSC com a tensão e corrente em fase, antes e depois da compensação do tempo morto. Na [Figura 51](#) (a) e (b) são apresentados o antes e depois da compensação do tempo morto com a defasagem de 90° . As [Figura 52](#) (a) e (b) exibem o antes e depois da compensação do tempo morto com defasagem de 180° entre as formas de onda de tensão e corrente. É possível observar que independente do modo de funcionamento do VSC a estratégia de compensação do tempo morto é efetiva e pode ser aplicada ao sistema sem aumentar a complexidade da malha de controle de corrente.

A melhora da qualidade da energia pode ser claramente validada por meio do espectro harmônico das formas de onda de corrente antes e depois da compensação

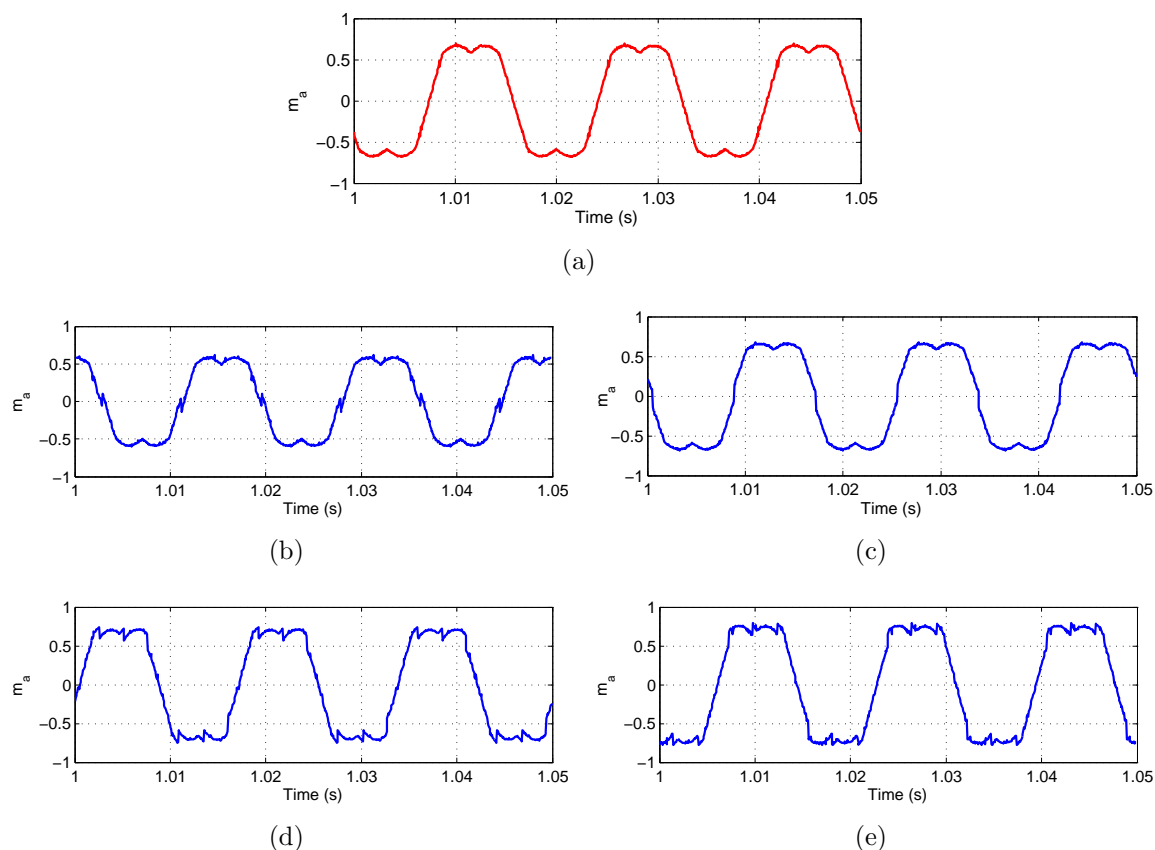


Figura 49: Resultados experimentais dos índices de modulação para diferentes modos de operação: (a) Antes da compensação de tempo morto; Após a compensação: (b) Retificador PWM $P^* = -1.9 \text{ kW}$ e $Q^* = 0 \text{ kvar}$; (c) Alimentador de rede $P^* = 1.9 \text{ kW}$ e $Q^* = 0 \text{ kvar}$; (d) Auxiliador de rede $P^* = 0 \text{ kW}$ e $Q^* = -1.9 \text{ kvar}$; (e) Auxiliador de rede $P^* = 0 \text{ kW}$ e $Q^* = 1.9 \text{ kvar}$.

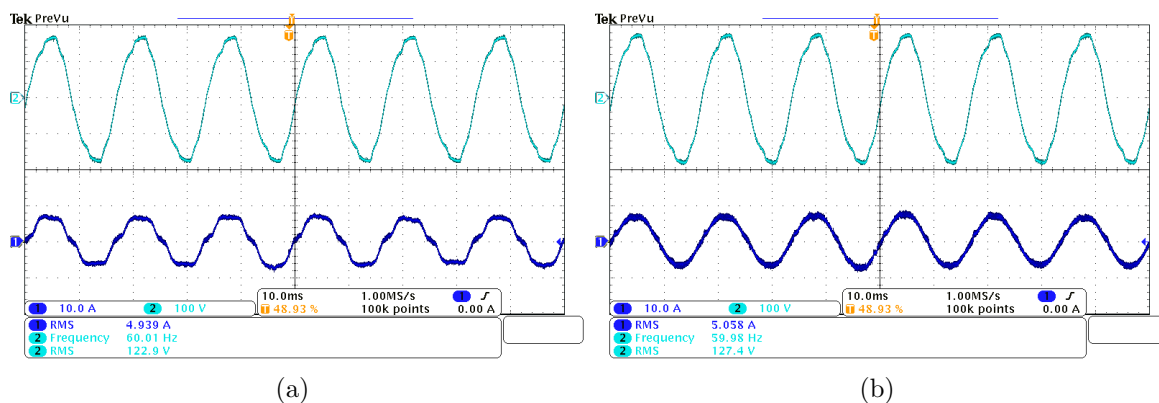


Figura 50: Formas de onda de tensão (Canal 2) e corrente do indutor (Canal 1) em fase ($i_d^* = 7 \text{ A}$ e $i_q^* = 0 \text{ A}$): (a) antes; (b) depois da compensação.

do tempo morto, exibidas na Figura 53. Nesta Figura o VSC está operando no modo retificador ativo, em que é possível observar a significativa redução da magnitude da componente harmônica de ordem cinco e sete. Esta redução permitiu reduzir o THD de 14% para 2,67% validando a estratégia proposta. Além disso, a Figura 54 apresenta

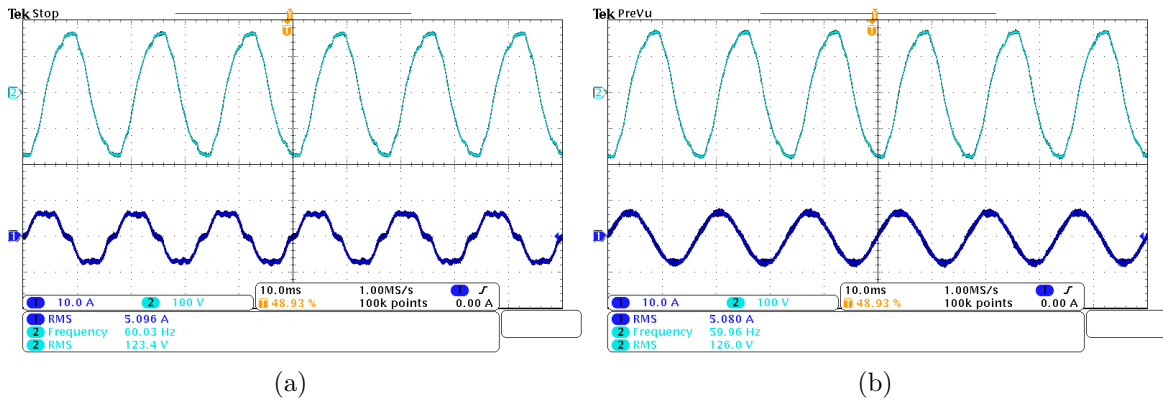


Figura 51: Formas de onda de tensão (Canal 2) e corrente do indutor (Canal 1) defasados de 90° ($i_d^* = 0$ A e $i_q^* = -7$ A): (a) antes; (b) depois da compensação.

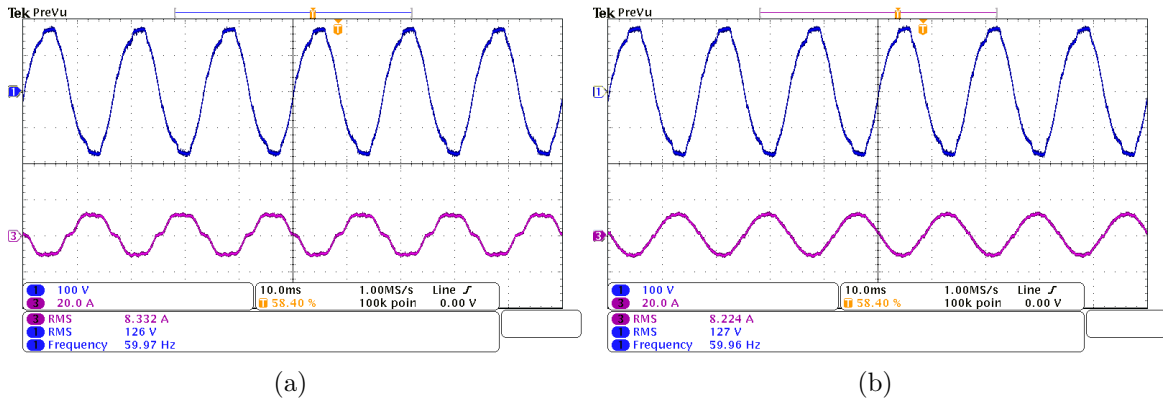


Figura 52: Formas de onda de tensão (Canal 2) e corrente do indutor (Canal 1) defasados de 180° ($i_d^* = -11,5$ A e $i_q^* = 0$ A): (a) antes; (b) depois da compensação.

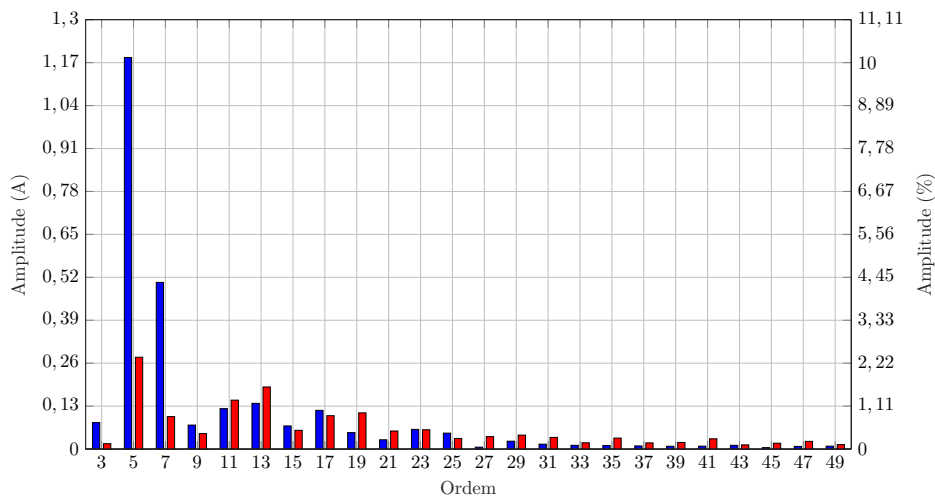


Figura 53: Espectro harmônico das correntes antes (azul) e depois (vermelho) da compensação do tempo morto exibidas na Figura 52.

a resposta dinâmica da inclusão da compensação do tempo morto caso o sistema já esteja em operação, em que é possível notar o curto intervalo de tempo para que

a compensação se torne efetiva sem um elevado pico de corrente durante o regime transitório.

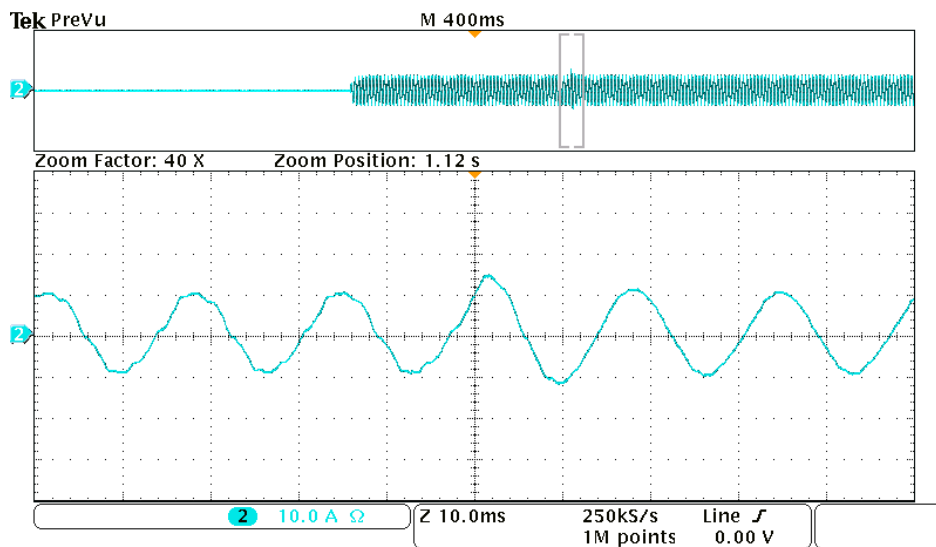


Figura 54: Resposta transitória com inclusão da compensação de tempo morto após o funcionamento do sistema.

3.7 REGULADOR DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

No diagrama de blocos da malha de controle do conversor retificador PWM conectado ao GMG da Figura 40, o sinal de saída do regulador da tensão CC é o sinal da corrente de referência $I_{ret,d}^*$.

Assumindo que a potência ativa nos terminais do capacitor ($P_{C_{eq}}$) é igual a potência ativa nos terminais do retificador ativo (p_{gm}) e que a potência de saída no inversor é nula, pode-se construir a seguinte relação,

$$\frac{1}{2}C_{eq}\frac{d(V_{cc}^2)}{dt} = p_g, \quad (3.54)$$

em que C_{eq} é a capacitância equivalente presente no barramento CC.

Usando o valor quadrático da tensão CC como variável controlada, é possível reescrever (3.54), no domínio da frequência, como (YAZDANI & IRAVANI, 2010),

$$\frac{V_{cc}^2}{p_g} = \left(\frac{2}{sC_{eq}} \right). \quad (3.55)$$

Desprezando os harmônicos devido a comutação dos interruptores do conversor e, considerando apenas a componente fundamental da tensão do GMG, pode-se escrever a seguinte expressão para potência ativa instantânea p_g nos terminais do gerador,

$$p_g = \left(\frac{3}{2}\right) \hat{V}_{gmg} I_{max} \approx \left(\frac{3}{2}\right) V_{gmg,d} I_{ret,d}^*, \quad (3.56)$$

em que \hat{V}_{gmg} é o valor de pico da tensão de fase do GMG; I_{max} é a magnitude da corrente; $V_{gmg,d}$ e $I_{ret,d}^*$ são a tensão e corrente de referência de eixo direto, respectivamente.

Substituindo (3.56) em (3.55) têm-se,

$$\frac{V_{cc}^2}{I_{ret,d}^*} = \frac{3V_{gmg,d}}{sC_{eq}}. \quad (3.57)$$

De (3.57) é possível projetar um regulador, do tipo PI, para a tensão CC do retificador, que em malha fechada tem a seguinte função de transferência,

$$\frac{V_{cc}^2}{V_{cc}^{2*}} = \frac{\left(\frac{3V_{gmg,d}k_{p,v}}{C_{eq}}\right)s + \left(\frac{3V_{gmg,d}k_{i,v}}{C_{eq}}\right)}{s^2 + \left(\frac{3V_{gmg,d}k_{p,v}}{C_{eq}}\right)s + \left(\frac{3V_{gmg,d}k_{i,v}}{C_{eq}}\right)}. \quad (3.58)$$

Assumindo que a forma canônica de um sistema de segunda ordem é dada por, $H(s) = (2\xi\omega_{n,Vcc}s + \omega_{n,Vcc}^2) / (s^2 + 2\xi\omega_{n,Vcc}s + \omega_{n,Vcc}^2)$, os ganhos do controlador PI podem ser calculados pela seguinte relação:

$$\begin{cases} k_{p,v} = \frac{2C_{eq}\xi\omega_{n,Vcc}}{3V_{gmg,d}} \\ k_{i,v} = \frac{C_{eq}\omega_{n,Vcc}^2}{3V_{gmg,d}} \end{cases} \quad (3.59)$$

em que ξ é o fator de amortecimento e $\omega_{n,Vcc}$ é a frequência natural não amortecida.

