



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

Gabriel Azevedo Fogli

INTEGRAÇÃO DE UM GRUPO MOTOR GERADOR DIESEL EM UMA REDE  
SECUNDÁRIA DE DISTRIBUIÇÃO ATRAVÉS DE UM CONVERSOR ESTÁTICO  
FONTE DE TENSÃO

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora  
2014



Gabriel Azevedo Fogli

Integração de um Grupo Motor Gerador Diesel em uma Rede Secundária de  
Distribuição através de um Conversor Estático Fonte de Tensão

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

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

Juiz de Fora  
2014

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.

Integração de um Grupo Motor Gerador Diesel em uma Rede Secundária de Distribuição através de um Conversor Estático Fonte de Tensão / Gabriel Azevedo Fogli. -- 2014.  
130 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.

1. Sistema de geração disperso. 2. Grupo motor gerador diesel. 3. Conversor fonte de tensão. 4. Filtro ativo de potência. 5. Controlador PI com múltiplos integradores. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

Gabriel Azevedo Fogli

Integração de um Grupo Motor Gerador Diesel em uma Rede Secundária de  
Distribuição através de um Conversor Estático Fonte de Tensão

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 19 de março de 2014.

BANCA EXAMINADORA:

---

**Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF  
Orientador

---

**Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

---

**Prof. André Augusto Ferreira, Dr. Eng.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

---

**Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.**

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ



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





## AGRADECIMENTOS

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

Ao meu orientador Pedro Gomes Barbosa, por sua disposição e boa vontade em ajudar ao longo de todo o desenvolvimento e revisão deste trabalho. Agradeço ainda, pela sua paciência em compartilhar seus conhecimentos e pela confiança depositada em mim.

À Amanda pela capacidade de tornar os meus dias mais alegres e serenos através do seu amor, carinho, zelo e paciência.

Ao amigo Rodolfo Lacerda, por compartilhar sua experiência ao longo da montagem do protótipo e da programação do DSP. Agradeço também por sua disposição em ajudar o próximo, a qualquer instante.

Ao amigo Pedro Machado, pelos ensinamentos passados durante este período de convivência no NAEP. Muito obrigado pelo auxílio mesmo enquanto realizava seu intercâmbio.

Aos meus amigos e companheiros do NAEP e LAPTEL, dos quais especialmente cito: Pablo, Israel, Márcio, Henrique, Manso, Davis, Carlos, Thiago, Juan e Mauro Naves.

À todos aqueles que me ajudaram de alguma forma.

À CAPES, à Universidade Federal de Juiz de Fora e ao PPEE pelo suporte necessário ao desenvolvimento deste trabalho.



*“Se você quer os acertos, esteja preparado  
para os erros.”*

Carl Yastrzemski



## RESUMO

Esta dissertação apresenta um estudo de conexão de um grupo gerador-diesel (GMG) trifásico em uma rede secundária de distribuição de energia elétrica. A integração do GMG é feita por uma unidade de processamento de energia (PPU) composta por um retificador trifásico não controlado conectado em série com um conversor fonte de tensão (VSC) modulado com uma estratégia de modulação por largura de pulso. O GMG pode operar de duas maneiras distintas: (i) modo *standby* (interligado) ou (ii) modo isolado. O conversor de saída da PPU pode ser controlado para injetar potência ativa na rede CA, ou como um filtro ativo de potência (FAP) compensando potência reativa e correntes harmônicas nos terminais das cargas. O VSC de interface é controlado no modo de corrente (CMC), sendo seus controladores projetados a partir de funções de transferência obtidas com o modelo matemático do sistema elétrico nas coordenadas  $dq0$ . Esses controladores são projetados com múltiplos integradores para garantir a qualidade da forma de onda da corrente injetada na rede CA. Dependendo do modo de operação é utilizada uma malha adicional para regular a tensão do barramento CC do conversor de interface. Para validar o modelo matemático e o algoritmo de controle são realizadas simulações digitais no programa PSIM. Resultados experimentais, obtidos com um protótipo de laboratório, cujos controladores foram implementados em um processador digital de sinais TMS320F28335 da *Texas Instruments*, são usados para validar as estratégias de controle propostas.

Palavras-chave: Sistema de geração disperso, Grupo gerador-diesel, Conversor fonte de tensão, Controle modo-corrente, Controlador PI com múltiplos integradores, Filtro ativo de potência.



## ABSTRACT

This dissertation presents a study about the connection of a three-phase Diesel Genset (DG) to a secondary distribution network. The integration of DG is done by a Power Processing Unit (PPU) composed of a three-phase rectifier connected in series with a Pulse Width Modulated Voltage Source Converter (VSC). The DG can operate in two distinct modes: (*i*) standby (interconnected) or (*ii*) islanding. The PPU's output converter can be controlled to inject active power into AC electric grid, or as an Active Power Filter (APF), compensating the reactive power and harmonics currents at the load terminals. The VSC is controlled employing the current mode control (CMC), and its compensators are designed based on the electrical system transfer function in dq0 coordinates. Multiple rotating synchronous reference frame integrators (PI-MRI) are used to ensure the quality of the generated power. Depending on the operating mode, an additional loop is used to regulate the DC bus voltage. In order to validate the mathematical model and the control algorithm, digital simulations using PSIM are performed. Experimental results obtained with the prototype, which controllers were implemented in a TMS320F28335 of Texas Instruments are used to validate the proposed control strategies.

Keywords: Dispersed generation system, Diesel genset, voltage source converter, current mode control, PI-MRI, Active Power Filter.





## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Ilustração de um sistema de distribuição de energia elétrica com diferentes tipos de fontes de geração distribuída. ....	34
Figura 2	Fotografia do gerador à diesel de 5,5 kW modelo TD7000CX3ED, fabricado pela empresa Toyama e disponível no NAEP. ....	36
Figura 3	Diagrama esquemático da conexão de um gerador à diesel de pequena capacidade a uma rede elétrica secundária através de um conversor eletrônico de potência. ....	37
Figura 4	Diagrama de blocos de um gerador síncrono com AVR. ....	40
Figura 5	Circuito do GMG conectado à rede elétrica: (a) diagrama unifilar do grupo motor gerador (GMG) conectado à rede elétrica, (b) representação fasorial das tensões do GMG e da rede elétrica. ....	41
Figura 6	Curva de potência ativa em função do ângulo de defasagem. ....	42
Figura 7	Topologia adotada para conexão do GMG à rede CA. ....	43
Figura 8	Conversor fonte de tensão trifásico. ....	44
Figura 9	Representação do vetor espacial de tensão nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ . ....	45
Figura 10	(a) Representação fasorial dos estados do VSC; (b) Estados possíveis	

	do conversor fonte de tensão dois níveis. ....	46
Figura 11	Decomposição ou projeção do vetor espacial resultante nos vetores adjacentes $V_{100}$ e $V_{110}$ . ....	47
Figura 12	Padrão de comutação. ....	48
Figura 13	Diagrama unifilar de uma das fases do VSC conectado à rede CA. ..	49
Figura 14	Representação do vetor espacial de tensão no sistema de coordenadas $dq0$ . ....	51
Figura 15	Diagrama de blocos do integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) e posterior separação das componentes de sequência positiva e negativa. ....	54
Figura 16	Curvas de resposta em frequência dos SOGI: (a) Função de transferência $D_s$ (b) Função de transferência $Q_s$ . ....	55
Figura 17	Resposta em frequência do detector de sequência positiva. ....	57
Figura 18	Relação espacial entre as transformações de coordenadas $\alpha\beta \rightarrow dq$ . .	58
Figura 19	Estrutura do SRF-PLL. ....	58
Figura 20	Diagrama de blocos do algoritmo de controle baseado na teoria das potências instantâneas. ....	61
Figura 21	Diagrama de blocos do algoritmo de controle do VSC na teoria das potências instantâneas referenciadas no sistema de coordenadas síncrono. ....	62

Figura 22	Diagrama de blocos do SRF-PLL linear. ....	67
Figura 23	Ângulo de referência e ângulo estimado pelo DSOGI-PLL. ....	68
Figura 24	Diagrama de blocos do controle por modo tensão. ....	69
Figura 25	Diagrama de blocos dos controladores das correntes $i_d$ e $i_q$ . ....	71
Figura 26	Etapas do processo de redução do diagrama de blocos dos controladores das correntes $i_d$ e $i_q$ : (a) sem a malha <i>feed-forward</i> ; (b) sem os acoplamentos entre as correntes de eixo direto e quadratura e (c) sem o bloco do conversor. ....	73
Figura 27	Diagrama de blocos simplificado do controlador da corrente de eixo direto do VSC. ....	74
Figura 28	Diagrama de blocos simplificado do controlador da tensão do barramento CC. ....	75
Figura 29	Representação dos fluxos das potências instantâneas para um VSC <i>Shunt</i> três fios conectado à rede CA, fornecendo potência ativa proveniente do GMG. ....	76
Figura 30	Representação dos fluxos das potências instantâneas para um VSC <i>Shunt</i> três fios conectado à rede corrente alternada (CA) compensando potência reativa e correntes harmônicas. ....	77
Figura 31	Representação dos fluxos das potências instantâneas para um VSC <i>Shunt</i> três fios compensando potência reativa e correntes harmônicas em uma rede secundária isolada. ....	77

Figura 32	Microrrede CA para fornecimento de potência ativa ao SEP: (a) Diagrama esquemático do VSC conectado à rede CA (b) Estrutura do controle de corrente. ....	78
Figura 33	Microrrede CA para compensação de potência reativa e correntes harmônicas conectado ao SEP: (a) Diagrama esquemático do VSC conectado à rede CA (b) Estrutura do controle de corrente. ....	79
Figura 34	Microrrede CA ilhada para compensação de potência reativa e correntes harmônicas: (a) Diagrama esquemático do VSC operando isolado da rede CA (b) Estrutura do controle de corrente. ....	80
Figura 35	Correntes $i_d$ e $i_q$ e seus respectivos sinais de referência. ....	85
Figura 36	Potências instantâneas e seus respectivos sinais de referência fornecidas pelo PPU: (a) Potência ativa; (b) Potência reativa. ....	87
Figura 37	tensão do barramento CC para o modo de injeção de potência ativa. ....	87
Figura 38	Comportamento dos sinais de corrente para variações das potências instantâneas de referência: (a) Correntes trifásicas sintetizadas pelo PPU; (b) Tensão e corrente de apenas uma fase. ....	88
Figura 39	Diagrama de conexão das cargas ao longo do tempo. ....	89
Figura 40	Correntes trifásicas: (a) consumida pelas cargas; (b) compensadas pelo PPU; (c) fornecidas pelo GMG. ....	90
Figura 41	Espectro de frequência: (a) Corrente consumida pela carga (THD = 19,24%); (b) Corrente fornecida pelo GMG (THD = 11,71%). ....	91

Figura 42	Diagrama de blocos do controlador PI-MRI. ....	92
Figura 43	Correntes trifásicas: (a) consumida pelas cargas; (b) compensadas pelo PPU; (c) fornecidas pelo GMG. ....	94
Figura 44	Comportamento dos sinais de corrente da fase a, de acordo com as variações das cargas: (a) Corrente total consumida pelas cargas; (b) Corrente de compensação fornecida pelo PPU; (c) Corrente fornecida pelo GMG. ....	95
Figura 45	Espectro de frequência: (a) Corrente consumida pela carga (THD = 19,24%); (b) Corrente fornecida pelo GMG (THD = 2,80%). ....	96
Figura 46	tensão do barramento CC para o modo de injeção de potência ativa. ....	97
Figura 47	Potências instantâneas ativa e reativa: (a) Potências da carga; (b) Potências do VSC; (c) Potências do GMG. ....	98
Figura 48	Fluxograma do algoritmo implementado no TMS320F28335. ....	102
Figura 49	Imagem da estrutura utilizada. ....	105
Figura 50	Formas de onda das correntes trifásicas injetadas na rede secundária básica. ....	106
Figura 51	Detalhe das formas de ondas da tensão (rosa) e corrente (azul) da fase "a": (a) Experimental (b) Simulação. ....	107
Figura 52	Forma de onda da corrente da fase "a" para uma variação em degrau da potência ativa de referência $p^*(t)$ . ....	107

Figura 53	Formas de ondas de tensão (rosa) e corrente (azul) de uma das fases com fluxo de potência reativa: (a) Experimental; (b) Simulação. . . . .	108
Figura 54	Forma de onda da tensão CC para o VSC injetado potência ativa na rede secundária de distribuição. . . . .	109
Figura 55	Espectro de frequência da corrente de uma das fases do VSC (THD = 3,3%). . . . .	109
Figura 56	Correntes trifásicas nos terminais da carga. . . . .	110
Figura 57	Correntes trifásicas fornecidas pelo VSC. . . . .	110
Figura 58	Correntes trifásicas fornecidas pelo SEP. . . . .	110
Figura 59	Forma de onda da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pela rede CA de apenas uma das fases sem a compensação (a) Experimental; (b) Simulação. . . . .	111
Figura 60	Formas de ondas da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pela rede CA de apenas uma das fases, com a compensação da potência reativa e correntes harmônicas, e tensão do barramento CC (verde): (a) Experimental; (b) Simulação, com a tensão CC (verde), dividida por dois. . . . .	112
Figura 61	Espectro de frequência: (a) Corrente consumida pela carga (THD = 13,685%); (b) Corrente fornecida pelo SEP (THD = 4,81%). . . . .	113
Figura 62	Formas de onda das tensões trifásicas geradas pelo GMG. . . . .	114
Figura 63	Formas de ondas da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pelo GMG	

	de apenas uma das fases antes da compensação: (a) Experimental; (b) Simulação. ....	115
Figura 64	Forma de onda da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pelo GMG de apenas uma das fases depois da compensação: (a) Experimental; (b) Simulação. ....	116
Figura 65	Espectro de frequência: (a) Corrente fornecida pelo antes da compensação (THD = 13,685%); (b) Corrente fornecida pelo GMG após a compensação (THD = 8,02%). ....	117
Figura 66	Detalhe das correntes trifásicas nos terminais do VSC no instante em que é liberado os pulsos de disparo: (a) sem a ação <i>feed-forward</i> ; (b) com a ação <i>feed-forward</i> . ....	118
Figura 67	Circuito para condicionamento e proteção dos canais de tensão e corrente. ....	128
Figura 68	Circuito da placa de condicionamento de sinais. ....	129
Figura 69	Circuito do <i>buffer</i> . ....	130





## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros do Gerador-diesel trifásico. ....	83
Tabela 2	Parâmetros do VSC. ....	83
Tabela 3	Parâmetros da rede CA. ....	84
Tabela 4	Componente e sequência das correntes consumidas por um retificador trifásico. ....	93
Tabela 5	Parâmetros do grupo gerador diesel da Toyama. ....	99
Tabela 6	Parâmetros do transdutor de tensão. ....	103
Tabela 7	Parâmetros do transdutor de corrente. ....	103
Tabela 8	Características do <i>driver</i> SKHI22A da Semikron. ....	104
Tabela 9	Parâmetros dos controladores. ....	106



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- AVR** regulador automático de tensão (do inglês, *Automatic Voltage Regulator*)
- CA** corrente alternada
- CC** corrente contínua
- CMC** controle modo corrente (do inglês, *Current Mode Control*)
- DSOGI-PLL** circuito de sincronismo com integrador generalizado de segunda ordem duplo
- DSP** processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*)
- DSC** controlador digital de sinais (*Digital Signal Controller*)
- FACTS** sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission System*)
- FAP** filtro ativo de potência (do inglês, *Active Power Filter*)
- GMG** grupo motor gerador
- IGBT** transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar Transistor*)
- NAEP** Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência
- PAC** ponto de acoplamento comum
- PI** controlador proporcional-integral
- PI-MRI** controlador proporcional–integral com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (*PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*)
- PI-SRF** controlador proporcional–integral no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *PI controller in a synchronous reference frame*)

**P-SSI** controlador proporcional com múltiplos integradores senoidais (do inglês, *stationary frame controller with proportional regulator and sinusoidal signal integrators*)

**P-SSI-SRF** controlador proporcional com múltiplos integradores senoidais no sistema de coordenadas síncrono (*PI controller with multiple SSIs in a synchronous reference frame*)

**PI-RES** controlador proporcional-integral com reguladores ressonantes (do inglês, *PI controller with resonant regulators in a synchronous reference frame*)

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

**PPU** unidade de processamento de energia (do inglês, *Power Processing Unit*)

**PWM** modulação por largura dos pulsos (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

**QSG** gerador de sinal em quadratura (do inglês, *Quadrature Signal Generator*)

**RC** controlador repetitivo (do inglês, *Repetitive Controller*)

**SGD** sistemas de geração distribuídos

**SEP** sistema elétrico de potência

**SOGI** integrador generalizado de segunda ordem

**SRF-PLL** circuito de sincronismo no sistema de coordenadas síncrono

**STATCOM** compensador estático síncrono (do inglês, *Static Synchronous Compensator*)

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

**VMC** controle modo tensão (do inglês, *Voltage Mode Control*)

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

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>33</b>
1.1	Identificação do problema . . . . .	33
1.2	Contextualização do problema . . . . .	34
1.3	Motivação do trabalho . . . . .	35
1.4	Objetivos . . . . .	36
1.5	Estrutura da Dissertação . . . . .	38
<b>2</b>	<b>Fundamentos Teóricos</b>	<b>39</b>
2.1	O diesel gerador conectado à rede elétrica . . . . .	39
2.2	Princípio de funcionamento do conversor fonte de tensão trifásico . . . . .	43
2.2.1	O conceito de vetor ou fasor espacial . . . . .	44
2.2.2	Estratégia de acionamento do VSC . . . . .	45
2.3	Modelagem do VSC conectado à rede CA . . . . .	49
2.4	Circuito de Sincronismo . . . . .	52
2.4.1	Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo . . . . .	52
2.5	Teoria das Potências Instantâneas . . . . .	58
2.5.1	Potências Instantâneas para Sistema Desbalanceado . . . . .	62
2.6	Conclusões Parciais . . . . .	63
<b>3</b>	<b>Projeto dos Controladores</b>	<b>65</b>
3.1	Análise da dinâmica do SRF-PLL . . . . .	65
3.2	Escolha dos Parâmetros do SRF-PLL . . . . .	67
3.3	Controle das potências instantâneas nos terminais do VSC . . . . .	68

3.3.1	Estrutura do Controle em Modo Corrente . . . . .	70
3.4	Considerações sobre a Estrutura de Controle da Tensão do Barramento CC em Função do Modo de Controle do VSC . . . . .	74
3.5	Estrutura completa de controle . . . . .	77
3.6	Conclusões Parciais . . . . .	81
<b>4</b>	<b>Resultados de Simulação</b>	<b>83</b>
4.1	Introdução . . . . .	83
4.2	Parâmetros do Sistema Modelado . . . . .	83
4.2.1	Determinação dos parâmetros dos controladores de corrente . . . . .	84
4.2.2	Determinação dos parâmetros dos controladores de tensão . . . . .	84
4.3	Estudo de Casos . . . . .	85
4.3.1	Caso 1: Microrrede Conectada à Rede CA Fornecendo Potência Ativa . . . . .	86
4.3.2	Caso 2: Microrrede isolada com compensação de potência reativa e corrente harmônica . . . . .	87
4.3.2.1	VSC com controlador PI-SRF . . . . .	89
4.3.2.2	Redução do Conteúdo Harmônico de Corrente . . . . .	89
4.3.2.3	VSC com controlador PI-MRI . . . . .	93
4.4	Conclusões Parciais . . . . .	97
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>99</b>
5.1	Introdução . . . . .	99
5.2	Características do grupo gerador-diesel . . . . .	99
5.3	Características dos conversores da PPU . . . . .	100
5.4	Características do DSC . . . . .	100
5.4.1	Programação do DSC . . . . .	101
5.5	Medições das Grandezas Elétricas . . . . .	103
5.6	Circuito de condicionamento de sinais . . . . .	103

5.7	Circuitos de interface entre o DSP e o VSC . . . . .	104
5.8	Bancada experimental . . . . .	104
5.8.1	Caso 1 . . . . .	106
5.8.2	Caso 2 . . . . .	109
5.8.3	Caso 3 . . . . .	111
5.9	Desempenho da malha de ação preditiva do controlador de corrente do VSC	114
5.10	Conclusões Parciais . . . . .	115
<b>6</b>	<b>Conclusões Finais</b>	<b>119</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	121
	<b>Referências</b>	<b>123</b>
	<b>Apêndice A – Apêndice A - Condicionamento dos sinais analógicos e PWM</b>	<b>127</b>





## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Os sistemas de geração distribuídos (SGD) são fontes de energia, de pequena e média capacidade, conectados nos sistemas de distribuição de energia elétrica com o objetivo de alimentar cargas locais. Além de aumentar a oferta de energia elétrica, a conexão dos SGD possibilita que as redes de distribuição operem com fluxos de potência bidirecionais, isto é, da fonte principal (concessionária de energia) para as cargas, ou das regiões onde as cargas e os SGD estão conectados para as fonte principais.

Na Figura 1 é ilustrada a integração de três SGD a uma rede de distribuição, sendo dois baseados em fontes alternativas de energia e um gerador síncrono acionado por um motor diesel. Os SGD baseados em fontes de energia renovável (*e.g.* eólica, solar, marés entre outras) apresentam a vantagem adicional de reduzir o consumo de combustíveis fósseis e de não poluir o meio ambiente com gases e resíduos tóxicos (ALMEIDA, 2013).

Alguns dos benefícios obtidos com o uso dos sistemas de geração distribuída são listados a seguir (BARKER & MELLO, 2000):

- **Incremento dos índices de qualidade da energia fornecida:** já que os SGD aumentam a oferta de energia elétrica;
- **Melhora do suporte de tensão:** pois os SGD podem atuar compensando a potência reativa demandada pelo sistema para melhorar o perfil de tensão da rede elétrica à qual estão conectados;
- **Redução das perdas nas linhas de transmissão:** pois, na maioria dos casos, a energia elétrica é gerada próxima de onde será consumida;
- **Alívio da capacidade de transmissão e distribuição:** já que é possível reduzir os fluxos de potência pelas linhas em CA;

- **Adiamento da expansão dos sistemas de transmissão e distribuição:** pois, em alguns casos, as linhas CA poderão operar abaixo das capacidades nominais de projeto;
- **Aumento da confiabilidade do sistema:** devido ao aumento da redundância com o acréscimo de fontes de energia. Contudo, se os SGD não forem controlados corretamente, eles podem ser responsáveis por fazer com que a operação de um sistema elétrico seja instável.

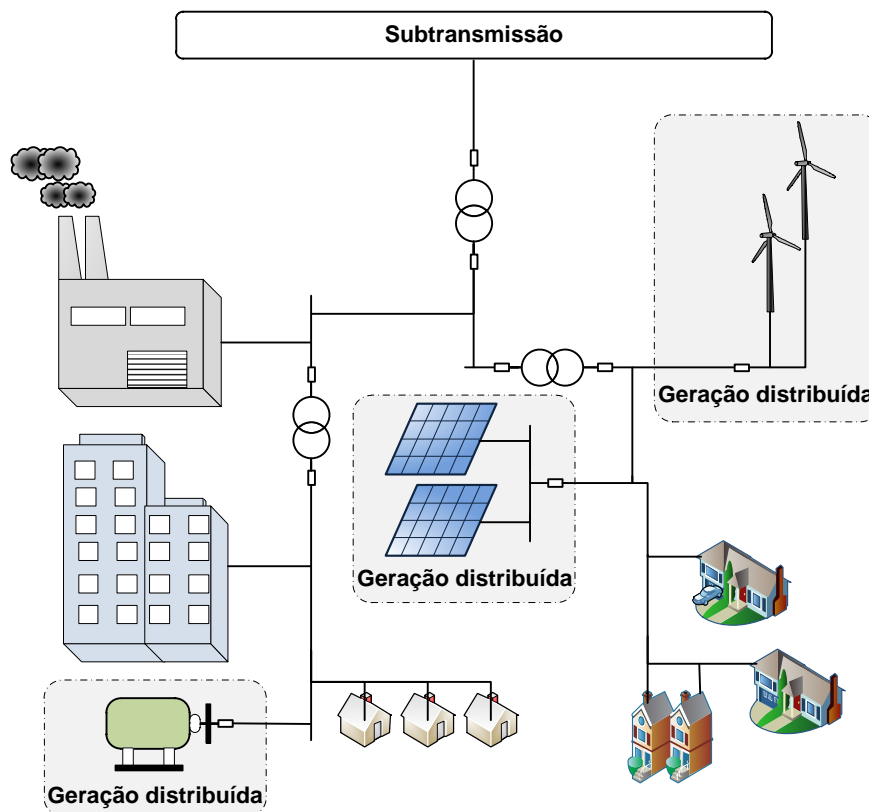


Figura 1: Ilustração de um sistema de distribuição de energia elétrica com diferentes tipos de fontes de geração distribuída.

## 1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

A disponibilidade em ampla faixa de potência e o baixo custo de aquisição e instalação são alguns dos fatores que fazem com que os geradores diesel, também denominados na literatura como diesel-geradores, sejam largamente utilizados como sistemas de emergência, em caso de falta de suprimento de energia da fonte primária, e para aumentar a oferta de energia durante os horários críticos de consumo, evitando sobretaxamento da energia elétrica consumida por indústrias e estabelecimentos comerciais (PANDIARAJ et al., 2002).

De uma maneira geral, devido às dificuldades de interconexão, os diesel-geradores, em sua maioria, são dimensionados para suprir energia elétrica apenas para cargas críticas e de emergência por um curto período de tempo. Quando esses diesel-geradores são utilizados para reduzir/controlar o pico de demanda de uma determinada instalação comercial ou industrial, eles alimentam um grupo específico de cargas a partir de um quadro de distribuição auxiliar independente. Contudo, nada impede que com uma estrutura de controle adequada, estes geradores sejam utilizados conectados em paralelo com a rede elétrica local (PUTTGEN; MACGREGOR & LAMBERT, 2003).

Na Irlanda do Norte, bem como em todo Reino Unido, grupos geradores à 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 à 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, estressando menos a rede de distribuição CA, 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 (BALDOR, 2005).

### **1.3 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO**

Ao contrário da rede CA que geralmente opera com pequenas variações de frequência, os geradores diesel, devido às características básicas do motor a combustão (máquina primária), operam com uma maior faixa de variação de frequência, podendo extrapolar os limites impostos pelas normas vigentes. Além disso, os geradores à diesel necessitam de uma estrutura de interface para viabilizar o funcionamento em paralelo com a rede elétrica. Neste sentido, a utilização de conversores eletrônicos de potência assume um papel vital para compatibilizar as características dos GMG com os requisitos das redes elétricas, incluindo frequência de operação, suporte de tensão, controle de potência ativa e reativa, redução de conteúdo harmônico, dentre outros (BLAABJERG;

CHEN & KJAER, 2004).

Na Figura 2 é mostrada a fotografia de um gerador a diesel de 5,5 kW / 220 V disponível no laboratório do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência (NAEP) da Universidade Federal de Juiz de Fora. Este diesel-gerador pode alimentar toda a carga elétrica do NAEP porém não tem capacidade de operar diretamente conectado com a rede elétrica secundária do prédio onde o laboratório está localizado.



Figura 2: Fotografia do gerador à diesel de 5,5 kW modelo TD7000CX3ED, fabricado pela empresa Toyama e disponível no NAEP.

Na Figura 3 é mostrado o diagrama de conexão de um protótipo, em escala reduzida, de um grupo gerador diesel conectado a uma rede secundária de distribuição de energia elétrica através de um conversor estático de dois estágios. O GMG é também conectado no barramento de cargas através de um outro ramal, que possui um intertravamento eletromecânico com a fonte principal de energia. Durante os momentos de pico de demanda, o gerador diesel estará conectado através de um conversor estático injetando potência ativa na rede. Já para os momentos em que a microrrede operar isolada, o conversor estático poderá compensar a potência reativa, desbalanços e/ou harmônicos nos sinais de corrente.

#### **1.4 OBJETIVOS**

Pelo exposto na seção anterior, o principal objetivo deste trabalho é o estudo da utilização de um conversor fonte de tensão como circuito de interface entre um gerador diesel e uma microrrede CA. O diesel-gerador e o conversor VSC podem ser conectados em série ou em paralelo, dependendo se a microrrede está sendo alimentada pela fonte principal (concessionária de energia) ou opera no modo ilhado, respectivamente. Um

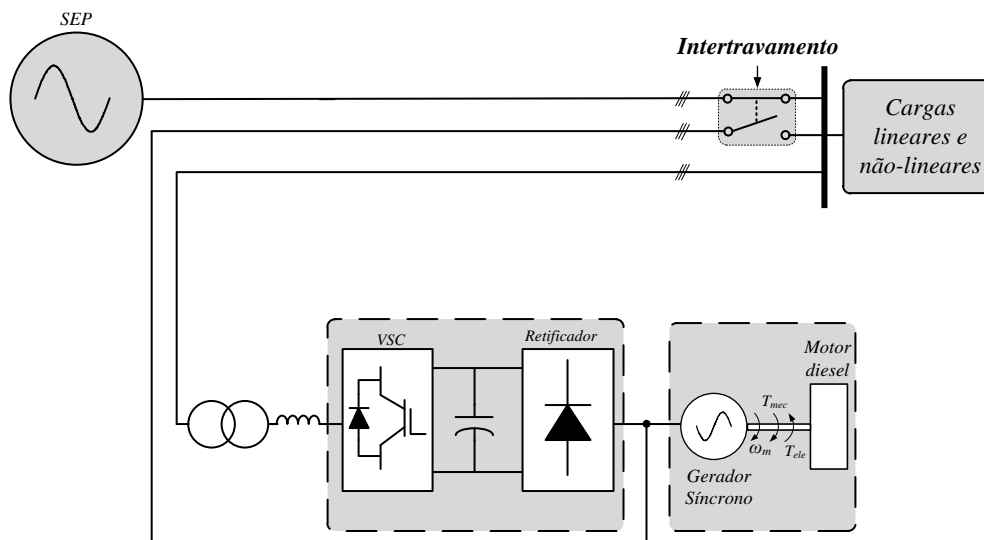


Figura 3: Diagrama esquemático da conexão de um gerador à diesel de pequena capacidade a uma rede elétrica secundária através de um conversor eletrônico de potência.

algoritmo de controle é responsável por definir a potência ativa injetada na microrrede CA quando o diesel-gerador e o conversor VSC são conectados em série. Já quando a microrrede opera ilhada, o diesel-gerador é conectado diretamente às cargas elétricas. Nesta situação o VSC, com um controle de corrente, é conectado em paralelo com o GMG e é controlado para compensar a potência reativa, as correntes desequilibradas e as correntes harmônicas nos terminais do gerador diesel.

Assim, para alcançar o principal objetivo deste trabalho as seguintes etapas foram planejadas e executadas:

- i.* Modelar matematicamente, em uma plataforma de simulação digital, um sistema onde uma fonte de tensão senoidal trifásica é conectada a uma microrrede CA através de um conversor estático;
- ii.* Estudar técnicas de controle de corrente para serem aplicadas a conversores fonte de tensão conectados a uma microrrede;
- iii.* Simular o sistema modelado no software PSIM e discutir os resultados obtidos;
- iv.* Propor uma técnica de controle flexível para controlar o gerador diesel e o conversor VSC quando a microrrede opera nos modos conectado (*standby*) e ilhado;
- v.* Implementar um protótipo em laboratório usando um gerador diesel;
- vi.* Implementar os algoritmos de controle desenvolvidos em um processador digital

de sinais (*Digital Signal Processor*) (DSP) (TMS320F28335) da Texas Instruments;

- vii. Obter resultados experimentais e validá-los de acordo com o modelo matemático e os resultados das simulações digitais.

## **1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO**

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão sucinta das características básicas da operação do GMG e sua conexão com a rede elétrica de distribuição. Em seguida, são apresentados o princípio de funcionamento, o modo de acionamento e a modelagem do conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC). Por fim são apresentados detalhes do circuito de sincronismo necessário para garantir a operação sincronizada do VSC com a rede secundária de distribuição.

No Capítulo 3 é apresentado o projeto dos ganhos do circuito de sincronismo no sistema de coordenadas síncrono (SRF-PLL). Também será abordado o algoritmo baseado na Teoria das potências instantâneas utilizado para controlar o VSC de interface no controle modo corrente (do inglês, *Current Mode Control*) (CMC).

Os resultados de simulação digitais obtidos com o programa PSIM são apresentados no Capítulo 4. Nesta parte serão considerados dois modos de operação com o intuito de avaliar o comportamento da estrutura de controle. No primeiro modo, o GMG é conectado à rede secundária através do VSC de interface o qual é controlado para injetar potência ativa na rede CA. Já no segundo modo, a rede secundária está isolada, formando uma microrrede, com as cargas sendo alimentadas diretamente pelo GMG. Nesta condição o VSC de interface é controlado como um filtro ativo de potência, compensando a potência reativa e as correntes harmônicas das cargas.

No Capítulo 5 são apresentados os detalhes do protótipo em escala reduzida implementado em laboratório. Os algoritmos de controle foram implementados em um DSP modelo TMS320F28335 da *Texas Instruments*. Resultados experimentais são apresentados e discutidos para validar a proposta.

Finalmente no Capítulo 6 serão apresentadas as conclusões finais e as propostas para trabalhos futuros.

No Apêndice A são apresentados os diagramas esquemáticos dos circuitos de condicionamento e de interface dos sinais de corrente e tensão utilizados na implementação experimental do protótipo desenvolvido.

## 2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Neste capítulo serão apresentados os conceitos básicos envolvendo o funcionamento de um gerador diesel e sua operação enquanto conectado a uma rede elétrica de distribuição de baixa tensão de um prédio comercial. Será também apresentado, de maneira resumida, alguns detalhes sobre o princípio de funcionamento dos conversores fonte de tensão trifásico, bem como sua modelagem matemática para a condição conectado à rede elétrica CA. Por fim será apresentada uma breve revisão da teoria das potências instantâneas que servirá como base teórica para o desenvolvimento do algoritmo de controle do VSC.

### 2.1 O DIESEL GERADOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Denominamos grupo motor gerador diesel (GMG) ao conjunto formado pelo motor diesel acoplado a um gerador síncrono (GS), somado aos componentes de supervisão e controle essenciais ao seu funcionamento autônomo. O motor diesel possui um regulador de velocidade responsável por ajustar a velocidade de rotação do eixo de acordo com a frequência elétrica desejada para o gerador síncrono (WEG, 2013b).

Os sistemas de excitação dos geradores síncronos 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 4 está ilustrado, na forma de diagrama de blocos, um grupo motor gerador com AVR. A possibilidade da utilização de excitatrizes rotativas permite alimentar o circuito de campo do GS através de um retificador trifásico girante (WEG, 2013a) que, por não usar escovas de carvão no contato elétrico com o circuito de campo, apresenta um custo menor de manutenção e limpeza (WEG, 2013b).

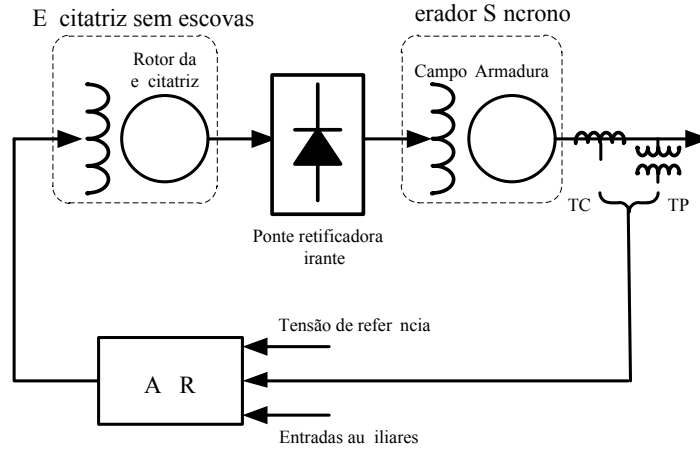


Figura 4: Diagrama de blocos de um gerador síncrono com AVR.

