



**COPPE/UFRJ**

ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO (VSC) EM  
“BACK-TO-BACK” PARA MICRORREDES

Carolina Moreira Borges

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Rio de Janeiro  
Setembro/ 2010

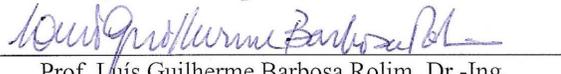
ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO (VSC) EM  
“BACK-TO-BACK” PARA MICRORREDES

Carolina Moreira Borges

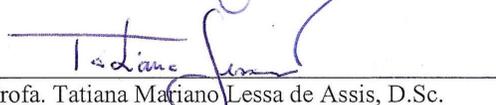
DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO  
LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA  
(COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE  
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE  
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

  
Prof. Edsón Hirokozu Watanabe, D. Eng.

  
Prof. Luis Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

  
Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

  
Profa. Tatiana Mariano Lessa de Assis, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

SETEMBRO DE 2010

Borges, Carolina Moreira

Análise da operação do conversor fonte de tensão (VSC) em “back-to-back” para microrredes/Carolina Moreira Borges. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2010.

XI, 128 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2010.

Referências Bibliográficas: p. 124-126.

1. Conexão em “back-to-back”. 2. Controle Vetorial.
3. Microrredes. I. Watanabe, Edson Hirokazu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

"Não me desencorajo, porque cada tentativa errada descartada é outro passo à frente."

(Thomas Edison)

Dedico este trabalho aos meus pais,

Fernando e Sonia Cristina,

a minha irmã, Cecilia,

e ao meu noivo, Leonardo.

# Agradecimentos

Aos meus pais, a quem devo gratidão eterna por tudo que fizeram ao longo de toda a minha vida. É impossível expressar em poucas palavras o quão dedicados eles foram à minha formação.

A minha irmã, que sempre foi uma amiga com a qual eu pude contar de verdade. Seu companheirismo e incentivo foram indispensáveis em todas as situações.

Ao meu noivo Leonardo, pela felicidade que me proporciona a cada dia desde que nos conhecemos, há três anos. Sua presença é fundamental em todos os momentos.

Ao Prof. Edson Hirokazu Watanabe, pela brilhante orientação deste trabalho. Seus ensinamentos foram indispensáveis na compreensão da Eletrônica de Potência, bem como no meu amadurecimento como profissional.

Ao CNPq, pelo apoio financeiro durante o período em que fui bolsista.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência, em especial a Silvangela Barcelos e Robson Dias, pelo apoio na elaboração desta dissertação.

Aos colegas de trabalho da EPE que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO (VSC) EM  
“BACK-TO-BACK” PARA MICRORREDES

Carolina Moreira Borges

Setembro/2010

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Neste trabalho é analisada a conexão de uma microrrede à rede principal por meio de um conversor fonte de tensão em conexão “back-to-back”. Ambas as redes são representadas por um equivalente de Thévenin. Em função desta simplificação adotada, a operação do sistema é feita usando o conversor do lado da rede para controlar a tensão no elo CC e o conversor do lado da microrrede para controlar a corrente injetada nesta.

As simulações de operação em regime permanente mostram as características deste tipo de conexão, tendo-se destacado vantagens nos aspectos de controle de potência ativa, reativa e tensão, como também o controle bidirecional de potência entre as duas redes. O filtro CA projetado mostrou-se fundamental na atenuação de harmônicos.

Foram feitas simulações de transitórios para estudos das perturbações as quais este tipo de sistema é normalmente submetido (desequilíbrio de carga na microrrede e curto-circuito) e mostrou-se que o conversor VSC conectado em “back-to-back” garante certa isolamento entre os sistemas para estas perturbações. As análises correspondentes detalham estas questões.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ANALYSIS OF BACK-TO-BACK VOLTAGE SOURCE CONVERTER (VSC)  
OPERATION FOR MICROGRIDS

Carolina Moreira Borges

September/2010

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

In this work, the connection of a microgrid to the utility grid through a voltage source converter in back-to-back connection is analyzed. Both grids are represented by a Thevenin equivalent. Due to this simplification, the system operation is done using the utility grid side converter to control the voltage at the converter DC link and microgrid side converter to control the current injected it.

The steady state simulation show the characteristics of this kind of connection features and have shown advantages in terms of active and reactive power control, voltage as well as the bidirectional power flow between the two grids. The AC filter proved to be crucial in the attenuation of the harmonics.