Adotando um $\omega_{n,Vcc} = 2\pi \cdot 5 \text{ rad/s}$ e $\xi = 1$ e que o capacitor presente no barramento CC é de 8 mF , os ganhos do controlador de tensão CC são dados por:

$$\begin{cases} k_{p,v} = 0,00093 \text{ A/V} \\ k_{i,v} = 0,0146 \text{ A.s/V} \end{cases} \quad (3.60)$$

A Figura 55 apresenta o comportamento da tensão CC, em verde, durante o modo alimentador de rede. No evento A, o capacitor no barramento CC está carregado com nível de tensão de 400 V. No evento A é aplicado uma variação, em degrau, na tensão CC de 400 V para 420 V antes que exista um fluxo de potência entre os dois lados do B2B-VSC. No instante B há uma mudança, em degrau, na potência de saída para 2,7 kW, a curva em rosa exibe a envoltória da corrente do lado inversor. A corrente

em azul claro exibe a corrente do lado retificador, em que é possível observar que a dinâmica da envoltória desta forma de onda é definida pela dinâmica lenta da tensão CC que após a perturbação retorna para o seu valor de referência de 420 V. Um *offset* de 420 V na medição da tensão CC é aplicado para melhorar a visualização desta forma de onda. A curva em azul é a tensão CA do lado inversor.

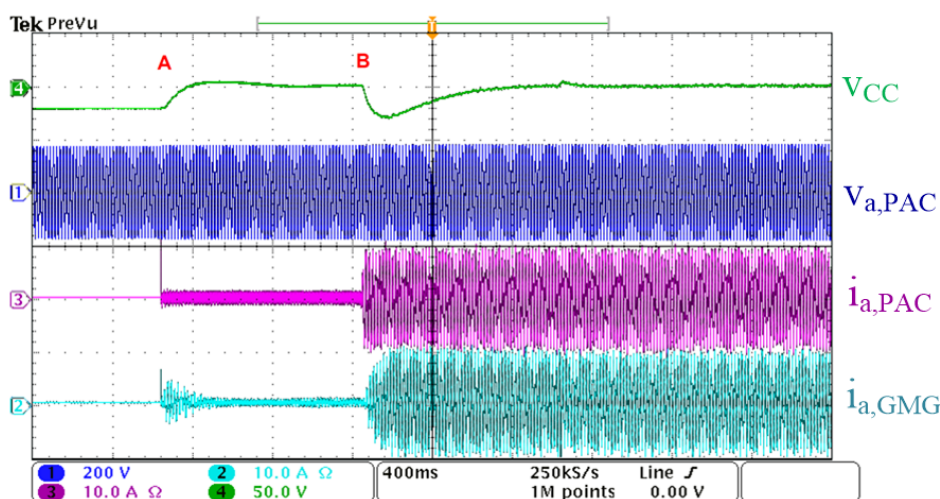


Figura 55: Formas de onda de tensão CC (Canal 4 com *offset* de 420 V), tensão CA (Canal 1) corrente nos terminais do inversor (Canal 3) e corrente nos terminais do retificador (Canal 2) durante o modo alimentador de rede.

A Figura 56 exibe a tensão CC, em verde, durante o funcionamento do B2B-VSC no modo formador de rede. Inicialmente, a tensão CC está em 311 V e, no evento A, a referência de tensão CC é alterada, em rampa, para 420 V. A forma de onda em rosa exibe a corrente nos terminais do retificador ativo, em que é possível observar um pico de corrente durante a inicialização do sistema. No evento B é habilitado a formação da tensão CA no PAC. A curva em azul escuro exibe a envoltória da tensão CA no PAC. O sinal de referência da tensão CA é modificado em rampa com o intuito de evitar pico de corrente nesta etapa de funcionamento. Nos eventos C e D ocorrem a inclusão de uma carga RL e carga não-linear, respectivamente. Os eventos E e F referem-se a remoção da carga não-linear e carga RL, respectivamente. A forma de onda em azul claro e em rosa representam as correntes de carga e de entrada do B2B-VSC, respectivamente. É possível observar que durante a variação de carga a tensão CC sofre uma perturbação, mas é capaz de retornar ao seu valor de referência.

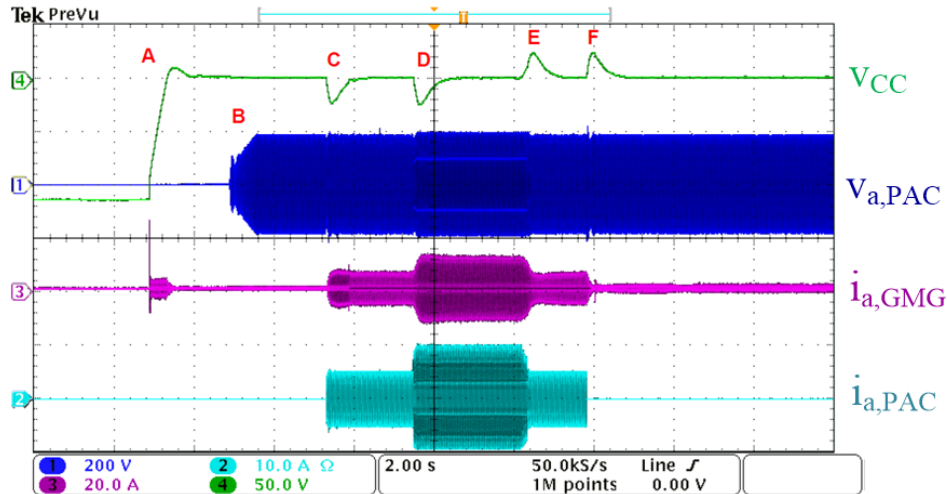


Figura 56: Formas de onda de tensão CC (Canal 4 com *offset* de 420 V), tensão CA (Canal 1) corrente nos terminais do retificador (Canal 3) e corrente da carga (Canal 2) durante o modo formador de rede.

3.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os projetos de todos os controladores necessários para a microrrede CA. Para a malha de controle de corrente do inversor foi aplicado o **PI-MRI** que apresentou satisfatórios resultados para todos os modos de operação do sistema. Já para o lado do retificador optou-se por escolher um controlador mais simples, o **PI-SRF**, para drenar correntes senoidais do GMG e em fase com a tensão. As razões dessas escolhas foram baseada nas hipóteses assumidas para as características da microrrede CA e do **GMG**, respectivamente.

Resultados para cada um dos lados do **B2B-VSC** operando independentemente foram exibidos para validar o projeto dos controladores. Resultados experimentais foram apresentados para permitir uma melhor compreensão do comportamento do sistema para cada um dos controladores projetados.

A análise do controlador de corrente **PI-MRI** verificou que mesmo que os múltiplos integradores não afetem a resposta dinâmica, eles alteram a margem de fase, ganho e vetor de margem do sistema. A mudança de tais parâmetros deve ser analisada visto que são critérios comumente utilizados para o projeto de controladores.

Com a inclusão do controlador de tensão CA na malha de controle do lado do inversor, notou-se um aumento no vetor de margem do sistema, mesmo após a inclusão de mais uma malha de controle. Além disso, devido a dinâmica da malha externa ser bem lenta, quando comparado com a malha interna, o tipo de controlador de corrente

aplicado não alterou o vetor de margem neste modo de funcionamento. Ressalta-se que a medição, ou estimação, da corrente de carga é capaz de melhorar significativamente o perfil da tensão CA, bem como, de sua resposta sob variações de carga. Mesmo desconhecendo o tipo de carga é possível estimar a corrente drenada pelas cargas, por meio de outros sinais de tensão e corrente já medidos.

Devido a limitações de processamento digital, não é possível aplicar o controlador **PI-MRI** em ambos os lados do **B2B-VSC**. Contudo, para a utilização do **PI-SRF** em conjunto com a compensação paramétrica de tempo morto se mostrou eficiente para os modos de operação em que os sinais de referência contenham perfil estacionário. A compensação do tempo morto poderia ser aplicada ao lado inversor, contudo, o uso do **PI-MRI** foi capaz de atender ao limites recomendados de qualidade de energia.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO B2B-VSC UTILIZANDO O GMG

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os detalhes da implementação experimental usada para integração do GMG a uma rede secundária básica. Em seguida, para validar os modelos matemáticos, serão apresentados resultados experimentais obtidos para cada um dos modos de funcionamento do GD despachável, com o B2B-VSC funcionando como circuito de interface, conectado a uma rede secundária de eletricidade. Os parâmetros dos controladores são os mesmos daqueles projetados no capítulo anterior, contudo, para facilitar na leitura, alguns dados e parâmetros importantes serão repetidos aqui.

4.2 CARACTERÍSTICAS DO GRUPO GERADOR-DIESEL

O grupo motor-gerador diesel trifásico utilizado neste trabalho tem uma capacidade nominal de 5,5 kW/220 V, com um fator de potência 0,8 (*atrasado*). Ele é acionado por um MCI de 4 tempos, mono cilindro e refrigerado a ar, o qual é conectado a um gerador síncrono. Na Figura 57 é apresentada uma fotografia do grupo diesel-gerador utilizado, em que as principais especificações técnicas são listadas na Tabela 6 (TOYAMA, 2006).

Na Figura 58 é mostrada as formas de onda da tensão de fase e de linha do GMG sem carga conectada. Ambas as formas de onda das tensões apresentam uma ondulação de alta frequência devido aos harmônicos de ranhuras do gerador. Nas Figura 59(a) e (b) são mostrados os espectros harmônicos das tensões de linha e de fase, respectivamente. Pode-se notar que o terceiro harmônico de tensão do GMG tem uma amplitude significativa.

Na Figura 60 (a) é mostrado o comportamento dinâmico da tensão e corrente da fase “a” do GMG para uma conexão de uma carga resistiva de aproximadamente 5 kW nos terminais do gerador. Pode-se observar afundamento de tensão abrupto no instante



Figura 57: Fotografia do gerador à diesel de 5,5 kW modelo TD7000CX3ED, fabricado pela empresa Toyama e disponível no NAEP.

Tabela 6: Parâmetros do grupo gerador diesel da Toyama.

Descrição	Modelo
Fabricante	TOYAMA
Modelo	TD7000CX3ED
Motor	TD100FAGE
Cilindrada	418 cm^3
Potência máxima	6,0 kW
Potência nominal	5,5 kW
Tensão de saída CA	110/220 V
Fator de potência nominal	0,8
Regulador de tensão	AVR
Capacidade do tanque	15 l

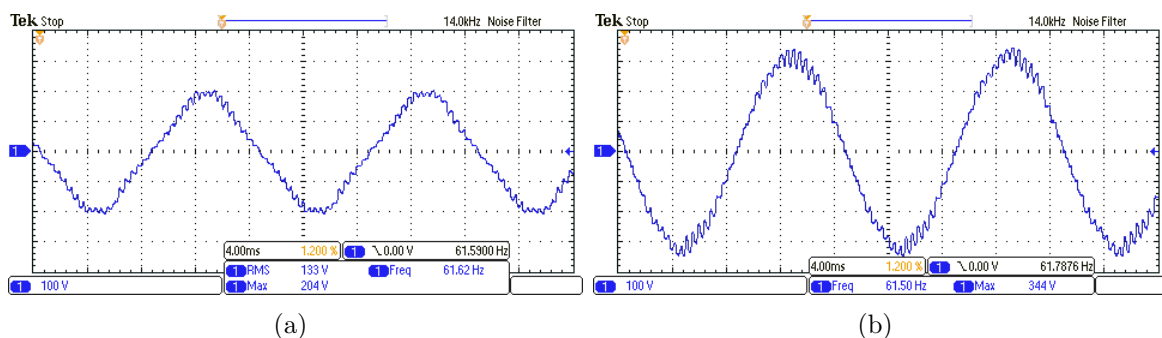


Figura 58: Forma de onda de tensão do GMG sem carga: (a) Tensão de fase; (b) Tensão de linha.

de conexão da carga. Em seguida, a magnitude de tensão é restabelecida ao seu valor de referência, contudo, o perfil da tensão se torna mais distorcido. Na Figura 60 (b) é apresentada a variação da componente fundamental da tensão do GMG durante

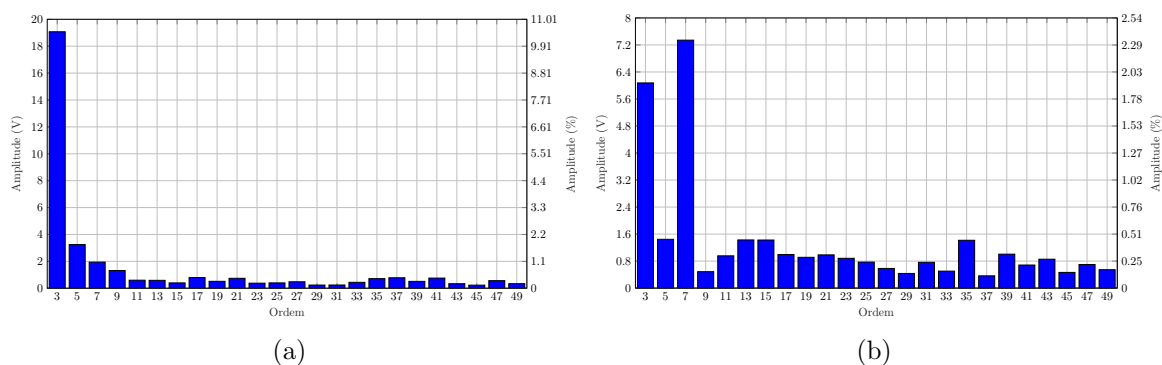


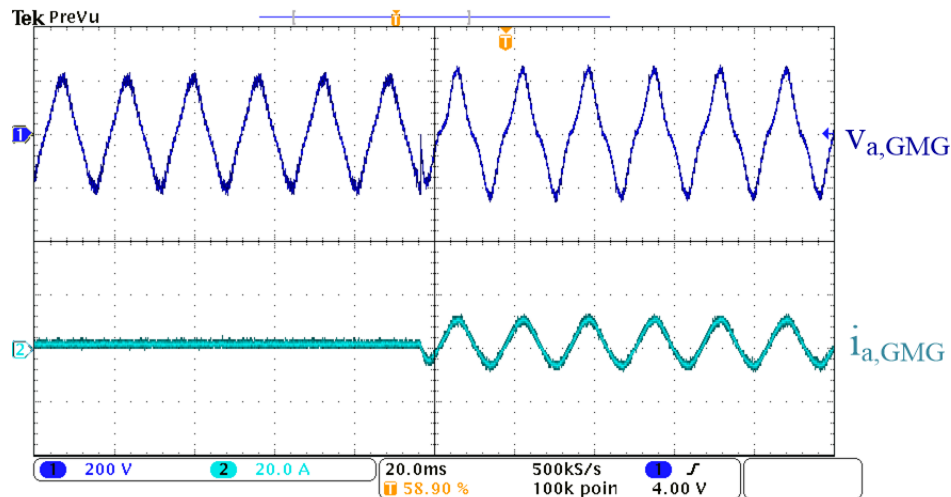
Figura 59: Espectro harmônico da tensão do GMG: (a) Tensão de fase (THD = 10,96%); (b) Tensão de linha (THD = 3,72%).

o degrau de carga. Mesmo com o GMG operando a vazio a frequência do gerador apresenta grande excursão. Este comportamento é ampliado após a inclusão de carga, quando observa-se também uma redução da frequência de operação. Para a análise da frequência fundamental da tensão do GMG é realizado um pós-processamento dos dados coletados, aplicando estes pontos em um circuito capaz de estimar a frequência. Nesta análise é utilizado o circuito DSOGI-PLL.