Conforme mencionado anteriormente o gerador síncrono converte energia mecânica em elétrica com confiabilidade e elevados índices de qualidade, mantendo a amplitude e a frequência da tensão gerada controladas (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. Sendo que a relação anterior pode ser reescrita considerando o caso em que a frequência elétrica e a velocidade mecânica de rotação são escritas em  $rad/s$ . Neste caso deve-se multiplicar (2.1) por  $(2\pi/60)$ .

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 potência é usado apenas um volante 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. Assim, os diesel-geradores 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 (CHAKRABORTY; SIMÕES & KRAMER, 2013).

Desse modo, para fase “a”, pode-se escrever a seguinte expressão para a tensão instantânea de saída do diesel gerador:



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

onde  $V_G$  é o valor eficaz da tensão de saída do GS,  $\omega_g$  é a velocidade angular elétrica do GS,  $\delta_g$  é o ângulo de defasagem entre as tensões;  $\omega_m$  é a velocidade angular mecânica do motor diesel e  $\delta_m$  é o ângulo de defasagem entre as tensões medido no referencial mecânico. As tensões das fases “b” e “c” têm expressões idênticas a (2.2) porém defasados desta de  $\pm 2\pi/3 \text{ rad}$ , respectivamente.

Considerando agora que o GMG opera conectado a um sistema elétrico sem perdas, conforme mostrado no diagrama unifilar da Figura 5 (a) e ainda, que as tensões  $|V_G|$  e  $|V_{PAC}|$  têm a mesma amplitude, porém a tensão do gerador  $\dot{V}_G$  está adiantada da tensão  $\dot{V}_{PAC}$  de um ângulo  $\delta_g$ , conforme mostrado no diagrama fasorial da Figura 5 (b), pode-se escrever as seguintes expressões para as potências ativa  $P_G$  e reativa  $Q_G$ :

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

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.

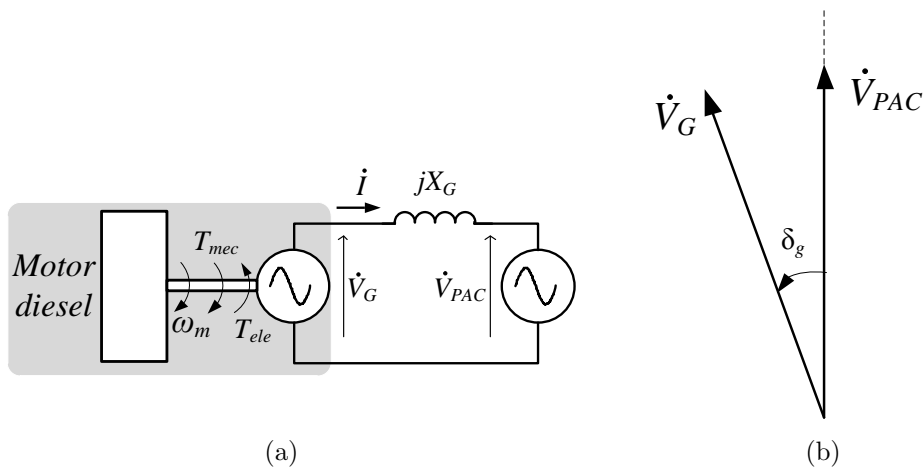


Figura 5: Circuito do GMG conectado à rede elétrica: (a) diagrama unifilar do GMG conectado à rede elétrica, (b) representação fasorial das tensões do GMG e da rede elétrica.

De (2.3) tem-se que a máxima potência ativa será fornecida quando  $\delta_g$  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 6 está representada a curva de potência ativa em função do ângulo de defasagem entre as tensões do GMG e da rede elétrica.

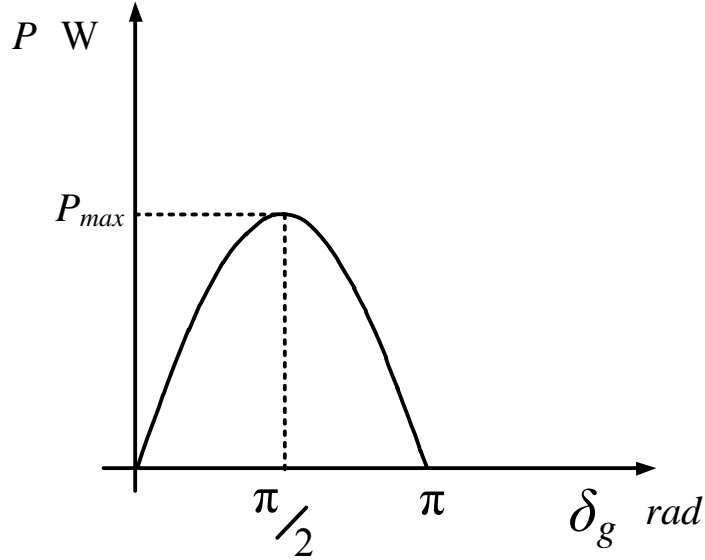


Figura 6: Curva de potência ativa em função do ângulo de defasagem.

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

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

onde  $J$  é a inércia equivalente do grupo motor diesel e gerador síncrono,  $\omega_m$  é a velocidade mecânica no eixo do grupo,  $T_{mec}$  e  $T_{em}$  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  $T_{em} = (P_G/\omega_g)$  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, independente do modo de operação do GMG, *standby* ou isolado, qualquer alteração nos valores das tensões e ângulo de defasagem do sistema elétrico de potência (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).

A inclusão de um conversor estático entre o SEP e o GMG conforme mostrado na Figura 7 além de aumentar a controlabilidade para o sistema de geração abre diversas oportunidades para a integração de fontes dessa natureza com a rede elétrica, se comparado com o modo de conexão direto (STRZELECKI & BENYSEK, 2008).

Strzelecki e Benysek (2008) apresentam um estudo de diferentes topologias de conversores destinados ao processamento de energia de sistemas de geração com velocidade variável. Após uma análise das diversas topologias apresentadas e considerando os equipamentos (GMG, processador de energia, etc.) disponíveis no Laboratório do NAEP da UFJF, selecionou-se a estrutura mostrada na Figura 7 para o desenvolvimento deste trabalho.

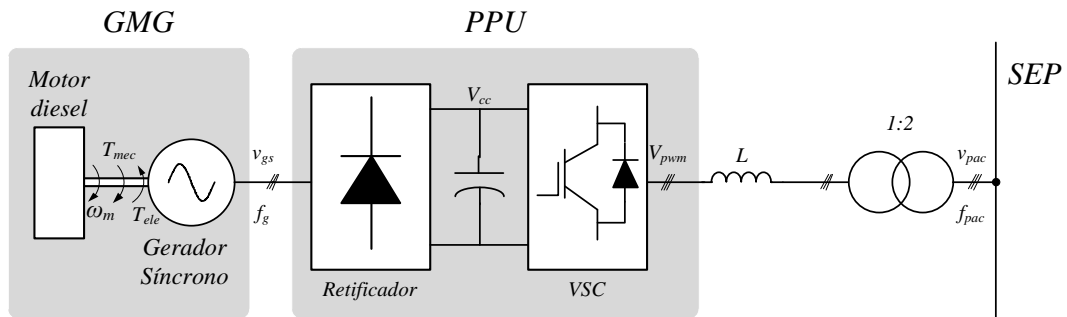


Figura 7: Topologia adotada para conexão do GMG à rede CA.

A unidade de processamento de energia (do inglês, *Power Processing Unit*) (PPU) escolhida é composta de um retificador trifásico de onda completa à diodos, um capacitor no barramento de corrente contínua (CC) e um conversor fonte de tensão. A interface entre o VSC e o SEP, será feita através de um filtro passa baixas de primeira ordem, composto por um indutor em série. Devido à amplitude de tensão da saída do GMG não ser suficiente para garantir uma tensão CC mínima para o VSC, operando na região linear de modulação, foi usado um transformador com relação de espiras 1:2 para ser conectado entre os terminais CA do VSC e a rede elétrica.

## 2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO

Na Figura 8 é mostrado a topologia trifásica de um VSC cuja tensões terminais de fase tem dois níveis. Cada braço do VSC é composto por dois interruptores semicondutores do tipo transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isolated Gate Bipolar*

*Transistor*) (IGBT) com dois diodos conectados em antiparalelo. Os interruptores de um mesmo braço são comandados de maneira complementar para evitar curto-circuitar o capacitor CC.

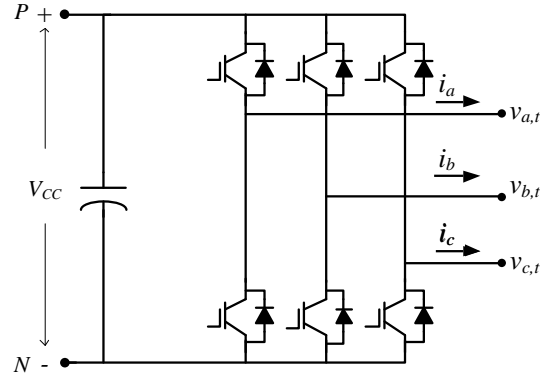


Figura 8: Conversor fonte de tensão trifásico.

Desse modo, para cada terminal CA do VSC pode-se escrever a seguinte expressão para a tensão de saída, em relação ao terminal  $N$  (polo negativo),

$$v_{k,t} = \begin{cases} +V_{CC} & , \text{ quando o interruptor superior está ativo} \\ 0 & , \text{ quando o interruptor inferior está ativo} \end{cases} \quad (2.7)$$

onde  $V_{CC}$  é o valor da tensão no barramento CC e  $k \in \{a,b,c\}$ .

Na literatura técnica são propostas diferentes estratégias para se determinar o padrão de comutação do VSC com o objetivo de controlar a magnitude e a fase das tensões de saída do conversor. Maiores detalhes sobre as técnicas de modulação por largura dos pulsos (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) podem ser encontrados em (MOHAN; UNDELAND & ROBBINS, 2003) e (SKVARENINA, 2002).

### 2.2.1 O CONCEITO DE VETOR OU FASOR ESPACIAL

De uma maneira genérica, um conjunto de tensões ou correntes trifásicas instantâneas pode ser representado por “vetor” ou “fasor espacial” definido por (YAZDANI & IRAVANI, 2010):

$$\vec{x}(t) = \frac{2}{3}(x_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}}x_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}}x_c(t)) \quad (2.8)$$

onde  $x_k(t), k \in \{a,b,c\}$  são as grandezas trifásicas instantâneas. A constante  $\frac{2}{3}$  foi incluída em (2.8) para garantir uma invariância em amplitude para a transformação,

ou seja, a magnitude do fasor espacial será igual ao valor de pico da grandeza de fase instantânea correspondente.

As projeções do vetor espacial em um sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha\beta 0$  podem ser calculadas por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

onde  $x_\alpha$ ,  $x_\beta$  e  $x_0$  são as projeções do fasor espacial de tensão ou corrente no sistema de coordenadas  $\alpha\beta 0$ , respectivamente.

Na Figura 9 é mostrada a representação do fasor espacial  $\vec{v}$  referenciado nos sistemas de coordenadas  $(abc)$  e  $(\alpha\beta 0)$ .

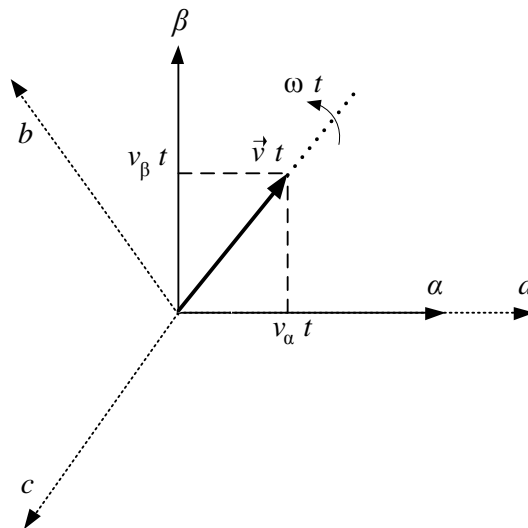


Figura 9: Representação do vetor espacial de tensão nos sistemas de coordenadas  $\alpha\beta$ .

O conceito do *vetor espacial* será usado na próxima seção para determinar o padrão de chaveamento do conversor VSC.

### 2.2.2 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO DO VSC

Uma das estratégias de PWM mais utilizadas para controlar as tensões de saída do VSC trifásico é a modulação vetorial (do inglês, *Space Vector Modulation*) (SVM) (SKVARENINA, 2002).

Nas Figuras 10 (a) e (b) são mostrados a representação espacial da tensão de saída do VSC e os oito estados possíveis para a operação do VSC trifásico de dois níveis,

respectivamente. Nessa figura é possível observar que para mudar o setor do hexágono do vetor espacial de saída basta apenas mudar (comutar) o estado de um braço do conversor. Esta característica otimiza o número de comutações por ciclo, contribuindo significativamente para reduzir as perdas por comutação (SKVARENINA, 2002).

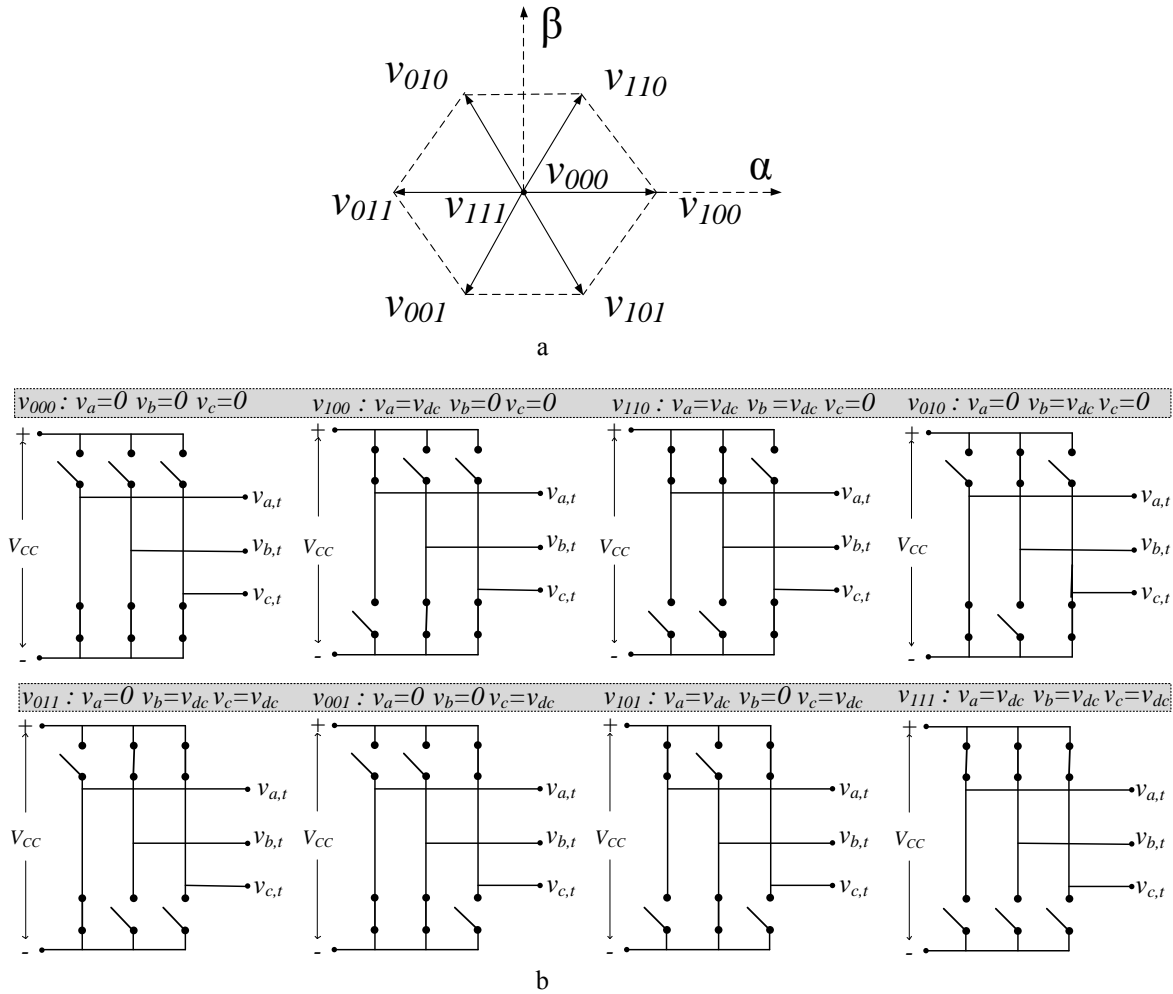


Figura 10: (a) Representação fasorial dos estados do VSC; (b) Estados possíveis do conversor fonte de tensão dois níveis.

Um dado vetor de tensão de saída para o VSC desejado é representado, no sistema de coordenadas  $\alpha\beta 0$ , pela soma de dois vetores adjacentes conforme mostrado na Figura 11. Nessa figura os vetores adjacentes são ponderados pelos tempos de permanência dos interruptores do conversor em cada um dos dois estados adjacentes do hexágono correspondente. O tempo definido para cada projeção será determinado por uma variável  $\delta_k$ , sendo  $k \in \{1,2,3\}$  o intervalo do período de comutação em que o VSC deve ficar no estado correspondente.

Matematicamente, a expressão que descreve a ponderação de cada vetor adjacente necessário para compor o vetor ou fasor espacial equivalente é escrita como:

$$\vec{V}_{\alpha\beta}^* = \delta_1 V_{100} + \delta_2 V_{110} + \delta_3 V_{111} \quad (2.10)$$

onde  $(\delta_1 + \delta_2 + \delta_3) = 1$ . Observe que a utilização do vetor nulo é fundamental para conseguir sintetizar o vetor  $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$

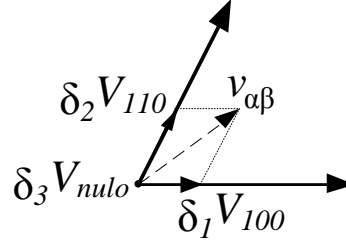


Figura 11: Decomposição ou projeção do vetor espacial resultante nos vetores adjacentes  $V_{100}$  e  $V_{110}$ .

Na Figura 12 está ilustrada a estratégia de geração dos pulsos de disparo para dois períodos consecutivos de chaveamento ( $T_s$ ) do conversor. Observe que o período total de permanência no estado nulo é dividido entre o vetor  $\vec{V}_{000}$ , no início e no fim da onda triangular, e o vetor  $\vec{V}_{111}$ , no pico da portadora triangular. Esse arranjo minimiza a ondulação de corrente sintetizada (BUSO & MATTAVELLI, 1996).

A amplitude máxima  $V_{max}$  do vetor  $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$  possível de ser sintetizado pelo VSC operando na região linear é igual ao raio da circunferência inscrita no hexágono regular formado pelos estados de saída do conversor (ALMEIDA, 2011). Assumindo que durante um período o conversor esteve no estado  $\vec{V}_{100}$ , este valor limite pode ser calculado por:

$$V_{max} = \left| \vec{V}_{100} \right| \cos(30^\circ) \quad (2.11)$$

em que

$$\left| \vec{V}_{100} \right| = \frac{2}{3} |V_{CC} + 0 + 0| = \frac{2}{3} V_{CC} \quad (2.12)$$

Substituindo (2.12) em (2.11):

$$V_{max} = \frac{2}{3} V_{CC} \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 1,15 \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) \quad (2.13)$$

A análise de (2.13) mostra que a utilização da modulação SVM aumenta a máxima tensão de saída que pode ser gerada pelo conversor em até 15%, se comparado com a modulação PWM convencional (SKVARENINA, 2002),(BUSO & MATTAVELLI, 1996).

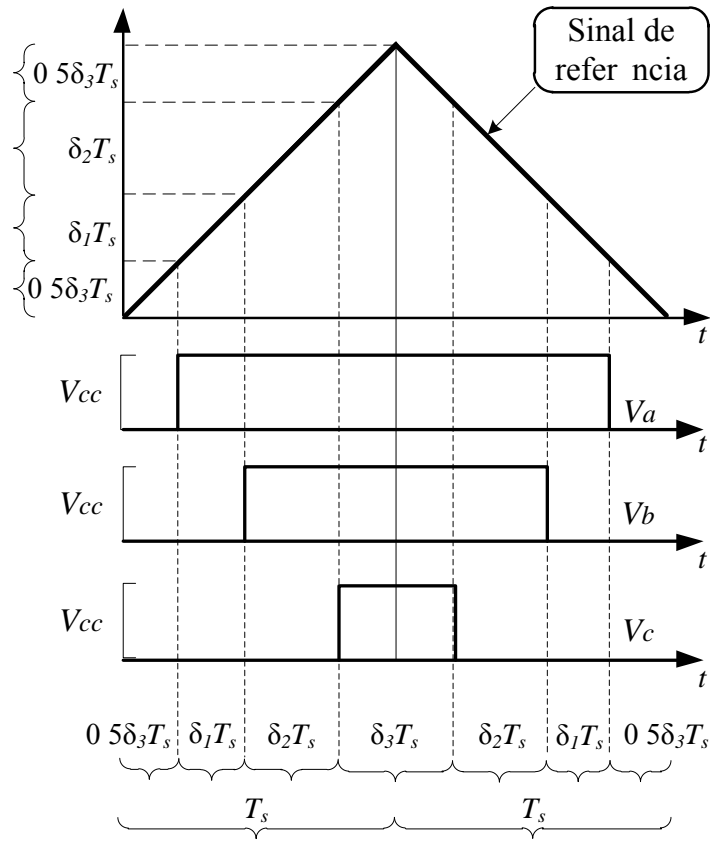


Figura 12: Padrão de comutação.

Pode-se então aplicar (2.9), na sua forma inversa, sobre as componentes  $\alpha$  e  $\beta$  do vetor espacial dado por (2.10) e obter as tensões terminais do VSC nas coordenadas  $abc$  conforme mostrado a seguir:

$$\begin{cases} v_{a,t} = \left[ \frac{2\sqrt{3}}{3} \right] \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) m_a \\ v_{b,t} = \left[ \frac{2\sqrt{3}}{3} \right] \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) m_b \\ v_{c,t} = \left[ \frac{2\sqrt{3}}{3} \right] \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) m_c \end{cases} \quad (2.14)$$

onde  $V_{CC}$  é o valor da tensão no barramento CC,  $0 \leq m_k \leq 1$  é o índice ou fator de modulação de amplitude de cada terminal de saída do VSC e  $k \in \{a,b,c\}$ .



### 2.3 MODELAGEM DO VSC CONECTADO À REDE CA

Na modelagem matemática do conversor VSC conectado à rede elétrica CA será utilizado o conceito de “fasor espacial” previamente apresentado (YAZDANI & IRAVANI, 2010) e (ALMEIDA et al., 2012). Na Figura 13 é mostrado o diagrama unifilar para o VSC conectado a um SEP através de uma impedância ( $R_{eq} + j\omega L$ ), sendo  $\omega = (2\pi f_1)$  e  $f_1$  é a frequência fundamental.

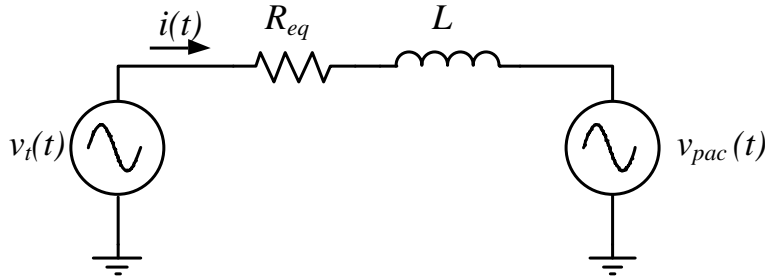


Figura 13: Diagrama unifilar de uma das fases do VSC conectado à rede CA.

Desprezando os harmônicos gerados pelo chaveamento dos interruptores do VSC pode-se escrever, para cada fase do conversor, uma equação diferencial conforme mostrado a seguir:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_a(t)}{dt} = -R_{eq}i_a(t) + v_{a,t}(t) - v_{a,pac}(t) \\ L \frac{di_b(t)}{dt} = -R_{eq}i_b(t) + v_{b,t}(t) - v_{b,pac}(t) \\ L \frac{di_c(t)}{dt} = R_{eq}i_c(t) + v_{c,t}(t) - v_{c,pac}(t) \end{array} \right. \quad (2.15)$$

onde  $v_{k,t}(t)$  é a tensão instantânea de fase nos terminais de saída do VSC;  $i_k(t)$  é a corrente instantânea;  $v_{x,pac}(t)$  é a tensão no ponto de acoplamento comum (PAC), sendo  $k \in \{a,b,c\}$ ;  $L$  é a indutância e  $R_{eq}$  a resistência equivalente do VSC até o PAC.

Combinando as variáveis instantâneas de (2.15) através da relação (2.8) pode-se reescrever o sistema de equações diferenciais na forma compacta através de:

$$L \frac{d\vec{i}(t)}{dt} = R_{eq}\vec{i}(t) + \vec{v}_t(t) - \vec{v}_{pac}(t), \quad (2.16)$$

onde  $\vec{i}(t)$ ,  $\vec{v}_t(t)$  e  $\vec{v}_{pac}(t)$  são os fasores espaciais da corrente e tensão nos terminais do VSC e do PAC, respectivamente.

Aplicando as transformações dadas em (2.9) nas tensões e correntes de (2.15) pode-se representar o comportamento dinâmico do VSC através de:

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha(t)}{dt} = -R_{eq}i_\alpha(t) + v_{\alpha,t}(t) - v_{\alpha,pac}(t) \\ L \frac{di_\beta(t)}{dt} = -R_{eq}i_\beta(t) + v_{\beta,t}(t) - v_{\beta,pac}(t) \end{cases} \quad (2.17)$$

onde os subíndices  $\alpha$  e  $\beta$  são usados para representar as componentes da corrente e das tensões nos terminais do VSC e no PAC no novo sistema de coordenadas, respectivamente. Vale a pena destacar que a linha e as colunas referentes às componentes de sequência zero podem ser desprezadas já que o sistema elétrico modelado é trifásico à três fios.

Além de ser representado como projeções em um sistema de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$ , o sistema (2.15) pode ser representado por projeções dos vetores espaciais de tensão e corrente em um sistema de coordenadas síncrono, também denominado na literatura técnica de sistema de coordenadas  $dq0$ . Neste caso, a matriz responsável por essa nova transformação de coordenadas é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

onde  $x_d$ ,  $x_q$  e  $x_0$  representam as projeções do fasor espacial de tensão ou corrente no sistema de coordenadas  $dq0$ , respectivamente; sendo  $\theta$  o ângulo usado para garantir a transformação síncrona entre o sistema de coordenadas  $abc$  e o sistema  $dq0$ .

Na Figura 14 é mostrado a representação do fasor espacial  $\vec{v}$  nos sistemas de coordenadas  $abc$  e  $dq0$  (síncrono), respectivamente. As componentes  $dq$  das tensões são obtidas a partir da projeção dos fasores espaciais em um sistema de coordenadas ortogonais que gira com uma velocidade angular  $\omega$  em relação ao sistema de eixos estacionário. Observe que o ângulo  $\theta$  varia com o tempo  $t$ , obedecendo a relação  $\theta = \omega t$ .

Quando o sistema de coordenadas  $dq$  girar com a mesma velocidade angular do vetor espacial tem-se que as projeções sobre os eixos  $dq$  passam a ser constantes (TEODOR-ESCU; LISERRE & RODRÍGUEZ, 2011). Como será mostrado adiante, o fato de trabalhar com grandezas estacionárias irá simplificar o projeto e a implementação de contro-

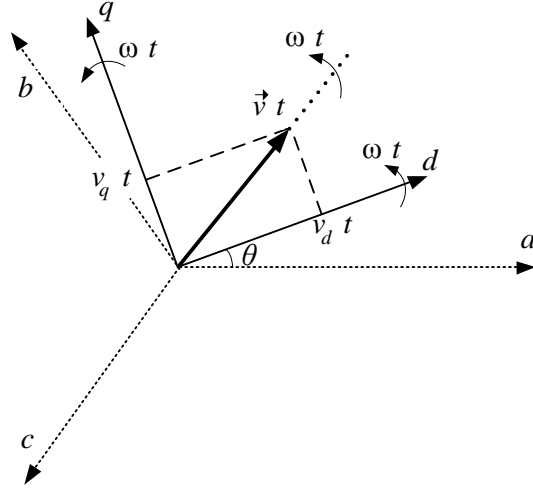


Figura 14: Representação do vetor espacial de tensão no sistema de coordenadas  $dq0$ .

ladores e filtros digitais usados para controlar o VSC. Entretanto, é necessário utilizar um circuito de sincronismo para rastrear o ângulo  $\theta$  do fasor espacial da tensão ou da corrente para fazer a mudança de coordenadas (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN & BLAABJERG, 2002).

Agora aplicando a transformação de coordenadas dada em (2.18) nas tensões e correntes do sistema (2.15) pode-se representar o comportamento dinâmico do VSC através de:

$$\begin{cases} L \frac{di_d(t)}{dt} = +\omega Li_q(t) - R_{eq}i_d(t) + v_{d,t}(t) - v_{d,pac}(t) \\ L \frac{di_q(t)}{dt} = -\omega Li_d(t) - R_{eq}i_q(t) + v_{q,t}(t) - v_{q,pac}(t) \end{cases} \quad (2.19)$$

onde os subíndices  $d$  e  $q$  são usados para representar as componentes da corrente e das tensões nos terminais do VSC e no PAC nos novos sistemas de coordenadas, respectivamente. Da mesma forma que no sistema (2.17) a linha e as colunas referentes as componentes de sequência zero foram desprezadas pois o sistema elétrico modelado é trifásico a três fios.

Uma das principais diferenças entre as modelagens (2.17) e (2.19) é o fato do segundo sistema apresentar um acoplamento cruzado entre as correntes de eixo direto e em quadratura devido aos termos  $-\omega i_d(t)$  e  $\omega i_q(t)$ .

## 2.4 CIRCUITO DE SINCRONISMO

Conforme mencionado na seção anterior, antes de projetar os reguladores responsáveis por controlar as tensões e correntes dos conversores conectados à rede CA deve-se sincronizar as tensões de saída do VSC com as tensões do SEP. Essa tarefa é realizada por um circuito de sincronismo (do inglês, *Phase Locked-Loop*) (PLL).

No entanto, em muitos casos, o sinal de referência pode conter distúrbios que podem comprometer o processo de detecção e sincronização da frequência e fase da tensão trifásica da rede elétrica (YAZDANI & IRAVANI, 2010) e (TEODORESCU; LISERRE & RODRÍGUEZ, 2011). Algumas características importantes que se deve investigar antes de selecionar o tipo de circuito PLL são:

- Capacidade de rejeição de distúrbios indesejados (harmônicos, desequilíbrios, entre outros);
- Simplicidade de implementação;
- Detecção da amplitude;
- Detecção em tempo real das componentes de sequência.

Almeida (2011) apresentou uma revisão dos principais circuitos PLL usados para controlar conversores conectados à rede elétrica. Dentre as opções de topologias apresentadas nesse trabalho, optou-se por usar o circuito de sincronismo com integrador generalizado de segunda ordem duplo (DSOGI-PLL) que consiste de um circuito PLL baseado no sistema de referência síncrono, incluindo uma estrutura de detecção de sequência para a componente fundamental da tensão do PAC .

### 2.4.1 CIRCUITO DE SINCRONISMO COM INTEGRADOR GENERALIZADO DE SEGUNDA ORDEM DUPLO

O DSOGI-PLL é uma estrutura adaptativa em frequência que pode ser usada para detectar os sinais de sequência positiva (RODRÍGUEZ et al., 2006a). A tensão trifásica de entrada sofre uma transformação de coordenadas, transformação de Clarke, e sinais atrasados de  $90^\circ$  das tensões originais são utilizados como sinais de entrada de um detector de sequência positiva. Finalmente, as tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  de sequência positiva são transformadas para o sistema de coordenadas  $dq$  para serem utilizadas por um SRF-PLL responsável por rastrear a frequência e a fase da rede elétrica.

Pode-se escrever as componentes instantâneas de sequência positiva  $v_{abc}^+$  e negativa  $v_{abc}^-$  de um conjunto de tensões desequilibradas como:

$$v_{abc}^+(t) = \begin{bmatrix} v_a^+(t) \\ v_b^+(t) \\ v_c^+(t) \end{bmatrix} = [T_+] v_{abc}(t) \quad (2.20)$$

e,

$$v_{abc}^-(t) = \begin{bmatrix} v_a^-(t) \\ v_b^-(t) \\ v_c^-(t) \end{bmatrix} = [T_-] v_{abc}(t) \quad (2.21)$$

onde  $v_{abc}(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) & v_b(t) & v_c(t) \end{bmatrix}^t$  é um vetor formado pelas tensões instantâneas desequilibradas, sendo o sobrescrito  $(t)$  usado para representar o vetor transposto e  $[T_+]$  e  $[T_-]$  matrizes de transformação definidos por:

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

e,

$$[T_-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

onde  $a = e^{j(\pi/2)}$ .

Aplicando (2.9) em (2.24) e (2.25) pode-se escrever as seguintes relações para as tensões instantâneas de sequência positiva e negativa nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ :

$$v_{\alpha\beta}^+(t) = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^+(t) = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} v_{\alpha\beta}(t) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta}(t) \quad (2.24)$$

e,

$$v_{\alpha\beta}^-(t) = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^-(t) = [T_{\alpha\beta}] [T_-] [T_{\alpha\beta}]^{-1} v_{\alpha\beta}(t) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta}(t) \quad (2.25)$$

onde  $[T_{\alpha\beta}]^{-1}$  é a matriz da transformação de Clarke inversa e  $q = e^{-j(\pi/2)}$  é o operador atraso de fase em  $90^\circ$ .

Para gerar os sinais  $qv'_\alpha(t)$  e  $qv'_\beta(t)$ , atrasados de  $90^\circ$  de  $v'_\alpha(t)$  e  $v'_\beta(t)$ , respectivamente, pode-se utilizar um gerador de sinal em quadratura (do inglês, *Quadrature Signal Generator*) (QSG) implementado através de um filtro passa tudo de primeira ordem. Entretanto o QSG não é adaptativo em frequência que, por sua vez, ocasionaria erro na estimação da tensão de sequência positiva (RODRIGUEZ et al., 2006b) e (ALMEIDA, 2011). Para realizar tal tarefa e fazer o sistema de detecção adaptativo pode-se utilizar um SOGI.

Na Figura 15 é mostrado o diagrama de blocos do detector e separador das tensões de sequência positiva e negativa, por meio dos sinais de saída do SOGI  $v'_\alpha(t)$  e  $v'_\beta(t)$  e seus respectivos sinais em quadratura  $qv'_\alpha(t)$  e  $qv'_\beta(t)$ .

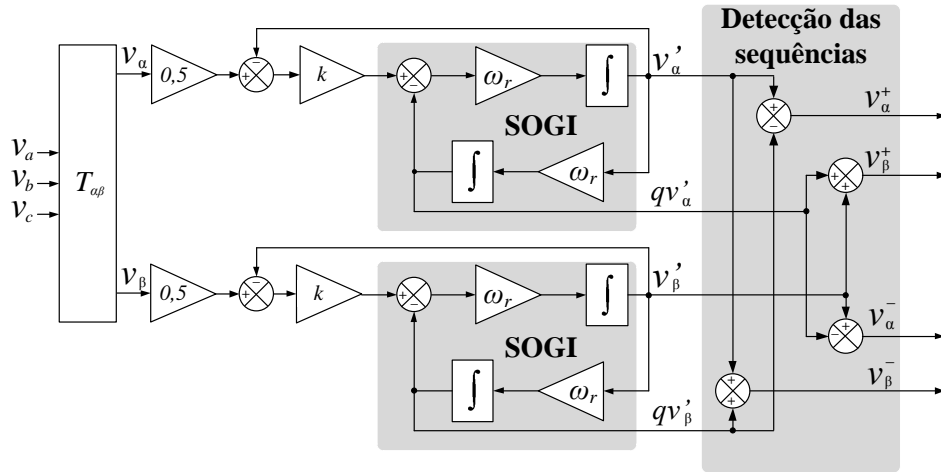


Figura 15: Diagrama de blocos do SOGI e posterior separação das componentes de sequência positiva e negativa.

As funções de transferência em malha fechada obtidas do esquemático da Figura 15 são dadas por:

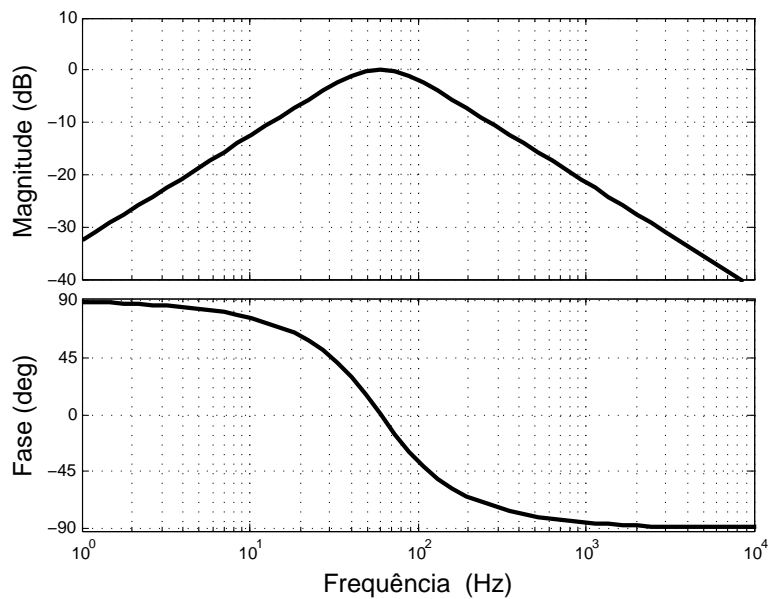
$$D(s) = \frac{v'_\alpha(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{v'_\beta(s)}{v_\beta(s)} = \frac{k\omega_r s}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2} \quad (2.26)$$

e,

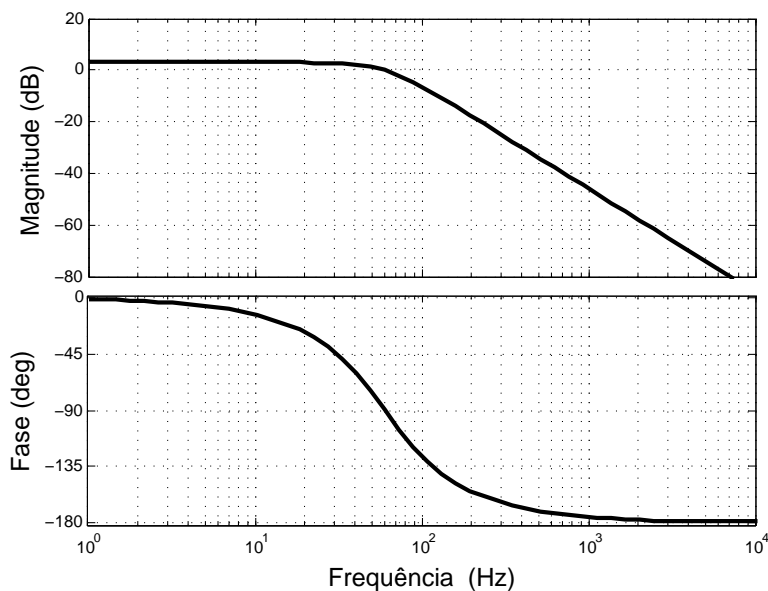
$$Q(s) = \frac{qv'_\alpha(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{qv'_\beta(s)}{v_\beta(s)} = \frac{k\omega_r^2}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2} \quad (2.27)$$

onde  $\omega_r$  é a frequência de ressonância do integrador e  $k$  é o fator de amortecimento.

Na Figura 16 são mostradas as curvas de resposta em frequência das funções de transferência  $D(s)$  e  $Q(s)$  para  $k = \sqrt{2}$ , e a frequência de ressonância igual a frequência da rede CA.



(a)



(b)

Figura 16: Curvas de resposta em frequência dos SOGI: (a) Função de transferência  $D_s$  (b) Função de transferência  $Q_s$ .

Assumindo que o vetor  $v_{\alpha\beta}(t)$  é formado por sinais senoidais com frequência  $\omega$ ,

podem-se escrever os vetores  $v'_{\alpha\beta}(t)$  e  $qv'_{\alpha\beta}(t)$  gerados pelo algoritmo do SOGI como fasores cujas magnitudes e fases são dadas por:

$$\mathbf{v}'_{\alpha\beta} = \mathbf{D}\mathbf{v}_{\alpha\beta} \begin{cases} |\mathbf{D}| = \frac{k\omega\omega_r}{\sqrt{(k\omega\omega_r)^2 + (\omega^2 - \omega_r^2)^2}} \\ \angle\mathbf{D} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_r^2 - \omega^2}{k\omega\omega_r}\right) \end{cases} \quad (2.28)$$

e,

$$\mathbf{q}\mathbf{v}'_{\alpha,\beta} = \mathbf{Q}\mathbf{v}_{\alpha,\beta} \begin{cases} |\mathbf{Q}| = \frac{\omega_r}{\omega} |\mathbf{D}| \\ \angle\mathbf{Q} = \angle\mathbf{D} - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.29)$$

Da observação da Figura 16, juntamente com (2.28) e (2.29), pode-se concluir que os sinais  $qv'_{\alpha,\beta}(t)$  serão sempre ortogonais em relação aos sinais  $v'_{\alpha,\beta}(t)$ , independentemente dos valores de  $k$ ,  $\omega$  e  $\omega_r$  (RODRIGUEZ et al., 2006b). Considerando o fasor  $v_{\alpha}^n(t)$  como um harmônico de ordem  $n^{\text{th}}$  de  $v_{\alpha}(t)$ , pode-se calcular a partir (2.24), (2.28) e (2.29) que a saída do estimador de sequências será dado por:

$$\mathbf{v}_{\alpha}^{+} = \mathbf{P}^n \mathbf{v}_{\alpha}^n \begin{cases} |\mathbf{P}| = \left(\frac{k\omega_r}{2}\right) \sqrt{\frac{(n\omega + \omega_r)^2}{(kn\omega\omega_r)^2 + (n^2\omega^2 - \omega_r^2)^2}} \\ \angle\mathbf{P} = \text{sinal}(n) \tan^{-1}\left(\frac{\omega_r^2 - n^2\omega^2}{kn\omega\omega_r}\right) - \left(\frac{\pi}{2}\right) [1 - \text{sinal}(n^2\omega + n\omega_r)] \end{cases} \quad (2.30)$$

e,

$$\begin{cases} |\mathbf{v}_{\beta}^{+}| = |\mathbf{v}_{\alpha}^{+}| \\ \angle\mathbf{v}_{\beta}^{+} = \angle\mathbf{v}_{\alpha}^{+} - \text{sinal}(n) \left[\frac{\pi}{2}\right] \end{cases} \quad (2.31)$$

onde  $\omega$  é a frequência fundamental da rede,  $\omega_r$  é a frequência de ressonância do SOGI. Na Figura 17 são mostradas a resposta em frequência do estimador de sequências para um fator de amortecimento  $k = \sqrt{2}$ . Pode-se observar nessa figura que o estimador de sequência positiva funciona como um filtro passa baixas, atenuando os harmônicos de ordem superior, fazendo o algoritmo mais robusto em relação à distorção da tensão da



rede. Já o estimador de sequência negativa opera como um filtro *notch* na frequência de ressonância e atenuando também as componentes harmônicas de alta ordem.

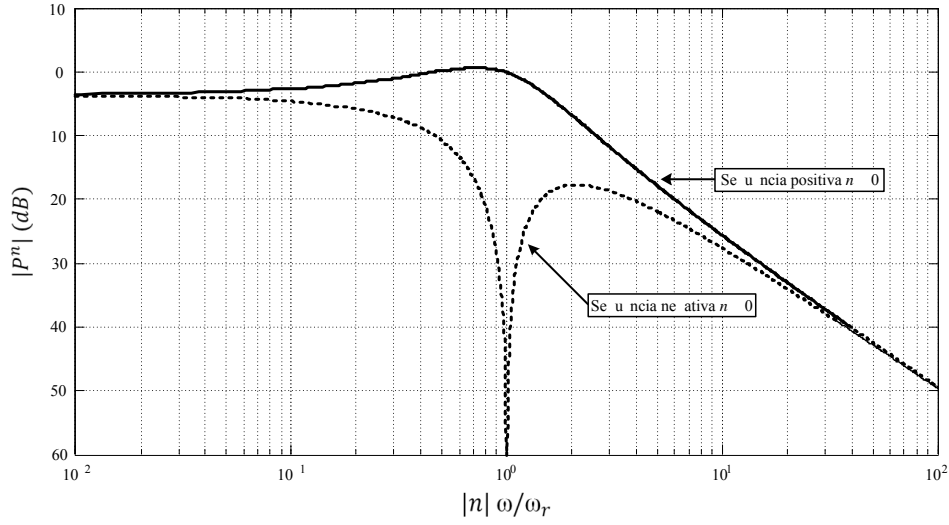


Figura 17: Resposta em frequência do detector de sequência positiva.

Da Figura 18 pode-se obter as relações geométricas entre as grandezas elétricas nos sistemas de coordenadas  $\alpha\beta$  e  $dq$ , cujas matrizes de transformação direta e inversa, para as componentes de sequência positiva das tensões trifásicas, são:

$$\begin{bmatrix} v_d^+(t) \\ v_q^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^+(t) \\ v_\beta^+(t) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

e,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+(t) \\ v_\beta^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^+(t) \\ v_q^+(t) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

De posse das componentes de sequência positiva referenciada nas coordenadas  $dq$  pode-se agora usar um SRF-PLL para rastrear o ângulo da tensão de sequência positiva do ponto de acoplamento do conversor à rede elétrica. O conhecimento do ângulo  $\theta$  é fundamental para calcular as tensões e correntes no sistema de coordenadas  $dq$ .

Na Figura 19 é mostrado o diagrama de blocos do SRF-PLL. O sinal  $\omega_{ff}$  é um valor inicial utilizado para acelerar o processo de estimação da frequência  $\omega_r$  (KAURA & BLASKO, 1997). Além disso, a frequência estimada  $\omega_r$  pode realimentar os blocos do SOGI para ajustar em “*tempo real*” os parâmetros dos filtros passa-banda mostrados na Figura 15, fazendo o sistema de detecção ser adaptativo em frequência (ALMEIDA, 2011).

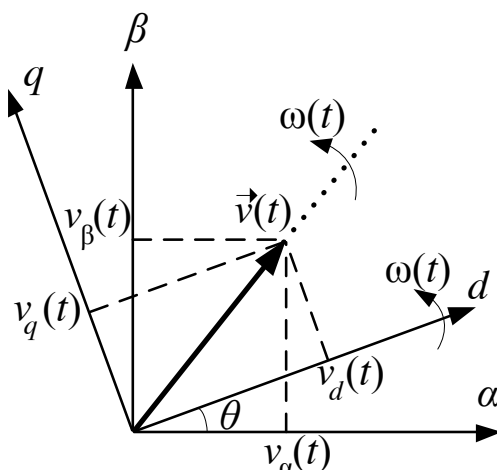


Figura 18: Relação espacial entre as transformações de coordenadas  $\alpha\beta \rightarrow dq$ .

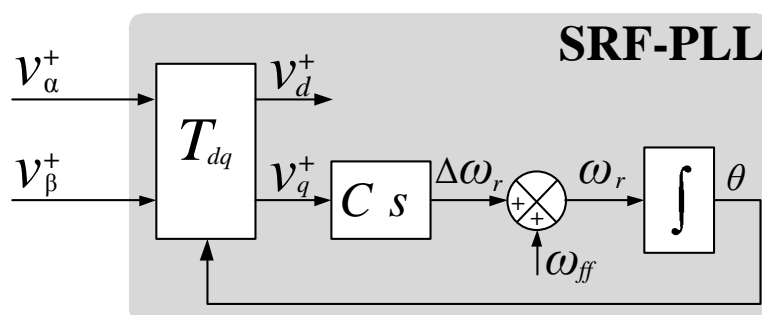


Figura 19: Estrutura do SRF-PLL.

## 2.5 TEORIA DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS

Nesta seção, será apresentado um resumo sucinto da *Teoria das Potências Instantâneas* com o objetivo de possibilitar os leitores o entendimento dos algoritmos que serão utilizados para controlar o conversor de interface do GMG. Maiores detalhes sobre essa teoria bem como sua aplicação no controle de filtros ativos são achados em (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) propuseram o conceito das potências real e imaginária instantâneas <sup>1</sup> e a utilizaram para controlar um filtro ativo de potência (do inglês, *Active Power Filter*) (FAP) paralelo. Como essas potências são calculadas a partir dos valores instantâneos, esta teoria é válida para os sinais das tensões e correntes trifásicas sendo equilibradas ou não, senoidais ou com harmônicos e em regime permanente ou transitório (WATANABE; STEPHAN & AREDES, 1993), (AREDES & WATANABE, 1995) e (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

<sup>1</sup>Hoje em dia, os termos potências ativa e reativa instantâneas são usados no lugar das potências real e imaginária instantâneas

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:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2}\right) \begin{bmatrix} v_\alpha(t) & v_\beta(t) \\ v_\beta(t) & -v_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

onde os subscritos  $\alpha$  e  $\beta$  identificam as componentes das tensões e correntes no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , respectivamente, obtidas após aplicação da transformação (2.9) nas tensões e correntes no sistema de coordenadas  $abc$ .

Diferentemente da definição original proposta por Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) e usada em (WATANABE; STEPHAN & AREDES, 1993) e (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007), a expressão (2.34) está multiplicada por um fator (3/2). Esse fator garante a propriedade de invariância entre as potências calculadas nos sistemas de coordenadas  $abc$  e  $\alpha\beta$ , respectivamente, e sua necessidade pode ser entendida a partir da observação da transformação de coordenadas dada em (2.9).

As potências ativa e reativa instantâneas dadas em (2.34) podem ser decompostas, através da implementação de filtros passa-baixas de primeira ordem, separando as parcelas médias e oscilantes, representadas em 2.35, sendo o significado físico de cada uma dessas parcelas dado em (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007),

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (2.35)$$

onde os símbolos “ $\bar{\phantom{x}}$ ” e “ $\tilde{\phantom{x}}$ ” representam as parcelas média e oscilante de cada potência instantânea, respectivamente.

Pode-se usar (2.34) para controlar um conversor como um FAP ou para injeção de potência ativa e compensação de potência reativa na rede elétrica ao qual está conectado. Para tal, conhecendo as tensões da rede no ponto de conexão e sabendo as parcelas de potência que se deseja compensar pode-se reescrever (2.34) na sua forma inversa conforme mostrado a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^*(t) \\ i_\beta^*(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha(t) & v_\beta(t) \\ v_\beta(t) & -v_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

onde  $i_\alpha^*(t)$  e  $i_\beta^*(t)$  são as correntes de referência nas coordenadas  $\alpha$  e  $\beta$ , respectivamente;

$p_c$  e  $q_c$  são as potências real e imaginária instantâneas que o conversor deve sintetizar em seus terminais e  $\Delta = (v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t))$ .

Se o VSC deve compensar todas as componentes harmônicas da corrente da carga e ainda, tornar o fator de potência unitário, deve-se fazer as parcelas  $p_c$  e  $q_c$  iguais a:

$$\begin{cases} p_c = -\tilde{p} \\ q_c = -(\tilde{q} + \bar{q}) \end{cases} \quad (2.37)$$

No entanto, se o conversor estático tiver uma fonte de energia conectado em seus terminais CC e deseja-se injetar potência ativa na rede elétrica deve-se escolher as parcelas  $p_c$  e  $q_c$  iguais a:

$$\begin{cases} p_c = p^* \\ q_c = 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

onde  $p^*$  é um sinal de referência proporcional à potência ativa instantânea gerada pela fonte primária conectada nos terminais de entrada do VSC.

Na Figura 20 está ilustrado o diagrama de blocos do algoritmo de controle, baseado na teoria das potências instantâneas, para o conversor estático. Escolhendo adequadamente as parcelas das potências  $p_c$  e  $q_c$  que se deseja compensar pode-se escolher o modo de funcionamento do conversor para compensação de potência reativa, correntes harmônicas ou injeção de potência ativa na rede. As correntes  $i_\alpha^*(t)$  e  $i_\beta^*(t)$  são as correntes de referência que o conversor deve sintetizar em seus terminais. Porém antes que isso seja feito deve-se usar uma transformação de coordenadas inversa da apresentada em (2.9) para obter as correntes  $i_a^*(t)$ ,  $i_b^*(t)$  e  $i_c^*(t)$  nas coordenadas naturais.

As potências  $p$  e  $q$  calculadas em (2.34) usando as tensões e correntes instantâneas nas coordenadas  $\alpha\beta$ , podem também ser definidas no sistemas 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 ou com tensões e correntes equilibradas, como segue:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2}\right) \begin{bmatrix} v_d(t) & v_q(t) \\ v_q(t) & -v_d(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

onde os subscritos  $d$  e  $q$  identificam componentes das tensões e correntes no sistema de coordenadas  $dq$ , respectivamente, obtidas após aplicação da transformação dada em

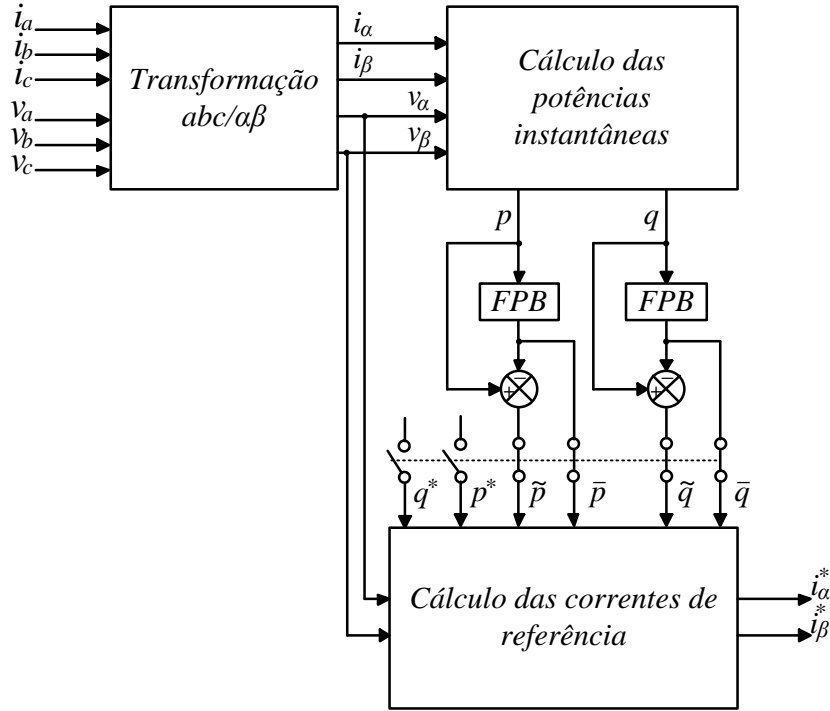


Figura 20: Diagrama de blocos do algoritmo de controle baseado na teoria das potências instantâneas.

(2.18) nas tensões e correntes no sistema de coordenadas  $abc$ .

À primeira vista o leitor pode ser levado a achar que não existe nenhum ganho em usar as tensões e correntes no sistemas de coordenadas síncrono para calcular as potências real e reativa instantâneas. Contudo, se o ângulo  $\theta$  usado para determinar a posição dos eixos ortogonais  $dq$  for escolhido de maneira que o eixo direto (eixo- $d$ ) coincida com a posição da componente de sequência positiva do fasor espacial de tensão, tem-se que as tensões  $v_d(t)$  e  $v_q(t)$  serão dadas por:

$$\begin{cases} v_d(t) = v_d^+(t) = |\hat{V}_{PAC}| \\ v_q(t) = v_q^+(t) = 0 \end{cases} \quad (2.40)$$

onde  $|\hat{V}_{PAC}|$  é a magnitude do valor de pico da tensão CA no ponto de acoplamento do conversor VSC.

Substituindo (2.40) em (2.39) pode-se reescrever as expressões das potências ativa e reativa instantâneas como segue:

$$\begin{cases} p = \left(\frac{3}{2}\right) |\hat{V}_{PAC}| i_d(t) \\ q = -\left(\frac{3}{2}\right) |\hat{V}_{PAC}| i_q(t) \end{cases} \quad (2.41)$$

A análise de (2.41) permite concluir que a componente  $i_d(t)$  é diretamente proporcional a potência ativa instantânea enquanto que a componente  $i_q(t)$  é proporcional a potência reativa instantânea multiplicada por  $(-1)$ . Desta forma, é possível controlar, de forma indireta, a partir das correntes  $i_d(t)$  e  $i_q(t)$ , as potências ativa e reativa nos terminais do conversor. Na Figura 21 é apresentado o diagrama de blocos do algoritmo de controle do VSC baseado no sistema de coordenadas síncrono.

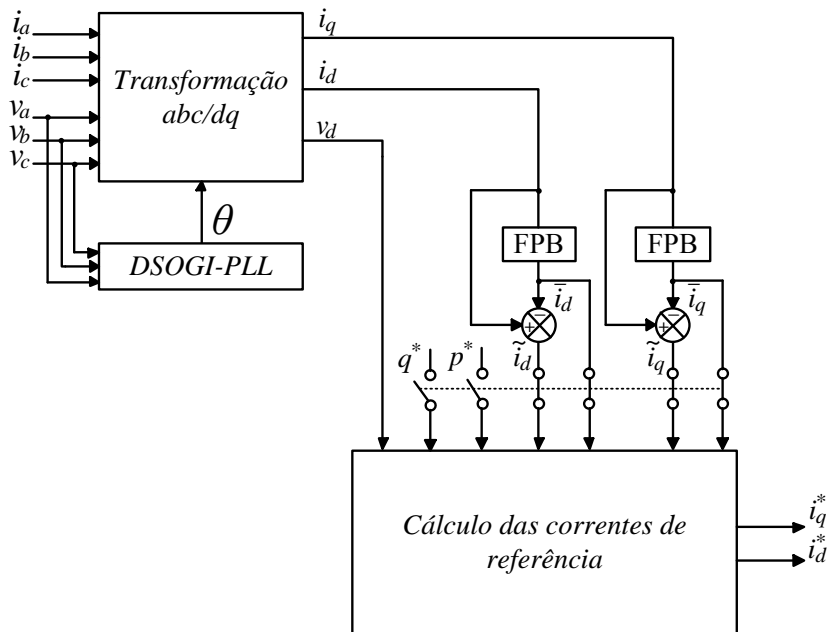


Figura 21: Diagrama de blocos do algoritmo de controle do VSC na teoria das potências instantâneas referenciadas no sistema de coordenadas síncrono.

Uma segunda vantagem da utilização do sistema de coordenadas síncrono para representar as tensões e correntes é que no novo sistema de coordenadas as grandezas assumem um comportamento estacionário. Esta característica será explorada no próximo capítulo para o projeto dos controladores responsáveis por regular as correntes sintetizadas pelo conversor de interface.

### 2.5.1 POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS PARA SISTEMA DESBALANCEADO

Assumindo que as tensões e as correntes possuem um desequilíbrio de sequência negativa pode-se escrever:

$$\begin{cases} v_d(t) = v_d^+(t) + v_d^-(t) \\ v_q(t) = v_q^+(t) + v_q^-(t) \end{cases} \quad (2.42)$$

e,

$$\begin{cases} i_d(t) = i_d^+(t) + i_d^-(t) \\ i_q(t) = i_q^+(t) + i_q^-(t) \end{cases} \quad (2.43)$$

Podemos descrever as parcelas de potências instantâneas ativa e reativa descrita em 2.35 como:

$$\begin{cases} \bar{p} = \frac{3}{2} [v_d^+(t) i_d^+(t) + v_q^+(t) i_q^+(t) + v_d^-(t) i_d^-(t) + v_q^-(t) i_q^-(t)] \\ \bar{q} = \frac{3}{2} [v_q^+(t) i_d^+(t) - v_d^+(t) i_q^+(t) - v_q^-(t) i_d^-(t) + v_d^-(t) i_q^-(t)] \end{cases} \quad (2.44)$$

e,

$$\begin{cases} \tilde{p} = \frac{3}{2} [v_d^+(t) i_d^-(t) + v_q^+(t) i_q^-(t) + v_d^-(t) i_d^+(t) + v_q^-(t) i_q^+(t)] \cos 2\omega t + \\ \quad + \frac{3}{2} [v_q^-(t) i_d^+(t) - v_d^-(t) i_q^+(t) - v_q^+(t) i_d^-(t) + v_d^+(t) i_q^-(t)] \sin 2\omega t \\ \tilde{q} = \frac{3}{2} [-v_q^-(t) i_d^+(t) + v_d^-(t) i_q^+(t) + v_q^+(t) i_d^-(t) - v_d^+(t) i_q^-(t)] \cos 2\omega t + \\ \quad + \frac{3}{2} [v_d^-(t) i_d^+(t) + v_q^-(t) i_q^+(t) + v_d^+(t) i_d^-(t) + v_q^+(t) i_q^-(t)] \sin 2\omega t \end{cases} \quad (2.45)$$

Maiores detalhes sobre a modelagem de sistemas com tensões e correntes desequilibradas nas coordenadas  $d$  e  $q$  são encontradas em (YAZDANI & IRAVANI, 2010), (ALMEIDA, 2011) e (ALMEIDA, 2013).

## 2.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentado o princípio de funcionamento do grupo motor-gerador diesel, do conversor fonte de tensão e da estratégia de chaveamento PWM. Equações diferenciais escritas no sistemas de coordenadas estacionário ( $\alpha\beta 0$ ) e síncrono ( $dq0$ ) foram usadas para modelar o comportamento dinâmico das correntes do VSC conectado à rede elétrica. Além disso foi também apresentado o circuito de sincronismo DSOGI-PLL e uma breve revisão dos conceitos da teoria das potências

instantâneas para sistemas equilibrados e desequilibrados.

Na seção *Teoria das Potências Instantâneas* buscou-se apresentar de forma sucinta uma breve revisão capaz de fornecer aos leitores subsídios para que entendam os algoritmos de controle que serão utilizados nas seções e capítulos seguintes.



### 3 PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste capítulo serão apresentados o projeto e sintonia do circuito DSOGI-PLL, dos controladores das potências instantâneas e dos reguladores das malhas de corrente. Por último será apresentado uma abordagem sobre a modelagem dinâmica do lado CC do conversor de interface.

#### 3.1 ANÁLISE DA DINÂMICA DO SRF-PLL

Para um conjunto de três tensões equilibradas e simétricas no PAC, é possível escrever nas coordenadas  $abc$ :

$$\begin{cases} v_a(t) = \hat{V}_{PAC} \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\ v_b(t) = \hat{V}_{PAC} \cos(\omega_1 t + \phi_1 - 2\pi/3) \\ v_c(t) = \hat{V}_{PAC} \cos(\omega_1 t + \phi_1 - 4\pi/3) \end{cases} \quad (3.1)$$

onde  $\hat{V}_{PAC}$  é a amplitude ( $V$ ),  $\omega_1$  é a frequência angular ( $rad/s$ ) e  $\phi_1$  é o ângulo de fase em ( $rad$ ) da componente fundamental da tensão no PAC, respectivamente.

As tensões de fase dadas em (3.1) podem ser representadas na forma compacta como componentes de um fasor espacial nas direções dos eixos  $\alpha$  e  $\beta$  conforme mostrado a seguir,

$$\vec{v}_{\alpha\beta, PAC} = \hat{V}_{PAC} e^{j\theta_1} \quad (3.2)$$

onde  $\theta_1 = (\omega_1 t + \phi_1)$  é o ângulo de fase da componente fundamental de sequência positiva do fasor espacial da tensão no PAC.

Multiplicando (3.2) por ( $e^{-j\rho}$ ), pode-se reescrever (3.2) referenciada ao sistema  $dq$ :

$$\vec{v}_{dq, PAC} = \vec{v}_{\alpha\beta, PAC} e^{-j\rho} = \hat{V}_{PAC} e^{j(\theta_1 - \rho)} \quad (3.3)$$

onde  $\rho = (\omega_r t - \phi_r)$ , sendo  $\omega_r$  a frequência angular e  $\phi_r$  é o ângulo de fase da componente fundamental da tensão no PAC detectados pelo SRF-PLL, respectivamente.

Fazendo a decomposição do vetor  $\vec{v}_{dq,PAC}$  nas direções dos eixos direto e em quadratura tem-se:

$$\begin{cases} v_d(t) = \hat{V}_{PAC} \cos(\theta_1 - \rho) \\ v_q(t) = \hat{V}_{PAC} \sin(\theta_1 - \rho) \end{cases} \quad (3.4)$$

A Figura 19 sugere que o projeto do controlador  $C(\rho)$  deve garantir que o ângulo  $\rho = (\omega_r t - \phi_r)$  rastreado pelo SRF-PLL, seja igual ao ângulo  $\theta = (\omega_1 t + \phi_1)$  do fasor espacial da tensão no ponto de conexão. Da figura pode-se escrever a seguinte relação:

$$\omega_r = \frac{d\rho}{dt} = C(\rho)v_q \quad (3.5)$$

em que  $\omega_r$  é a frequência estimada ou rastreada pelo SRF-PLL e  $C(\rho)$  é uma função linear (compensador) e  $\rho = \frac{d(\cdot)}{dt}$  é o operador diferencial.

Substituindo o valor de  $v_q$ , dado em (3.4), em (3.5) tem-se:

$$\frac{d\rho}{dt} = C(\rho)\hat{V}_{PAC} \sin(\theta_1 - \rho) \quad (3.6)$$

Assumindo que  $\rho \approx (\omega_1 t + \phi_1)$  pode-se reescrever (3.6) como segue,

$$\frac{d\rho}{dt} = C(\rho)\hat{V}_{PAC}(\theta_1 - \rho) \quad (3.7)$$

Na Figura 22 é mostrado o diagrama de blocos que representa a dinâmica dada por (3.7). Da análise dessa figura pode-se escrever a seguinte função de transferência de malha fechada para o SRF-PLL:

$$M_{MF,SRF} = \frac{P(s)}{\Theta_1(s)} = \frac{C(s)\hat{V}_{PAC}}{s + C(s)\hat{V}_{PAC}} \quad (3.8)$$

onde  $P(s)$  e  $\Theta_1(s)$  são as transformada de Laplace de  $\rho = (\omega_r t + \phi_r)$  e  $\theta_1 = (\omega_1 t + \phi_1)$ .

Neste ponto fez-se a opção de usar um controlador do tipo PI para função  $C(s)$ ,

$$C(s) = k_{p,PLL} \left( \frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \quad (3.9)$$

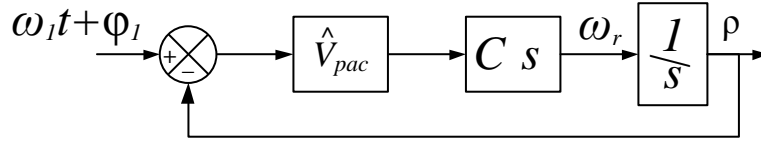


Figura 22: Diagrama de blocos do SRF-PLL linear.

onde  $k_{p,PLL}$  e  $\tau_{PLL}$  são o ganho e a constante de tempo do controlador, respectivamente.

Substituindo (3.9) em (3.8) tem-se a seguinte função de transferência de malha fechada para o SRF-PLL:

$$M_{MF,SRF}(s) = \frac{k_{p,PLL} \left( \frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{V}_{PAC}}{s + k_{p,PLL} \left( \frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{V}_{PAC}} \quad (3.10)$$

que reescrita na forma canônica permite determinar os seguintes parâmetros,

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,PLL} \hat{V}_{PAC}}{\tau_{PLL}}} \\ \xi = \frac{k_{p,PLL} \hat{V}_{PAC}}{2\omega_n} \end{cases} \quad (3.11)$$

sendo  $\xi$  o fator de amortecimento e  $\omega_n$  a frequência de corte de  $M_{MF,SRF}(s)$ .

### 3.2 ESCOLHA DOS PARÂMETROS DO SRF-PLL

Das equações apresentadas na Seção 3.1 pode-se definir o ganho e a banda de passagem para o circuito de sincronismo considerando critérios de desempenho dinâmico e de filtragem do sinal de entrada (ALMEIDA, 2011). Neste trabalho foram adotados  $\xi = 0,707$  e  $\omega_n = 2\pi 60 Hz$  que substituídos em (3.11) retornam os seguintes parâmetros  $k_{p,PLL}$  e  $\tau_{PLL}$ :

$$\begin{cases} k_{p,PLL} = \frac{2 \times (2\pi 60) \times 0,707}{180} = 2,97 \frac{rad}{Vs} \\ \tau_{PLL} = \frac{2,97 \times 180}{(2\pi 60)^2} = 0,00375s \end{cases} \quad (3.12)$$

Na Figura 23 é mostrada uma resposta transitória do ângulo estimado pelo SRF-PLL onde se destaca a resposta do circuito de sincronismo. Pode-se observar que o

erro entre o ângulo real e o estimado pelo SRF-PLL é muito pequeno, permitindo a utilização do SRF-PLL neste trabalho.

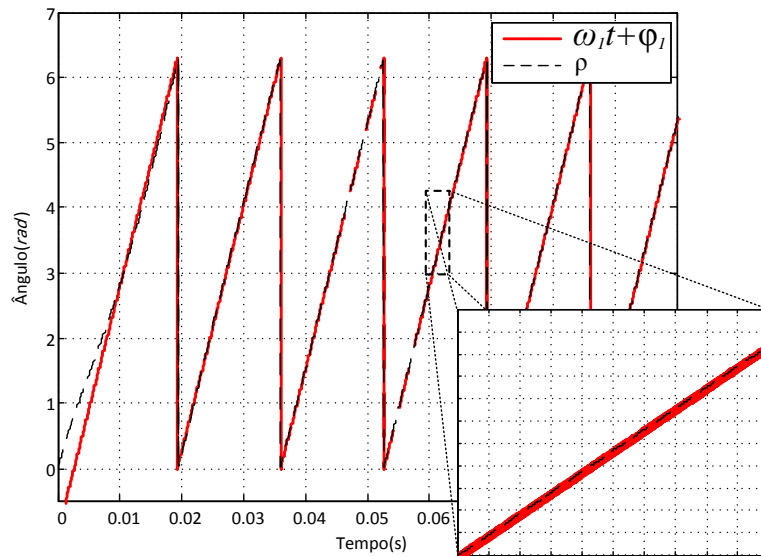


Figura 23: Ângulo de referência e ângulo estimado pelo DSOGI-PLL.