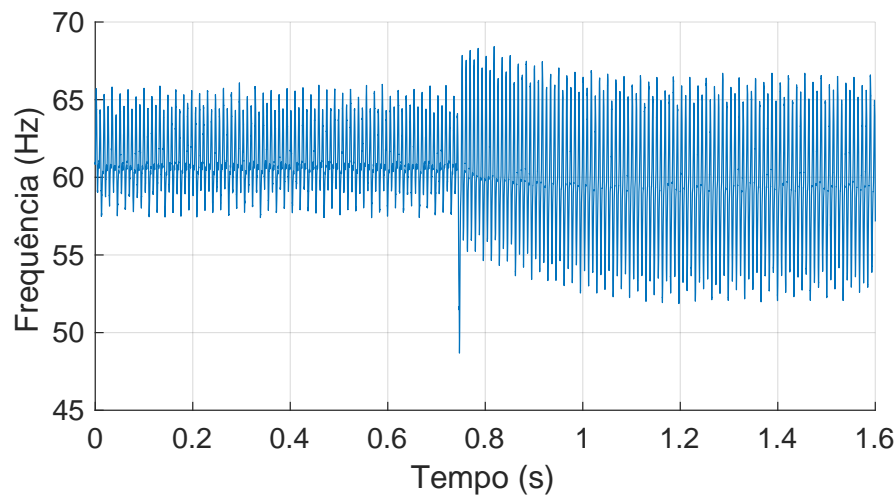
Para uma melhor aquisição da obtenção dos resultados experimentais foi utilizado um filtro passivo, formado por um banco capacitivo de $10 \mu F$ por fase, nos terminais de saída do GMG com o propósito de facilitar a visualização das tensões de saída do GMG exibidas pelo osciloscópio.

4.3 PROTÓTIPO DO B2B-VSC

Nas Figura 61 (a) e (b) são mostradas as fotografias do protótipo em pequena escala do B2B-VSC usado para obter os resultados experimentais. Foram usados dois VSC trifásicos fabricados pela Semikron. O primeiro conversor é o Semistack SKS200B6CI73V03, que usa interruptores do tipo transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT) modelo SKM100GB128D em sua estrutura, enquanto o segundo é o Semistack SKS50FB6UB6CI32V12, baseado em interruptores IGBT modelo SKM150GB12T4G. Ambos os VSC do B2B-VSC utilizam circuitos de disparo (*drivers*) SKHI22A para acionar os interruptores semicondutores. A tensão máxima do barramento CC foi alterada para 700 V. A utilização de dois modelos diferentes de VSC é justificada pela disponibilidade dos equipamentos no laboratório do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência da UFJF (NAEP).



(a)

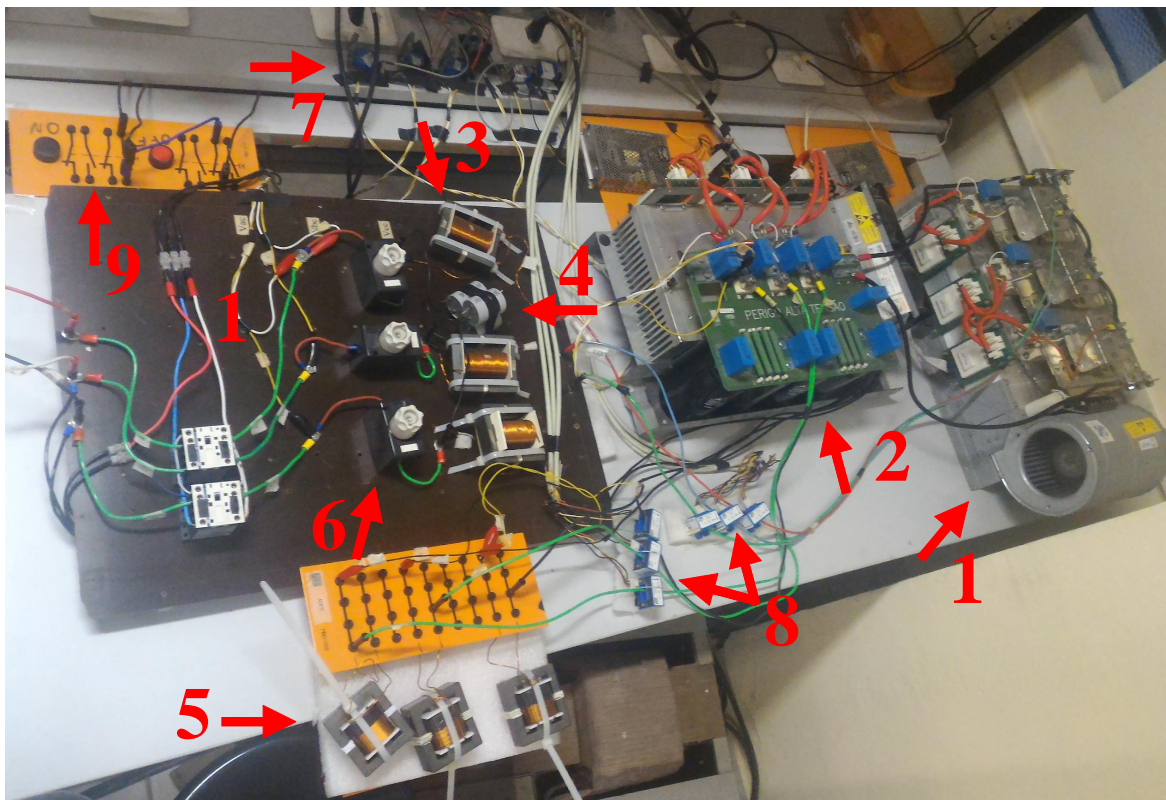


(b)

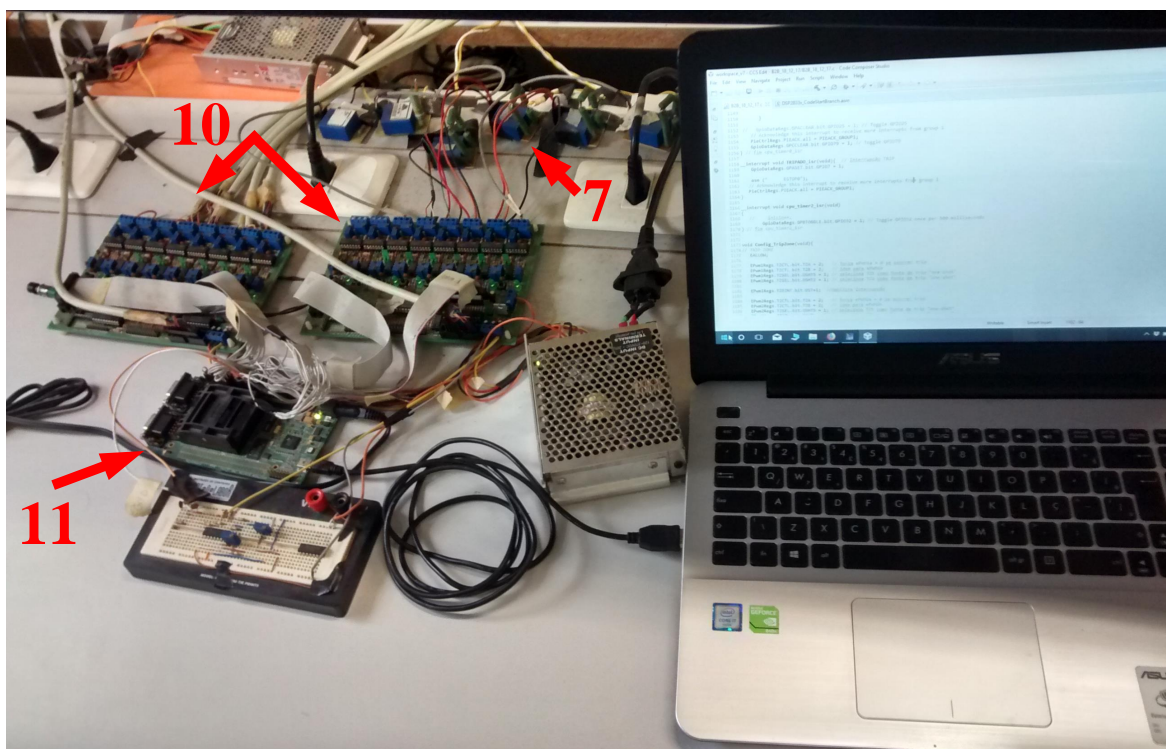
Figura 60: Tensão do GMG durante a conexão de uma carga resistiva: (a) Tensão da fase “a”; (b) Componente de frequência fundamental da tensão da fase “a”.

1. VSC Retificador;
2. VSC Inversor;
3. Indutores do lado do inversor;
4. Capacitores do lado do inversor;
5. Indutores do lado do retificador;
6. fusível de proteção;
7. sensores de tensão LEM LV25-P;
8. sensores de corrente LEM HAS50-S;
9. Contatora de conexão à rede CA;
10. Placa de condicionamento de sinais;
11. Placa de desenvolvimento $eZdsp^{TM}$ F28335.

Para o acionamento de cada módulo do IGBT, deve-se aplicar uma tensão entre os terminais porta-emissor, de +15 V para condução e $-7V$ para corte, sendo que



(a)



(b)

Figura 61: Fotografia do protótipo montado em laboratório.

estes níveis de tensão são fornecidos pelo *driver* de acionamento modelo SKHI22A.

Mais detalhes a respeito das especificações técnicas do circuito SKHI22A podem ser encontradas em (SEMIKRON, 2008).

4.3.1 CARACTERÍSTICAS DO DSP

Todo o algoritmo de controle do B2B-VSC foi implementado, em linguagem C, em um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*. Este DSP é um processador com arquitetura *Harvard* e ponto flutuante de 32 bits, cujas principais características são listadas a seguir:

- Máximo ciclo de instrução $6,67ns$ (150 MHz);
- Até 18 PWM de saída e até 6 PWM de alta resolução;
- Até 8 *timers* de 32 bits;
- 16 canais para conversão analógico/digital (A/D) de 12 bits com tempo de conversão de $80ns$, com multiplexador de 2 x 8 canais;
- 8 Interrupções externas;
- Controlador USB JTAG embarcado na placa;

Maiores detalhes do conjunto eZdspTMF28335 e TMS320F28335 podem ser encontrados em (INSTRUMENTS, 2012) e (DIGITAL, 2007).

4.3.2 MEDIÇÕES DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS

A medição das tensões do barramento CC e no PAC foi realizada com auxílio de transdutores de tensão modelo LV25-P cujas principais características são listadas na Tabela 7:

Tabela 7: Parâmetros do transdutor de tensão.

Descrição	Valor
Tensão de medição	10..500 V
Corrente eficaz primária nominal	10 mA
Corrente secundária nominal	25 mA
Relação de conversão	2500:1000
Tensão de alimentação	$\pm 12..15$ V

Para a medição das correntes foi utilizado o transdutor de corrente HAS50-S, cujas principais características são dadas na Tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros do transdutor de corrente.

Descrição	Valor
Corrente eficaz primária nominal	50 A
Intervalo de medição da corrente primária	0.. ± 150 A
Níveis da tensão de saída	±4 V
Tensão de alimentação	±15 V

4.3.3 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os sinais medidos pelos transdutores de tensão LV-25P e corrente HAS-50S devem ser limitados entre 0 V e 3,3 V para evitar danos no conversor A/D do TMS320F28335. Recomenda-se condicionar os sinais de entrada até os níveis limites do conversor, para utilizar a maior resolução possível do A/D. É importante também somar um valor de médio (*offset*) nas grandezas alternadas para garantir que o sinal de entrada sempre seja positivo.

Além disso, o circuito de condicionamento inclui filtros passa-baixas, e um sistema de proteção contra sobre-tensão e sobre-corrente, capaz de informar uma falha ao TMS320F28335 para interromper todo os pulsos de disparo dos VSC. Os detalhes do circuito de condicionamento de sinais utilizado neste trabalho está disponível no Apêndice B.

4.3.4 CIRCUITOS DE INTERFACE ENTRE O DSP E O VSC

O disparo dos interruptores IGBT do VSC é feito por circuitos de acionamento SKHI22AH4 da Semikron[®] cujas características estão apresentadas de forma resumida na Tabela 9 (SEMIKRON, 2008).

Tabela 9: Características do circuito de acionamento SKHI22A da Semikron.

Descrição	Valor
Tensão de alimentação	±15 V
Tensão do sinal de entrada (liga/desliga)	15 / 0 V
Tensão de condução/corte	+15 / - 7 V

Como não é possível conectar diretamente as saídas digitais do TMS320F28335 nos terminais de entrada do SKHI22AH4 devido aos níveis de tensão diferentes dos dois circuitos, foi projetado e montado um circuito de interface para conexão entre o DSP e os circuitos de acionamento. Este circuito é composto por seis *buffers*, encapsulados em um único circuito integrado (SN7407), e capaz de fornecer a tensão de saída igual

a +15 V. O diagrama esquemático desse circuito está disponível no [Apêndice B](#).

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA MICRORREDE CA CONTENDO O GMG

Na [Tabela 10](#) são apresentados os valores dos principais parâmetros dos controladores. É importante informar que os valores dos ganhos aplicados para obtenção dos resultados experimentais são os mesmos valores dos controladores utilizados no capítulo anterior.

Tabela 10: Parâmetros dos controladores.

Descrição	Valor
Frequência de amostragem (f_s)	20 kHz
Frequência de comutação do inversor (f_{sw})	20 kHz
Frequência de comutação do retificador ativo (f_{sw})	20 kHz
Ganho proporcional PLL	2,97 rad/Vs
Constante de tempo PLL	0,00375 s
Ganho proporcional da malha de controle de corrente	2,4 V/A
Ganho integral da malha de controle de corrente	667 Vs/A
Ganho proporcional do controlador de tensão CC	0,00093 A/V
Ganho integral do controlador de tensão CC	0,0146 As/V
Ganho proporcional do controlador de tensão CA	0,0335 A/V
Ganho integral do controlador de tensão CA	7,5 As/V

A seguir são apresentados os resultados experimentais para cada um dos modos de funcionamento da microrrede CA, contendo o GD despachável. Portanto, os resultados experimentais estão divididos da seguinte forma:

- Alimentador de rede;
- Auxiliador de rede;
- Condicionador de rede;
- Formador de rede.

4.4.1 ALIMENTADOR DE REDE

Neste modo de funcionamento o [GMG](#) deve fornecer potência ativa para a rede principal. A [Figura 62](#) (a) exibe os sinais de tensão e corrente do [VSC](#) conectado à rede [CA](#). Nota-se que, mesmo a tensão da rede contendo significativa distorção a forma

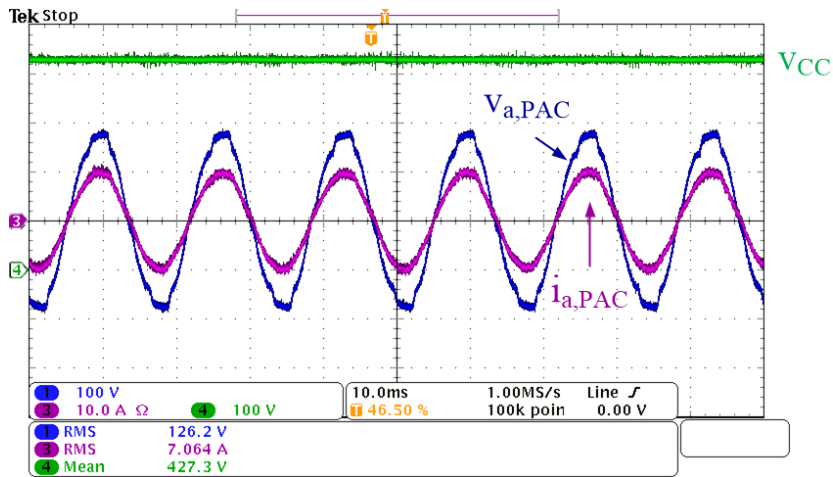
da corrente apresenta baixo THD. Esta análise se torna mais clara por meio do espectro harmônico exibido na Figura 63, em que é possível observar que os limites de qualidade de energia são atendidos. Neste teste a GD está entregando, aproximadamente, 2,7 kW. A referência de tensão CC é de definida igual a 425 V.

A Figura 62 (b) exhibe os sinais de tensão e corrente durante o momento em que a GD está entregando, aproximadamente, 2,7 kW. A tensão e corrente estão em fase caracterizando que há apenas fluxo de potência ativa. De acordo com os valores de tensão e corrente fornecidos pelo equipamento de medição, para que a microrrede entregue 2,7 kW é preciso que o GMG forneça 3,2 kW. Esta diferença é devido as perdas ao longo do processamento da energia. Além de perdas nos interruptores e nos filtros de entrada e saída, há também perdas em alguns pontos de interligação do protótipo desenvolvido. Outro ponto importante de ser mencionado é que os conversores utilizados estão operando muito abaixo de sua potência nominal.