### 3.3 CONTROLE DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS NOS TERMINAIS DO VSC

Na Seção 2.1 mostrou-se que é possível controlar a injeção de potência ativa entre duas fontes CA variando o ângulo de fase das tensões terminais. Mostrou-se também nessa seção que se pode controlar o fluxo de potência reativa entre os dois sistemas, variando a amplitude das tensões terminais.

Para casos onde a amplitude e o ângulo entre as tensões trifásicas de saída do conversor  $V_{vsc}$  são próximas das referências  $V_{PAC}$ , o acoplamento entre as potências ativa e reativa pode ser desconsiderado e dois compensadores independentes podem ser projetados (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

Esta estratégia é denominada controle modo tensão (do inglês, *Voltage Mode Control*) (VMC), ou seja, a partir do erro entre as potências ativa e reativa de referência e as potências instantâneas, medidas nos terminais do sistema são geradas as tensões de referência para o VSC. Na Figura 24 é apresentado um diagrama esquemático para um controle da amplitude e fase da tensão de saída do VSC a partir dos erros entre as potências instantâneas de referência e medidas no PAC, referenciado no sistema de coordenadas síncrono.

O controle em modo tensão é empregado, em sua maioria, em aplicações de alta ten-

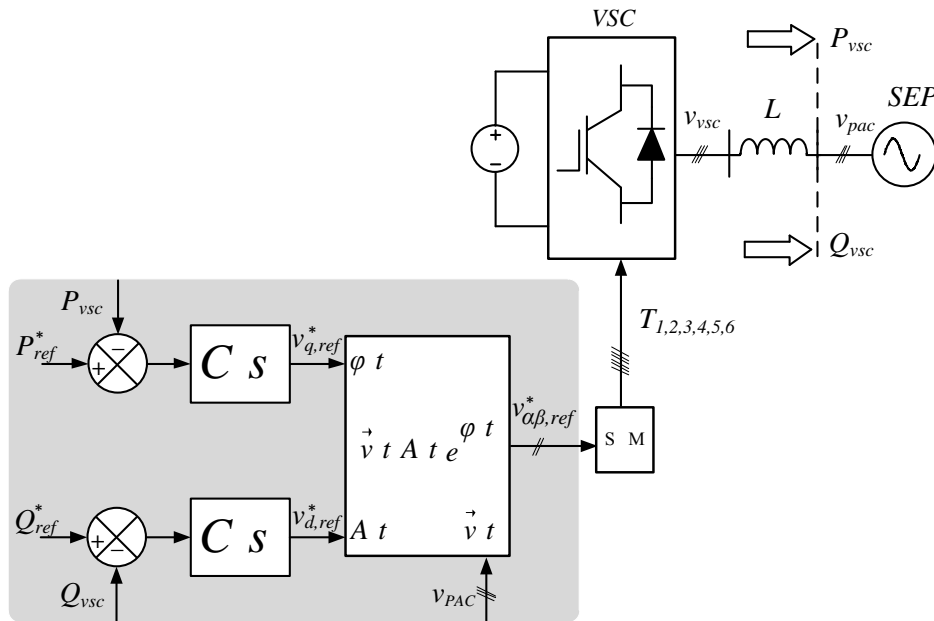


Figura 24: Diagrama de blocos do controle por modo tensão.

são tais como: compensador estático síncrono (do inglês, *Static Synchronous Compensator*) (STATCOM) (LACERDA, 2001) e (XU; AGELIDIS & ACHA, 2001), controladores para sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission System*) (FACTS) e em algumas aplicações industriais (CHANDORKAR; DIVAN & ADAPA, 1993).

Apesar de simples, o VMC tem a desvantagem de não possuir uma malha dedicada para o controle da corrente. Desta forma, variações bruscas na ação de controle ou alguma falta no lado CA do sistema, podem gerar elevados níveis de corrente, danificando o conversor (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

Como forma de contornar esse problema pode-se usar CMC para o VSC. Nesta estratégia, há uma estrutura dedicada para o controle da corrente nos terminais do VSC (YAZDANI & IRAVANI, 2010) e (KAZMIERKOWSKI & MALESANI, 1998). O controle em modo corrente aplicado aos conversores estáticos é muito usual no controle de conversores conectados à rede elétrica sendo algumas de suas vantagens (KAZMIERKOWSKI & MALESANI, 1998):

- Controle da forma de onda da corrente sintetizada;
- Proteção contra sobrecorrentes;
- Rejeição de sobrecarga;
- Boa resposta dinâmica;

- Compensação devido a variações dos parâmetros da carga;
- Compensação da queda de tensão e tempo morto;
- Compensação de mudanças de tensão no lado CA e CC.

Devido às boas descrições a respeito do CMC, esta estratégia de controle será utilizada neste trabalho para controlar os fluxos de potência ativa e reativa injetados na rede elétrica pelo conversor de interface.

### 3.3.1 ESTRUTURA DO CONTROLE EM MODO CORRENTE

Aplicando (2.18) em (2.14) podem-se reescrever as seguintes expressões médias instantâneas da tensão de saída do VSC nas coordenadas  $dq$  como segue:

$$\begin{cases} v_{d,t} = \left[ \frac{2\sqrt{3}}{3} \right] \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) m_d \\ v_{q,t} = \left[ \frac{2\sqrt{3}}{3} \right] \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) m_q \end{cases} \quad (3.13)$$

onde  $v_{d,t}$  e  $v_{q,t}$  são as tensões de saída de eixo direto e em quadratura do VSC, respectivamente;  $m_d$  e  $m_q$  são os índices de modulação de eixo direto e em quadratura, respectivamente.

Pode-se então desacoplar as dinâmicas das correntes de eixo direto e em quadratura e compensar o efeito das tensões no PAC observados em (2.19) fazendo (YAZDANI & IRAVANI, 2010):

$$\begin{cases} m_d = \frac{\sqrt{3}}{V_{CC}} (u_d - \omega L i_q + v_{d,pac}) \\ m_q = \frac{\sqrt{3}}{V_{CC}} (u_q + \omega L i_d + v_{q,pac}) \end{cases} \quad (3.14)$$

onde  $u_d$  e  $u_q$  são as novas variáveis de controle e a constante  $\left( \frac{\sqrt{3}}{V_{CC}} \right)$  é utilizada para normalizar o índice de modulação, além de permitir a ação de controle *feed-forward* para atenuar os harmônicos indesejáveis nas tensões de saída  $v_{d,t}$  e  $v_{q,t}$  (ALMEIDA et al., 2012).

Substituindo (3.14) em (3.13), temos:

$$\begin{cases} v_{d,t} = (u_d - \omega L i_q + v_{d,pac}) \\ v_{q,t} = (u_q + \omega L i_d + v_{q,pac}) \end{cases} \quad (3.15)$$

Agora substituindo (3.15) em (2.19) tem-se a seguinte dinâmica para o sistema composto pelo conversor conectado à rede elétrica:

$$\begin{cases} L \frac{di_d(t)}{dt} = -R_{eq} i_d(t) + u_d \\ L \frac{di_q(t)}{dt} = -R_{eq} i_q(t) + u_q \end{cases} \quad (3.16)$$

O sistema descrito em (3.16) caracteriza-se por apresentar dinâmica de primeira ordem com as correntes de eixo direto e em quadratura totalmente desacopladas (YAZDANI & IRAVANI, 2010), (ALMEIDA, 2011), (ALMEIDA, 2013).

A Figura 25 mostra a estrutura dos controladores de corrente de eixo direto e em quadratura para o VSC. Dois compensadores, cujas saídas são  $u_d$  e  $u_q$ , controlam os índices de modulação  $m_d$  e  $m_q$  para regular as correntes de eixo direto e em quadratura do conversor. As tensões  $v_{d,pac}$  e  $v_{q,pac}$  são utilizadas como sinais *feed-forward* para garantir que as correntes sintetizadas atenuem as variações da tensão no PAC. A seguir são mostradas as etapas para simplificar o diagrama de blocos da Figura 25 com objetivo de facilitar o projeto dos controladores das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , respectivamente.

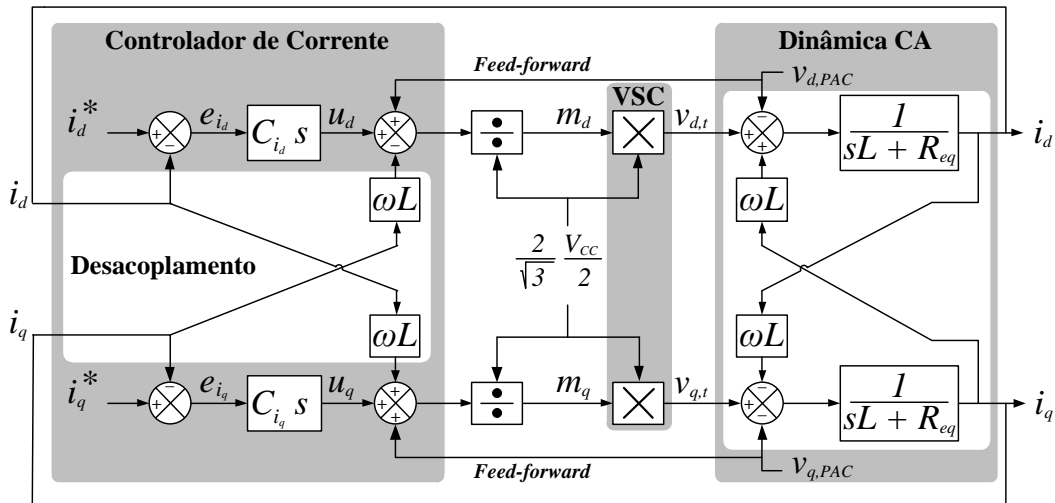


Figura 25: Diagrama de blocos dos controladores das correntes  $i_d$  e  $i_q$ .

O diagrama da Figura 25 pode ser redesenhado conforme mostrado na Figura 26 (a) sem as malhas *feed-foward*. Devido a ação preditiva da malha *feed-forward* as tensões de eixo direto e quadratura do ponto de acoplamento comum do conversor podem ser

desprezadas nesse novo diagrama de blocos. Na Figura 26 (b) o diagrama de blocos é redesenhado sem os acoplamentos entre as correntes de eixo direto e em quadratura. Essa modificação é justificada devido a inclusão do bloco de desacoplamento das correntes implementado no bloco da esquerda do diagrama da Figura 25. Por fim, assume-se que o conversor de interface sintetiza tensões de eixo direto e quadratura proporcionais aos respectivos fatores de modulação. Desse modo chega-se ao diagrama de blocos da Figura 26 (c), onde as dinâmicas das correntes de eixo direto e em quadratura são totalmente independentes.

Desta forma, como as dinâmicas nas duas variáveis são idênticas, os dois compensadores utilizados podem ser projetados com os mesmos parâmetros. Portanto, a Figura 27 apresenta o diagrama em blocos do controlador da corrente de eixo direto.

Devido à característica estacionária das correntes no sistema de coordenadas  $dq0$  pode-se projetar um controlador proporcional-integral (PI) para garantir que as correntes de referência sejam rastreadas com precisão (YAZDANI & IRAVANI, 2010). A função de transferência do controlador PI pode ser escrita como:

$$C_i(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (3.17)$$

em que  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

Da observação do diagrama de blocos da Figura 27 pode-se escrever a seguinte função de transferência de malha aberta:

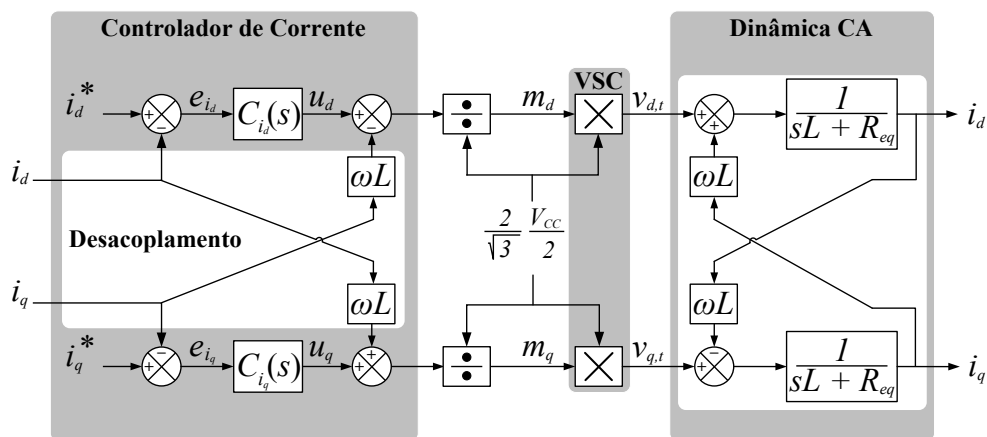
$$G_{MA,i}(s) = \left[ \frac{k_p}{sL} \right] \frac{\left( s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{\left( s + \frac{R_{eq}}{L} \right)} \quad (3.18)$$

Tendo em mente que a resistência de saída do VSC é baixa, o polo da  $M_{FTMA,i}$  estará localizado muito próximo da origem, impondo a resposta dinâmica muito lenta para a corrente do conversor (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Para contornar este problema pode-se alocar o zero do controlador sobre o polo da planta resultando em:

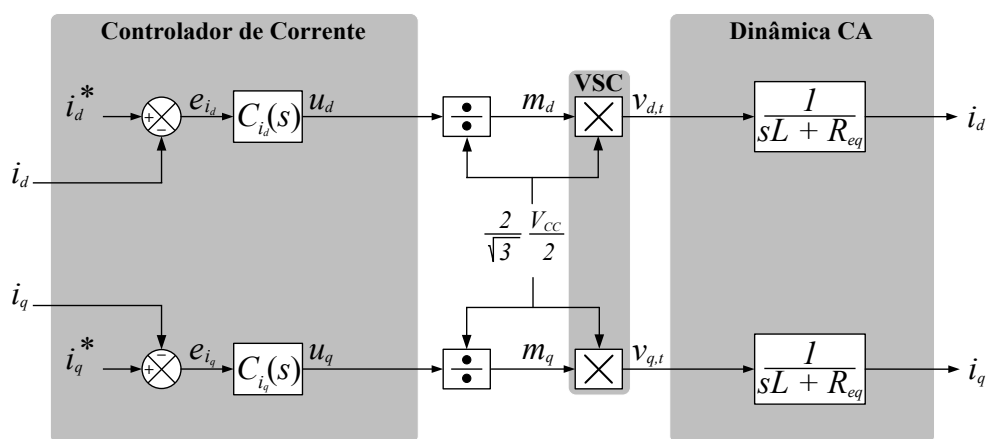
$$G_{MA,i}(s) = \frac{k_p}{sL} \quad (3.19)$$

Sendo que a função de transferência em malha fechada  $G_{MF,i}$  passará a ser dada por:

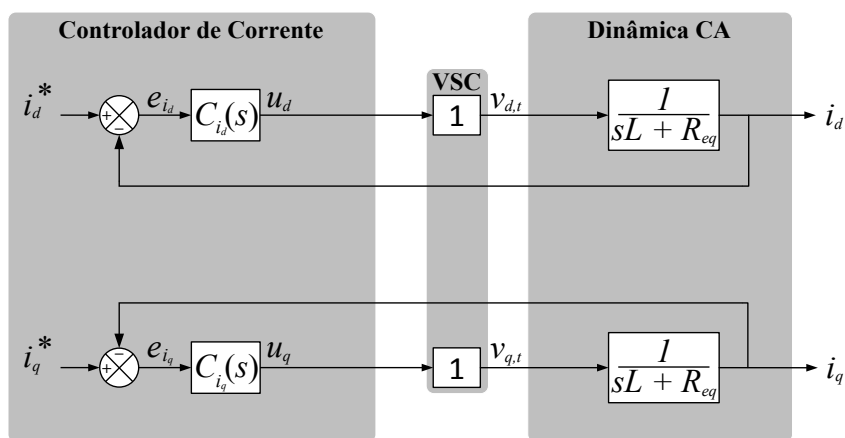




(a)



(b)



(c)

Figura 26: Etapas do processo de redução do diagrama de blocos dos controladores das correntes  $i_d$  e  $i_q$ : (a) sem a malha *feed-forward*; (b) sem os acoplamentos entre as correntes de eixo direto e quadratura e (c) sem o bloco do conversor.

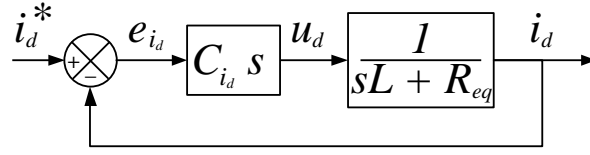


Figura 27: Diagrama de blocos simplificado do controlador da corrente de eixo direto do VSC.

$$G_{MF,i}(s) = \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (3.20)$$

onde  $i_d^*$  é o valor de referência da corrente de eixo direto e  $\tau_i = \frac{L}{k_p}$  é a constante de tempo do sistema de malha fechada. Yazdani e Iravani (2010) sugerem que o valor de  $\tau_i$  deve estar entre  $0,5ms$  e  $5ms$  para garantir uma boa resposta dinâmica para o VSC.

Pelo exposto, pode-se calcular os ganhos do PI:

$$\left\{ \begin{array}{l} k_p = \frac{L}{\tau_i} \\ k_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \end{array} \right. \quad (3.21)$$

### 3.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTRUTURA DE CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC EM FUNÇÃO DO MODO DE CONTROLE DO VSC

Na Seção 2.2 foi apresentada uma relação entre o valor máximo da componente fundamental e o valor da tensão do barramento CC para o conversor operando na região linear de modulação ( $0 \leq m_k \leq 1$ ), sendo  $k \in \{a, b, c\}$ .

Assim, considerando o acréscimo de 15 % na tensão de saída do VSC devido à utilização da modulação SVM e ainda, supondo o conversor conectado a uma rede secundária básica cuja tensão de pico é  $\hat{V}_{PAC} = 180 V$ , tem-se que o valor mínimo necessário da tensão do barramento CC deve ser:

$$V_{CC,min} = 2 \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \hat{V}_{PAC} = 311V \quad (3.22)$$

Contudo, para garantir que não ocorra saturação da tensão de saída durante transitórios, Machado (2011) sugere uma tensão CC mínima 30% acima do valor calculado

em (3.22).

Nos momentos em que o conversor estiver compensando potência reativa e correntes harmônicas pode-se adicionar um controlador para regular o nível da tensão do barramento CC acima do valor mínimo dado em (3.22). Este compensador irá forçar um fluxo de potência ativa média do SEP para o capacitor, mantendo o valor da tensão CC de acordo com a tensão de referência (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Contudo, para o modo de injeção de potência ativa, e como o estágio de entrada do conversor de interface é formado por um retificador não controlado, não é possível carregar o capacitor CC com uma tensão maior que os 311 V previamente especificado, pois o fluxo de potência ativa média sempre estará no sentido do VSC para o SEP.

Na Figura 28 é exibido o diagrama simplificado da malha de controle da tensão de barramento CC. Optou-se por utilizar o controlador PI devido à sua simplicidade, satisfatória resposta dinâmica e a capacidade de alcançar um erro em regime permanente nulo (KADRI; GAUBERT & CHAMPENOIS, 2011). A saída da malha de controle irá fornecer uma parcela a ser subtraída no controlador de corrente.

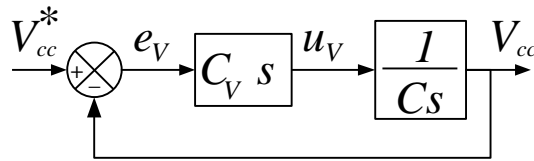


Figura 28: Diagrama de blocos simplificado do controlador da tensão do barramento CC.

A partir da malha de controle exibida na 28 é possível obter a seguinte função de transferência em malha fechada e escrita na forma canônica:

$$G_{MF,v}(s) = \frac{V_{CC}}{V_{CC}^*} = \left[ \frac{k_{p,v}}{C} \right] \frac{\left( \frac{k_{i,v}}{k_{p,v} + s} \right)}{\left( s^2 + \frac{k_{p,v}}{C} s + \frac{k_i}{C} \right)} \quad (3.23)$$

e da mesma forma como foi feito com a determinação dos ganhos para o controlador de corrente, os parâmetros do controlador de tensão são dados por:

$$\begin{cases} k_{p,v} = 2\zeta\omega_v \\ k_{i,v} = C\omega_v^2 \end{cases} \quad (3.24)$$

onde  $k_{p,v}$  e  $k_{i,v}$  são os ganhos do controlador de tensão proporcional e integral, respectivamente;  $\zeta$  é o fator de amortecimento e  $\omega_v$  a frequência de corte do controlador de tensão ( $rad/s$ ). Normalmente a faixa de passagem para os controladores de tensão é inferior a  $100Hz$  (LIU et al., 2013).

As Figuras 29, 30 e 31 apresentam o fluxo das potências instantâneas para três diferentes casos de aplicação do conjunto GMG e VSC. No caso da Figura 29 tem-se o VSC conectado à rede fornecendo potência ativa proveniente do GMG. Neste modo de operação o GMG é o responsável por fornecer energia ao barramento CC, não sendo necessária a inclusão de um compensador para o lado CC do conversor.

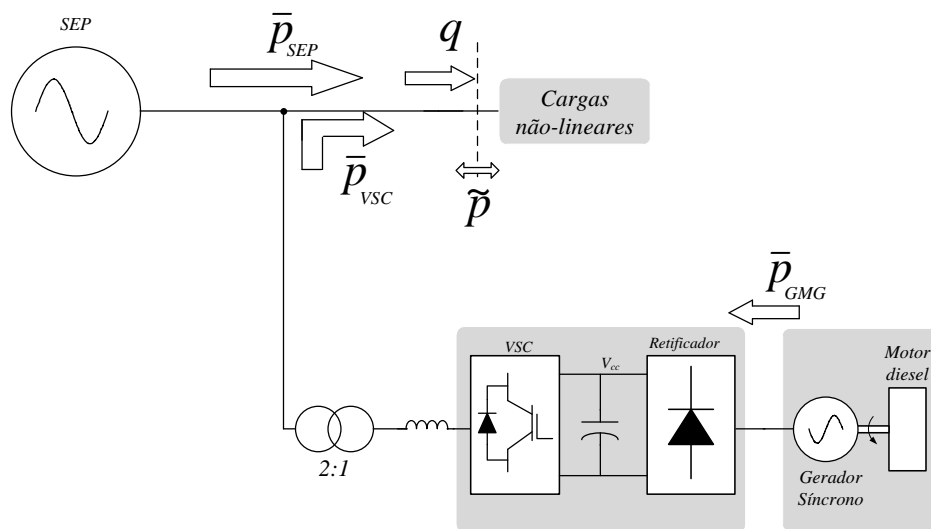


Figura 29: Representação dos fluxos das potências instantâneas para um VSC *Shunt* três fios conectado à rede CA, fornecendo potência ativa proveniente do GMG.

Na Figura 30 o VSC está compensando potência reativa e as correntes harmônicas do SEP, e a rede CA é a única responsável por fornecer potência ativa para as cargas presentes. Neste caso a inclusão de um compensador para controlar a tensão do barramento CC permite deixar o GMG em repouso.

Por último, na Figura 31 é apresentado uma microrrede CA isolada, em que o GMG fornece toda a potência ativa necessária para o sistema. O VSC estará compensando as potências instantâneas de forma que o GMG forneça potência constante.

Para este trabalho apenas a tensão retificada fornecida pelo GMG não atende ao valor mínimo para permitir que o VSC forneça potência ativa e opere na região linear de modulação. Portanto, conforme exibido na Figura 7 a solução escolhida foi a inclusão de um transformador para elevar a tensão de saída em uma proporção 2 : 1. Para esta escolha tomou-se como base a revisão sobre topologias realizada por (STRZELECKI & BENYSEK, 2008) e tendo em vista a disponibilidade de componentes disponíveis no

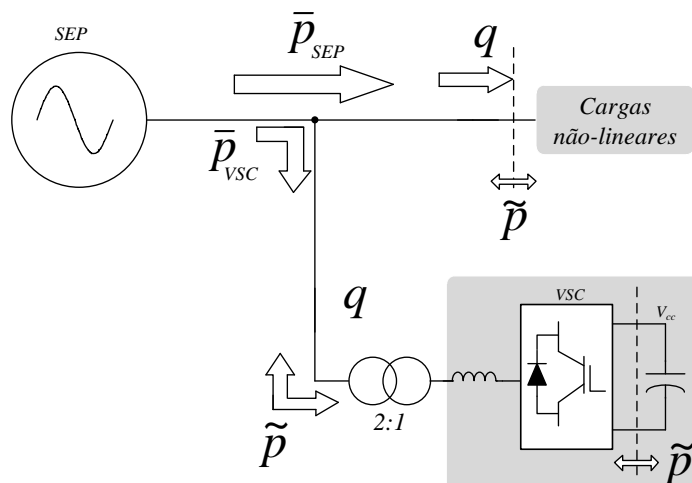


Figura 30: Representação dos fluxos das potências instantâneas para um VSC *Shunt* três fios conectado à rede CA compensando potência reativa e correntes harmônicas.

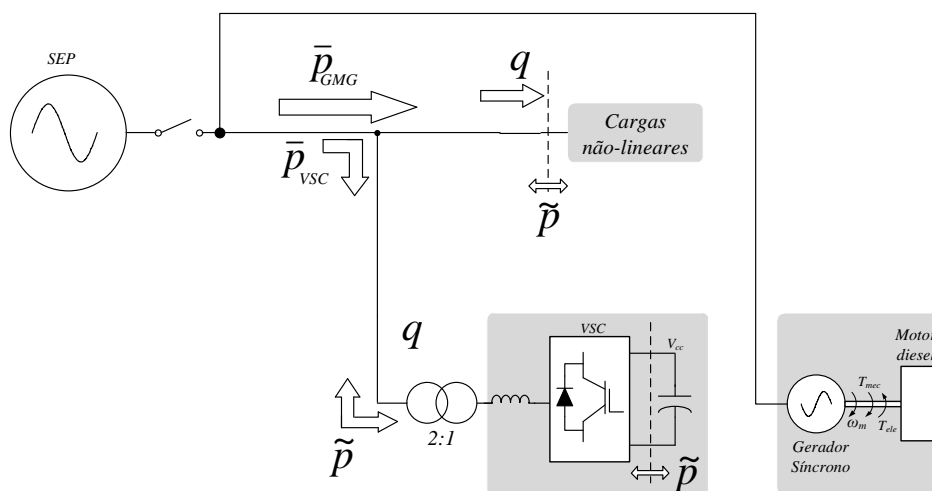


Figura 31: Representação dos fluxos das potências instantâneas para um VSC *Shunt* três fios compensando potência reativa e correntes harmônicas em uma rede secundária isolada.

NAEP.

### 3.5 ESTRUTURA COMPLETA DE CONTROLE

A estrutura de controle será definida de acordo com o arranjo do GMG e do VSC, conforme exibido nas Figuras 29, 30 e 31, respectivamente, sendo possível dividir a estratégia de controle em dois modos de funcionamento distintos:

1. Injeção de potência ativa;
2. Compensação de potência reativa e correntes harmônicas.

Independentemente do modo de funcionamento do VSC, os controladores de corrente se comportarão de forma equivalente. A diferença estará nas correntes de referência a serem seguidas e no emprego dos sensores de corrente, já que em cada modo de funcionamento o número e a posição dos sensores será diferente. Para destacar as diferenças entre os modos de operação, e considerando o sistema isolado ou não, as Figura 32, Figura 33 e Figura 34 apresentam os diagramas de blocos da estrutura completa de controle aplicado para cada caso.

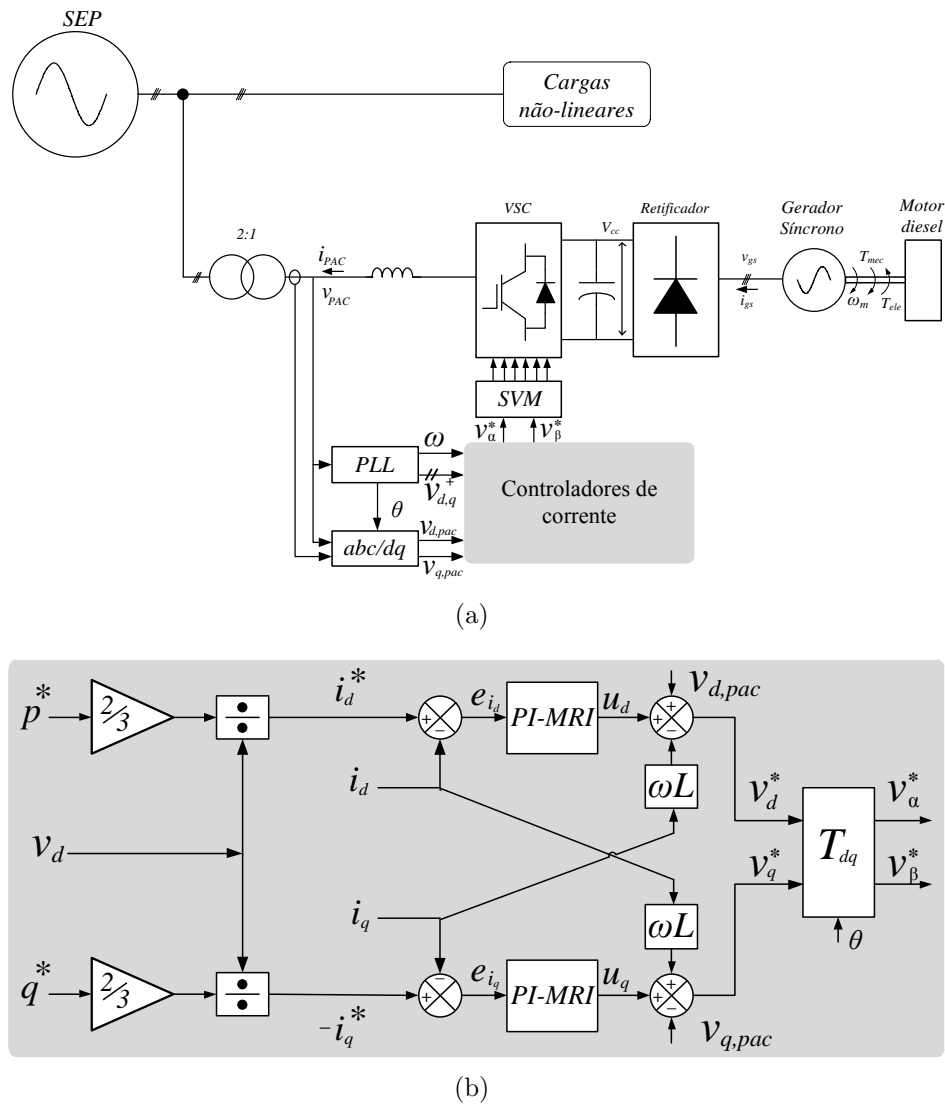
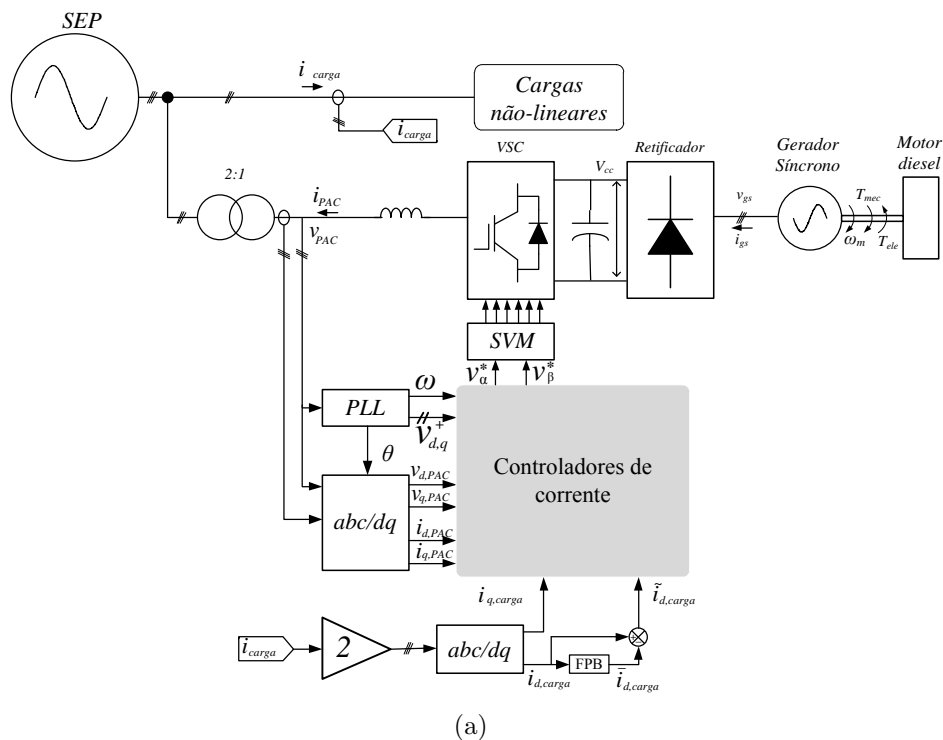


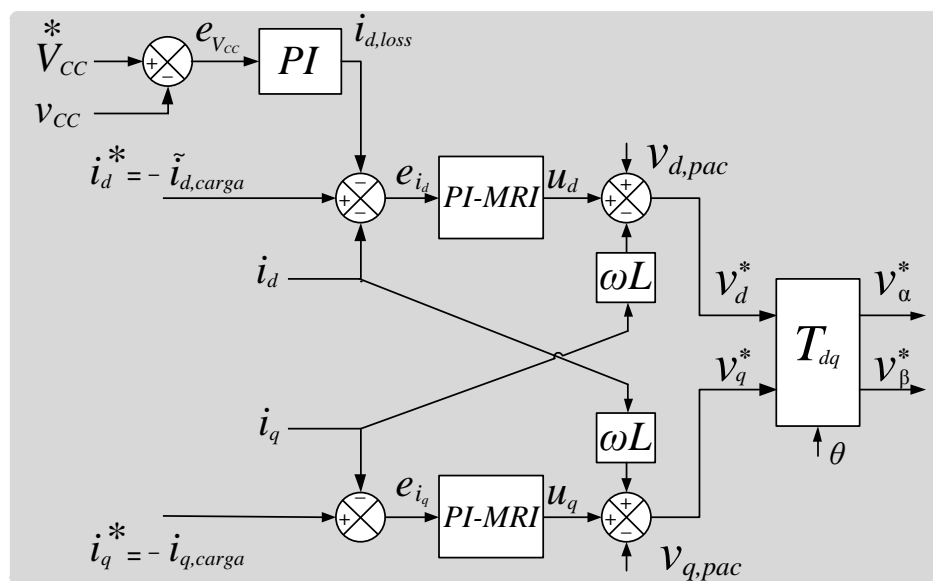
Figura 32: Microrrede CA para fornecimento de potência ativa ao SEP: (a) Diagrama esquemático do VSC conectado à rede CA (b) Estrutura do controle de corrente.

Na estrutura apresentada na Figura 32, a tensão do barramento CC será definida pelo próprio GMG, não sendo necessário incluir um controlador dedicado para a tensão do barramento CC. No entanto, esta tensão será monitorada, e caso alguma eventualidade aconteça, o disparo dos interruptores do conversor será inibido, desligando todo

o sistema.



(a)



(b)

Figura 33: Microrrede CA para compensação de potência reativa e correntes harmônicas conectado ao SEP: (a) Diagrama esquemático do VSC conectado à rede CA (b) Estrutura do controle de corrente.

Já na configuração apresentada na Figura 33 a inclusão de um controlador para o barramento CC irá gerar uma parcela extra a ser incluída no controlador de corrente, permitindo um fluxo de potência ativa média do SEP para o barramento CC. Além disso, para este modo de funcionamento é necessário a medição das correntes

consumidas pelas cargas. Contudo, pelo fato dos sensores de corrente para a medição das correntes consumidas pelas cargas estarem posicionados do lado de alta tensão do transformador, enquanto os sensores de corrente para a medição das correntes nos terminais do VSC está no lado de baixa tensão, é necessário levar em consideração a relação de espiras do transformador.

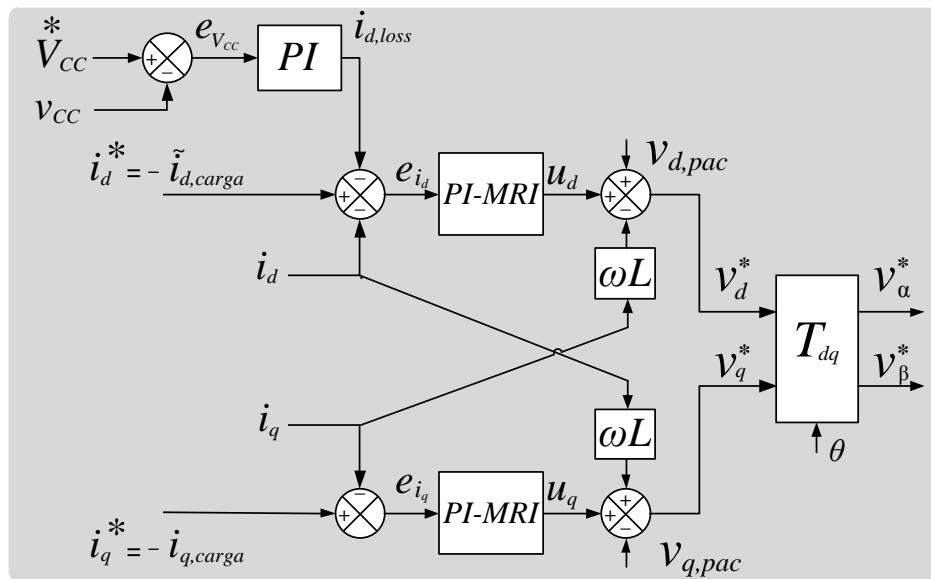
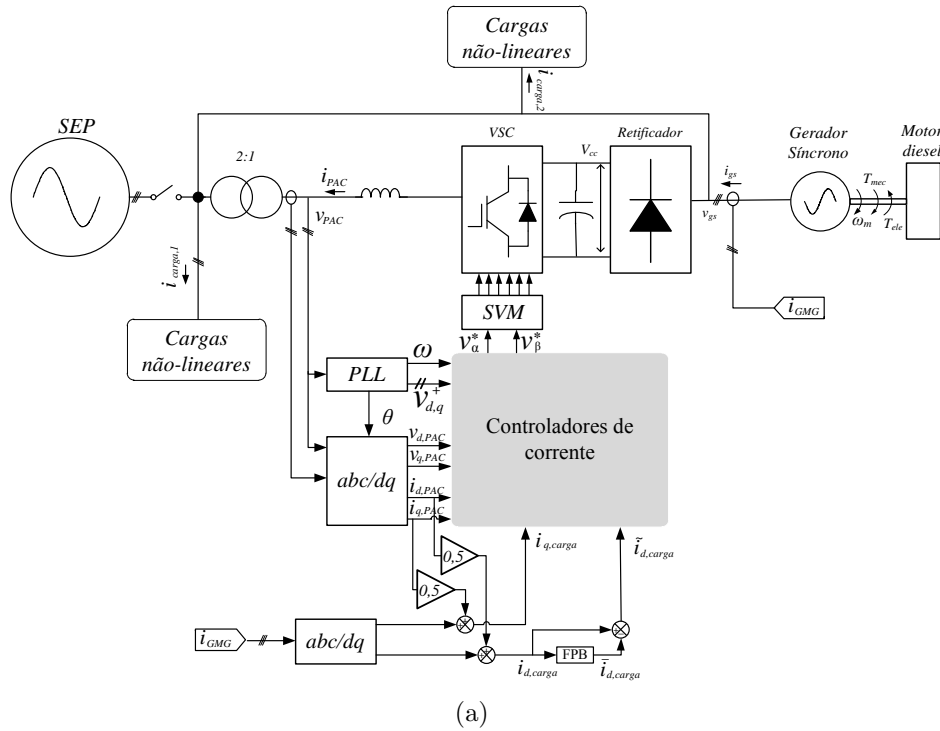


Figura 34: Microrrede CA ilhada para compensação de potência reativa e correntes harmônicas: (a) Diagrama esquemático do VSC operando isolado da rede CA (b) Estrutura do controle de corrente.



Quando a microrrede estiver isolada, o VSC sempre irá funcionar no modo de compensação, e o GMG irá alimentar diretamente todo o sistema. No entanto, as cargas podem estar localizadas distantes fisicamente. Por isso optou-se por medir as correntes de saída do gerador e subtraí-las da corrente de saída do VSC, pois deste modo tem-se o valor total das correntes consumidas pelas cargas, e uma economia no número de sensores utilizados. A relação entre as correntes do sistema é expressa pela equação (3.25):

$$i_{carga,total} = i_{GMG} - 0,5i_{pac} \quad (3.25)$$

em que  $i_{carga,total}$  representa todas as correntes consumidas pelas cargas,  $i_{GMG}$  é a corrente fornecida pelo GMG e  $i_{pac}$  é a corrente de saída do VSC.

### **3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS**

Neste capítulo foram apresentadas a metodologia de projeto dos controladores aplicados na microrrede CA. Foram determinados os parâmetros do SRF-PLL, e o procedimento de sintonia do controlador no modo corrente para a componente fundamental. Foram apresentados resultados para comprovar o funcionamento satisfatório do circuito de sincronismo.

Para melhorar a resposta dinâmica dos compensadores de corrente, foram adicionadas malhas de controle de corrente para determinadas componentes harmônicas, e também, para o controle do barramento CC, de acordo com o modo de operação. Por fim, apresentaram-se os modos de funcionamento do VSC, que dependem do modo de operação da microrrede, e a partir deste arranjo, os critérios para escolha dos valores de referência dos controladores.

A diferença do métodos de obtenção das correntes consumidas pelas cargas, quando o VSC operar como FAP, faz-se com a intenção de reduzir o número de sensores de corrente e permitir que os pontos de medição, se encontrem próximos fisicamente.



## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados alguns resultados obtidos com a simulação digital do sistema modelado no *software* PSIM versão 9.1. Serão também apresentados os parâmetros do gerador diesel, do VSC e da rede CA utilizados para o projeto dos ganhos dos controladores e reguladores da tensão e correntes.

### 4.2 PARÂMETROS DO SISTEMA MODELADO

Os parâmetros utilizados para o SGD são descritos, de forma resumida, nas Tabelas 1, 2 e 3. A maior capacidade do VSC (Tabela 2) em comparação com a do GMG (Tabela 1) é explicada pelo fato de se ter esse conversor disponível no laboratório do NAEP. Porém, em aplicações comerciais reais, as potências desses dois equipamentos devem ser próximas.

Tabela 1: Parâmetros do Gerador-diesel trifásico.

Descrição	Valor
Tensão eficaz de linha ( $V_L$ )	220 V
Frequência fundamental ( $f_1$ )	60 Hz
Potência máxima	6,0 kW
Potência nominal	5,5 kW
Fator de potência nominal	0,8

Tabela 2: Parâmetros do VSC.

Descrição	Valor
Frequência de comutação ( $f_s$ )	20 kHz
Frequência de amostragem ( $f_a$ )	20 kHz
Potência nominal do VSC	32 kVA
Indutância do filtro de saída ( $L$ )	1,2 mH
Resistência de saída ( $R_{eq}$ )	0,33 $\Omega$
Capacitor CC	4700 $\mu F$

Tabela 3: Parâmetros da rede CA.

Descrição	Valor
Tensão de linha da rede ( $V_L$ )	220 V
Frequência fundamental ( $f_1$ )	60 Hz
Indutância equivalente série ( $L_s$ )	0,1 mH
Resistência equivalente série ( $R_s$ )	1 mΩ

#### 4.2.1 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

Na Seção 3.3 foi apresentado o procedimento para a determinação dos ganhos dos controladores de corrente. Substituindo os valores dados na Tabela 2 em (3.21) para uma constante de tempo  $\tau_i = 0,5ms$  tem-se,

$$\begin{cases} k_p = \frac{L}{\tau_i} = \frac{1,2mH}{0,5ms} = 2,4V/A \\ k_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} = \frac{0,33\Omega}{0,5ms} = 667Vs/A \end{cases} \quad (4.1)$$

Na Figura 35 é mostrado o comportamento das correntes de eixo direto e em quadratura, de acordo com os valores definidos por seus sinais de referência. É importante destacar que devido ao cancelamento do polo da planta com o zero do controlador de corrente, o sistema irá se comportar como um sistema de primeira ordem. No instante  $t = 0,01s$  são liberados os pulsos de disparo, mas apenas a malha de *feed-forward* é utilizada, mantendo os valores das correntes nulas. Em  $t = 0,05s$  e  $t = 0,1s$  a corrente de referência de eixo direto  $i_d^*$  altera instantaneamente para 15A e 30A, respectivamente. Neste momento há um fluxo de potência ativa do VSC para o SEP, conforme definido em (2.41). Já em  $t = 0,15s$  há uma variação em degrau definindo  $i_q^*$  para 15A e  $i_d^*$  para 5A. Por último, em  $t = 0,2s$  o VSC irá fornecer uma parcela de potência puramente reativa, devido aos valores de referência  $i_q^* = 8A$  e  $i_d^* = 0A$ .

#### 4.2.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DOS CONTROLADORES DE TENSÃO

Em (3.23) e (3.24) foram apresentadas a função de transferência em malha fechada para o controlador de tensão e a expressão para o cálculo dos ganhos de seu controlador. Portanto, considerando um fator de amortecimento  $\zeta$  igual a 0,707 e a faixa de passagem igual a 60Hz os ganhos do controlador de tensão CC serão:

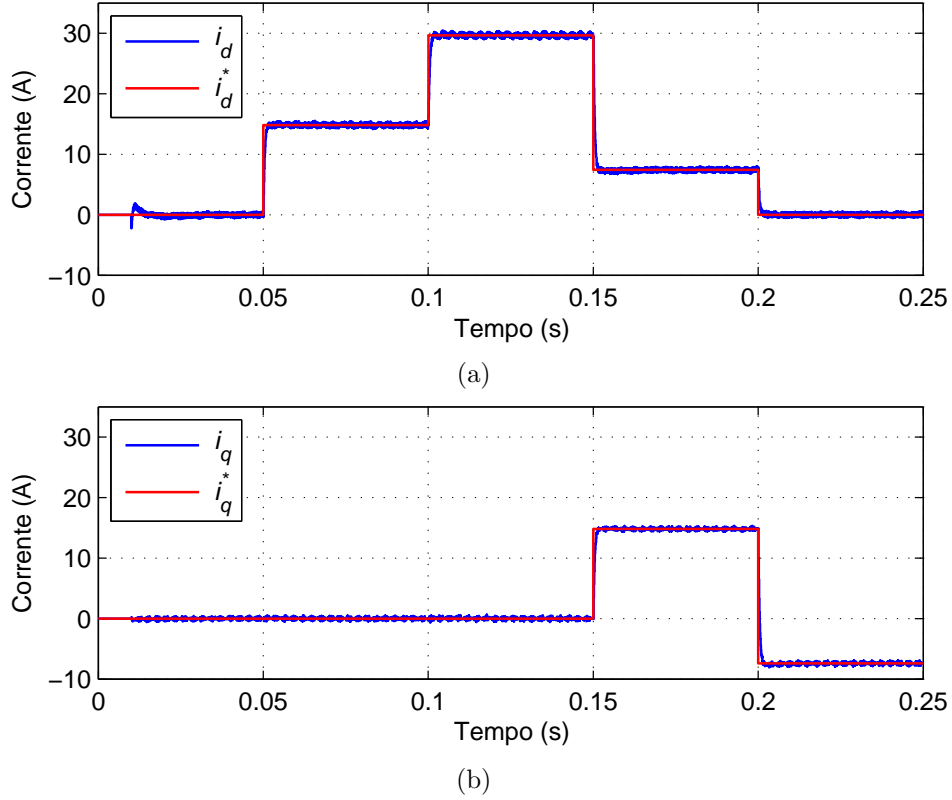


Figura 35: Correntes  $i_d$  e  $i_q$  e seus respectivos sinais de referência.

$$\begin{cases} k_{p,v} = 2\zeta\omega_v = 2 \times 0,707 \times (2\pi 60) = 2,4A/V \\ k_{i,v} = C\omega_v^2 = 4700\mu \times (2\pi 60)^2 = 658As/V \end{cases} \quad (4.2)$$

### 4.3 ESTUDO DE CASOS

Na Seção 3.5 foi apresentada a estrutura de controle para três casos diferentes do funcionamento da microrrede CA, conforme exibido anteriormente pelas Figuras 32, 33 e 34. No entanto, a estrutura de controle para os dois últimos casos se comporta de maneira equivalente, com a diferença apenas na alocação dos sensores de corrente para medição da corrente consumida pelas cargas. Desta forma, optou-se por exibir a compensação de potência reativa e correntes harmônicas, apenas para o modo isolado, onde os sensores de corrente se encontrarão na saída do GMG, e assim toda a estrutura utilizada estará próxima fisicamente.

Sendo assim a apresentação dos resultados de simulação será dividida nos seguintes estudos de caso:

- Caso 1: Microrrede conectada à rede CA fornecendo potência ativa e reativa;
- Caso 2: Microrrede isolada com compensação de potência reativa e corrente harmônica:
  1. VSC com controlador proporcional–integral no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *PI controller in a synchronous reference frame*) (PI-SRF);
  2. VSC com controlador proporcional–integral com integradores em múltiplos sistemas de referência síncronos rotativos (*PI controller with multiple rotating synchronous reference frame integrators*) (PI-MRI).

#### **4.3.1 CASO 1: MICRORREDE CONECTADA À REDE CA FORNECENDO POTÊNCIA ATIVA**

Na Figura 32 mostrou-se a estrutura de controle utilizada para a injeção de potência ativa. Sendo assim, será apresentado, a partir de variações nos valores das potências de referência, o comportamento das correntes de saída do conversor estático.

Na Figura 36 é mostrado o comportamento das potências ativa e reativa através de variações em seus sinais de referência. Em  $t = 0,01$  s os pulsos de disparo são liberados, e as potências instantâneas se mantêm nulas até  $t = 0,05$  s, quando ocorre uma variação em degrau do sinal de referência da potência ativa. O valor de referência da potência ativa sofre uma segunda variação em  $t = 0,01$  s. Neste momento o sistema está fornecendo apenas potência ativa e somente a partir de  $t = 0,15$  s é que o sinal de referência da potência reativa sofre uma variação em degrau para  $-2000$  var, enquanto a parcela de potência ativa cai para  $500$  W. Por último, em  $t = 0,2$  s a referência  $p^*$  vai para zero, e  $q^*$  sofre uma variação em degrau para  $500$  var. Neste momento o PPU está realizando um suporte de reativo no PAC.

As variações apresentadas na Figura 36 implicam diretamente nos sinais de tensão CC e nas correntes CA do VSC. A Figura 37 apresenta o comportamento da tensão CC, para as variações das potências exibidas na Figura 36, onde é importante notar que a sobreondulação de tensão é proporcional à potência ativa entregue à rede CA.

As correntes de referência são calculadas a partir das potências de referência, desta forma a Figura 38(a) apresenta o comportamento das correntes de saída do PPU. Para tornar mais fácil a visualização da mudança de fase dos sinais de corrente, a Figura 38(b) apresenta a corrente de apenas uma das fases, referenciado a sua respectiva tensão.

Vale ressaltar, que o sentido da corrente adotado é do PPU para o SEP, portanto

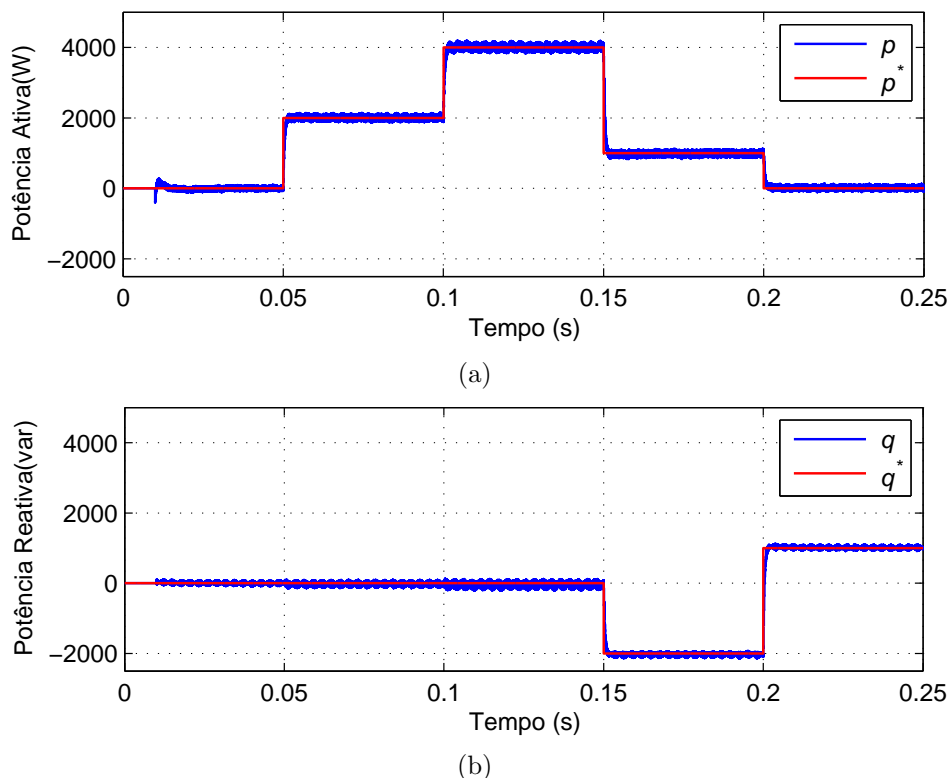


Figura 36: Potências instantâneas e seus respectivos sinais de referência fornecidas pelo PPU: (a) Potência ativa; (b) Potência reativa.

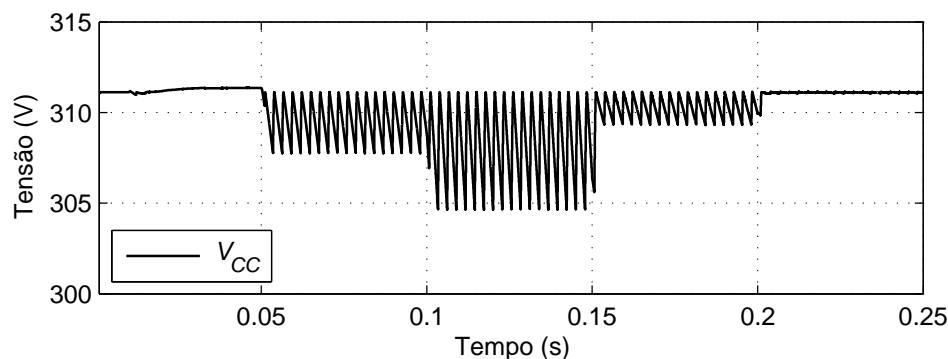


Figura 37: tensão do barramento CC para o modo de injeção de potência ativa.

quando os sinais de tensão e corrente estiverem em fase, o fator de potência será unitário. Já os momentos em que a corrente está adiantada representa uma parcela de potência reativa capacitiva, e para os momentos em que a corrente está atrasada, representa uma potência reativa indutiva.

#### 4.3.2 CASO 2: MICRORREDE ISOLADA COM COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA E CORRENTE HARMÔNICA

Para o modo de compensação de potência reativa e correntes harmônicas, os sinais de referência não são estipulados da mesma forma como no Caso 1. Neste segundo caso

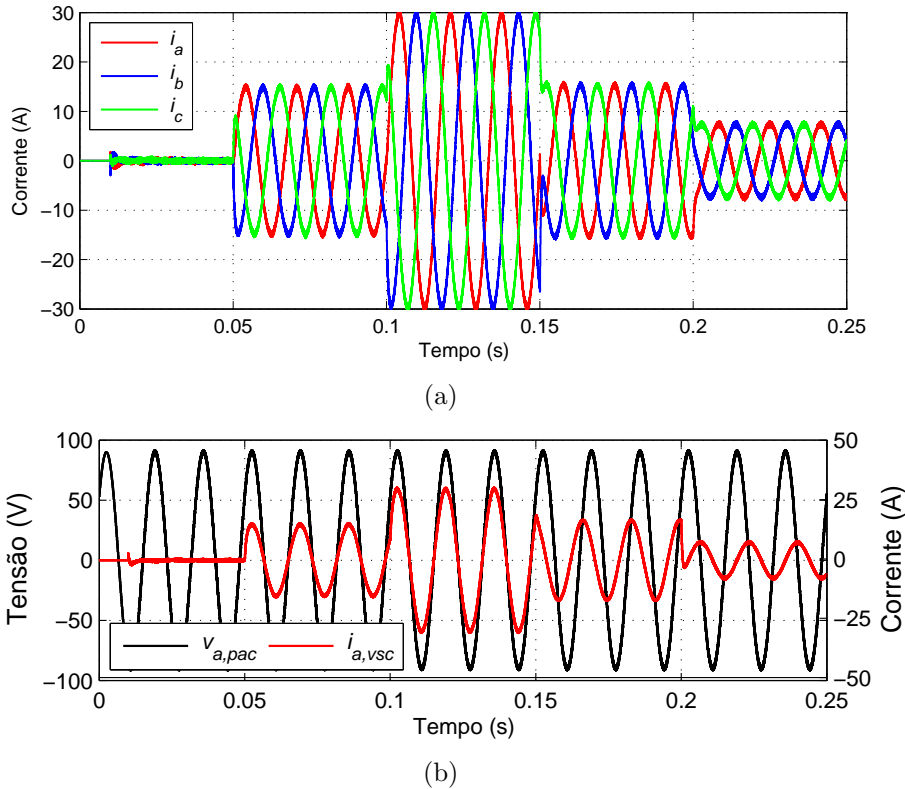


Figura 38: Comportamento dos sinais de corrente para variações das potências instantâneas de referência: (a) Correntes trifásicas sintetizadas pelo PPU; (b) Tensão e corrente de apenas uma fase.

os parâmetros serão agora definidos de acordo com os sinais das correntes consumidas pelas cargas. Neste modo de funcionamento, a parcela de potência ativa será entregue através de uma conexão direta entre as cargas e o GMG, enquanto o estágio de saída do conversor de interface opera como um FAP, filtrando as parcelas de potência oscilante e corrigindo o fator de potência nos terminais da carga.

Portanto, serão impostas variações nas cargas do sistema, para análise do comportamento dinâmico da estrutura de controle aplicada ao PPU. A Figura 39 ilustra a estrutura de conexão das cargas ao longo do tempo.

Antes do fechamento dos interruptores, em  $t = 0,01s$  o conversor de saída PPU é conectado à rede CA, no entanto a compensação só está programada para começar a partir de  $t = 0,05s$ . Neste momento o sistema está alimentando uma carga não linear trifásica balanceada. No instante  $t = 0,15s$ , ocorre o fechamento do primeiro interruptor, gerando um degrau de carga e elevando a corrente total consumida em aproximadamente 25%. Em  $t = 0,20s$ , uma carga bifásica é conectada ao sistema, acarretando no desequilíbrio das correntes consumidas. Neste último intervalo, componentes de sequência negativa surgirão, resultando no aparecimento de uma parcela



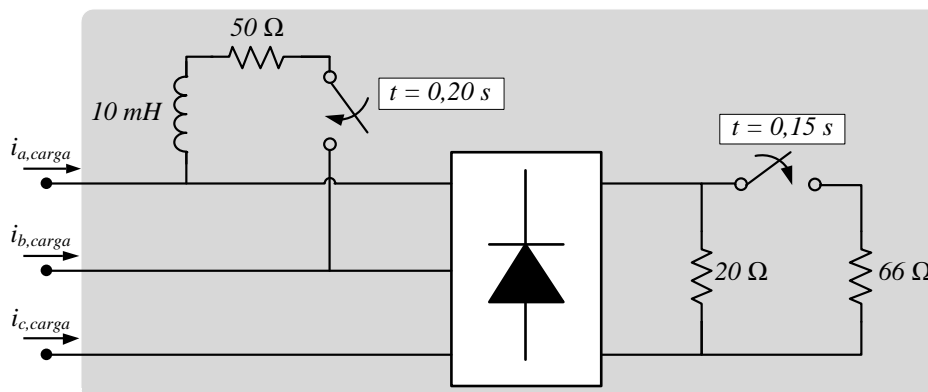


Figura 39: Diagrama de conexão das cargas ao longo do tempo.

de potência oscilante com o dobro da frequência fundamental.

#### 4.3.2.1 VSC COM CONTROLADOR PI-SRF

Nas Figuras 40 (a), (b) e (c) são apresentadas as formas de onda das correntes trifásicas nos terminais das cargas, as correntes de compensação nos terminais de saída do conversor PPU e as correntes fornecidas pelo GMG, respectivamente.

Na Figura 41 (a) é apresentado o espectro harmônico da forma de onda da corrente da fase “a” nos terminais das cargas no intervalo  $0,05s < t < 0,1s$ . Já a Figura 41 (b) mostra o espectro harmônico da corrente da fase “a” fornecida pelo GMG, ou seja, depois da compensação do FAP. Observe que, enquanto no Caso 1 o controlador PI-SRF consegue sintetizar correntes senoidais com elevado índice de qualidade, as correntes sintetizadas neste segundo caso simulado apresentam ainda conteúdos harmônicos indesejados.

Para melhorar o desempenho do controlador de corrente projetado pode-se utilizar um outro de controlador de corrente conforme será discutido a seguir.

#### 4.3.2.2 REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO DE CORRENTE

Uma das exigências presentes em todos os padrões relacionados aos sistemas vinculados à rede CA, é a qualidade da energia distribuída. Requisitos de qualidade de energia foram desenvolvidos principalmente para preservar a qualidade da forma de onda de tensão de rede em amplitude, frequência e fase (TEODORESCU; LISERRE & RODRÍGUEZ, 2011). No entanto, a qualidade da corrente também é motivo de preocupação e, nesse sentido, o VSC é um agente responsável pela conformidade com as recomendações internacionais de qualidade de energia (IEEE-STD.519-1992, 1993).

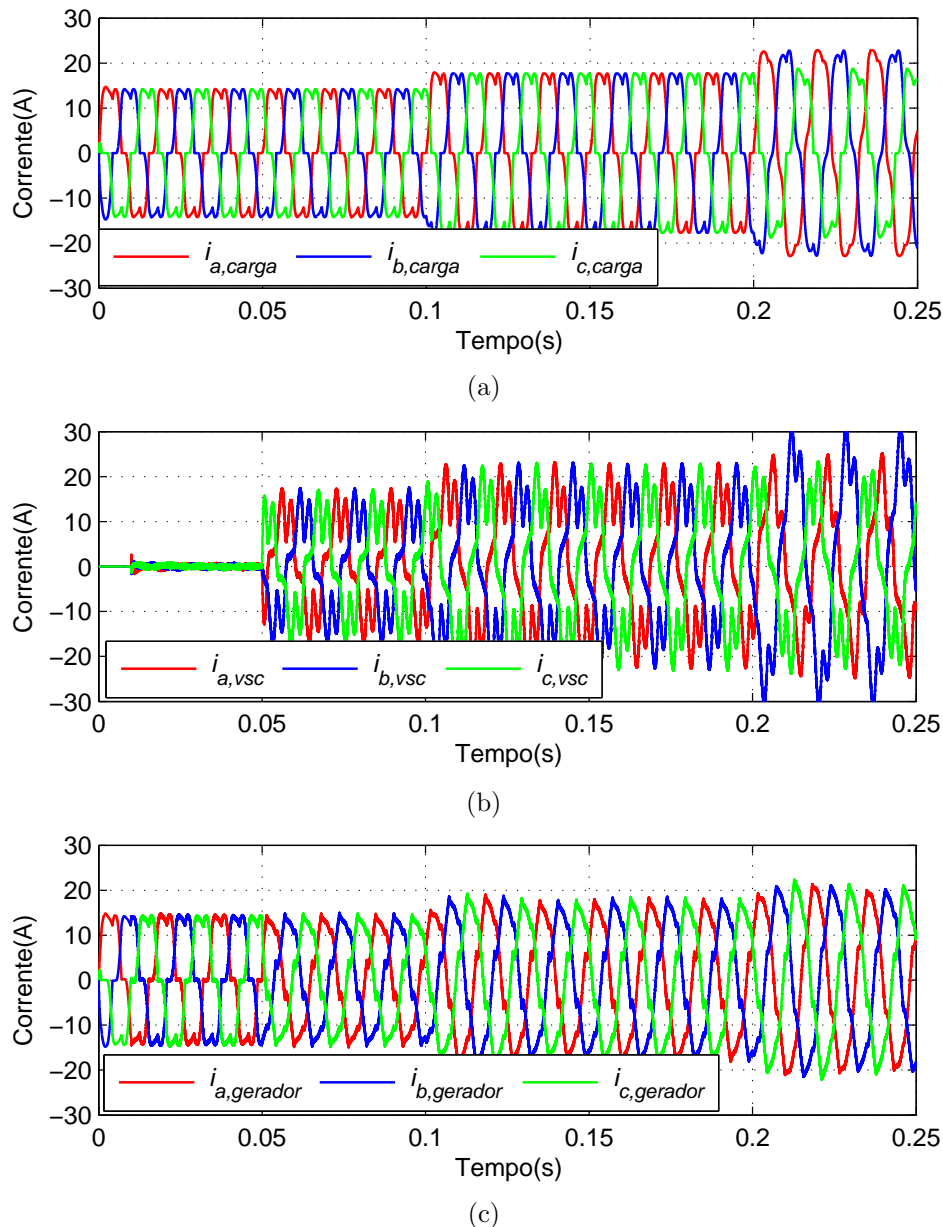
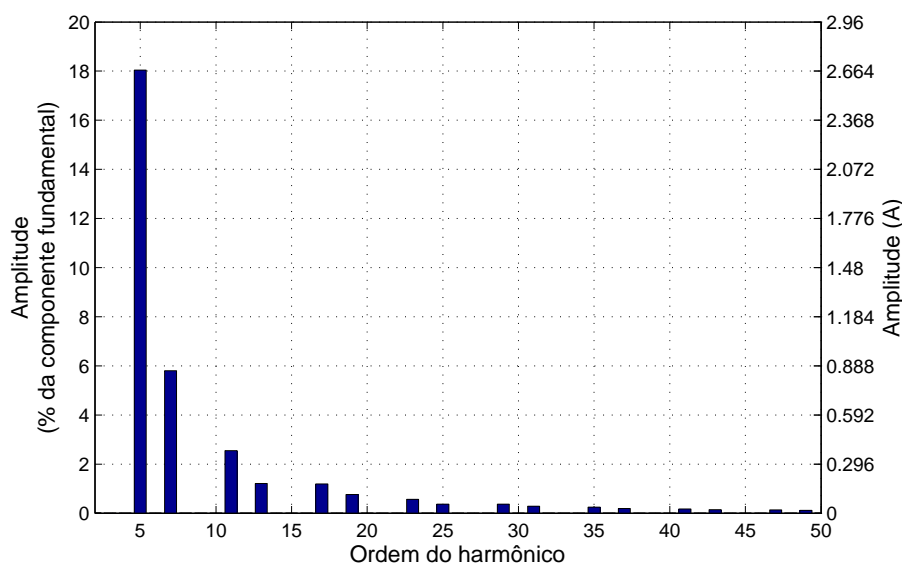


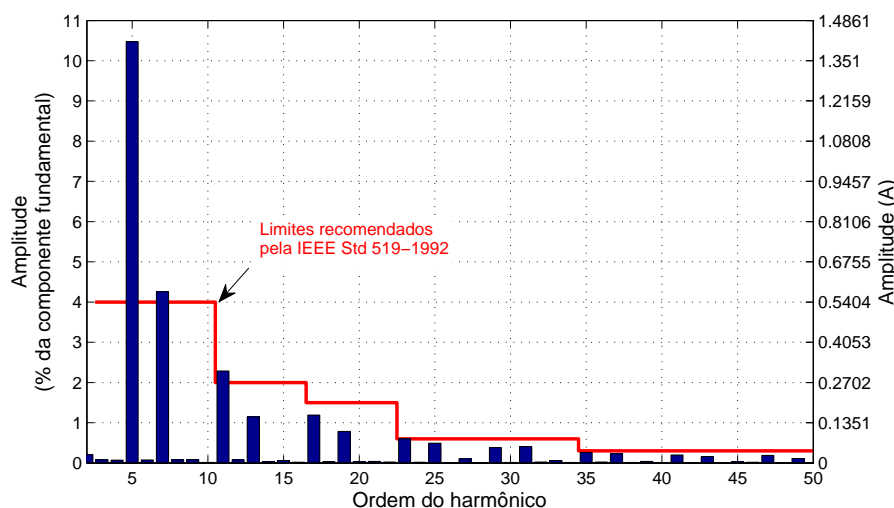
Figura 40: Correntes trifásicas: (a)consumida pelas cargas;(b)compensadas pelo PPU;(c)forneidas pelo GMG.

Uma das responsabilidades do controlador de corrente descrito na Seção 3.3.1, é a questão da qualidade da energia (TEODORESCU; LISERRE & RODRÍGUEZ, 2011)(BLAAB-JERG et al., 2006). Portanto, a inclusão de compensadores dedicados para redução de conteúdo harmônico ao controlador de corrente, irá melhorar a qualidade da energia processada pelo VSC. Neste trabalho optou-se pelo controlador PI para o controle das potências ativa e reativa. No entanto, esta solução possui a desvantagem de não ser capaz de obter o erro em regime permanente nulo, para sinais de referência com parcelas senoidais (TEODORESCU; LISERRE & RODRÍGUEZ, 2011).

Ghetti et al. (2010) apresentaram uma comparação entre diferentes topologias de



(a)



(b)

Figura 41: Espectro de frequência: (a) Corrente consumida pela carga (THD = 19,24%); (b) Corrente fornecida pelo GMG (THD = 11,71%).

controladores de corrente para FAP tipo *Shunt*. As principais estruturas avaliadas foram o PI-SRF, o PI-MRI, o controlador proporcional com múltiplos integradores senoidais (do inglês, *stationary frame controller with proportional regulator and sinusoidal signal integrators*) (P-SSI), o controlador proporcional com múltiplos integradores senoidais no sistema de coordenadas síncrono (*PI controller with multiple SSIs in a synchronous reference frame*) (P-SSI-SRF), o controlador proporcional-integral com reguladores ressonantes (do inglês, *PI controller with resonant regulators in a synchronous reference frame*) (PI-RES) e o controlador repetitivo (do inglês, *Repetitive Controller*) (RC).