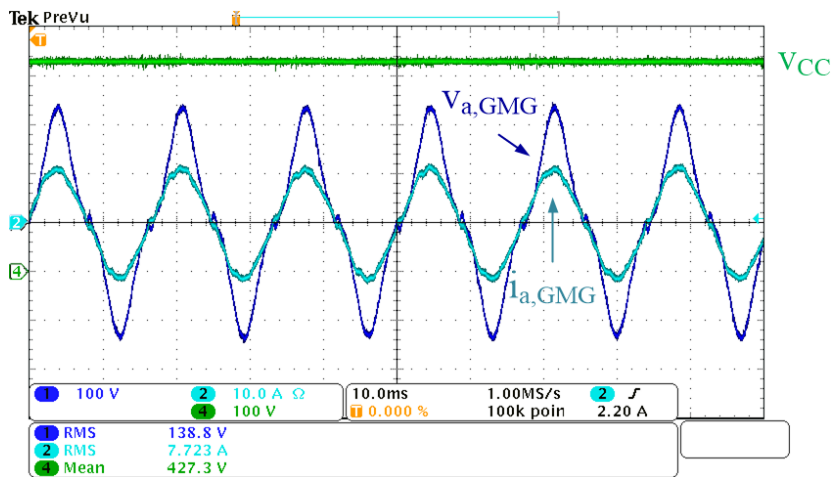
Na Figura 64 são exibidas as formas de onda de tensão e corrente de saída do GMG, antes e depois da compensação de tempo morto. Nota-se que a tensão e corrente estão em fase, contudo, sem a compensação do tempo morto a corrente do GMG apresenta maior distorção. O espectro harmônico da corrente do GMG antes e depois da compensação do tempo morto são exibidas, na Figura 65. Após a compensação de tempo morto as componentes harmônicas de ordem cinco e sete são significativamente atenuadas. Mesmo o sistema sendo trifásico a três fios há a presença de terceiro harmônico de corrente com magnitude de aproximadamente 5 % da componente fundamental. Contudo, conforme a modelagem do tempo morto para o VSC trifásico, apresentada no capítulo anterior, a compensação de tempo morto não atua nas componentes harmônicas múltiplas de três.

A Figura 66 (a) ilustra a resposta transitória da microrrede CA durante a variação, em degrau, da potência entregue a rede principal. No evento A ocorre uma mudança da potência ativa de referência de 0 W para 1,3 kW, enquanto que no evento C, uma nova mudança de referência da potência ativa ocorre, desta vez, para 2,7 kW. O evento B ressalta o momento em que é habilitada a compensação do tempo morto. A Figura 66 (b) detalha o evento C.

A corrente do inversor responde rapidamente a mudança de referência, atuando como uma perturbação a malha de controle da tensão CC que possui uma dinâmica mais lenta. Visto que a malha de corrente do lado do retificador depende da referência de corrente fornecida pela malha externa, a dinâmica das correntes do GMG são definidas



(a)



(b)

Figura 62: Formas de onda no modo alimentador de rede: (a) Tensão do PAC (Canal 1), corrente injetada (Canal 3) e tensão CC(Canal 4); (b) Tensão do GMG (Canal 1), corrente drenada do GMG (Canal 2) e tensão CC(Canal 4).

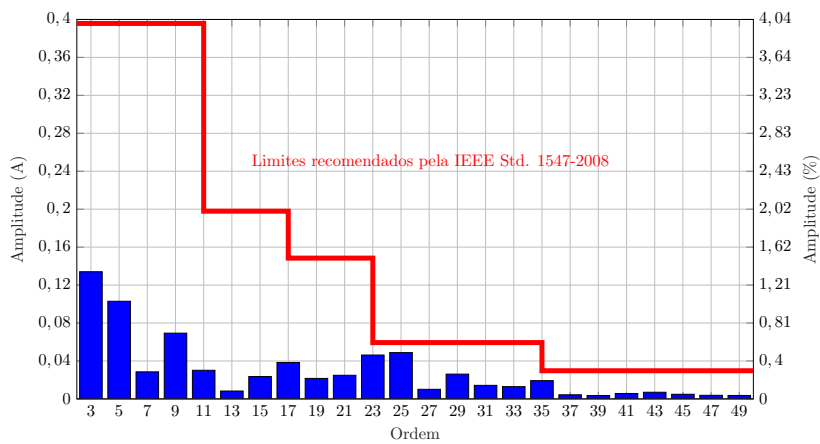


Figura 63: Espectro harmônico da corrente de fase “a” da rede principal no modo alimentador de rede.

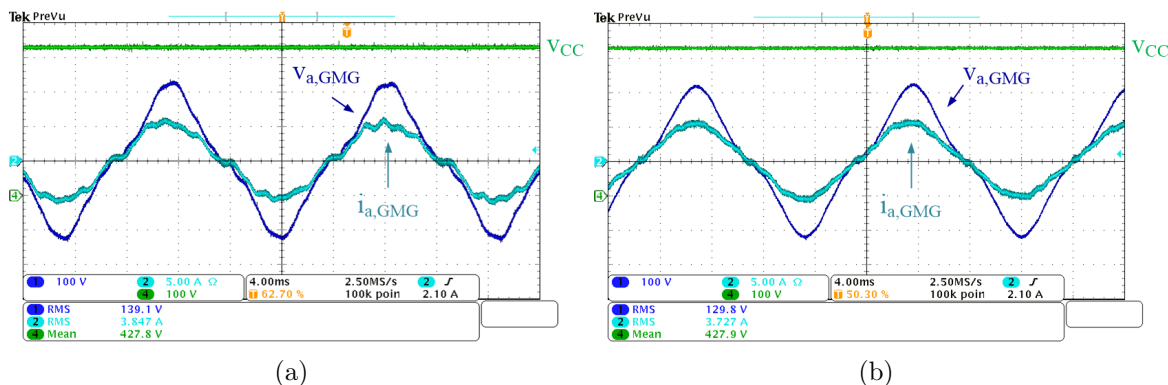


Figura 64: Formas de onda de tensão de fase do GMG (Canal 1), corrente (Canal 3) e tensão CC(Canal 4) no modo alimentador de rede: (a) Antes da compensação ($THD = 9,32\%$) ; (b) Depois da compensação ($THD = 6,88\%$).

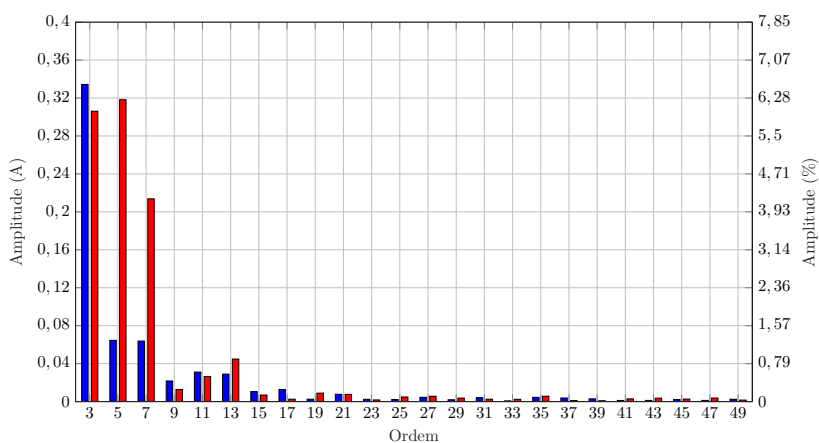
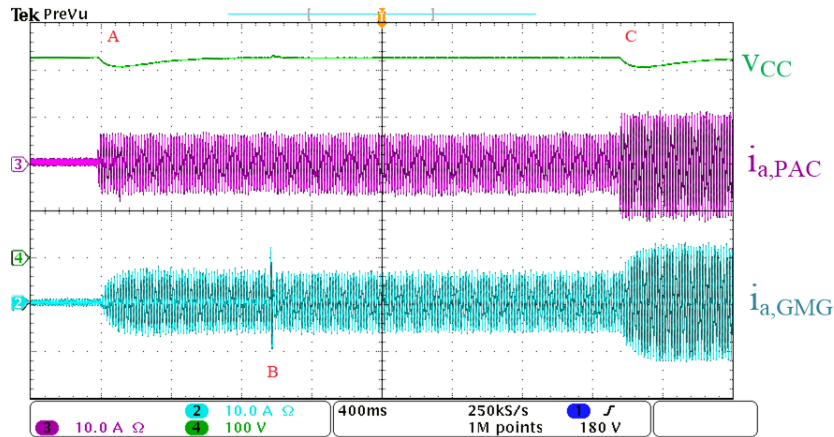


Figura 65: Espectro harmônico das correntes da fase “a” do GMG antes (em vermelho) e depois (em azul) da compensação de tempo morto.

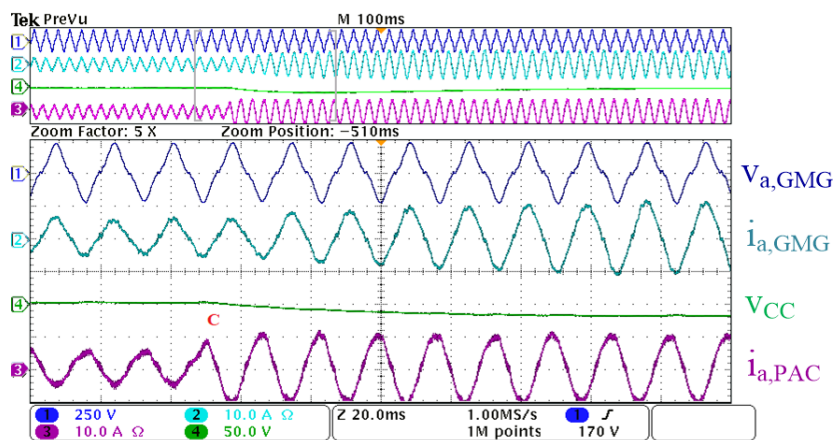
pela dinâmica da tensão CC.

4.4.2 AUXILIADOR DE REDE

Na Figura 67 é apresentada as formas de onda de tensão e corrente da rede CA, tensão CC e corrente do GMG durante o funcionamento no modo de controle de potência reativa. Para este modo de funcionamento os valores de potência ativa e reativa de referência são definidos iguais a 0 W e 2,7 kvar, respectivamente. É possível observar a defasagem entre tensão e corrente de aproximadamente 90° , e que, como não está sendo entregue potência ativa, a corrente de saída do GMG é praticamente nula. A Figura 68 apresenta o espectro harmônico da corrente de uma das fases da rede CA, em que o THD é de 3,38%. Verifica-se que a corrente de saída atende aos limites de qualidade recomendados pela IEEE Std. 1547-2008.



(a)



(b)

Figura 66: Formas de onda de tensão de fase do GMG (Canal 1), corrente do GMG (Canal 2), corrente do inversor (Canal 3) e tensão CC (Canal 4): (a) Resposta transitória da microrrede CA durante variação, em degrau, das potências de referência; (b) Detalhamento do degrau de referências de potências.

A Figura 69 exibe a resposta do B2B-VSC durante uma variação da potência reativa de referência, em que é alterada de 1,35 kvar para 2,7 kvar. Nota-se que a corrente do GMG e a tensão CC não são perturbadas durante o transitório neste modo de funcionamento, visto que não há fluxo de potência ativa entre ambos os lados do B2B-VSC.

4.4.3 CONDICIONADOR DE REDE

O modo condicionador de rede é analisado sob diferentes tipos de cargas, com o propósito de validar o sistema neste modo de funcionamento. A Figura 70 ilustra o conjunto de cargas usado neste modo de operação. Ele é composto por um retificador trifásico não controlado, um retificador trifásico com filtro indutivo na entrada e um

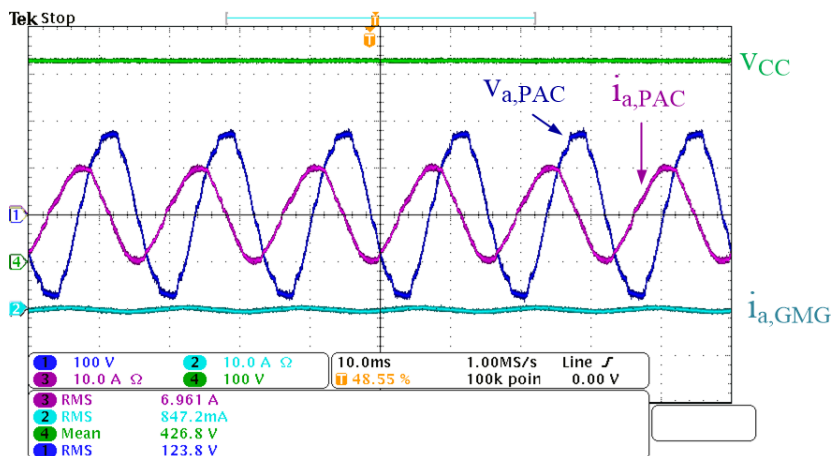


Figura 67: Formas de onda de tensão (Canal 1) e corrente (Canal 3) do PAC, corrente de saída do GMG (Canal 3) e tensão CC (Canal 4) durante o suporte de potência reativa.

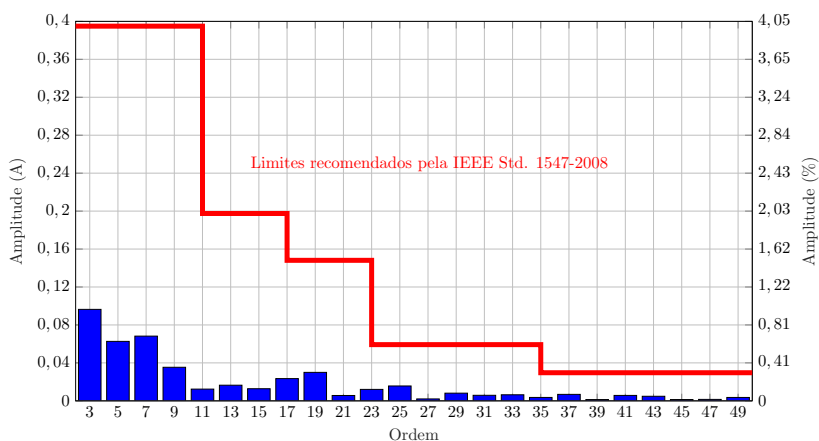


Figura 68: Espectro harmônico da corrente no modo auxiliador de rede

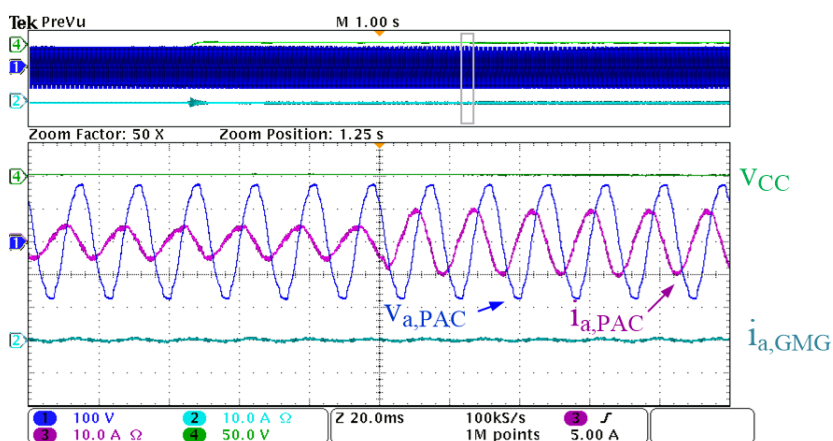


Figura 69: Degrau no sinal de referência da potência reativa.

motor de indução. Assim como nos dois casos anteriores, a chave de intertravamento se encontra na posição 3, ou seja, o sistema ainda está conectado à rede principal.

A Figura 71 apresenta as formas de onda de tensão da rede, corrente da rede e corrente da carga para o funcionamento do B2B-VSC no modo condicionador de rede. Na Figura 71 (a) apenas um retificador trifásico está conectado, enquanto que, na Figura 71 (b) é incluído o motor de indução trifásico. Em ambos os casos é possível observar que a corrente fornecida pela rede está em fase com a tensão. Pelos resultados apresentados, o modo condicionador de rede foi capaz de compensar a potência reativa e as correntes harmônicas mesmo que as correntes drenadas pelas cargas contenham altas derivadas em determinados instantes de tempo.

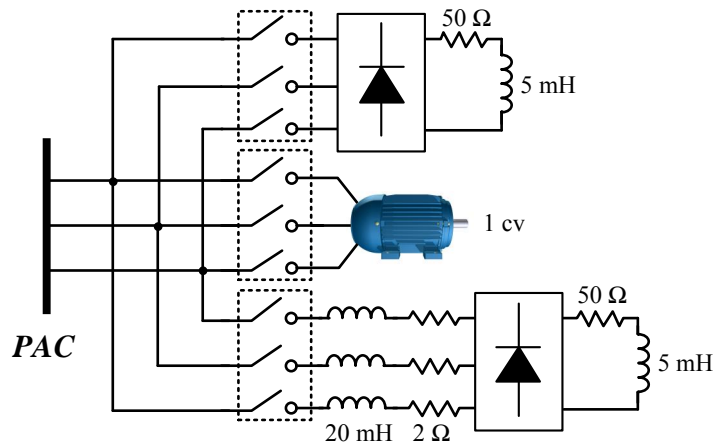


Figura 70: Carga utilizada para verificar o resultado experimental do controladores PI-MRI no modo condicionador de rede.