Dos resultados apresentados em (GHETTI et al., 2010) e devido à facilidade de implementação de múltiplos controladores em um controlador digital de sinais (*Digital Signal Controller*) (DSC) optou-se em utilizar o controlador PI-MRI, conforme mostrado na Figura 42, para regular as diversas correntes harmônicas de interesse. Aos argumentos anteriores soma-se o fato do modelo do VSC conectado à rede elétrica ter sido feito no sistema de coordenadas síncrono.

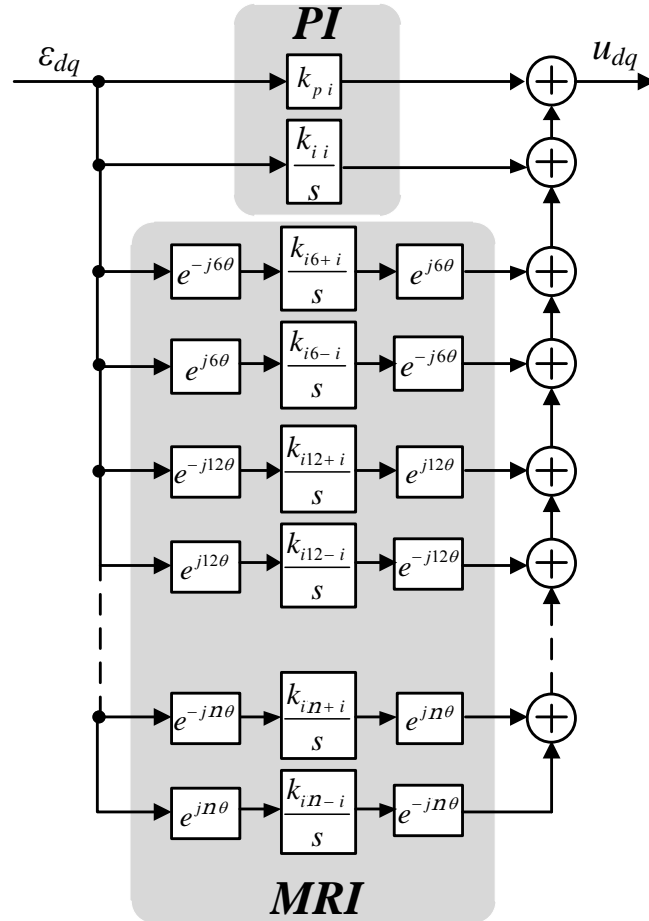


Figura 42: Diagrama de blocos do controlador PI-MRI.

O controlador PI-MRI tem como entrada a diferença entre a corrente de referência e a corrente real do sistema. Em seguida, este sinal passa por vários controladores do tipo integral, sincronizados com a ordem da componente harmônica a ser compensada. A Tabela 4 resume as características das componentes harmônicas consumidas por um retificador trifásico, considerando sua transformação do sistemas de coordenadas  $(abc)$  para os sistemas  $(\alpha\beta)$  e  $(dq)$ , respectivamente (BOJRUP et al., 1999).

Uma das vantagens do PI-MRI é a estrutura modular que permite acrescentar ou retirar os compensadores de acordo com a parcela que se deseja compensar (VALLE, 2013). Por outro lado esta mesma característica modular acarreta em um maior es-

Tabela 4: Componente e sequência das correntes consumidas por um retificador trifásico.

Componente em $(\alpha\beta)$	Sequência	Componente em $(dq)$
Fundamental	+	CC
5º harmônico	-	6º harmônico
7º harmônico	+	6º harmônico
11º harmônico	-	12º harmônico
13º harmônico	+	12º harmônico
$(6n - 1)^\circ$ harmônico	-	$6n^\circ$ harmônico
$(6n + 1)^\circ$ harmônico	+	$6n^\circ$ harmônico

forço computacional (GHETTI et al., 2010). Além disso, para componentes harmônicas de alta ordem, o controle pode se tornar instável necessitando compensar os atrasos introduzidos pelo procedimento de amostragem (GHETTI et al., 2010) e (LIMONGI et al., 2009).

#### 4.3.2.3 VSC COM CONTROLADOR PI-MRI

Vale ressaltar que se o valor do ganho integral adotado estiver dentro do limite de estabilidade, a dinâmica do controlador da componente fundamental não será afetado. Portanto, o ganho integral pode ser grande o suficiente, desde que contido no limite de estabilidade, para minimizar o erro da sua respectiva componente harmônica em regime permanente (TEODORESCU; LISERRE & RODRÍGUEZ, 2011). Sendo assim, para este projeto será aplicado o PI-MRI até a 13º componente harmônica, e o valor dos seus ganhos será o mesmo para todos os controladores de corrente.

A Figura 43 apresenta as correntes trifásicas consumidas pelas cargas, as correntes de compensação do PPU e as correntes fornecidas pelo GMG, respectivamente.

Nas Figuras 44 (a), (b) e (c), para facilitar a visualização e análise dos resultados, são mostradas somente as formas de onda da tensão e da corrente relativa a fase “a” do sistema.

A forma de onda da corrente consumida pela carga, está atrasada em relação à tensão, evidenciando a presença de uma parcela de potência reativa média no sistema, e além disso, devido às distorções na corrente, surgem parcelas de potência oscilante ativa e reativa. No momento em que é conectado uma carga desequilibrada, a mesma começa a consumir uma corrente desequilibrada, formada por componentes de sequência positiva e negativa. Como resultado, tem-se o aparecimento de parcelas oscilantes de potência com o dobro da frequência fundamental, conforme descrito na seção 2.5.1.

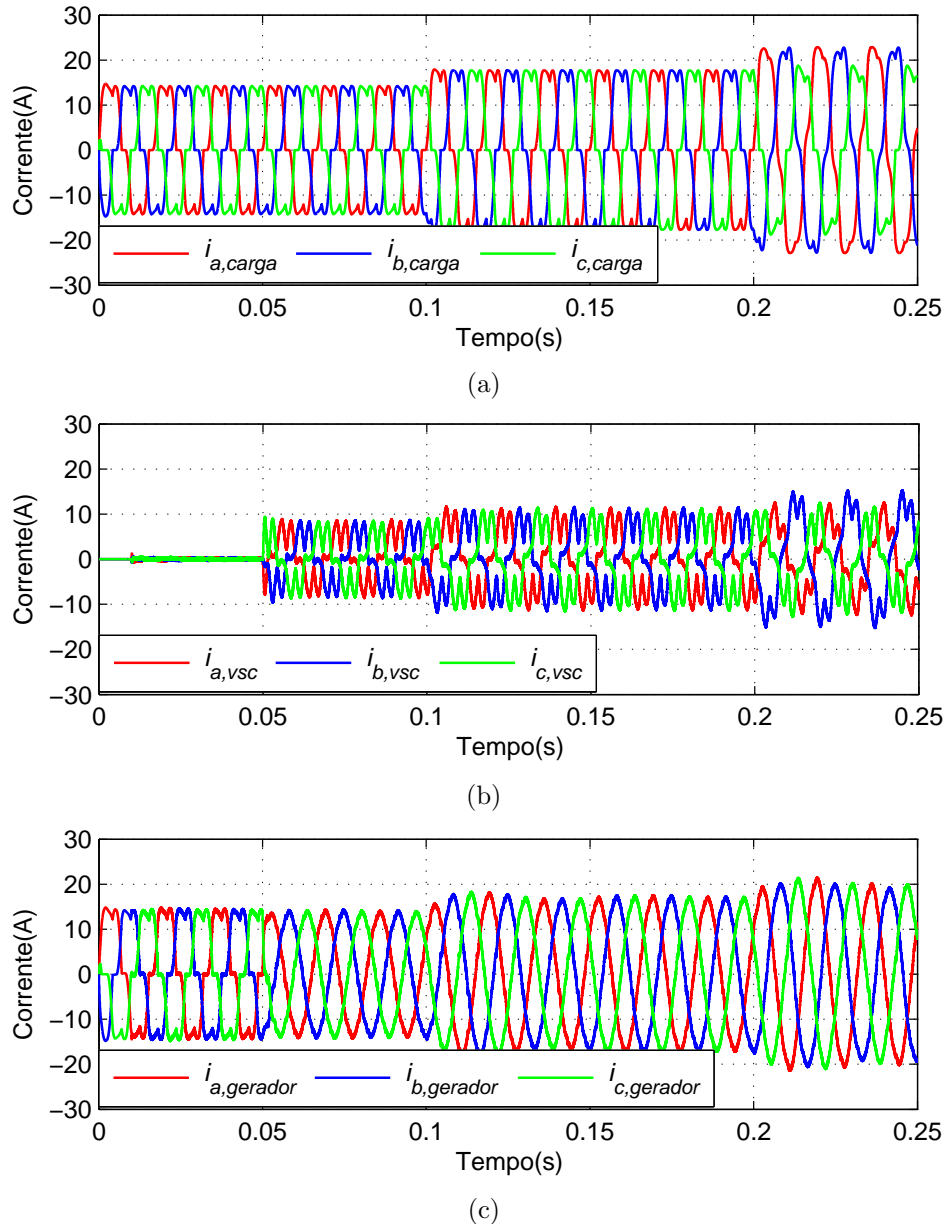


Figura 43: Correntes trifásicas: (a)consumida pelas cargas;(b)compensadas pelo PPU;(c)forneidas pelo GMG.

Uma outra forma de analisar a resposta do controlador PI-MRI, é realizar a análise no domínio da frequência, onde é possível destacar a magnitude de cada componente harmônica, e a influência da estrutura de controle para atenuar estas parcelas. Portanto, a Figura 45 apresenta o espectro harmônico para os sinais de corrente, no intervalo  $0,05s < t < 0,1s$  apresentados nas Figuras 44(a) e 44(c).

Conforme dito anteriormente, projetou-se o controlador PI-MRI até a 13<sup>o</sup> componente harmônica, e de acordo com os resultados apresentados na Figura 45, houve uma significativa atenuação capaz de adequar aos limites recomendados (IEEE-STD.519-1992, 1993).

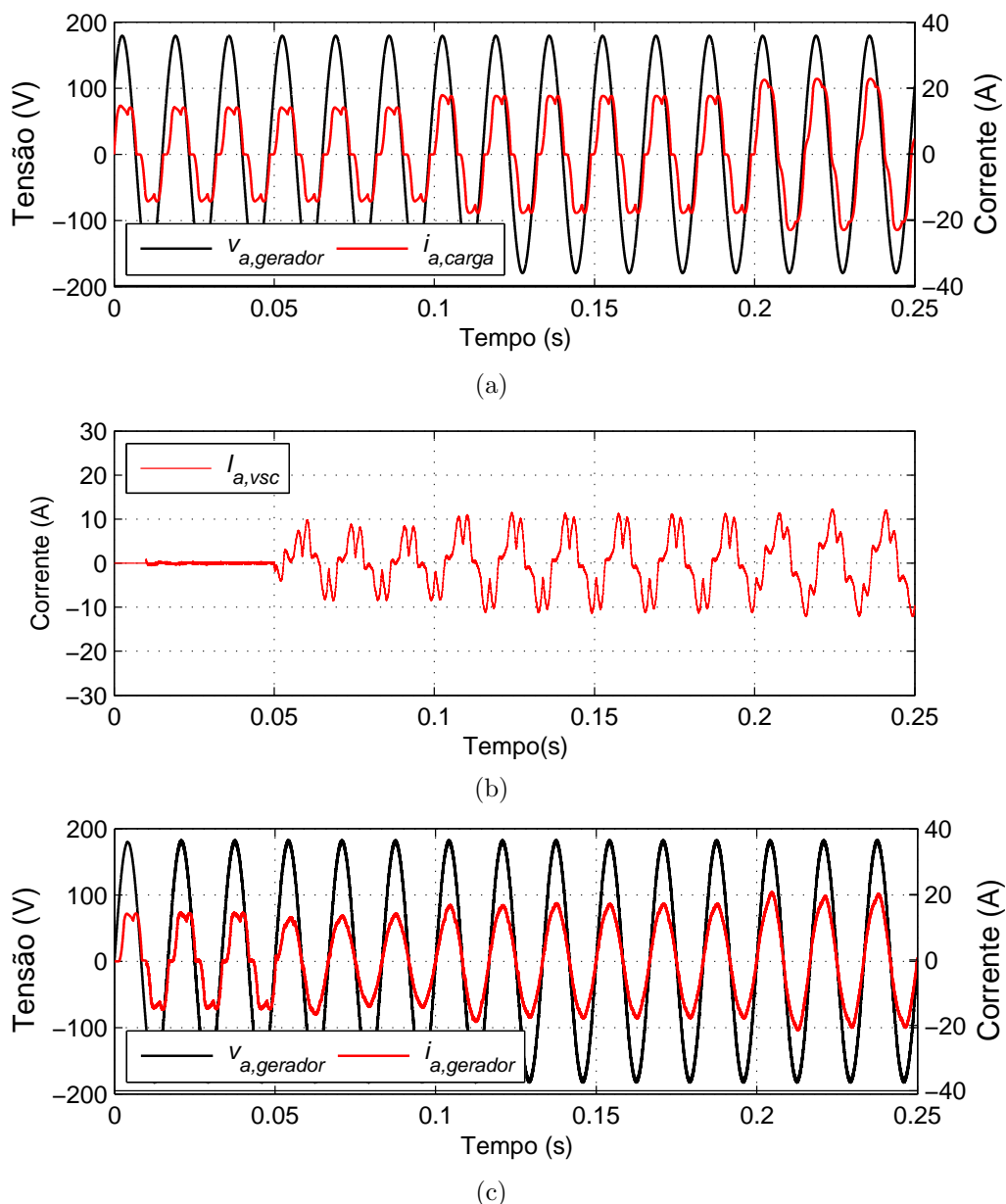
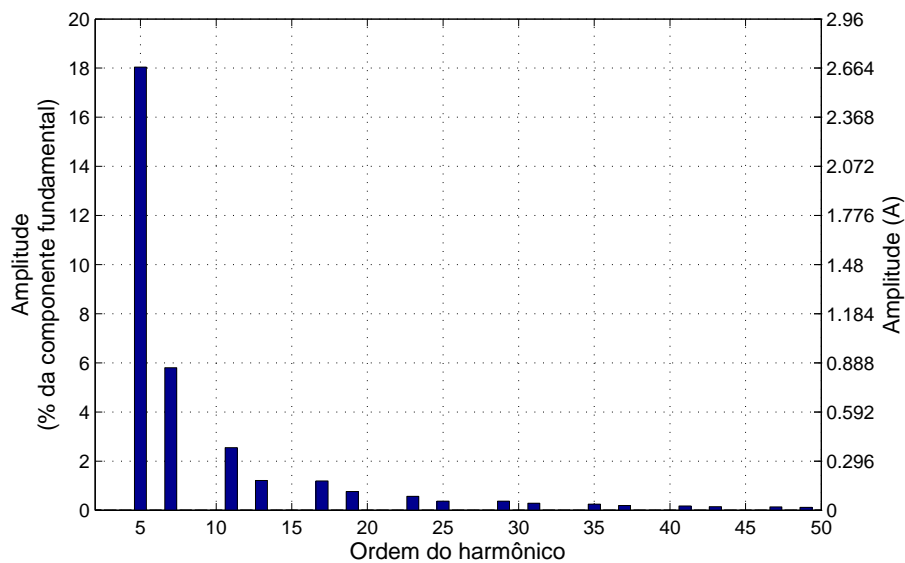


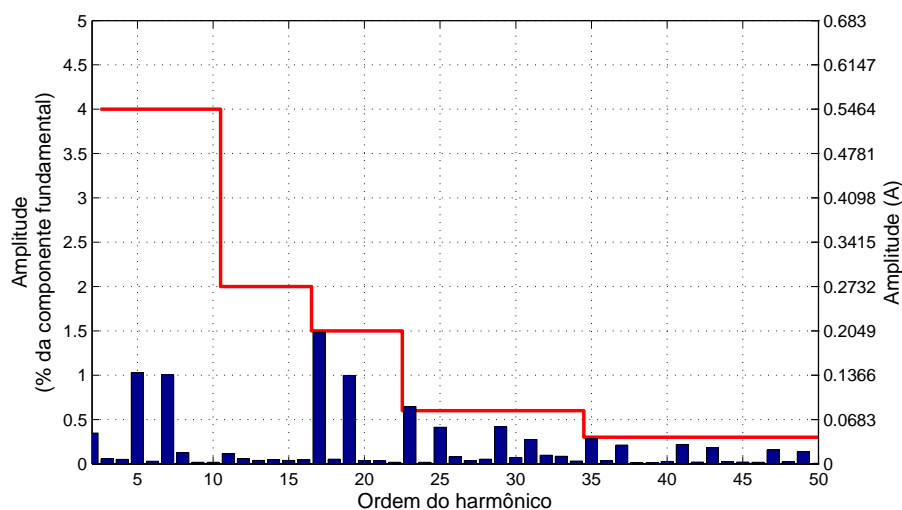
Figura 44: Comportamento dos sinais de corrente da fase a, de acordo com as variações das cargas: (a) Corrente total consumida pelas cargas; (b) Corrente de compensação fornecida pelo PPU; (c) Corrente fornecida pelo GMG.

A conexão de cargas ao longo do tempo, atua como uma perturbação para o controlador da tensão de barramento CC. A Figura 46 apresenta o comportamento da tensão CC ao longo da inclusão das cargas, conforme descrito na Figura 39.

Observando a tensão CC, é possível notar que em alguns momentos há uma breve queda de tensão CC, devido às variações de carga. No entanto, o controlador de tensão responde satisfatoriamente a estas perturbações. Nota-se após  $t > 0,2s$  uma oscilação com frequência igual ao dobro da fundamental, devido à presença de cargas desequilibradas no sistema. Estas oscilações irão prejudicar no sinal das correntes de



(a)



(b)

Figura 45: Espectro de frequência: (a) Corrente consumida pela carga (THD = 19,24%); (b) Corrente fornecida pelo GMG (THD = 2,80%).

saída do PPU, e como consequência, as potências ativa e reativa do GMG também irão conter essas mesmas oscilações com o dobro da frequência fundamental.

A Figura 47 apresenta as parcelas de potência ativa e reativa das cargas, do VSC e do gerador, respectivamente. Nota-se após a compensação, que o VSC consegue atenuar significativamente as parcelas de potência oscilante proveniente das cargas. Além disso, devido à potência reativa média do VSC o GMG fornecerá apenas potência ativa média para as cargas.



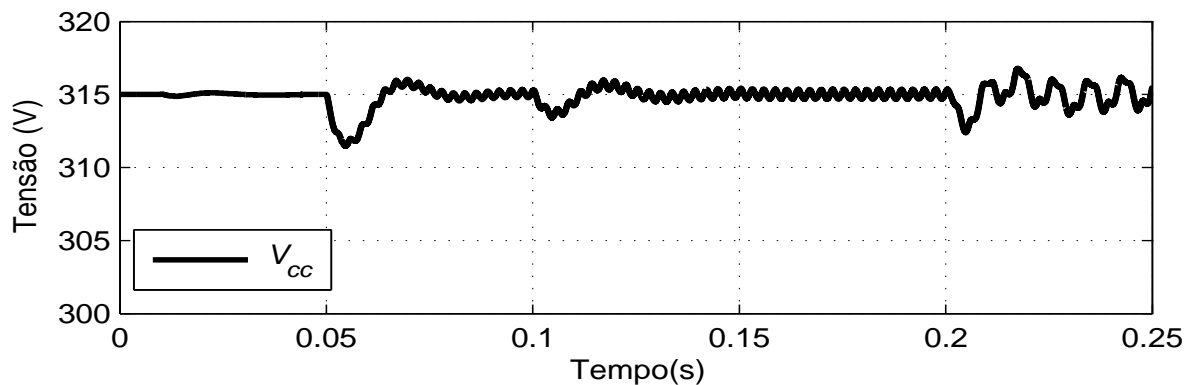
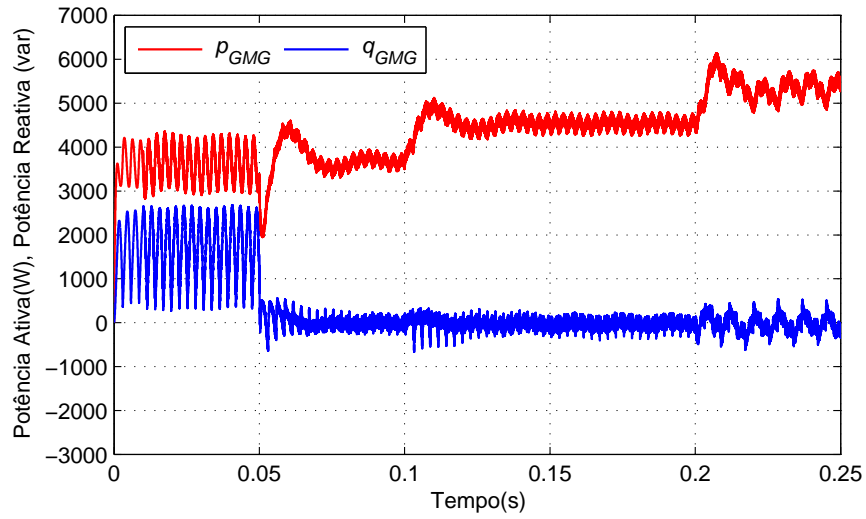


Figura 46: tensão do barramento CC para o modo de injeção de potência ativa.

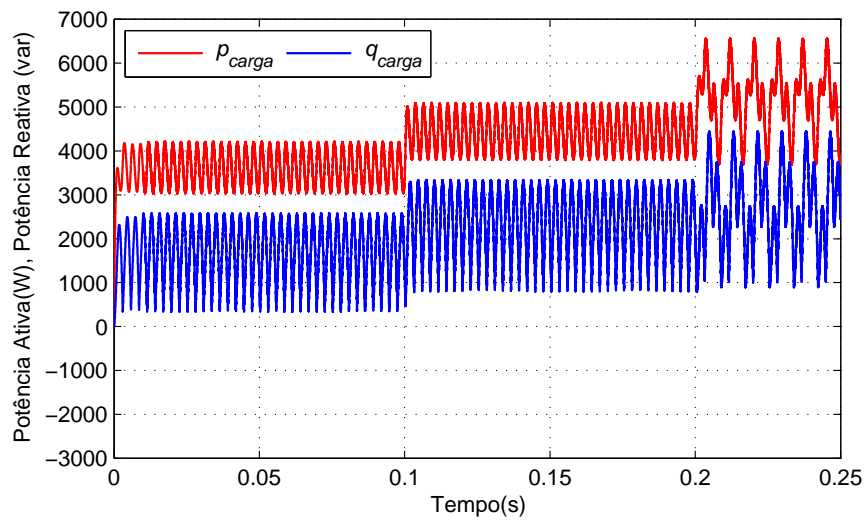
#### 4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os parâmetros do gerador-diesel, do VSC e da rede de distribuição CA, utilizados para os cálculos dos ganhos dos controladores de corrente e tensão. Além disso, apresentaram-se os resultados de simulação para a aplicação do PPU para dois casos distintos.

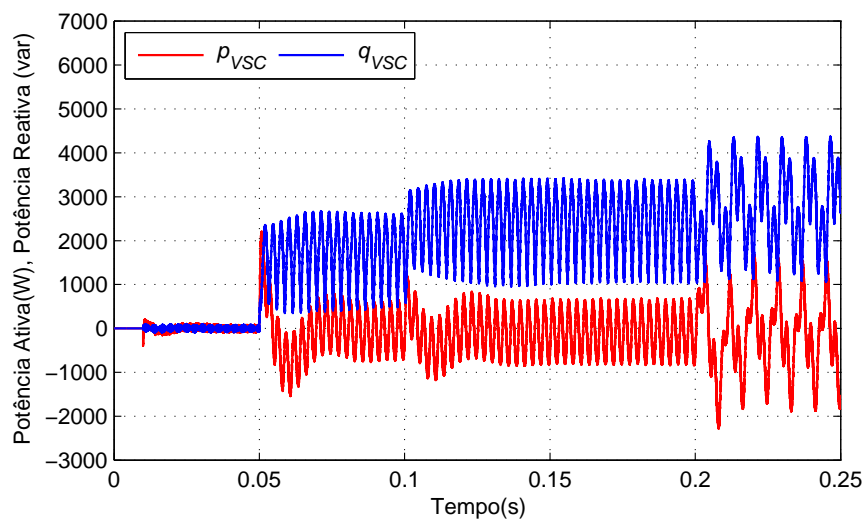
Foi analisado os resultados obtidos com o compensador PI-SRF, em que avaliou-se a resposta dinâmica dos controladores de corrente PI-SRF, em dois casos. No primeiro, comprovou-se a boa resposta dinâmica para variações em degrau dos sinais de referência, além da eficácia da estrutura de desacoplamento aplicada. Já no segundo caso, os sinais de referência possuíam parcelas senoidais, e por isso, o controlador PI-SRF não foi capaz de reduzir o erro em regime permanente, satisfatoriamente. Por isso, fez-se necessário a inclusão dos controladores PI-MRI, dedicados para a redução do conteúdo harmônico da corrente, os quais permitiram uma melhora significativa na qualidade da energia fornecida.



(a)



(b)



(c)

Figura 47: Potências instantâneas ativa e reativa: (a) Potências da carga; (b) Potências do VSC; (c) Potências do GMG.

## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados alguns detalhes da implementação experimental do sistema usado para integração do GMG a uma rede secundária básica. Em seguida, para validar os modelos matemáticos e os resultados de simulação, serão apresentados resultados experimentais obtidos com a conexão do GMG mostrado na Figura 2 na rede elétrica do laboratório NAEP.

### 5.2 CARACTERÍSTICAS DO GRUPO GERADOR-DIESEL

O grupo gerador-diesel trifásico utilizado neste trabalho tem uma capacidade nominal de 5,5 *kW* com um fator de potência 0,8 (*atrasado*). Ele é composto por um motor a combustão 4 tempos, monocilindro e refrigerado a ar, o qual é conectado a um gerador síncrono. Na Figura 2 é apresentada uma fotografia do grupo diesel-gerador utilizado sendo suas principais especificações técnicas resumidas na Tabela 5 (TOYAMA, 2006).

Tabela 5: Parâmetros do grupo gerador diesel da Toyama.

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

### 5.3 CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES DA PPU

A Unidade de Processamento de Energia é composta por um conversor eletrônico de potência da *Semikron*<sup>®</sup> modelo *SKS50FB6U+B6CI32V12* fabricado pela *Semistack*<sup>®</sup>, cuja entrada é composta por um retificador a diodos e a saída por um conversor fonte de tensão a IGBT, ambos trifásicos. O elo CC é formado por dois grupos de dois capacitores eletrolíticos de  $4.700 \mu F/450 V$  cada, formando um capacitor equivalente de  $4.700 \mu F/900 V$ . A potência aparente máxima do módulo é  $32 kVA$  com uma corrente eficaz máxima igual a  $50 A$ . Apesar da maior capacidade do conversor de interface, este equipamento foi usado devido ao fato de estar disponível no laboratório do NAEP.

O inversor é composto por três módulos IGBT SKM 100GB128D contendo dois interruptores na configuração meia-ponte. Cada chave é capaz de suportar uma tensão de coletor-emissor, de até  $1200V$ . Para mais informações a respeito deste módulo, pode-se consultar a folha de dados (SEMIKRON, 2006).

Para o acionamento de cada módulo do IGBT, deve-se aplicar uma tensão entre os terminais porta-emissor (do inglês, *gate-emitter*), de  $+15V$  para condução e  $-7V$  para corte, sendo que estes níveis de tensão são fornecidos pelo *driver* de acionamento modelo SKHI22A. Mais detalhes a respeito das especificações técnicas do SKHI22A podem ser encontradas em (SEMIKRON, 2008).

### 5.4 CARACTERÍSTICAS DO DSC

Todo o algoritmo para o controle do conversor estático foi implementado, em linguagem de programação C, em um DSC *TMS320F28335* da *Texas Instruments*, contido na placa de desenvolvimento *eZdsp<sup>TM</sup>F28335* da *Spectrum Digital*. Este DSC é um processador de ponto flutuante de 32 bits, arquitetura *Harvard*, e algumas características, do *TMS320F28335* em conjunto com *eZdsp<sup>TM</sup>F28335*, são listadas a seguir (Texas Instruments, 2012) e (DIGITAL, 2007):

- Máximo ciclo de instrução  $6,67ns$  ( $150MHz$ );
- Tensão de alimentação de  $1,8V/1,9V$  *Core* e  $3,3V$  para entrada/saída;
- Memória Flash *on-chip*  $256k \times 16$ ;
- Memória SARAM  $34k \times 16$ ;
- Memória OTP ROM  $1k \times 16$ ;

- Memória SRAM de *256k bytes off-chip*;
- *Watchdog Timer*;
- Oscilador interno com suporte à modificações dinâmicas no PLL;
- 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 *2x8* canais;
- 88 pinos I/O;
- 8 Interrupções externas;
- Comunicação CAN/SPI/SCI/McBSP/I2C;
- Controlador USB JTAG embarcado na placa;

Para uma descrição detalhada das características do conjunto *eZdsp<sup>TM</sup>F28335* e *TMS320F28335*, consultar (Texas Instruments, 2012) e (DIGITAL, 2007).

#### 5.4.1 PROGRAMAÇÃO DO DSC

O algoritmo implementado engloba tanto a estrutura de controle quanto a configuração e inicialização do sistema e periféricos. A programação foi realizada usando o ambiente *Code Composer Studio v3.3* da *Texas Instrument*.

Na Figura 48 é exibido o fluxograma completo do algoritmo implementado. Inicialmente é feita a declaração das variáveis utilizadas no programa. Em seguida é realizado a configuração do DSC para definir a memória Flash como local de alocação do algoritmo. A configuração do A/D e PWM é feita para que a amostragem dos sinais e a comutação das chaves, tenham o mesmo período. O *timer* foi configurado para ocorrer a uma frequência de *20kHz*, quando é processado o algoritmo de controle. Já a configuração do Trip é necessária para adicionar uma proteção ao sistema, pois qualquer sinal de falha, enviado pelo circuito de condicionamento, desliga todo o sistema imediatamente. A configuração das portas de uso geral (do inglês, *General Purpose Input Output*)(GPIO) determinam os pinos de entrada ou saída, A/D, interrupção externa, PWM, entre outras configurações. Após as configurações iniciais do DSC, as interrupções são habilitadas.

Após o término das configurações o programa entra em uma laço infinito, até que ocorra uma interrupção. Quando a interrupção gerada pelo *Timer-0* ocorre, são feitos a leitura e o tratamento dos sinais de tensão e corrente amostrados nos canais A/D. Em seguida, os sinais de tensão passam pelo DSOGI-PLL para a estimação do ângulo rastreado necessário para o controle. Posteriormente, a lógica de controle irá definir o modo de funcionamento do conversor de saída da unidade PPU. A seguir são gerados os sinais de modulação através do SVM. Por último o PWM é atualizado, o A/D reiniciado e as interrupções liberadas.

Caso ocorra alguma falha na medição dos sinais de tensão e corrente, a placa de condicionamento possui um sistema de proteção capaz de enviar um sinal ao DSC e gerar uma interrupção para desabilitar o PWM.

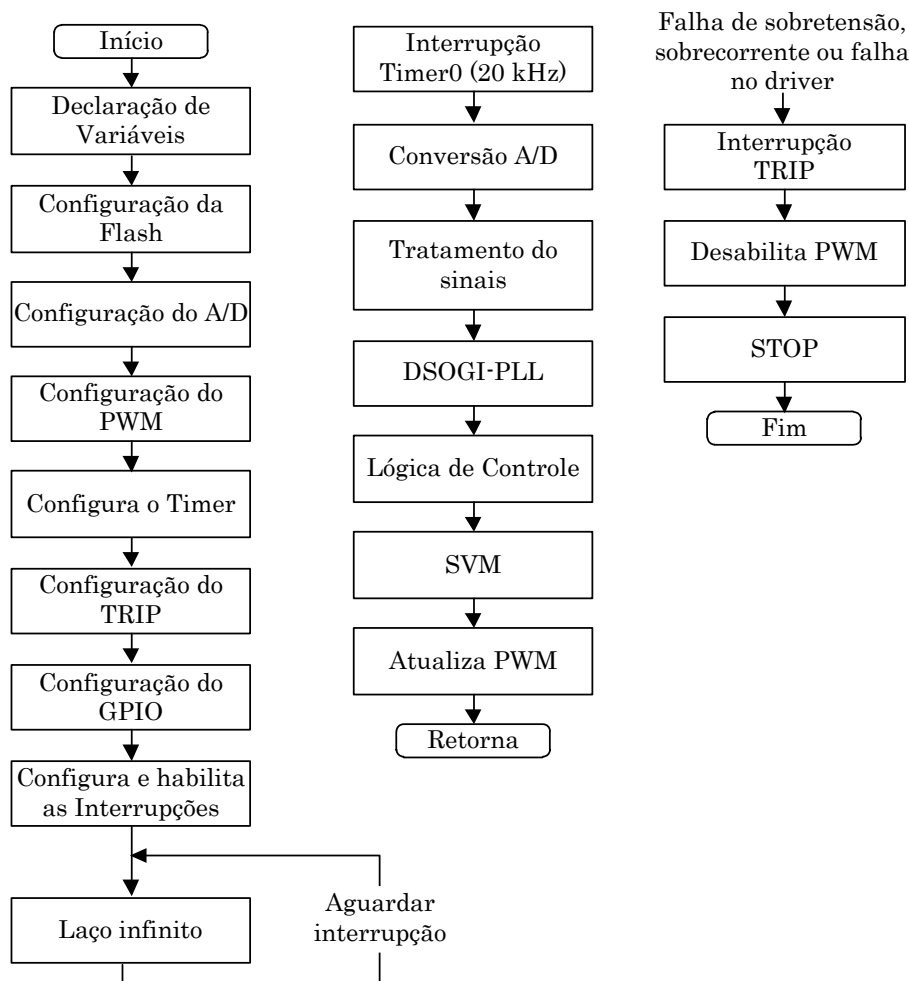


Figura 48: Fluxograma do algoritmo implementado no TMS320F28335.

## 5.5 MEDIÇÕES DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS

Para a aplicação das estratégias de controle é necessário as medir as grandezas de tensão e corrente. Desta forma, optou-se por utilizar sensores de efeito *Hall*.

Para as medições das tensões no barramento CC e no PAC, empregou-se transdutores de tensão modelo LV25-P e algumas de suas características listadas na Tabela 6 (LEM, LV 25-P):

Tabela 6: Parâmetros do transdutor de tensão.

Descrição	Valor
Tensão de medição	10..500 V
Corrente eficaz primária nominal	10 mA
Intervalo de medição da corrente primária	0.. ± 14 A
Corrente secundária nominal	25 mA
Relação de conversão	2500:1000
Tensão de alimentação	±12..15 V

No caso das medições das correntes no SGD, foi utilizado o transdutor de corrente HAS50-S, e algumas de suas características são exibidas na Tabela 7, a seguir.

Tabela 7: 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

## 5.6 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Devido aos níveis de tensão de entrada do A/D do *TMS320F28335* ser limitado entre 0V e 3,3V, devem-se condicionar os sinais medidos pelos transdutores de tensão e corrente para tal escala. Recomenda-se configurar os sinais de entrada até os níveis limites, para proporcionar uma maior resolução do conversor A/D. Para as medições de sinais alternados, é necessário somar um valor de *offset* 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 elevados níveis de tensão e corrente, capaz de informar uma falha ao *TMS320F28335* para interromper todo o sistema. O circuito de condicionamento está disponível no Apêndice A, Figuras 67 e 68.

## 5.7 CIRCUITOS DE INTERFACE ENTRE O DSP E O VSC

O acionamento dos módulos IGBT do VSC é realizado por meio do circuito de disparo (*driver*) *SKHI22AH4* da Semikron<sup>®</sup> cujas características estão apresentadas de forma resumida na Tabela 8 (SEMIKRON, 2008).

Tabela 8: Características do *driver* SKHI22A da Semikron.

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

Contudo não é possível conectar diretamente os terminais de saída digitais do *TMS320F28335* aos terminais de entrada do *SKHI22AH4* devido aos níveis de tensão diferentes dos dois circuitos. Portanto, foi projetado e montado um circuito de interface para conexão entre o DSC e os circuitos de disparo (*drivers*). Este circuito é composto por seis *buffers*, encapsulados em um único circuito integrado (SN7407), e capaz de fornecer a tensão de saída igual a +15V. O diagrama esquemático desse circuito está disponível no Apêndice A .

## 5.8 BANCADA EXPERIMENTAL

Para a obtenção dos resultados experimentais, montou-se em laboratório um protótipo em pequena escala com os itens descritos anteriormente neste capítulo. Na Figura 49 é mostrada a estrutura utilizada, sendo que para cada elemento foi designado um número para identificação:

1. Controlador digital de sinais (DSC);
2. Circuito de condicionamento de sinais e proteção;
3. *Buffer*;
4. *Drivers* SKHI22A;
5. Unidade de processamento de energia (Retificador + Inversor);
6. Sensores de tensão LV25-P;
7. Sensores de corrente HAS50-S.



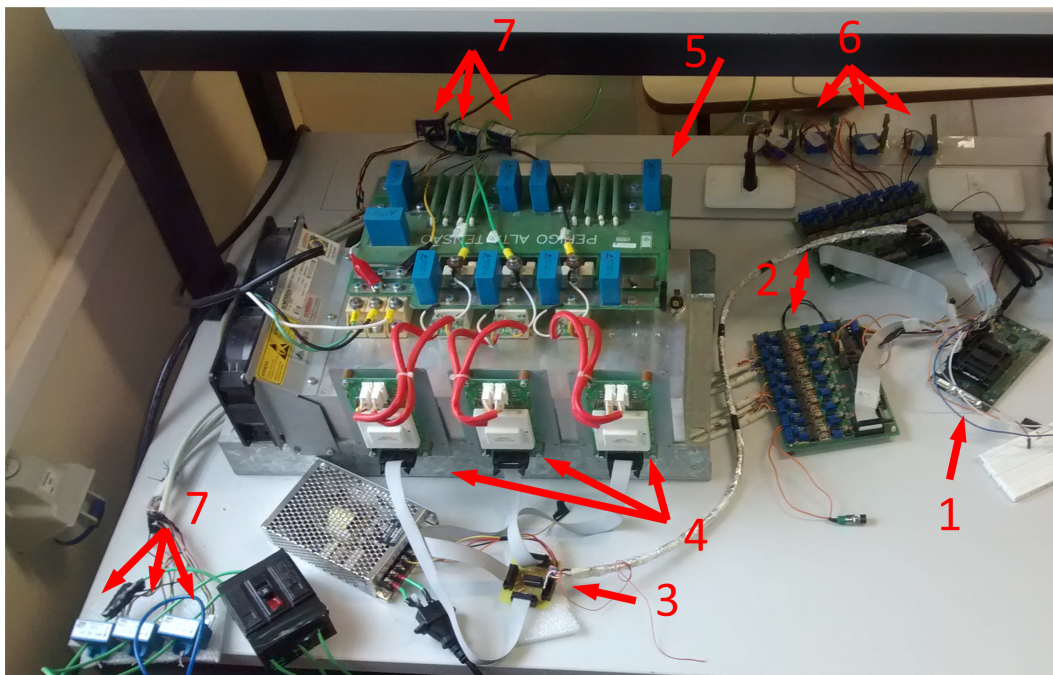


Figura 49: Imagem da estrutura utilizada.

A apresentação dos resultados neste capítulo seguirá o padrão do capítulo anterior, ou seja, será apresentado os estudos de caso para análise do comportamento do protótipo em situações distintas. Portanto, os resultados experimentais serão divididos da seguinte forma:

- **Caso 1:** GMG conectado à rede CA através do PPU com controle de fluxo de potência ativa;
- **Caso 2:** SEP alimentando as cargas CA com o VSC funcionando como FAP;
- **Caso 3:** GMG alimentando as cargas CA com o VSC funcionando como FAP.

Na Tabela 9 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 nas simulações digitais apresentadas no capítulo anterior.

Além disso, para validar o modelo digital implementado no programa PSIM, algumas figuras apresentadas com resultados experimentais também terão resultados obtidos com as simulações digitais.

Tabela 9: Parâmetros dos controladores.

Descrição	Valor
Frequência de amostragem ( $f_s$ )	20 kHz
Frequência de comutação ( $f_{sw}$ )	20 kHz
Ganho proporcional PLL	2,97 rad/Vs
Constante de tempo PLL	0,00375 s
Ganho proporcional PI-MRI	2,4 V/A
Ganho integral PI-MRI	667 Vs/A
Ganho proporcional do controlador de tensão	2,4 A/V
Ganho integral do controlador de tensão	658 As/V

### 5.8.1 CASO 1

Na Figura 50 são apresentadas as formas de onda da corrente injetada na rede elétrica pelo conversor de interface, quando os sinais das potências de referência são definidos iguais a  $p^* = 1350 W$  e  $q^* = 0 var$ . Neste caso tem-se uma injeção de corrente na rede com amplitude igual a 10 A e fator de potência unitário. Na Figura 51 pode-se observar um detalhe das formas de onda da tensão e corrente da fase “a”.

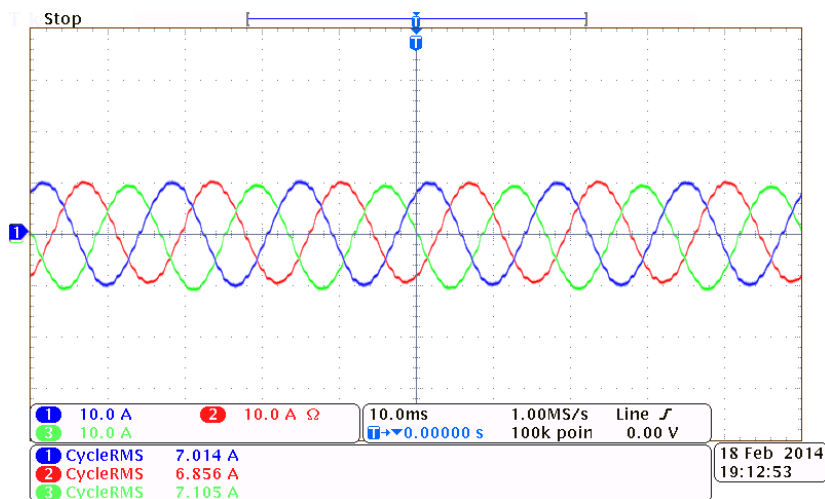
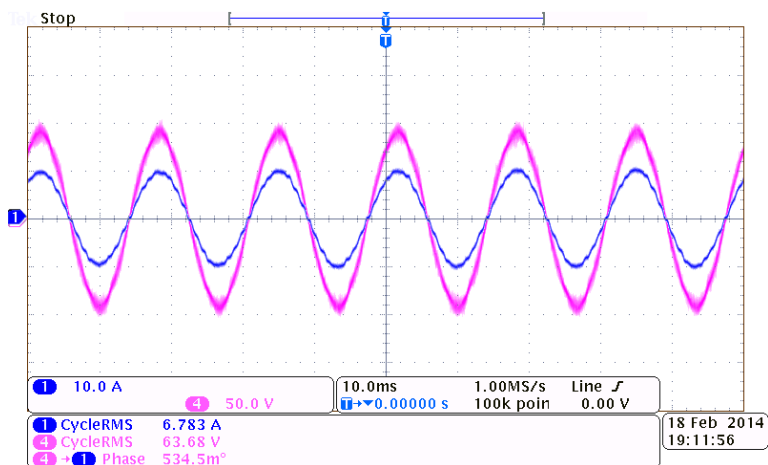
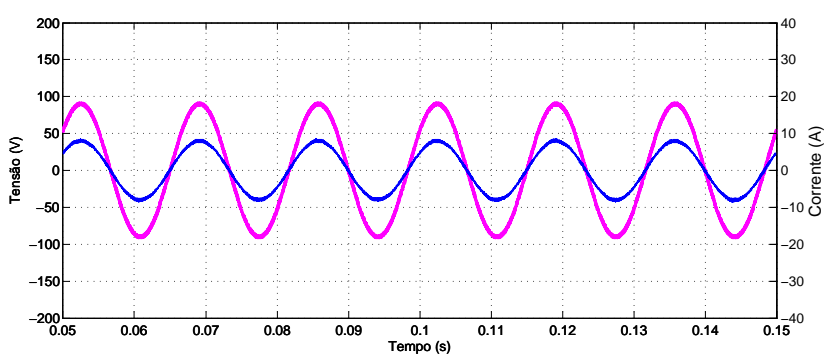


Figura 50: Formas de onda das correntes trifásicas injetadas na rede secundária básica.

Na Figura 52 é mostrado o comportamento da forma de onda da corrente da fase “a”, para uma variação em degrau no sinal da potência reativa instantânea de referência  $p^*$  de 0 para  $-1350 W$ , enquanto que  $q^*$  é mantido em zero. Pode-se assim observar a resposta dinâmica do CMC. Devido a limitações de corrente dos indutores de filtro de saída do VSC, optou-se por não injetar os valores nominais de potência do GMG.



(a)



(b)

Figura 51: Detalhe das formas de ondas da tensão (rosa) e corrente (azul) da fase “a”:  
(a) Experimental (b) Simulação.

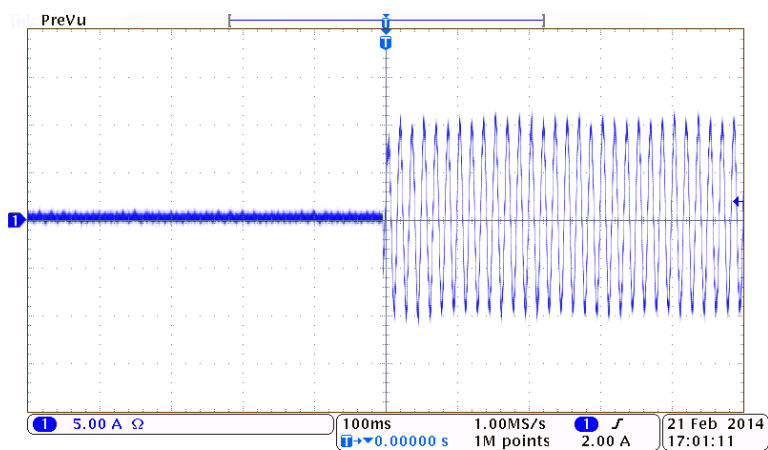


Figura 52: Forma de onda da corrente da fase “a” para uma variação em degrau da potência ativa de referência  $p^*(t)$ .

Na Figura 53 são mostrados as formas de onda da tensão e corrente da fase “a” do conversor de interface com a rede para os seguintes valores das potências de referência

$$p^* = 0 \text{ W e } q^* = -1350 \text{ var.}$$

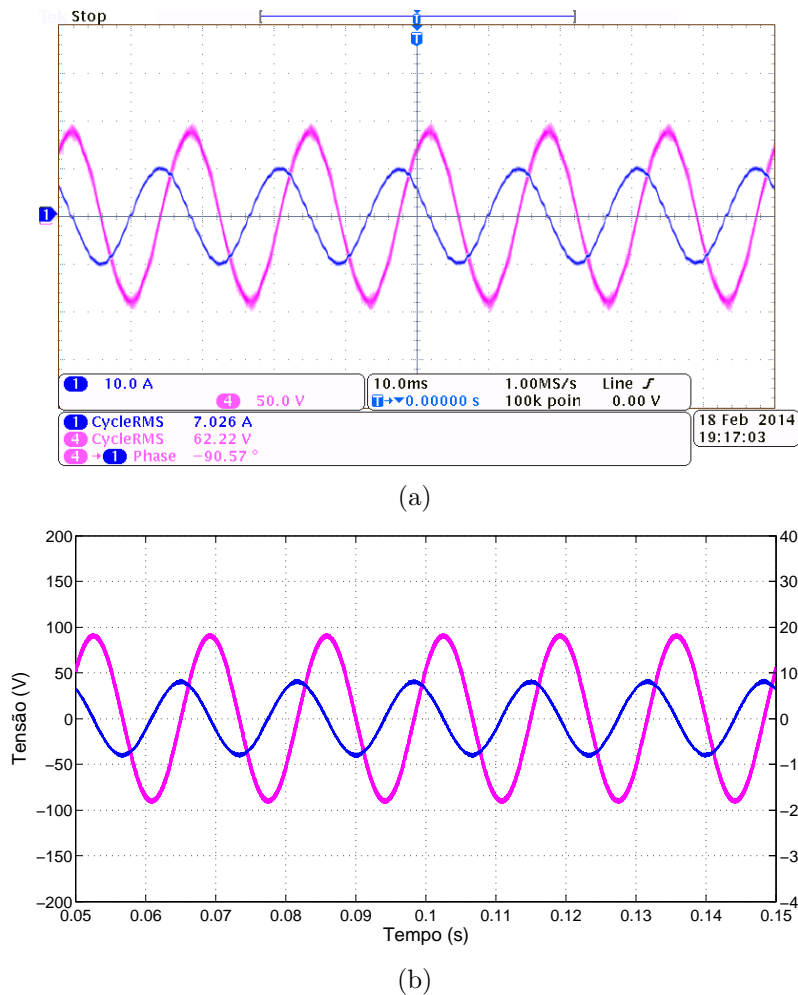


Figura 53: Formas de ondas de tensão (rosa) e corrente (azul) de uma das fases com fluxo de potência reativa: (a) Experimental; (b) Simulação.

Na Figura 54 é mostrado o comportamento da tensão do barramento CC do conversor de interface com a rede elétrica. Esse barramento é alimentado diretamente pelo GMG a partir de um retificador trifásico a diodos. A oscilação da tensão observada nessa figura tem uma frequência de aproximadamente  $12,5 \text{ Hz}$ .

Por último é apresentado o espectro harmônico da forma de onda da corrente da Figura 51 onde pode-se observar o atendimento aos limites recomendados pelo IEEE (IEEE-STD.519-1992, 1993).

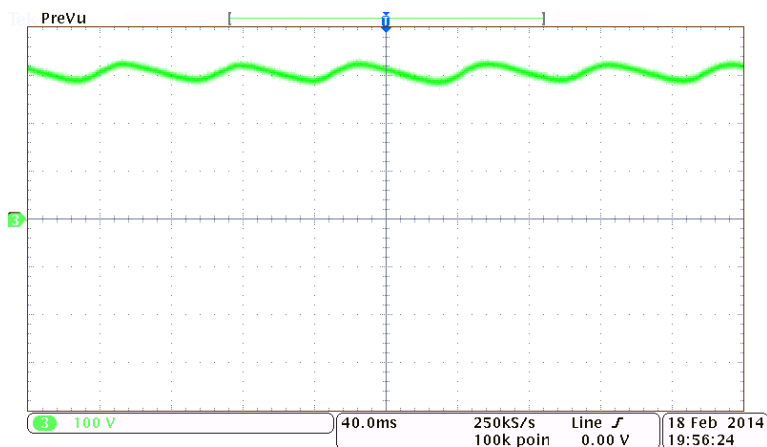


Figura 54: Forma de onda da tensão CC para o VSC injetado potência ativa na rede secundária de distribuição.

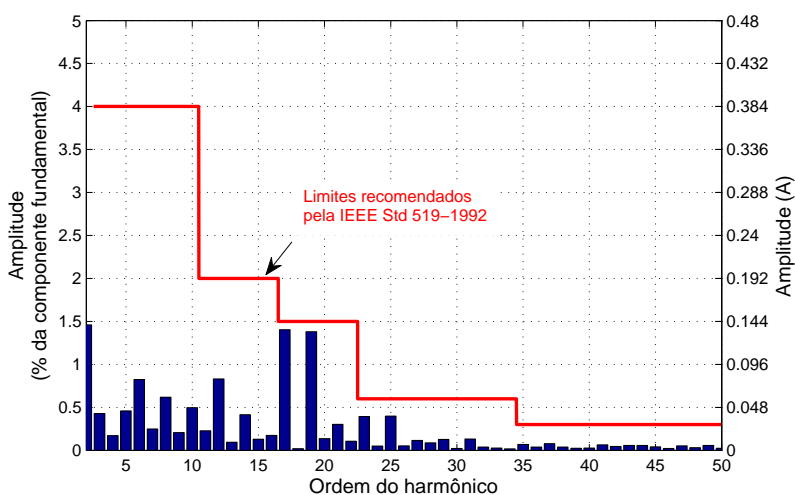


Figura 55: Espectro de frequência da corrente de uma das fases do VSC (THD = 3,3%).

### 5.8.2 CASO 2

Neste modo de funcionamento o VSC é responsável por compensar a potência reativa e as correntes harmônicas de cargas não lineares presentes no sistema. Utilizou-se como carga, um retificador trifásico alimentando uma impedância RL de aproximadamente 700 W, para ilustrar o funcionamento do projeto. A Figura 56 apresenta as correntes trifásicas vista dos terminais da carga, a Figura 57 as correntes de compensação fornecidas pelo VSC e a Figura 58 as correntes entregues pelo SEP.

É possível observar através da comparação da Figura 56 e Figura 58 uma melhoria na forma de onda da corrente. E vale relembrar que a medição das formas de onda das

correntes mostradas na Figura 57 foi feita no lado de baixa tensão do transformador.

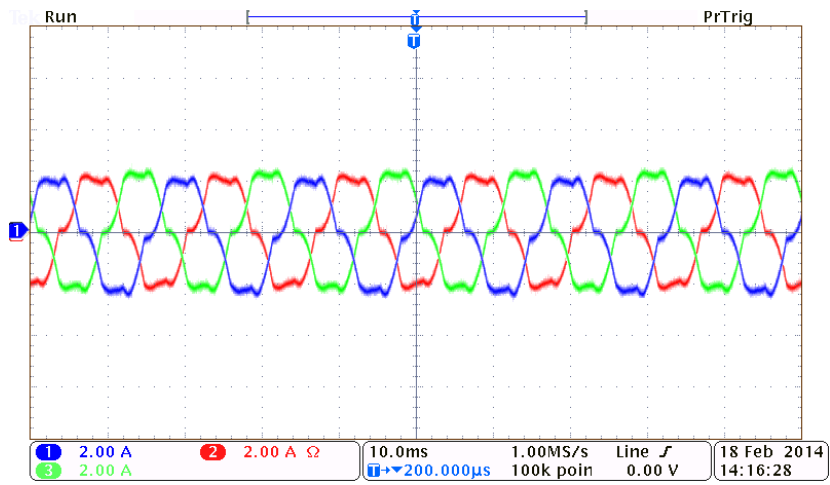


Figura 56: Correntes trifásicas nos terminais da carga.

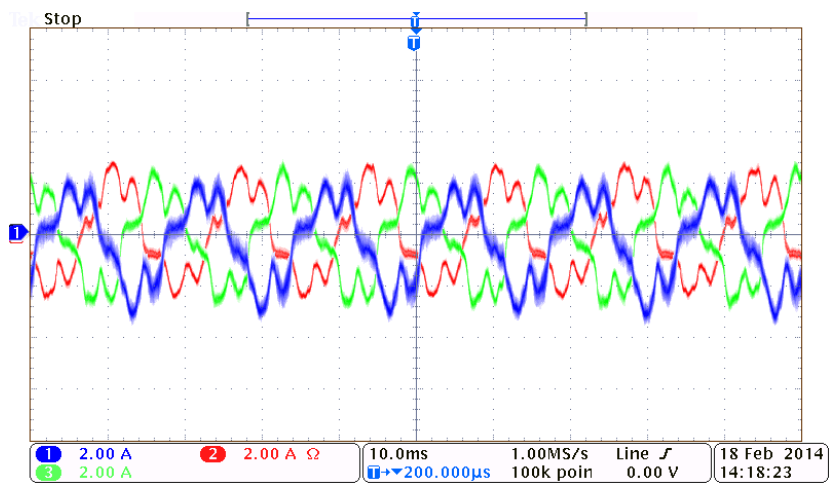


Figura 57: Correntes trifásicas fornecidas pelo VSC.

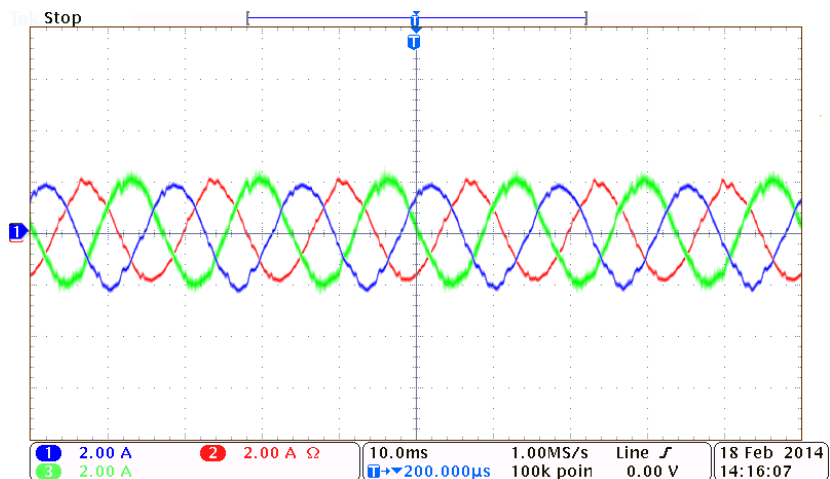
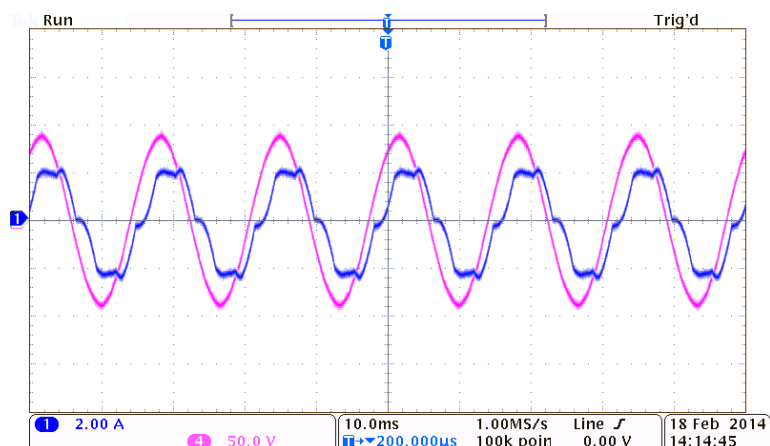
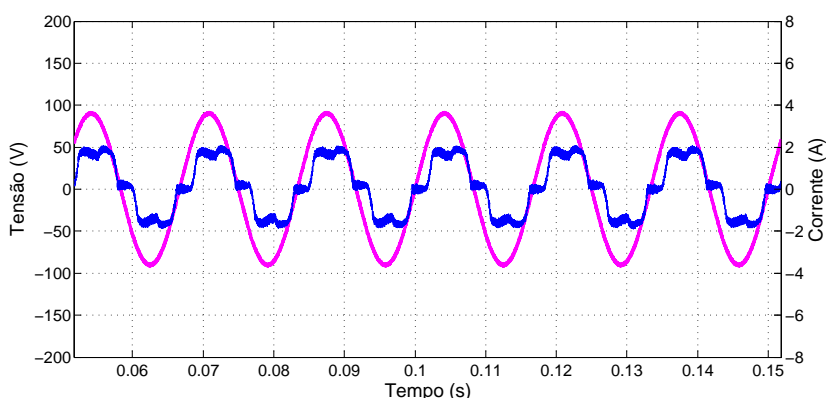


Figura 58: Correntes trifásicas fornecidas pelo SEP.

Além disso são destacados nas Figuras 59 e 60 os sinais de tensão e corrente de uma das fases do SEP para apresentar o comportamento das formas de onda antes e depois do acionamento da estrutura de controle. Percebe-se que além de diminuir o conteúdo harmônico da corrente consumida, esta fica em fase com a tensão, caracterizando a compensação de potência reativa da carga. Na Figura 60 também é exibido a forma de onda da tensão do barramento CC cujo valor de referência foi definido como 320 V.



(a)



(b)

Figura 59: Forma de onda da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pela rede CA de apenas uma das fases sem a compensação (a) Experimental; (b) Simulação.

A redução do conteúdo harmônico das correntes fornecidas pelo SEP e consumidas pela carga pode ser observada comparando as Figuras 61 (a) e (b). Da comparação dessas figuras comprova-se a redução dos valores das componentes harmônicas cujas frequências correspondem ao controlador PI-MRI projetado.

### 5.8.3 CASO 3

Assim como no Caso 2, neste modo de funcionamento o VSC irá operar como FAP compensando a potência reativa e os harmônicos na carga, no entanto, neste caso a

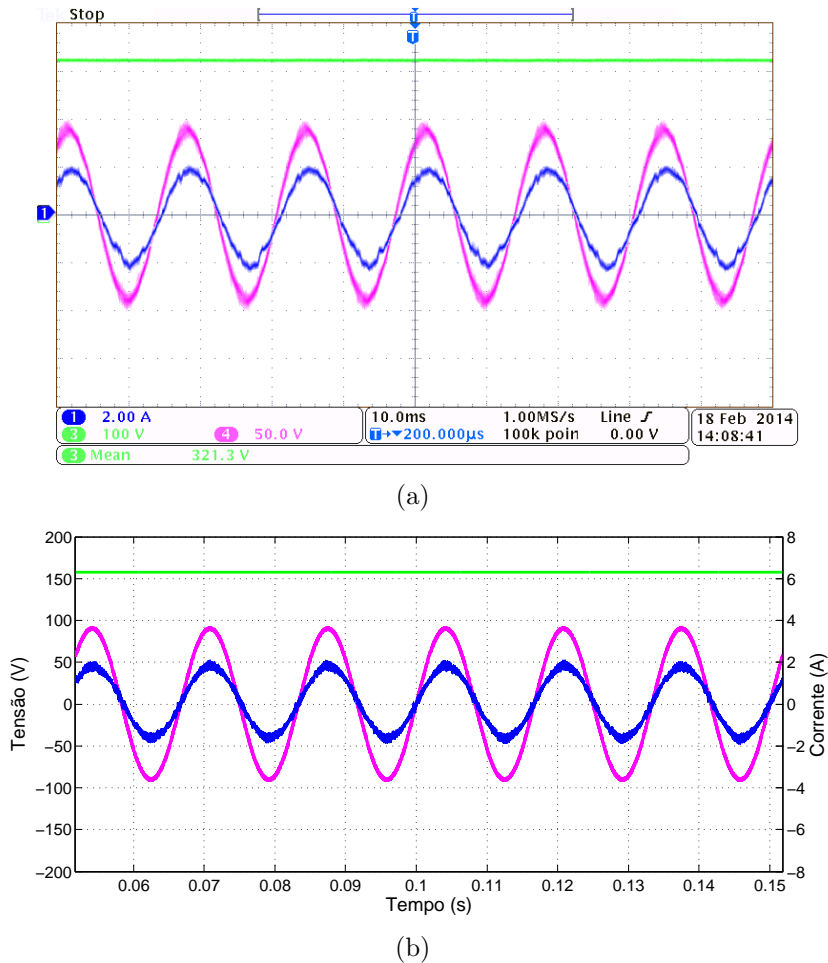


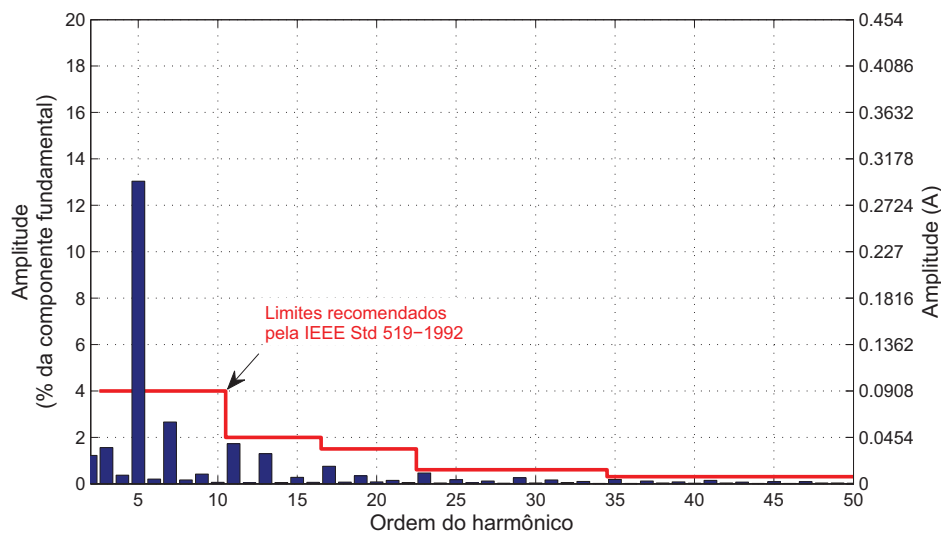
Figura 60: Formas de ondas da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pela rede CA de apenas uma das fases, com a compensação da potência reativa e correntes harmônicas, e tensão do barramento CC (verde): (a) Experimental; (b) Simulação, com a tensão CC (verde), dividida por dois.

rede secundária básica opera isolada do SEP, formando um microrrede. O GMG é responsável por alimentar todas as cargas elétricas da rede secundária. Utilizou-se como carga, um retificador trifásico alimentando uma impedância RL. Na Figura 62 são mostradas as tensões trifásicas geradas pelo GMG. Essas formas de onda de tensão foram obtidas para o GMG à vazio.

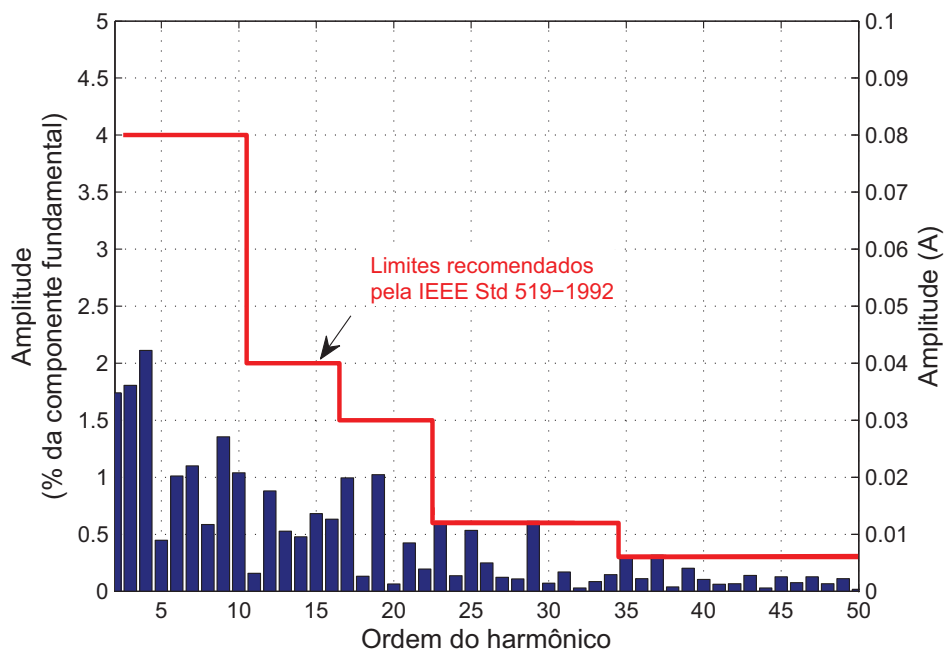
As ondulações observadas nas formas de onda das tensões da Figura 62 podem ser explicadas pelo fato do GMG não possuir um volante de inércia para filtrar as perturbações do processo de combustão da máquina primária (*motor diesel*). Essa variação da frequência aumenta a medida que o gerador alimentava uma carga, afetando diretamente o desempenho do circuito de sincronismo e do controlador PI-MRI projetado e usado nos testes realizados no Casos 1 e 2.

Desta forma, para a exibição dos resultados experimentais no modo de funciona-





(a)



(b)

Figura 61: Espectro de frequência: (a) Corrente consumida pela carga (THD = 13,685%); (b) Corrente fornecida pelo SEP (THD = 4,81%).

mento isolado, optou-se por utilizar para o controle de corrente, o compensador PI-SRF. Este compensador apresentou um desempenho inferior ao PI-MRI para os momentos em que as tensões trifásicas do PAC possuem baixa variação de frequência, contudo só foi possível, neste projeto, aplicar o VSC como um FAP, utilizando o compensador PI-SRF para o controle da corrente.

Nas Figuras 64 (a) e (b) são mostradas as formas de onda da tensão e corrente da fase “a” do GMG antes e depois da compensação da potência reativa e correntes harmônicas, respectivamente. Comparando as duas figuras é possível perceber uma

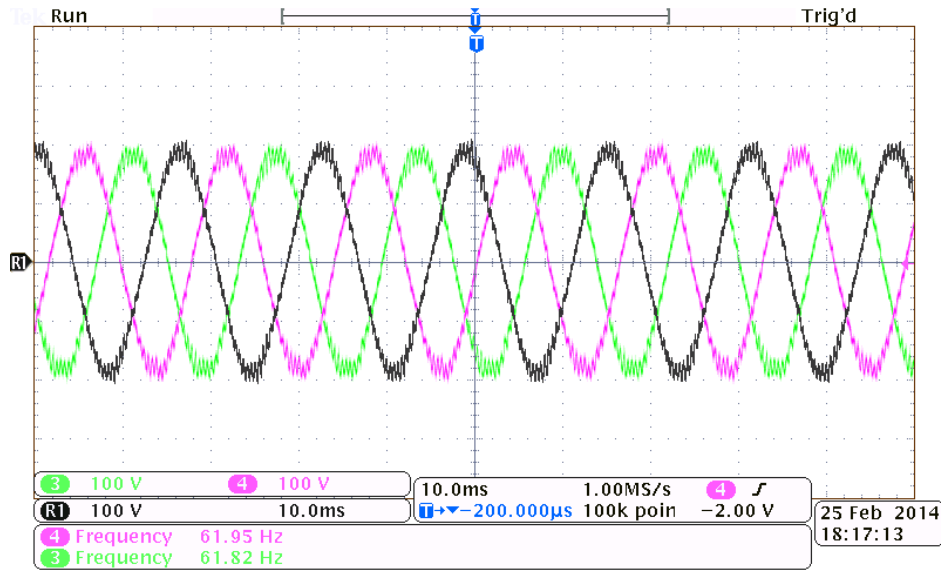


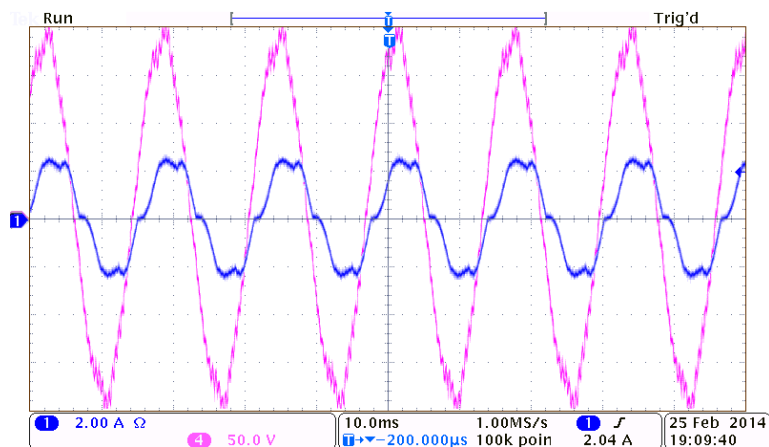
Figura 62: Formas de onda das tensões trifásicas geradas pelo GMG.

redução da distorção do sinal de corrente e uma diminuição do ângulo entre as duas formas de onda. Nas Figura 65 (a) e (b) são mostrados os espectros harmônico das duas correntes anteriores. Apesar do controlador não conseguir eliminar totalmente os harmônicos de mais baixa frequência suas amplitudes foram minimizadas.