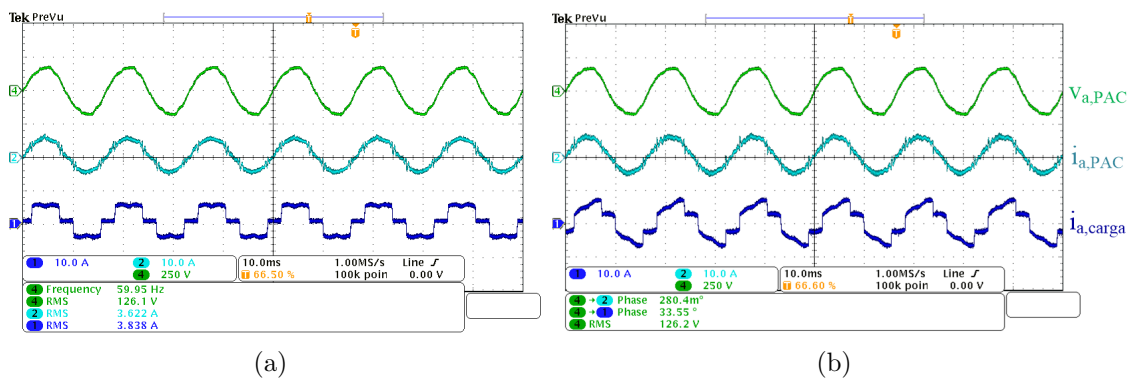


Figura 71: Formas de onda de uma das fases da tensão no PAC, corrente da rede e corrente de carga: (a) retificador trifásico sem filtro; (b) retificador trifásico com filtro indutivo + motor de indução.

A Figura 72 apresenta o funcionamento do modo condicionador de rede durante o momento em que apenas o retificador trifásico com filtro indutivo de entrada está conectado ao PAC. A Figura 73 apresenta o espectro harmônico das correntes de carga e rede. Analisando ambas as figuras, nota-se que a defasagem entre tensão e corrente é reduzida, além da redução da distorção na forma de onda de corrente da rede.

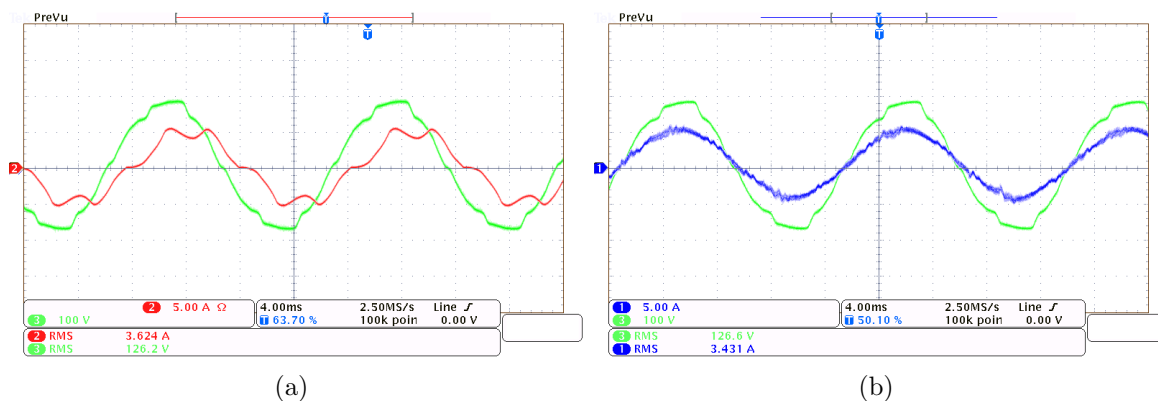


Figura 72: Modo condicionador de rede conectado a rede principal: (a) Corrente da carga (em vermelho) (THD = 19,2%); (b) Corrente da rede (em azul) (THD = 4,6%).

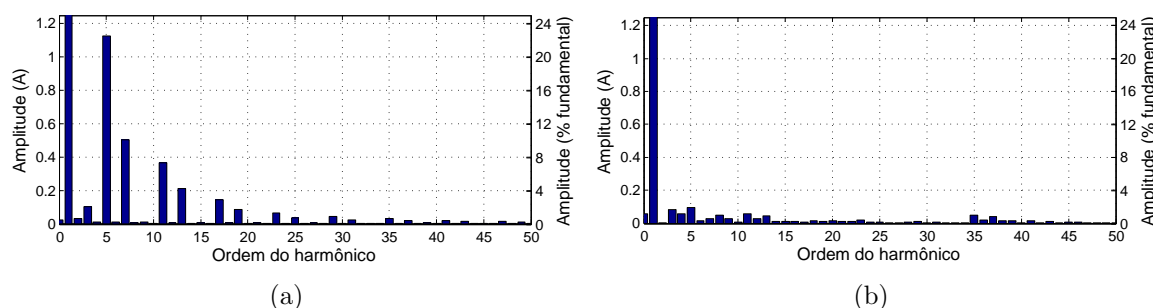


Figura 73: Espectro harmônico da corrente da carga (em azul) e da rede de distribuição (em vermelho).

A Figura 74 apresenta o funcionamento do B2B-VSC no modo condicionador de rede isolado. Neste momento, o intertravamento ilustrado na Figura 10 está na posição 2, ou seja, o GMG é diretamente conectado ao barramento de cargas. A Figura 74 (a) exibe as formas de onda de tensão e corrente da carga e a Figura 74 (b) apresenta a corrente após a compensação.

Mesmo com a tensão do GMG, que apresenta elevada distorção, é possível utilizar o B2B-VSC no modo condicionador de rede. Há compensação de potência reativa e de correntes harmônicas.

4.4.4 FORMADOR DE REDE

Neste modo de funcionamento o GMG e a rede principal estão desconectadas do barramento de cargas. O intertravamento encontra-se na posição 1. Para o modo formador de rede é utilizado um conjunto de cargas, conforme ilustrado na Figura 75.

A Figura 76 apresenta o funcionamento em regime permanente para diferentes

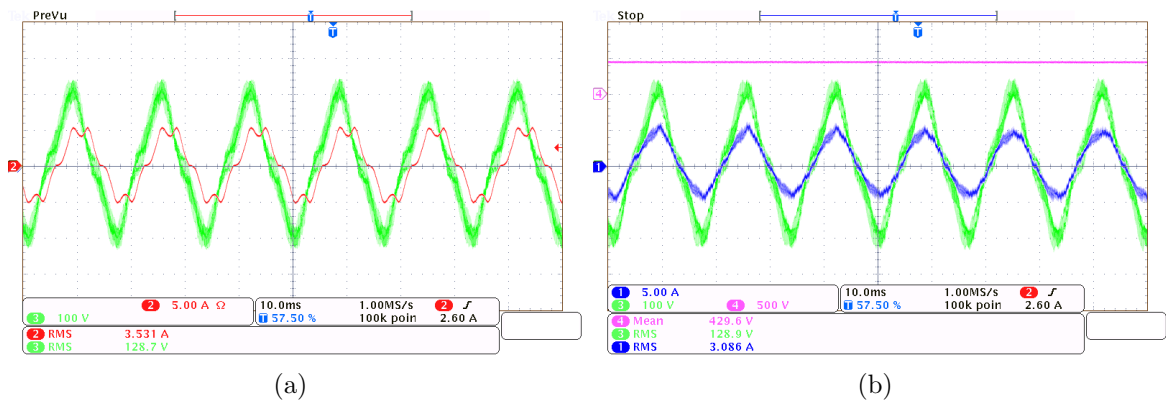


Figura 74: Modo condicionador de rede isolado: (a) Corrente da carga (em vermelho) e tensão da fase “a” do GMG (em verde); (b) Corrente da rede (em azul), tensão da fase “a” do GMG (em verde) e tensão CC (em rosa).

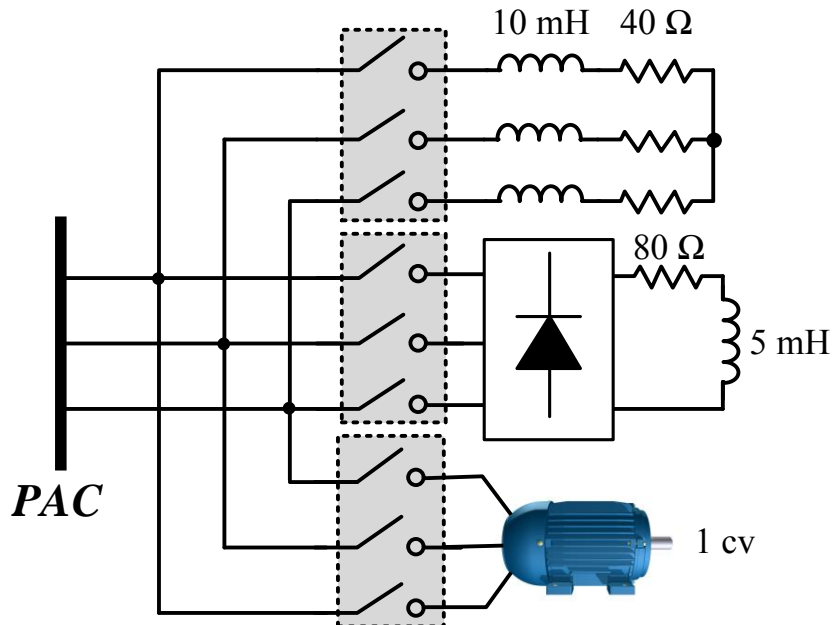


Figura 75: Conjunto de cargas utilizadas no modo formador de rede, composto por uma carga linear trifásica do tipo RL, um retificador a diodos e um motor de indução.

combinações de carga no modo formador de rede. É possível analisar o comportamento de uma das fases do sistema nos terminais do GMG e no PAC, simultaneamente. A Figura 76 (a) exibe as formas de onda no modo formador de rede com apenas a carga RL conectada no PAC. Na Figura 76 (b) apenas o retificador trifásico está conectado. As Figuras 76 (c) e (d) apresentam mais de uma carga conectada simultaneamente, na primeira, carga RL e retificador, na segunda, motor de indução e carga não-linear. Independente do tipo de carga utilizado a corrente do GMG permanece em fase com a tensão, além disso, a tensão fornecida pelo VSC de saída não se altera de acordo com a carga conectada. Conforme já exibido em resultados anteriores, a tensão do

GMG apresenta considerável terceiro harmônico de tensão, contudo, a tensão formada do outro lado do B2B-VSC não apresenta esta componente harmônica.

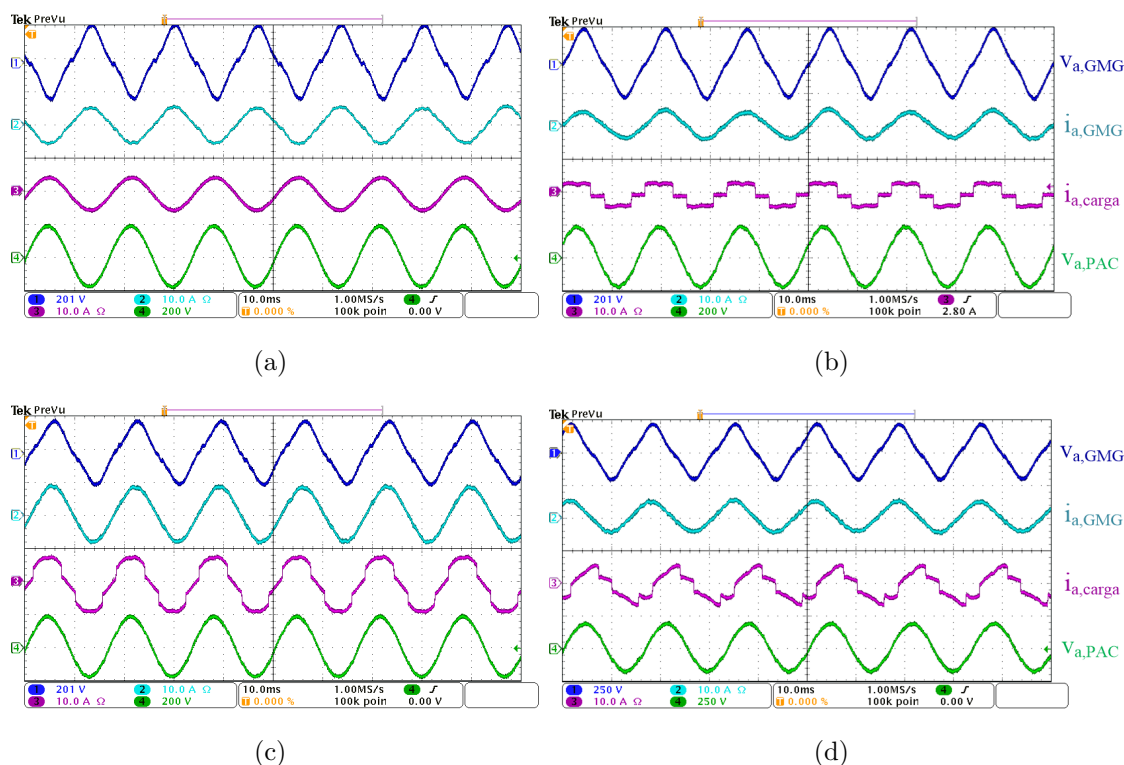


Figura 76: Formas de onda de tensão do GMG (Canal 1), corrente do GMG (Canal 2), corrente da carga (Canal 3) e tensão no PAC (Canal 4) com as seguintes cargas conectadas: (a) Carga RL; (b) Retificador a diodos; (c) Retificador a diodos e carga RL; (d) Motor de indução e retificador a diodos.

A Figura 77 apresenta as três tensões formadas pelo B2B-VSC alimentando a carga RL e o retificador a diodos. As três tensões apresentam baixa THD e os seus valores eficazes estão próximos dos valores de referência. A corrente da carga e a corrente de saída do GMG também são exibidas.

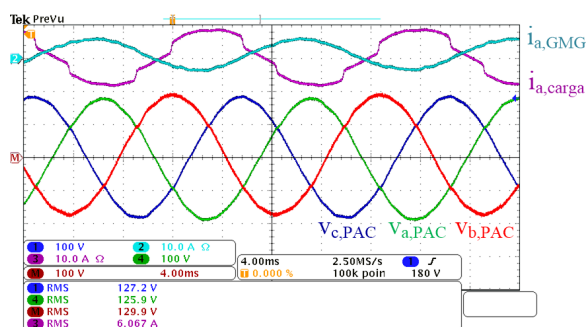


Figura 77: Tensões trifásicas (Canal 1, Canal 4 e Canal M) no modo formador de rede e corrente de uma das fases da carga (Canal 3) e do GMG (Canal 2).

A Figura 78 exhibe as formas de onda de tensão e corrente de uma das fases do

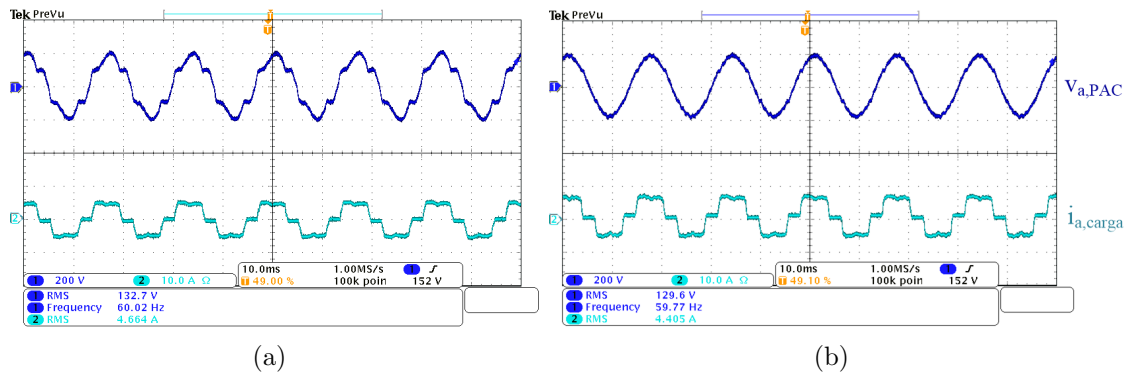


Figura 78: Forma de onda de tensão (Canal 1) e corrente (Canal 4) de uma das fases para análise da ação *feed-forward* de corrente da carga: (a) Antes da compensação; (b) Depois da compensação.