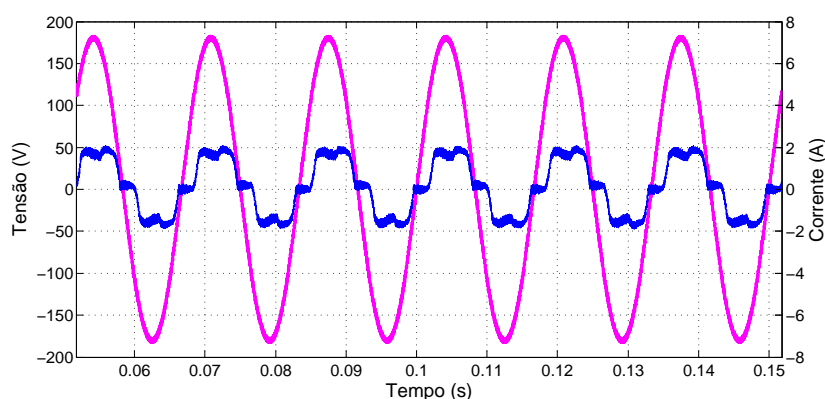
É possível notar uma atenuação em algumas componentes harmônicas da corrente após o funcionamento do FAP. No entanto, a ausência de controladores dedicados para determinadas frequências, torna a compensação não satisfatória. Percebe-se uma redução na taxa de distorção harmônica, capaz de comprovar o funcionamento do VSC para compensação de correntes harmônicas, no entanto a estrutura de controle pode ser melhorada.

### 5.9 DESEMPENHO DA MALHA DE AÇÃO PREDITIVA DO CONTROLADOR DE CORRENTE DO VSC

Independente do modo de operação do VSC, a ação preditiva das malhas de controle *feed-forward*, mostrada no diagrama de blocos da Figura 25 é de fundamental importância durante o processo de conexão do conversor de interface à rede secundária de distribuição. No instante em que são liberados os pulsos de disparo dos interruptores do conversor estático, as correntes sintetizadas tem um pico de corrente devido à diferença de amplitude das tensões sintetizadas nos terminais do VSC e as tensões no PAC da rede elétrica. Para contornar esse problema, a tensão da rede é somada ao sinal de controle do VSC para forçar que a tensão sintetizada seja igual, em amplitude, à tensão CA da rede.



(a)



(b)

Figura 63: Formas de ondas da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pelo GMG de apenas uma das fases antes da compensação: (a) Experimental; (b) Simulação.

Nas Figuras 66 (a) e (b) pode-se observar o desempenho para o controlador de corrente do conversor de interface sem e com o efeito da malha de ação preditiva *feed-forward*. Em ambos os casos os pulsos de disparo são liberados nos mesmos instantes. Contudo, quando não se faz o uso da ação preditiva, há um pico de corrente de aproximadamente 15 A enquanto que no segundo caso a corrente não ultrapassa os 3,5 A. Esse problema ficará mais crítico com a maior potência do GMG.

## 5.10 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os materiais utilizados para a montagem em laboratório do protótipo em escala reduzida responsável por processar a energia do GMG e posteriormente injetá-la na rede secundária. Além disso, foram apresentados os resultados experimentais em regime permanente para dois modos de funcionamento distintos, utilizando os compensadores PI-MRI, e um caso onde foi necessário a utiliza-

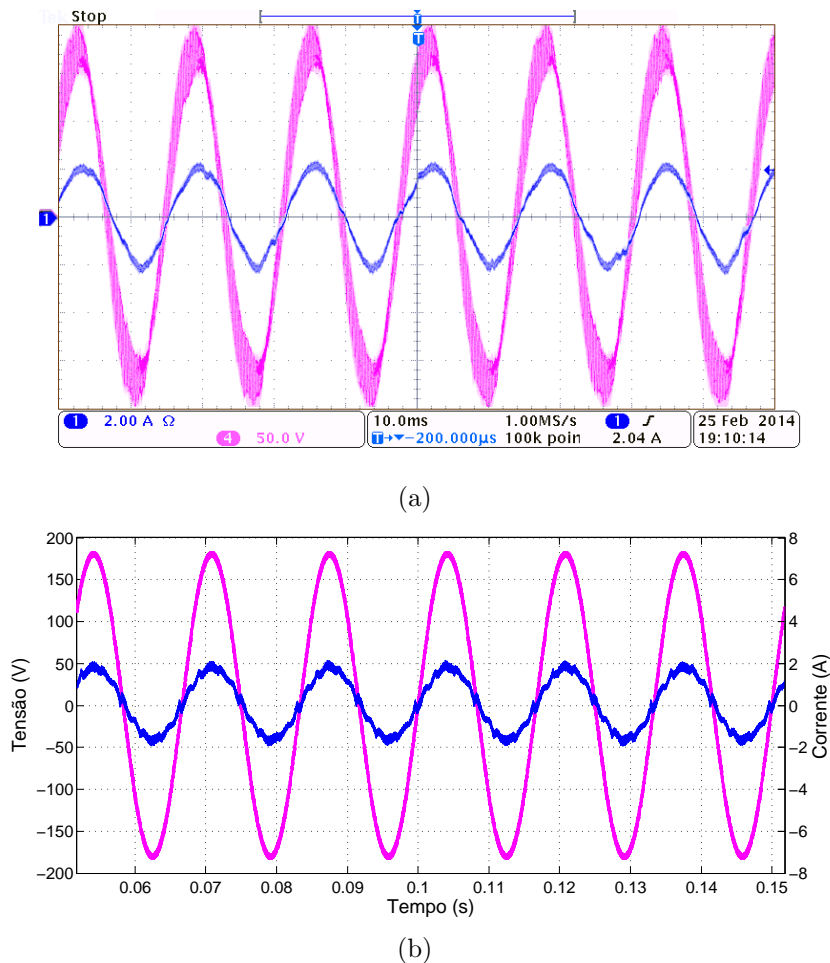


Figura 64: Forma de onda da tensão (rosa) e corrente (azul) fornecidas pelo GMG de apenas uma das fases depois da compensação: (a) Experimental; (b) Simulação.

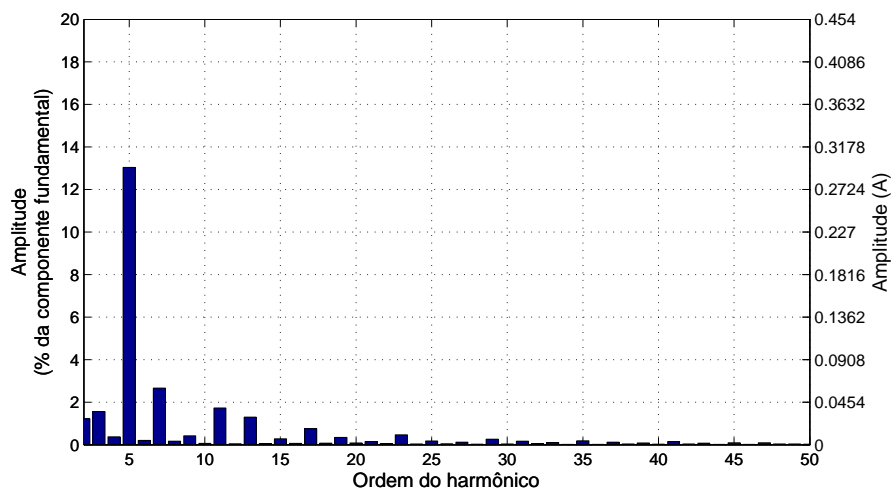
ção de apenas o PI-SRF.

Quando a microrrede está conectada à rede CA, os sinais de tensão medidos no PAC possuem baixa variação de frequência. Nesta situação, o circuito de sincronismo foi capaz de atender satisfatoriamente, viabilizando a utilização do PI-MRI no algoritmo de controle. Nos casos 1 e 2, realizou-se a compensação das correntes harmônicas até a 13<sup>a</sup> componente, visto que, desta forma foi possível atender aos limites recomendados.

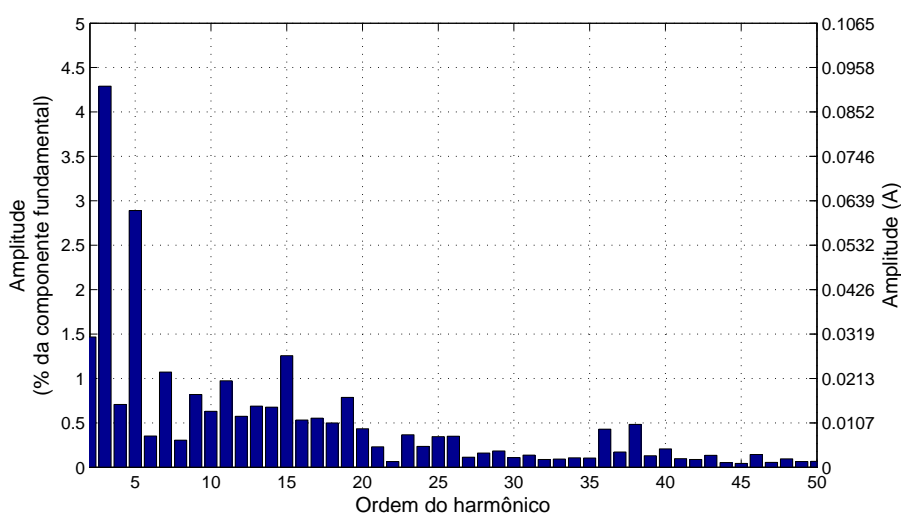
Para o último caso de estudos, as tensões medidas nos terminais do gerador-diesel apresentaram intensa variação da frequência, prejudicando o funcionamento do circuito de sincronismo. Esta perda de desempenho na estimação do ângulo de sincronismo, impossibilitou a implementação dos compensadores PI-MRI, para este caso, dado que o erro no ângulo estimado era multiplicado pela ordem da componente harmônica a ser compensada. Portanto, no modo de conexão isolada, utilizou-se o compensador PI-SRF no algoritmo de controle. A utilização deste controlador, também permitiu a redução da taxa de distorção harmônica e compensação da potência reativa da microrrede.

Para a apresentação dos resultados obtidos através do protótipo montado em laboratório, buscou-se exibir alguns resultados em ambiente de simulação PSIM, com os mesmos parâmetros e sinais de referência, onde foi possível validar os resultados experimentais.

Por fim realizou-se um detalhamento do funcionamento da ação preditiva *feed-forward*, de grande importância para o instante em que são liberados os pulsos de disparo.

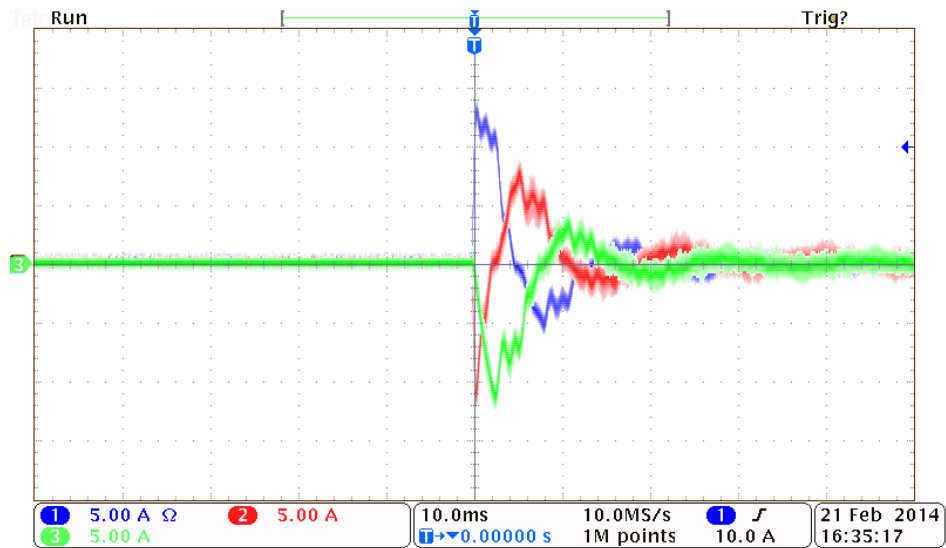


(a)

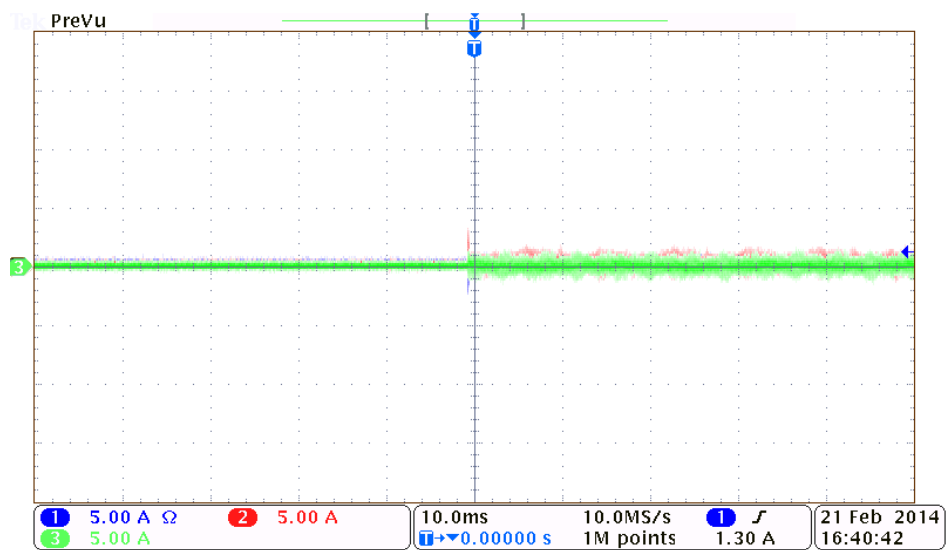


(b)

Figura 65: Espectro de frequência: (a) Corrente fornecida pelo antes da compensação (THD = 13,685%); (b) Corrente fornecida pelo GMG após a compensação (THD = 8,02%).



(a)



(b)

Figura 66: Detalhe das correntes trifásicas nos terminais do VSC no instante em que é liberado os pulsos de disparo: (a) sem a ação *feed-forward*; (b) com a ação *feed-forward*.

## 6 CONCLUSÕES FINAIS

O principal objetivo deste trabalho foi o desenvolvimento de uma estrutura versátil para a conexão de um GMG à rede elétrica de distribuição. A interface foi feita através de um VSC com capacidade de controlar e sincronizar a fonte alternativa de energia. Posteriormente foi implementado um protótipo em laboratório para validar a modelagem matemática e as estratégias de controle utilizadas.

Foi descrito sobre os conceitos básicos do VSC, e da estratégia de acionamento utilizada. Além disso, foi modelado o VSC conectado à rede CA, utilizando o conceito de vetor espacial e o referenciado ao sistema de coordenadas síncrono. A teoria das potências instantâneas e toda a estrutura de controle, também foram descritas nas coordenadas ( $dq$ ). De posse das equações diferenciais que regem o comportamento do sistema, iniciou-se o projeto dos controladores de corrente e tensão. Observou-se a necessidade de inclusão dos controladores dedicados para a compensação de algumas componentes harmônicas de corrente, atendendo aos limites recomendados.

Para a transformação do sistema de coordenadas, fez-se necessária a utilização de um circuito de sincronismo robusto frente a desbalanços e com satisfatória rejeição a harmônicos. Desta forma, optou-se por utilizar o DSOGI-PLL por ser capaz de extrair as componentes de sequências positiva e negativa, tornando-o robusto a desequilíbrios de tensão. Contudo, para a microrrede operando isolada, o circuito de sincronismo não respondeu adequadamente, comprometendo a utilização do compensador PI-MRI para este modo de operação.

Uma primeira análise dos resultados foi realizada em ambiente de simulação PSIM, onde foi possível observar e aprimorar a estrutura de controle aplicada. Nos instantes em que os sinais de referência eram constantes, o controlador PI-SRF atendeu satisfatoriamente, com boa resposta dinâmica e eficácia na estrutura de desacoplamento utilizada. No entanto, para a compensação de potência reativa e correntes harmônicas, momentos em que os sinais de referência apresentam componentes senoidais, este compensador não foi capaz de reduzir o erro em regime permanente, necessitando de

melhorias. Desta forma, aplicou-se os compensadores PI-MRI, devido à seus múltiplos integradores dedicados para a redução de componentes harmônicas. Sendo assim, foi possível compensar com maior eficácia as correntes harmônicas, e atender as recomendações de qualidade de energia.

Posteriormente, montou-se um protótipo em laboratório, para validar os modelos matemáticos descritos. Fez-se necessário a utilização de um transformador para elevar a tensão do conversor estático para elevar a tensão e permitindo a utilização do VSC na região linear de modulação.

A exibição dos resultados experimentais obtidos, optou-se por apresentar a estrutura de controle operando em três modos distintos, possibilitando a análise do algoritmo de controle, para cada um dos casos. Com o intuito de validar os resultados experimentais obtidos, apresentou-se também, resultados de simulação nas mesmas condições em que foram expostas o protótipo montado em laboratório.

No primeiro caso de estudos, analisou-se o comportamento das correntes de saída do VSC, durante o fornecimento de potência ativa e para o suporte de potência reativa. Estas correntes apresentaram baixa taxa de distorção harmônica, atendendo aos limites recomendados. Para o segundo caso de estudo, a malha de controle composta pelos compensadores PI-MRI, também foram capazes de atender aos limites recomendados, compensando a potência reativa e as correntes harmônicas satisfatoriamente.

No último caso estudado, onde a microrrede está isolada, o circuito de sincronismo apresentou dificuldades em estimar o ângulos de referência, devido à intensa variação de frequência da tensão fornecida pelo gerador–diesel. Este erro na estimação do ângulo de referência, afetou o funcionamento do compensador PI-MRI, inviabilizando a sua aplicação, para este caso. Portanto, foi utilizado apenas o compensador PI-SRF no algoritmo de controle. Mesmo apresentando um funcionamento inferior ao PI-MRI, o PI-SRF também permitiu o funcionamento do VSC como FAP, compensando a potência reativa e as correntes harmônicas.

Por fim, os resultados experimentais se mostraram coerentes com a modelagem matemática desenvolvida e com os resultados de simulação. Além disso, para os instantes em que a PPU operava conectada à rede CA, foi possível atender aos limites recomendados.



## **6.1 TRABALHOS FUTUROS**

São sugeridos alguns temas para futuros desdobramentos deste trabalho:

- Investigar a inclusão de um conversor elevador CC/CC para controle da tensão CC, e assim, eliminar o transformador de saída;
- Estudar e implementar outras estruturas de controladores para eliminação de conteúdo harmônico de corrente e compará-los;
- Montar e controlar uma estrutura para regular a injeção de combustível do motor diesel;
- Automatizar a mudança do modo de funcionamento;
- Investigar os impactos da geração distribuída na rede elétrica predial onde se encontra o PPEE.



## REFERÊNCIAS

- 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.
- ALMEIDA, P. de et al. Projeto dos controladores de um conversor vsc usado para conectar um sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica. *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012.*, p. 3960–3965, 2012.
- ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados a Rede Elétrica de Distribuição*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- ALMEIDA, P. M. de. *Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: Projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.
- 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.
- BALDOR. *Energy Management Best Practices: Peak Shaving Generators*. 2005.
- BARKER, P.; MELLO, R. D. Determining the impact of distributed generation on power systems. i. radial distribution systems. In: *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*. 2000. v. 3, p. 1645–1656 vol. 3.
- 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, 2004.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.
- BOJRUP, M. et al. A multiple rotating integrator controller for active filters. In: *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications*. 1999.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. : IEEE Press, 1996.

CHAKRABORTY, S.; SIMÕES, M.; KRAMER, W. *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems*. : Springer, 2013.

CHANDORKAR, M.; DIVAN, D.; ADAPA, R. Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 1, p. 136–143, 1993.

DIGITAL, S. *Technical Reference eZdsp F28335*. novembro 2007.

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

GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, p. 3701–3708, 2010.

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.

IEEE-STD.519-1992. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. Abril 1993. 1-112 p.

KADRI, R.; GAUBERT, J.-P.; CHAMPENOIS, G. An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 66–75, 2011.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 33, n. 1, p. 58–63, 1997.

KAZMIERKOWSKI, M.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. *Control in Power Electronics: Selected Problems*. : Academic Press, 2002.

KAZMIERKOWSKI, M.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 5, p. 691–703, 1998.

LACERDA, M. V. de Mello de. *Análise de Statcom Baseado em VSI Multipulso e Quasi Multipulso Visando Simulação em Tempo Real*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2001.

LEM. *Voltage Transducer LV 25-P*. LV 25–P. Acessado: 10/12/2013.

LIMONGI, L. et al. Digital current-control schemes. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 3, n. 1, p. 20–31, 2009.

LIU, C. et al. Dc-voltage fluctuation elimination through a dc-capacitor current control for dfig converters under unbalanced grid voltage conditions. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 7, p. 3206–3218, 2013.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. *Power electronics: converters, applications, and design*. : John Wiley & Sons, 2003.

PANDIARAJ, K. et al. Centralised control of diesel gen-sets for peak shaving and system support. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 149, n. 2, p. 126–132, 2002.

PUTTGEN, H. B.; MACGREGOR, P.; LAMBERT, F. Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era? *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 1, n. 1, p. 22–29, 2003.

RODRIGUEZ, P. et al. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. 2006. p. 5173–5178.

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.

SEMIKRON. *SPT IGBT Module SKM 100GB128D*. 2006. Acessado: 10/01/2014. Disponível em: <<http://www.totemelectro.com/prodotti/semikron/igbt/semitrans/skm100gb128d.pdf>>.

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](http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKHI_22_A_B_R_L5012521.pdf)>.

SKVARENINA, T. L. *The Power Electronics Handbook: Industrial Electronics Series*. : CRC Press LLC, 2002.

STRZELECKI, R.; BENYSEK, G. *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*. : Springer, 2008.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. : John Wiley & Sons, 2011.

Texas Instruments. *Data Manual: TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232. Digital Signal Controllers (DSCs)*. agosto 2012.

TOYAMA. *Gerador Diesel TD7000CX3ED*. 2006. Acessado: 10/01/2014. Disponível em: <[http://www.toyama.com.br/imagens/produtos/pdf/1342012-141530-u6586ba5e-9025-43a7-87dc-83081973982bu\\_td7000cx3ed.pdf](http://www.toyama.com.br/imagens/produtos/pdf/1342012-141530-u6586ba5e-9025-43a7-87dc-83081973982bu_td7000cx3ed.pdf)>.

VALLE, R. L. *Acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes sem escovas visando aplicação em veículos elétricos*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.

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>>.

XU, L.; AGELIDIS, V.; ACHA, E. Development considerations of dsp-controlled pwm vsc-based statcom. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, v. 148, n. 5, p. 449–455, 2001.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications*. : IEEE Press., 2010.

## APÊNDICE A – APÊNDICE A - CONDICIONAMENTO DOS SINAIS ANALÓGICOS E PWM

Os circuitos de condicionamento e proteção de sinais utilizados neste trabalho são apresentadas nas Figuras 67 e 68, 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 apresentada na Figura 69.

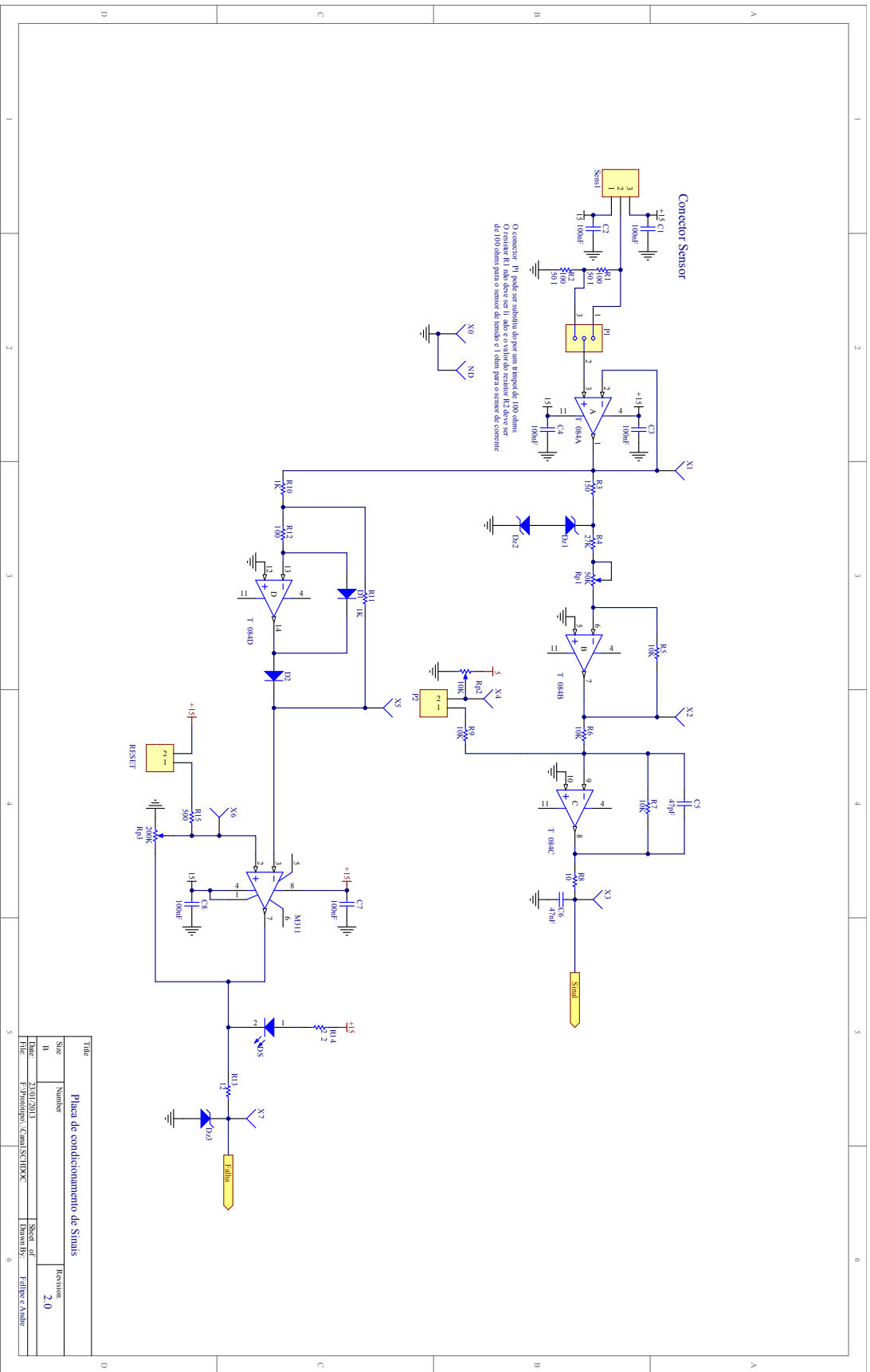


Figura 67: Circuito para condicionamento e proteção dos canais de tensão e corrente.



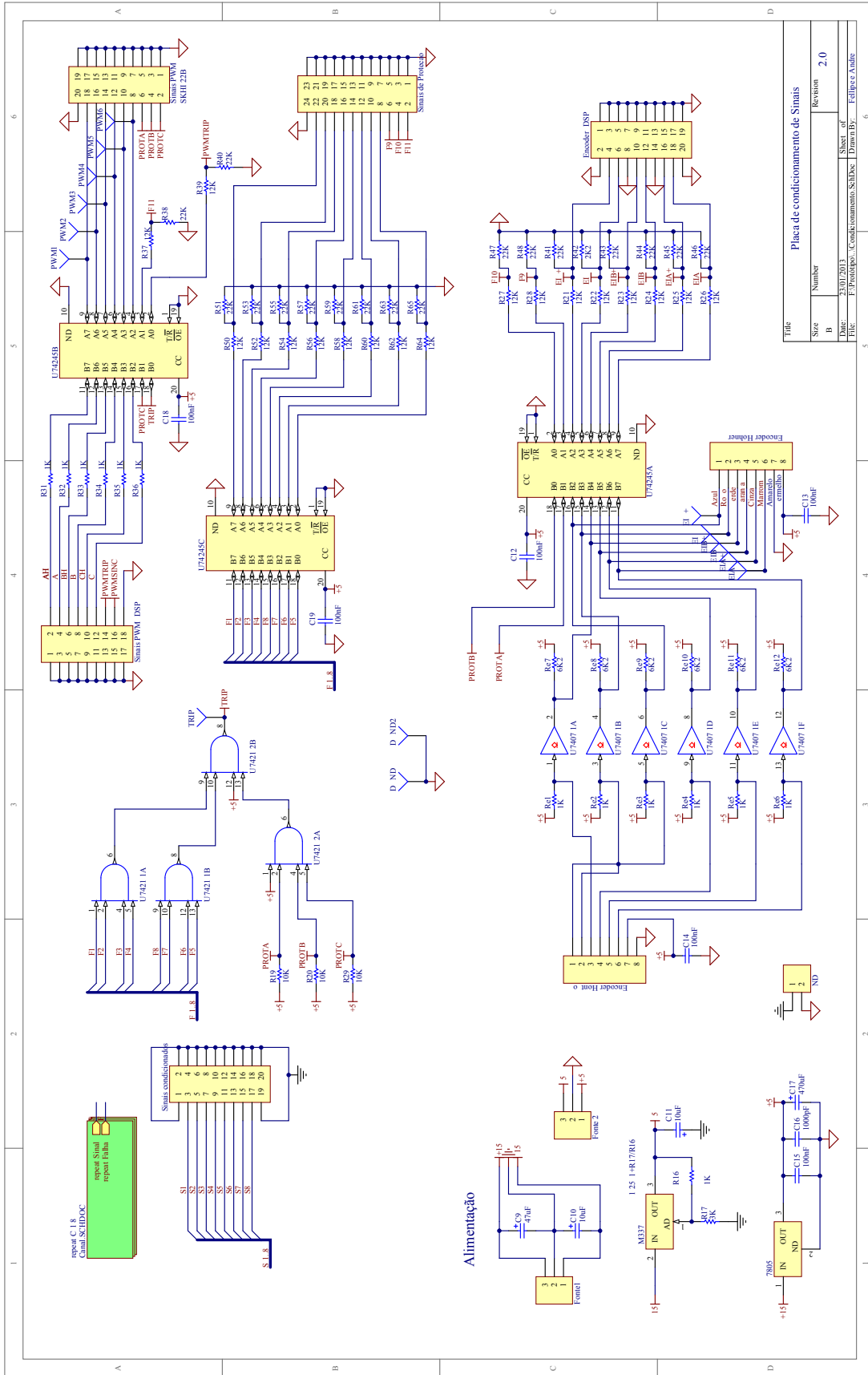


Figura 68: Circuito da placa de condicionamento de sinais.

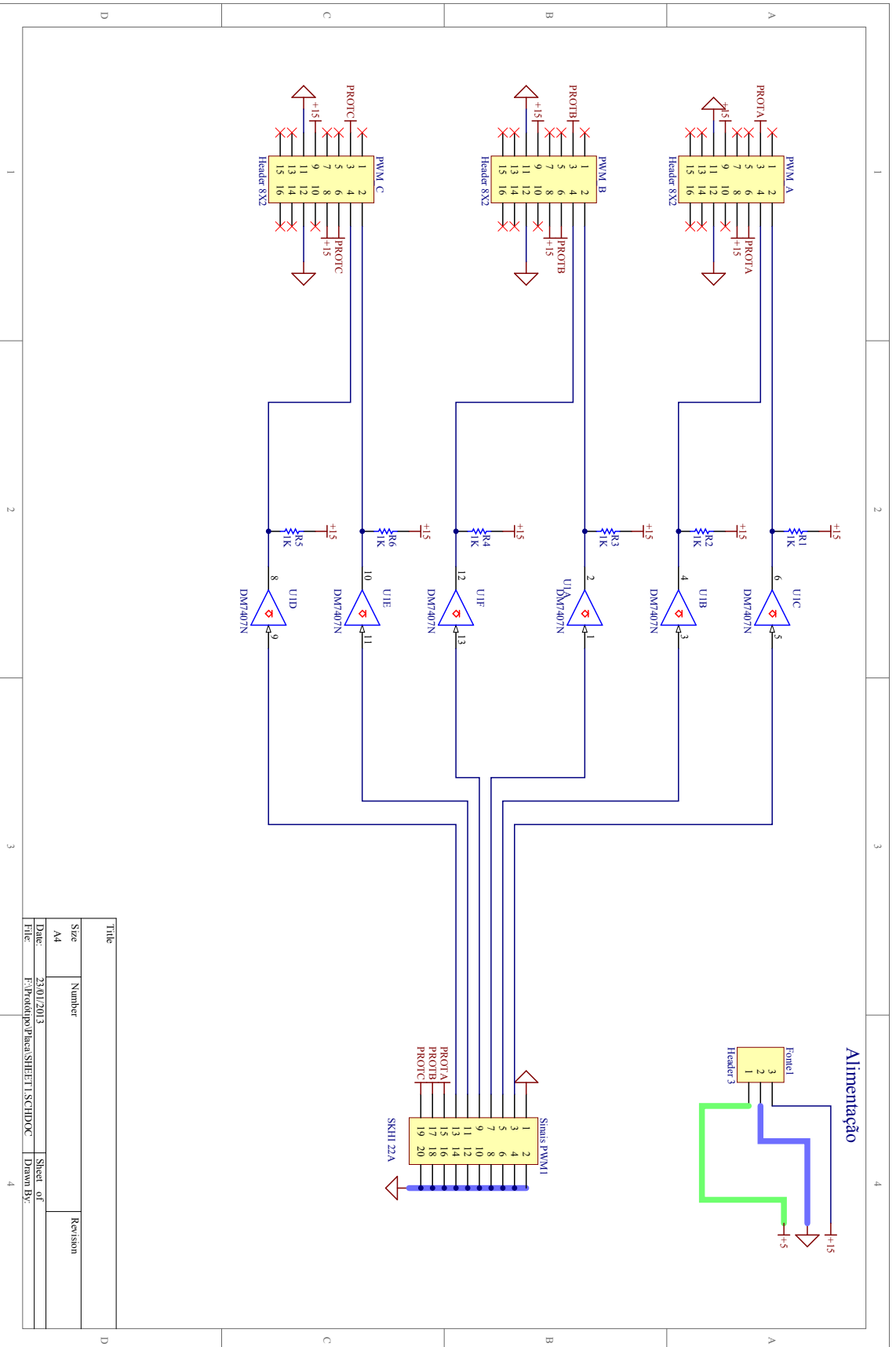


Figura 69: Circuito do buffer.