PAC antes e depois da compensação das correntes da carga. Sem a utilização da ação *feed-forward* de corrente a tensão é afetada pelo tipo de carga conectada. A Figura 79 exibe o espectro de frequência da tensão formada pelo B2B-VSC antes e depois da compensação da corrente de carga. Nota-se que, após a compensação, a THD da tensão é fortemente reduzido de 16,28% para 1,12%. Além disso, a frequência da tensão não é modificada com a inclusão da compensação.

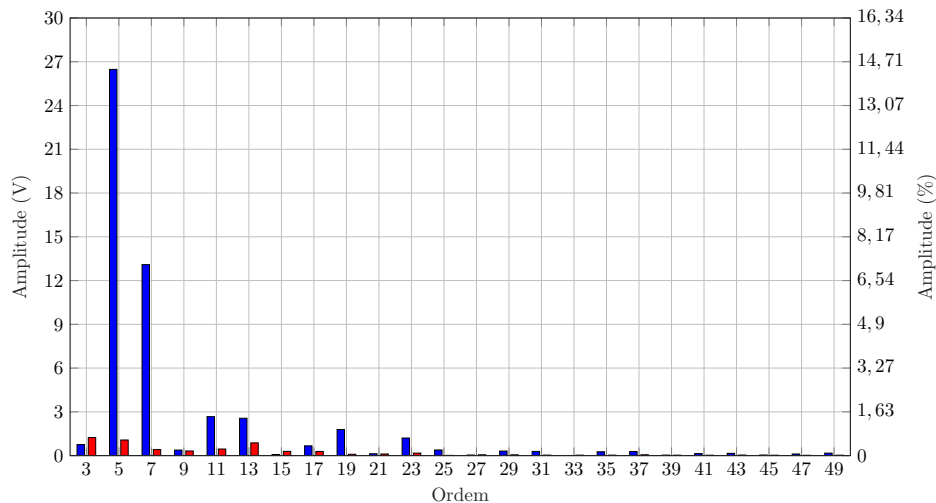
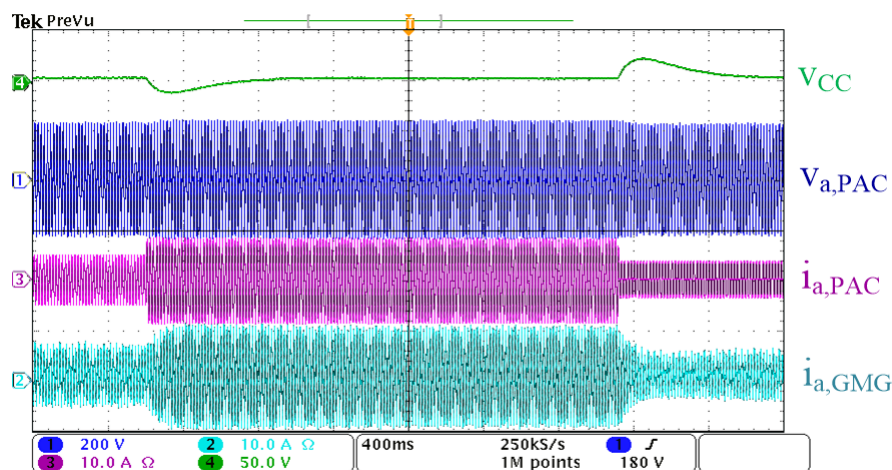


Figura 79: Espectro harmônico da tensão no modo formador de rede antes (em azul) e depois (em vermelho) da inclusão da ação *feed-forward* de corrente da carga.

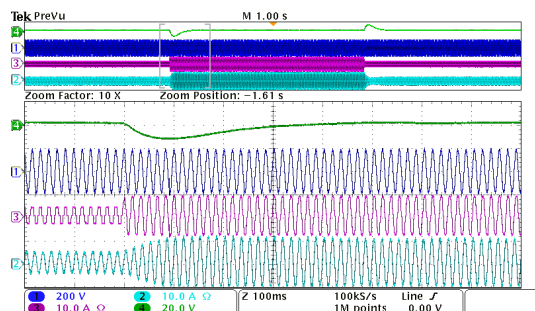
A Figura 80 (a) apresenta a resposta dinâmica no modo formador de rede. Inicialmente, apenas o retificador está conectado, e a carga RL é conectada e desconectada, respectivamente. As Figura 80 (b) e (c) detalham o momento de conexão e desconexão da carga RL, respectivamente. Nota-se que no primeiro evento há um afundamento da tensão CC, que resulta no aumento da magnitude da corrente drenada do GMG. Visto que a malha de tensão CC define a corrente de referência para a corrente do retificador

ativo, o aumento da magnitude da corrente drenada ocorre com a mesma dinâmica que a tensão CC demora para retornar ao valor de referência.

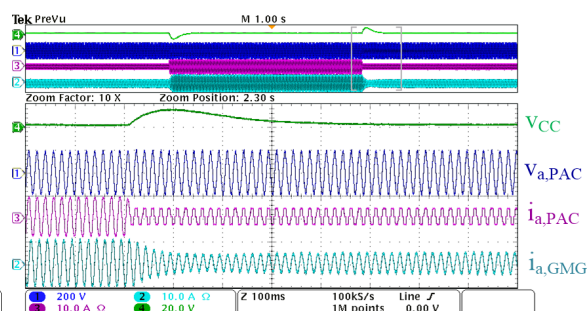
Similarmente, durante a desconexão de carga há um aumento da tensão CC e por isso a corrente drenada do GMG tem sua magnitude reduzida. Durante as transições de carga o perfil da tensão CA não sofre mudanças significativas.



(a)



(b)



(c)

Figura 80: Comportamento da tensão CC durante a conexão e desconexão de cargas no modo formador de rede: (a) Visão geral; (b) Detalhamento da inclusão de carga; (c) Detalhamento da remoção de carga.

Nas Figuras 81 (a) e (b) são apresentadas o funcionamento de uma das fases do sistema durante a conexão e desconexão de cargas, respectivamente. Inicialmente, apenas o motor de indução e o retificador estão conectados ao barramento de cargas, até que no evento A, conecta-se a carga RL. Observa-se que a tensão CA não é afetada e a corrente drenada do GMG tem sua magnitude aumentada, visto que a potência ativa total consumida pelas cargas aumentou. Em seguida, no evento B, desconecta-se o retificador e a corrente do GMG diminui lentamente, devido a dinâmica das malhas de controle do lado retificador. Novamente, a tensão CA não apresentou distorções ou afundamentos significativos.

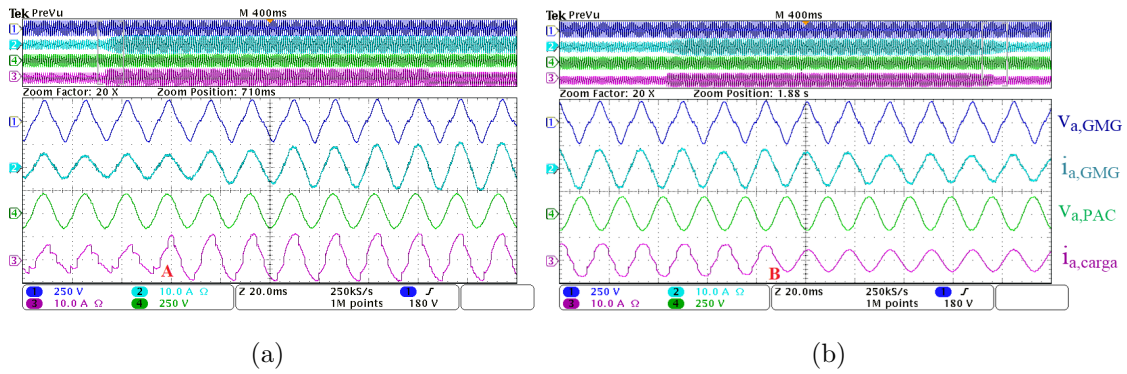


Figura 81: Comportamento de uma das fases da microrrede durante a conexão e desconexão de cargas: (a) Conexão de carga linear; (b) Desconexão de carga não-linear.

As Figuras 82 (a) e (b) também apresentam a resposta dinâmica durante a conexão de cargas. Na Figura 82 (a) o motor de indução e a carga RL estão conectados, e no evento C conecta-se o retificador a diodos. Como a potência ativa consumida pela carga aumentou, a corrente drenada do GMG também é elevada, contudo, mesmo que a corrente da carga apresente distorções e esteja defasada da tensão no PAC, a corrente do GMG se mantém com baixa THD e em fase com a tensão. Na Figura 82 (b) desliga-se o motor de indução que estava operando em vazio, e observa-se que a corrente da carga é reduzida. Do outro lado, a corrente do GMG praticamente não altera a sua magnitude, pois a potência ativa total consumida pelas cargas teve pouca redução com a desconexão do motor de indução em vazio.

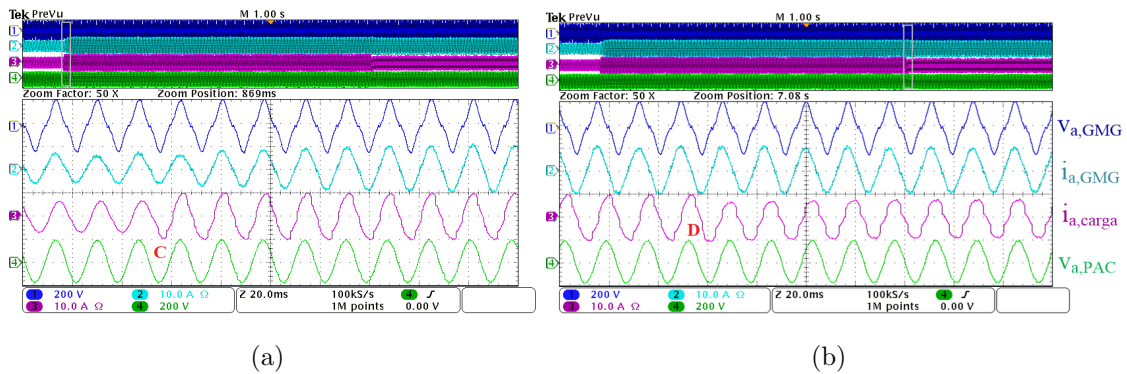


Figura 82: Comportamento de uma das fases da microrrede durante a conexão e desconexão de cargas: (a) Conexão de carga não-linear; (b) Desconexão de carga linear.

4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do B2B-VSC para cada um dos cenários de funcionamento propostos para a microrrede CA, exibindo o comportamento de cada um dos lados do conversor. Além disso, foi apresentado o

protótipo montado em laboratório para a obtenção dos resultados experimentais. Toda a estrutura de controle foi implementada em apenas um DSP.

Nos momentos em que a microrrede está conectada a rede principal são apresentados o modo alimentador de rede e condicionador de rede. Além disso, alterando apenas os valores de referência no modo alimentador de rede é possível modificar o funcionamento para o modo suporte de potência reativa. Independente do modo de operação foi possível validar o funcionamento da estrutura de controle. A tensão do GMG, utilizado neste trabalho, possui alto THD, contudo, mesmo assim, obteve-se resultados satisfatórios para cada modo de operação, em regime permanente e transitório.

Para os momentos em que a microrrede está isolada, dois modos de operação são exibidos, o modo condicionador de rede e formador de rede. O modo condicionador de rede isolado conseguiu compensar a potência reativa e atenuar a corrente harmônica da rede, contudo, mais estudos podem ser realizados com o propósito de aprimorar os resultados apresentados. No modo formador de rede a microrrede apresentou satisfatórios resultados em regime permanente e durante transitórios. Neste modo de operação foi utilizado a estimação das correntes da carga, que foi capaz de melhorar o perfil da tensão CA. Pelos resultados experimentais neste modo de funcionamento foi possível comprovar a eficácia da estrutura de controle proposta neste trabalho.

5 CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um estudo de um sistema **GD** despachável que opera conectado a uma microrrede **CA** através de um conversor **B2B-VSC**. Este conversor de dois estágios é controlado para apresentar uma característica multifuncional, possibilitando diferentes modos de operação. Um controlador **PI-MRI** é usado para regular as correntes do conversor de interface com a microrrede **CA**. A utilização de múltiplos integradores melhorou capacidade do conversor rastrear sinais de referência de correntes não lineares. Do lado do **GMG**, um controlador **PI-SRF** foi usado para regular as correntes drenadas pelo retificador **PWM** garantindo um baixo índice de distorção harmônica.

Inicialmente foi projetado o controlador **PI-SRF** para regular a corrente de saída do **B2B-VSC**. Um filtro de segunda ordem (LC) foi usado como filtro de interface entre o **B2B-VSC** e a rede secundária de eletricidade. O projeto da malha de controle de corrente foi feito para garantir uma dinâmica de primeira ordem das correntes pelo indutor do filtro de saída. Neste ponto foi importante compensar a corrente pelo capacitor do filtro no algoritmo de controle.

Infelizmente o **PI-SRF** não conseguiu garantir a síntese de correntes com baixos índices de **THD**. Para melhorar o desempenho da malha de controle foram adicionados múltiplos integradores, cada um dedicado a compensar um grupo de correntes harmônicas. Na implementação prática do controlador **PI-MRI** foi observado que a rastreadibilidade de correntes harmônicas se deteriorava a medida que a frequência harmônica do sinal de referência crescia. Foi então proposta uma compensação dos atrasos de processamento dessas componentes harmônicas. A modelagem matemática do controlador **PI-MRI**, referenciado ao sistema $\alpha\beta$, foi feita para estudar a estabilidade do sistema através de diagramas de Nyquist. A comprovação de que a compensação do atraso de amostragem foi capaz de melhorar a margem de estabilidade do sistema foi realizada utilizando o vetor de margem como critério.

A característica despachável da fonte conectada aos terminais de entrada do **B2B-VSC**

possibilitou controlar o **VSC** do lado da microrrede com diferentes modos de operação: alimentador de rede, condicionador de rede e formador de rede. Esse comportamento agregou uma maior controlabilidade e flexibilidade à operação do **GMG**.

No modo alimentador de rede foi possível comparar a eficácia do controlador **PI-MRI**, devido aos múltiplos integradores, em relação ao **PI-SRF**. O **PI-MRI** conseguiu rastrear as correntes de referência, garantindo baixos índices de distorção na microrrede e atendendo os limites recomendados pela IEEE.Std 1547-2008. O **PI-MRI** também apresentou um bom desempenho para operação do conversor de interface no modo de suporte de potência reativa e condicionador de rede.

No modo condicionador de rede, o objetivo do controle foi usar o **VSC** de interface para suporte de potência reativa e compensar as correntes harmônicas consumidas pelas cargas não lineares conectadas na microrrede. Neste modo, as correntes de sequência negativa, na frequência fundamental, consumidas por cargas desequilibradas conectadas na rede elétrica não são compensadas. A compensação desse tipo de corrente implica em uma maior oscilação da tensão do barramento CC e no aumento da capacidade do **VSC**. Para evitar esse problema foi adicionado um filtro *notch* nas malhas de controle das correntes de eixo d e q .

O modo condicionador de rede foi empregado para a microrrede operando nos modos ilhada ou conectada à rede principal. Mesmo durante os momentos em que o **GMG** alimentava o barramento de cargas, o inversor foi capaz de compensar a potência reativa e as correntes harmônicas. Vale ressaltar que para este caso, percebeu-se uma maior dificuldade de funcionamento, já que a tensão do barramento de cargas é muito distorcida e com ampla variação da componente fundamental da frequência. Além disso, neste modo de operação qualquer um dos conversores pode ser empregado como FAP, e por isso, um estudo mais detalhado pode ser realizado para investigar outras opções de funcionamento do B2B-VSC no modo condicionador de rede.

No modo formador de rede foi incluído uma malha de controle de tensão do barramento **CA**. Neste modo foi também utilizado o diagrama de Nyquist para analisar a estabilidade do sistema em malha fechada. Todo o algoritmo de controle foi modelado no sistema de coordenadas síncrono dq , o que facilitou a utilização de controladores controlador proporcional-integral (**PI**) para regular as variáveis de interesse. Como a tensão do barramento CA é muito sensível ao tipo de carga, foi necessário adicionar um sinal *feed-forward* da corrente da carga na saída do controlador de tensão CA. Foi então proposto um método para estimar a corrente da carga sem a necessidade de medir a

carga. Esta estimação se mostrou válida, tanto para as cargas lineares, e quanto para as não-lineares.

Para o controlador do retificador [PWM](#), com o objetivo de não aumentar demasiadamente o esforço computacional do algoritmo de controle, foi escolhida uma estrutura mais simples, neste caso um [PI-SRF](#). Essa escolha possibilitou embarcar todo o algoritmo do [B2B-VSC](#) em um único DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*. Neste caso a estratégia básica de controle tinha o objetivo de drenar correntes senoidais do [GMG](#). No entanto, ao implementar o controlador foi observado que as não idealidades dos interruptores semicondutores provoca atrasos nos sinais de disparo que resultava em correntes distorcidas, com elevados índices de quinto e sétimo harmônicos, nos terminais do retificador [PWM](#). Para melhorar o desempenho do controlador foi desenvolvido um modelo matemático do retificador [PWM](#) considerando os efeitos do tempo-morto, tempos de subida e descida e as quedas de tensão nos interruptores. Esse modelo matemático permitiu desenvolver um algoritmo de compensação paramétrica cujos sinais resultantes foram adicionados ao sinal gerador pelo [PI-SRF](#). Esse melhoramento do algoritmo de controle permitiu que os controladores operassem de acordo com o esperado.

Resultados experimentais obtidos com um protótipo de pequena escala montado no laboratório do [NAEP](#) foram utilizados para demonstrar o desempenho e validar os controladores bem como os diferentes modos de operação do conversor de dois estágios. Os resultados experimentais também foram usados para validar as metodologias de compensação dos atrasos de processamento do [PI-MRI](#) e do tempo morto do controlador [PI-SRF](#). Apesar de todos os controladores terem sido projetados no domínio da frequência s , a utilização de uma frequência de amostragem elevada permitiu discretizar todos os controladores usando uma metodologia simples baseada na aproximação de Euler.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Visando o prosseguimento do trabalho são listadas a seguir algumas propostas de continuidade:

- Implementar a estrutura para a detecção e transição automática dos modos de operação da microrrede CA, obtendo os resultados para este cenário;
- Comparar o funcionamento da microrrede CA utilizando outros controladores;

- Analisar a influência de desbalanços de tensão no controlador de corrente do GMG;
- Estudar o funcionamento da microrrede sob outros cenários de teste, como por exemplo, tensão e corrente desequilibradas;
- Aprofundar a análise no modo condicionador de rede, visto que, é o único modo capaz de funcionar conectado e isolado e por isso pode ser realizado de diferentes formas;
- Analisar o funcionamento do controle de conversor multifuncional B2B-VSC caso a conexão com o PAC seja a 4 fios.

REFERÊNCIAS

FELIPE Saldanha Garcia.

ABRONZINI, U. et al. Steady-state dead-time compensation in vsi. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 63, n. 9, p. 5858–5866, 2016.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, p. 625–630, Nov 1984.

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. : IEEE Press, 2007.

ALCANTARA, R.; CARVALHO, A. P. A influência das harmônicas no consumo de combustível de um gerador diesel. In: *International Conference on Industry Applications, 2014. INDUSCON '14. 11th IEEE*. 2014. v. 1.

ALMEIDA, P. M. et al. Digital proportional multi-resonant current controller for improving grid-connected photovoltaic systems. *Renewable Energy*, Elsevier, v. 76, p. 662–669, 2015.

ALMEIDA, P. M. de et al. Repetitive controller for improving grid-connected photovoltaic systems. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 6, p. 1466–1474, June 2014. ISSN 1755-4535.

ALMEIDA, P. M. de et al. Controle e redução das correntes harmônicas de um sistema de geração fotovoltaico interligado à rede elétrica sem filtros passivos. *Revista Eletrônica de Potência*, v. 18, n. 4, p. 1149–1160, set./nov. 2013.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - Módulo 1*. 2016.

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

ASTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. : Princeton university press, 2008.

BALDOR. *Energy Management Best Practices: Peak Shaving Generators*. 2005.

BARKER, P.; MELLO, R. de. Determining the impact of distributed generation on power systems. i. radial distribution systems. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*. 2000. v. 3.

BEST, R. J. et al. Steady-state and transient performance of biodiesel-fueled compression-ignition-based electrical generation. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 2, n. 1, p. 20–27, Jan 2011.

- BHATTACHARYA, S. et al. Active filter system implementation. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 4, n. 5, p. 47–63, Sep 1998. ISSN 1077-2618.
- BIRICIK, S.; KOMURCUGIL, H. Three-level hysteresis current control strategy for three-phase four-switch shunt active filters. *IET Power Electronics*, v. 9, n. 8, p. 1732–1740, 2016. ISSN 1755-4535.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, Set 2004.
- BLAABJERG, F. et al. *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*. Oct 2006. 1398-1409 p.
- BOJRUP, M. et al. Multiple rotating integrator controller for active filters. In: EPE ASSOCIATION. *EPE 99*. 1999.
- BRANDÃO, D. et al. Estratégia de controle multifuncional para sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica. *Brazilian Journal of Power Electronics*, v. 18, n. 4, 2013.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. *Lectures on power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.
- CALLE-PRADO, A. et al. Predictive control of a back-to-back npc converter-based wind power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 7, p. 4615–4627, July 2016. ISSN 0278-0046.
- CARVALHO, A. P. de et al. Análise do consumo de combustível de um gerador diesel alimentando cargas lineares e cargas não lineares. In: *Proceedings of International Conference on Engineering and Technology Education*. 2014. v. 13, p. 223–227.
- CHAKRABORTY, S.; SIMÕES, M. G.; KRAMER, W. E. Power electronics for renewable and distributed energy systems. *A Sourcebook of Topologies, Control and Integration, London*, Springer, p. 235–265, 2013.
- CHAUDHURI, N. et al. *Multi-terminal direct-current grids: Modeling, analysis, and control*. : John Wiley & Sons, 2014.
- CHILUPI, R. R. et al. A multitasking control algorithm for grid-connected inverters in distributed generation applications using adaptive noise cancellation filters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 31, n. 2, p. 714–727, June 2016. ISSN 0885-8969.
- DIGITAL, S. *Technical Reference eZdsp F28335*. novembro 2007.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. : Springer Science & Business Media, 2007.
- FARRET, F. a.; SIMÕES, M. G. *Integration of Alternative Sources of Energy*. 2006. 471 p. ISBN 9780471712329. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy-.webfeat.lib.ed.ac.uk/xpl/bkabstractplus.jsp?bkn=5201919>.

FOGLI, G. et al. Integração de um grupo motor gerador diesel a uma rede secundária de eletricidade através de um conversor eletrônico de potência de dois estágios. *XX Congresso Brasileiro de Automática*, p. 988–995, 2014.

FOGLI, G. A.; ALMEIDA, P. M. de; BARBOSA, P. G. Modelling and control of an interface power converter for the operation of small diesel gen-sets in grid-connected and stand-alone modes. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 150, p. 177–187, 2017.

FOGLI, G. A. et al. Sliding mode control of a shunt active power filter with indirect current measurement. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. 2015. p. 1–5.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback control of dynamic systems*. : Addison-Wesley Reading (Ma) etc., 1988.

GARCIA, F. S. *Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos est áticos elevados*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas, 2010.

GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de tecnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*. 2010. p. 12–16.

GUNES, M.; DOGRU, N. Fuzzy control of brushless excitation system for steam turbogenerators. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 3, p. 844–852, 2010.

HAN, J.; SOLANKI, S. K.; SOLANKI, J. Coordinated predictive control of a wind/battery microgrid system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 4, p. 296–305, Dec 2013. ISSN 2168-6777.

HERRAN, M. A. et al. Adaptive dead-time compensation for grid-connected pwm inverters of single-stage pv systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2816–2825, June 2013. ISSN 0885-8993.

HU, J. et al. Direct active and reactive power regulation of grid-connected dc/ac converters using sliding mode control approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 210–222, Jan 2011. ISSN 0885-8993.

HUSEINBEGOVIĆ, S. et al. Direct power control for various topologies of three phase grid-connected voltage sources converters using sliding mode control. In: *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*. 2012. p. 795–801.

HWANG, S. H.; KIM, J. M. Dead time compensation method for voltage-fed pwm inverter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 25, n. 1, p. 1–10, March 2010. ISSN 0885-8969.

IEEE. IEEE Recommended Practice for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems Distribution Secondary Networks. *IEEE Std. 1547.6-2011*, 2011.

- INSTRUMENTS, T. *Data Manual: TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232. Digital Signal Controllers (DSCs)*. agosto 2012.
- JUNG, J. W. et al. A three-phase inverter for a standalone distributed generation system: Adaptive voltage control design and stability analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 29, n. 1, p. 46–56, March 2014. ISSN 0885-8969.
- KERKMAN, R. J. et al. Effects of parasitics on the control of voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 140–150, Jan 2003. ISSN 0885-8993.
- KOLAR, J. W. et al. Review of three-phase pwm ac-ac converter topologies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 4988–5006, Nov 2011. ISSN 0278-0046.
- LEE, D. H.; AHN, J. W. A simple and direct dead-time effect compensation scheme in pwm-vsi. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 5, p. 3017–3025, Sept 2014. ISSN 0093-9994.
- LEE, J. H.; LEE, S. H.; SUL, S. K. Variable-speed engine generator with supercapacitor: Isolated power generation system and fuel efficiency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 6, p. 2130–2135, Nov 2009.
- LEWICKI, A. Dead-time effect compensation based on additional phase current measurements. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 7, p. 4078–4085, July 2015. ISSN 0278-0046.
- LIMONGI, L. et al. Digital current-control schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 1, p. 20–31, March 2009. ISSN 1932-4529.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 836–841, May 2006.
- MARAFÃO, F. P. et al. Multi-task control strategy for grid-tied inverters based on conservative power theory. *IET Renewable Power Generation*, v. 9, n. 2, p. 154–165, 2015. ISSN 1752-1416.
- MIDTSUND, T.; SUUL, J. A.; UNDELAND, T. Evaluation of current controller performance and stability for voltage source converters connected to a weak grid. In: *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*. 2010. p. 382–388. ISSN 2329-5759.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. : John Wiley & Sons, 2007.
- MUNOZ, A. R.; LIPO, T. A. On-line dead-time compensation technique for open-loop pwm-vsi drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 4, p. 683–689, Jul 1999. ISSN 0885-8993.

- MURAI, Y.; WATANABE, T.; IWASAKI, H. Waveform distortion and correction circuit for pwm inverters with switching lag-times. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-23, n. 5, p. 881–886, Sept 1987. ISSN 0093-9994.
- NASCIMENTO, C. F. et al. Analysis of noncharacteristic harmonics generated by voltage-source converters operating under unbalanced voltage. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 951–961, 2017.
- NIWAS, R.; SINGH, B. Solid-state control for reactive power compensation and power quality improvement of wound field synchronous generator-based diesel generator sets. *IET Electric Power Applications*, v. 9, n. 6, p. 397–404, 2015. ISSN 1751-8660.
- NIWAS, R. et al. Unity power factor operation and neutral current compensation of diesel generator set feeding three-phase four-wire loads. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 9, n. 13, p. 1738–1746, 2015.
- PANDIARAJ, K. et al. Centralised control of diesel gen-sets for peak shaving and system support. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 149, n. 2, p. 126–132, 2002.
- PATEL, P. J.; PATEL, V.; TEKWANI, P. N. Pulse-based dead-time compensation method for selfbalancing space vector pulse width-modulated scheme used in a three-level inverter-fed induction motor drive. *IET Power Electronics*, v. 4, n. 6, p. 624–631, July 2011. ISSN 1755-4535.
- PEREIRA, V. M. *Estudo e modelagem dinamica de gerador de indução acionado por maquina de combustão interna com controle de tensão e de frequencia por meio de inversor PWM*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2003.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. : Academic press, 2010.
- ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012.
- RODRÍGUEZ-CABERO, A.; SÁNCHEZ, F. H.; PRODANOVIC, M. A unified control of back-to-back converter. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2016. p. 1–8.
- RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. 2006. p. 1–7.
- SAHA, A. K. et al. Modeling and performance analysis of a microturbine as a distributed energy resource. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 24, n. 2, p. 529–538, June 2009. ISSN 0885-8969.
- SEMIKRON. *Hybrid Dual MOSFET Driver SKHI 21A (R)*. 2008. Acessado: 10/01/2014. Disponível em: <http://www.semikron.com/products/data/cur/assets-/SKHI\22_A_B_R_L5012521.pdf>.

- SHE, X. et al. Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012. p. 4077–4084. ISSN 2329-3721.
- SHEN, L. et al. Dc-link capacitor second carrier band switching harmonic current reduction in two-level back-to-back converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 4, p. 3567–3574, April 2018. ISSN 0885-8993.
- SINGH, B.; NIWAS, R.; DUBE, S. K. Load leveling and voltage control of permanent magnet synchronous generator-based dg set for standalone supply system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 10, n. 4, p. 2034–2043, Nov 2014. ISSN 1551-3203.
- SINGH, B.; SOLANKI, J. Load compensation for diesel generator-based isolated generation system employing dstatcom. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 1, p. 238–244, Jan 2011.
- STRZELECKI, R.; BENYSEK, G. *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*. 2008. XVIII, 414 p.
- TANG, Z.; AKIN, B. Suppression of dead-time distortion through revised repetitive controller in pmsm drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 32, n. 3, p. 918–930, Sept 2017. ISSN 0885-8969.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. : John Wiley & Sons, 2011.
- TIBOLA, J. R. et al. Modeling and speed control design of an ethanol engine for variable speed gensets. *Control Engineering Practice*, Elsevier, v. 35, p. 54–66, 2015.
- TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 654–664, March 2009. ISSN 0885-8993.
- TOYAMA. *Gerador Diesel TD7000CX3ED*. 2006. Acessado: 13/05/2016. Disponível em: <http://www.toyama.com.br/imagens/produtos/pdf/1742012-152136-ud12e106c-6888-40c2-8bd1-5eb036e30e41u_td70f.pdf>.
- TRIVEDI, A.; SINGH, M. Repetitive controller for vsis in droop based ac-microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0885-8993.
- WANG, L. et al. Non-linear adaptive hysteresis band pulse-width modulation control for hybrid active power filters to reduce switching loss. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 11, p. 2156–2167, 2015. ISSN 1755-4535.
- WANG, L.; ZHENG, G. Z. Analysis of a microturbine generator system connected to a distribution system through power-electronics converters. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 2, n. 2, p. 159–166, April 2011. ISSN 1949-3029.
- WATANABE, E.; STEPHAN, R.; AREDES, M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 2, p. 697–703, 1993.

- WEG. *Motores Síncronos*. 2013. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-sincronos-50005369-catalogo-portugues-br.pdf>>.
- WEG. *Motores Síncronos: Aplicações, Funcionamento e Características Construtivas*. 2013. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-sincronos-artigo-tecnico-portugues-br.PDF>>.
- WEG. *Características e Especificações de Geradores*. 2016. Acessado: 10/10/2016. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-curso-dt-5-caracteristicas-e-especificacoes-de-geradores-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>.
- YAMAHA. *EF2000iSv2*. 2016. Acessado: 30/11/2016. Disponível em: <<https://www.yamahamotorsports.com/content/common/dpg/files/2007-yamaha-EF2000iSv2-pdf>>.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications*. : IEEE Press., 2010.
- YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, 2011.
- ZHANG, Z. et al. Nonlinear direct control for three-level npc back-to-back converter pmsg wind turbine systems: Experimental assessment with fpga. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 13, n. 3, p. 1172–1183, June 2017. ISSN 1551-3203.
- ZHANG, Z.; XU, L. Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 6, p. 3179–3187, June 2014. ISSN 0885-8993.
- ZHOU, D.; BLAABJERG, F. Bandwidth oriented proportional-integral controller design for back-to-back power converters in dfig wind turbine system. *IET Renewable Power Generation*, v. 11, n. 7, p. 941–951, 2017.
- ZHOU, D.; ZHAO, J.; LIU, Y. Finite-control-set model predictive control scheme of three-phase four-leg back-to-back converter-fed induction motor drive. *IET Electric Power Applications*, v. 11, n. 5, p. 761–767, 2017. ISSN 1751-8660.
- ZMOOD, D.; HOLMES, D.; BODE, G. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. 1999. v. 2, p. 818–825 vol.2. ISSN 0197-2618.

**APÊNDICE A - APÊNDICE A - EQUIVALÊNCIA ENTRE OS
CONTROLADORES NOS SISTEMAS DQ E $\alpha\beta$**

Considere a matrix para transformada dos controladores entre as coordenadas $dq0$ para $\alpha\beta0$ (ZMOOD; HOLMES & BODE, 1999), dada por:

$$C_{AC}(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} C_{DC}^1 + C_{DC}^2 & j(C_{DC}^1 - C_{DC}^2) \\ -j(C_{DC}^1 - C_{DC}^2) & C_{DC}^1 + G2_{DC} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

em que,

$$\begin{cases} C_{DC}^1 = C_{DC}(s + j\omega) \\ C_{DC}^2 = C_{DC}(s - j\omega) \end{cases}. \quad (\text{A.2})$$

Assumindo o uso do PI-SRF, a função de transferência é dada por,

$$C_{DC}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (\text{A.3})$$

Substituindo (A.3) em (A.2) e aplicando em (A.1), é possível obter:

$$C_{AC}(s) = \begin{bmatrix} k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega^2} & -\frac{k_i \omega}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{k_i \omega}{s^2 + \omega^2} & k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

Os termos da diagonal principal são a representação do controlador PI, aplicado no sistema dq , referenciado ao sistema $\alpha\beta$. Os outros dois termos representam o acoplamento entre os controladores de cada sistema.

É possível realizar o mesmo procedimento para os Múltiplos Integradores presente no controlador PI-MRI. Sendo assim, assumindo a inclusão de dois Integradores com frequência $6m\omega$ e $-6m\omega$, em que $m = 1,2,3,\dots$:

$$C_{DC}(s) = \frac{k_i}{s + j6m\omega} + \frac{k_i}{s - j6m\omega} \quad (\text{A.5})$$

e,

$$\begin{cases} C_{DC}^1 = \frac{k_i}{s + (j6m\omega) + j\omega} + \frac{k_i}{s + (-j6m\omega) + j\omega} \\ C_{DC}^2 = \frac{k_i}{s + (j6m\omega) - j\omega} + \frac{k_i}{s + (-j6m\omega) - j\omega} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Aplicando (A.6) em (A.1):

$$C_{AC}(s) = \begin{bmatrix} A & -jB \\ jB & A \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

sendo,

$$\begin{cases} A = k_i s \left(\frac{1}{s^2 + ((6m-1)\omega)^2} + \frac{1}{s^2 + ((6m+1)\omega)^2} \right) \\ B = k_i \omega \left(\frac{6m-1}{s^2 + ((6m-1)\omega)^2} - \frac{6m+1}{s^2 + ((6m+1)\omega)^2} \right) \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

O termo A representa os múltiplos integradores referenciados no sistema $\alpha\beta$; o termo B representa o acoplamento dos controladores.

Desta forma, o controlador PI-MRI têm sua função de transferência $C_{\alpha\beta}(s)$, referenciada ao sistema $\alpha\beta$, dada por:

$$C_{\alpha\beta}(s) = K_p + K_i \left(\frac{s}{s^2 + \omega^2} \right) + \sum_h^{\infty} \left[\left(\frac{s \cdot K_{i,h}}{s^2 + (h\omega_1)^2} \right) \right], \quad (\text{A.9})$$

onde $K_{i,h} = K_{i,6m}$; $h = 6m \pm 1$ é a ordem do harmônico no sistema de coordenadas estacionário e $m = 1, 2, 3, \dots$. A transformação do sistema $\alpha\beta$ para abc não altera (A.9).

Como exemplo, assume-se a inclusão de dois múltiplos integradores com frequência 6ω e -6ω , ou seja:

$$C_{DC}^1(s) = \frac{k_i}{s + j6\omega} + \frac{k_i}{s - j6\omega} \quad (\text{A.10})$$

e,

$$\begin{cases} C_{DC}^1 = \frac{k_i}{s + (j6\omega) + j\omega} + \frac{k_i}{s + (-j6\omega) + j\omega} = \frac{k_i}{s + j7\omega} + \frac{k_i}{s - j5\omega} \\ C_{DC}^2 = \frac{k_i}{s - (j6\omega) - j\omega} + \frac{k_i}{s - (-j6\omega) - j\omega} = \frac{k_i}{s - j7\omega} + \frac{k_i}{s + j5\omega} \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

Aplicando (A.11) em (A.1):

$$C_{AC}(s) = \begin{bmatrix} k_i s \left(\frac{1}{s^2 + (5\omega)^2} + \frac{1}{s^2 + (7\omega)^2} \right) & -jk_i \omega \left(\frac{5}{s^2 + (5\omega)^2} - \frac{7}{s^2 + (7\omega)^2} \right) \\ jk_i \omega \left(\frac{5}{s^2 + (5\omega)^2} - \frac{7}{s^2 + (7\omega)^2} \right) & k_i s \left(\frac{1}{s^2 + (5\omega)^2} + \frac{1}{s^2 + (7\omega)^2} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

APÊNDICE B - APÊNDICE B - CONDICIONAMENTO DOS SINAIS ANALÓGICOS E PWM

Os circuitos de condicionamento e proteção de sinais utilizados neste trabalho são apresentadas nas Figuras 83 e 84, e foram desenvolvidos em (GARCIA, 2010).

Em Almeida (2011), foi feito um circuito de interface entre a placa de condicionamento e o *driver* de disparo dos IGBT. Esse circuito é apresentado na Figura 85.

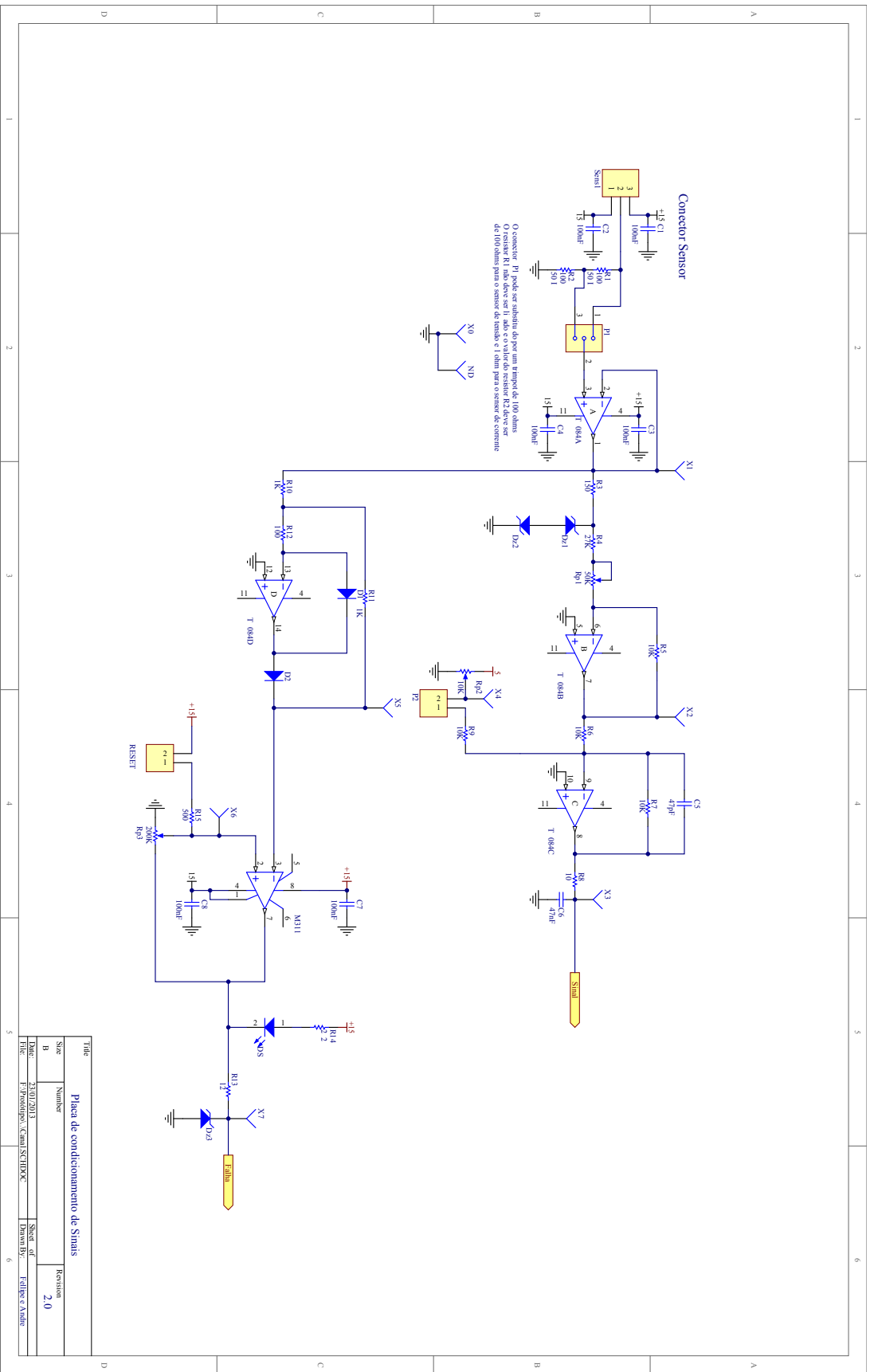


Figura 83: Circuito para condicionamento e proteção dos canais de tensão e corrente.

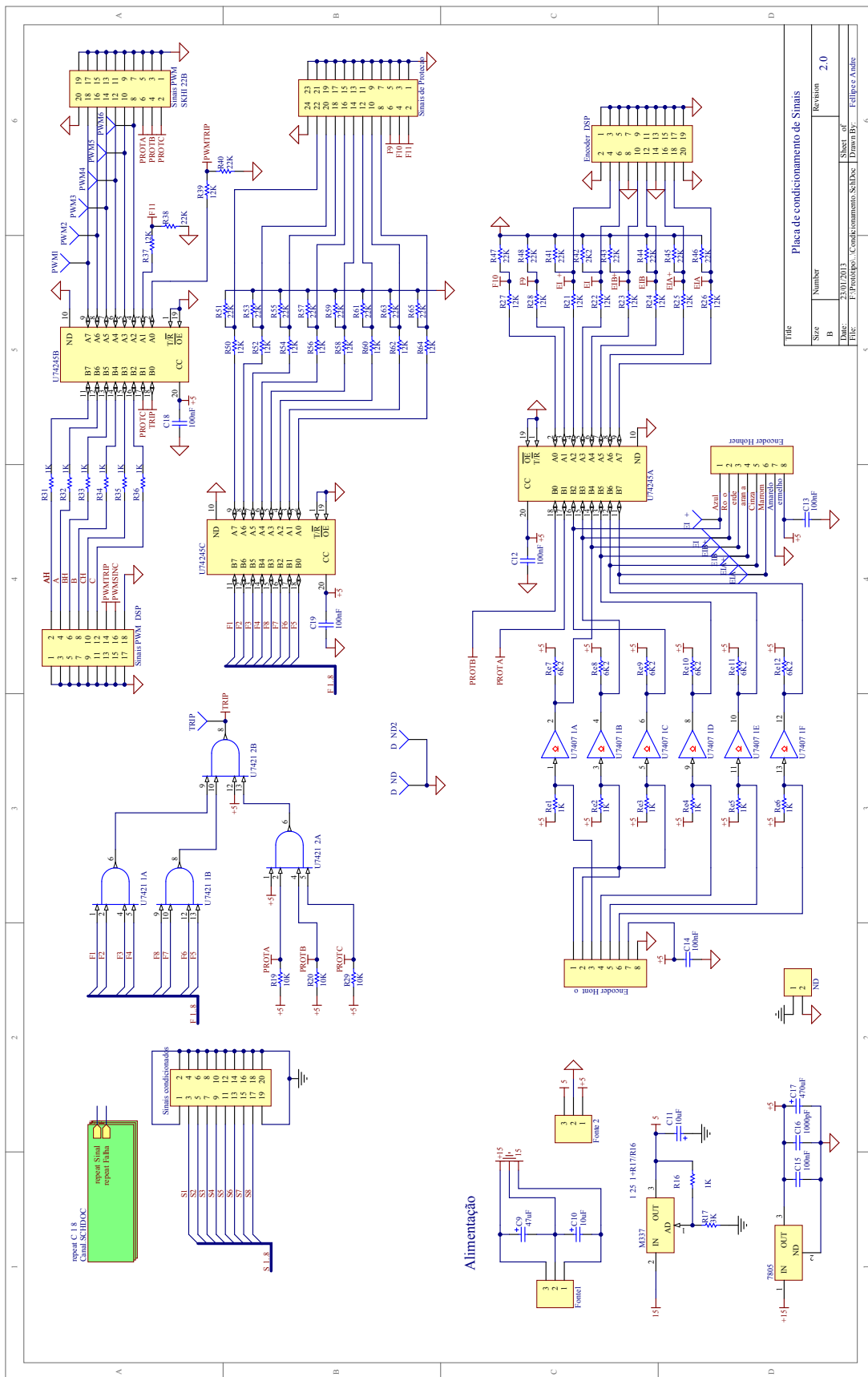


Figura 84: Circuito da placa de condicionamento de sinais.

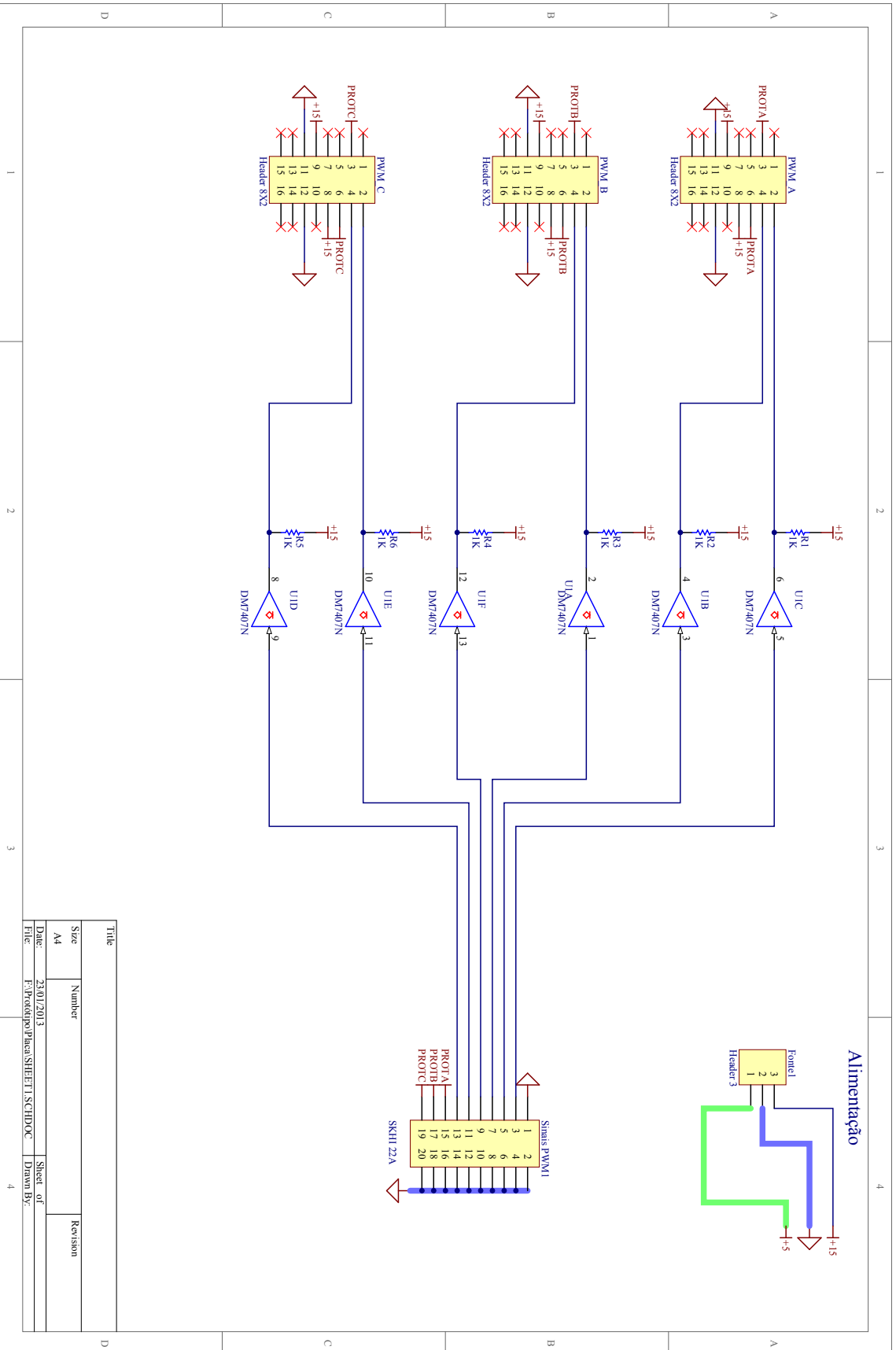


Figura 85: Circuito do buffer.