Transiente-state simulations were made for studies of disturbance to which this type of system is usually subjected (load imbalance in the microgrid and short-circuit) and they showed that the VSC converter connected in back-to-back guarantees a certain isolation between the systems for these disturbance. The corresponding analysis detail these issues.

# Índice

Nomenclatura .....	xi
Capítulo 1 – Introdução.....	1
1. 1 Aspectos gerais .....	1
1. 2 Motivação.....	4
1. 2. 1 Conexão com conversor fonte de tensão.....	5
1. 3 Identificação do problema.....	8
1. 4 Objetivos do trabalho .....	11
1. 5 Sumário .....	12
Capítulo 2 – Controle do Conversor .....	13
2. 1 Representação das redes .....	13
2. 2 Modelo e topologia do conversor.....	14
2. 2. 1 Definição da potência nominal do conversor e capacitância do elo CC... 16	
2. 3 Modulação por Largura de Pulso (PWM) seno-triângulo .....	17
2. 4 Dimensionamento do filtro CA.....	19
2. 4. 1 Função de transferência .....	20
2. 5 Estratégia de controle .....	25
2. 5. 1 Controle de tensão no elo CC.....	25
2. 5. 2 Controle de potência ativa e reativa do conversor do lado da microrrede 28	
2. 5. 2. 1 Controle vetorial de corrente .....	29
2. 5. 2. 1. 1 Transformada de Park.....	29
2. 5. 2. 1. 2 Princípio de operação do controle vetorial .....	32
Capítulo 3 – Simulações em Regime Permanente .....	35
3. 1 Indutância do conversor.....	36
$L_c = 0,1$ mH .....	36
$L_c = 0,3$ mH .....	38
$L_c = 0,5$ mH .....	39
$L_c = 1,0$ mH .....	40
3. 2 Resistência do cabo que conecta a microrrede ao conversor.....	42
3. 3 Controle vetorial de corrente do conversor - Análises gerais de regime permanente .....	43

3.3.1	Variação nas referências de corrente do conversor sem controle de $V_{pcc}$	44
3.3.1.1	FP = 1 na carga	45
	Simulações para $i_d^*$ igual a zero	45
	Simulações para $i_d^* = -50$ A	51
	Simulações para $i_d^* = +50$ A	54
3.3.1.2	FP = 0,92 indutivo na carga	57
	Simulações para $i_d^*$ igual a zero	58
	Simulações para $i_d^* = -50$ A	61
	Simulações para $i_d^* = +50$ A	62
3.3.1.3	Variação de $i_d^*$ com $i_q^*$ constante	64
3.3.2	Variação nas referências de corrente do conversor com controle de $V_{pcc}$	68
3.3.2.1	FP unitário	68
3.3.2.2	FP 0,92 indutivo	73
3.4	Conclusões parciais	77
Capítulo 4 – Análise de Perturbações no Sistema		78
4.1	Desequilíbrio de carga na microrrede	78
4.1.1	FP unitário	79
4.1.1.1	Impedância da carga na fase c 10% menor em relação às outras	79
4.1.1.2	Impedância da carga na fase c 20% menor em relação às outras	87
4.1.2	FP 0,92 indutivo	92
4.1.2.1	Impedância da carga na fase c 10% menor em relação às outras	92
4.1.2.2	Impedância da carga na fase c 20% menor em relação às outras	97
4.2	Análises dos efeitos na microrrede de curto-circuito na rede	100
4.2.1	Curto-circuito monofásico	101
4.2.1.1	Sem controle de $V_{pcc}$	102
4.2.1.2	Com controle de $V_{pcc}$	107
4.2.2	Curto-circuito trifásico	109
4.2.2.1	Sem controle de $V_{pcc}$	110
4.2.2.2	Com controle de $V_{pcc}$	113
4.3	Análise de curto-circuito na microrrede	115
4.3.1	Curto-circuito monofásico na microrrede	115
4.3.2	Curto-circuito trifásico na microrrede	118
4.4	Conclusões parciais	120

Capítulo 5 – Conclusões.....	121
5. 1    Trabalhos futuros .....	123
Referências Bibliográficas .....	124
Apêndice.....	127

# Nomenclatura

CA – Corrente Alternada  
CAG – Controle Automático de Geração  
CC – Corrente Contínua  
CCAT – Corrente Contínua em Alta Tensão  
CCC – *Capacitor Commutated Converter*  
CHP – *Combined Heat and Power*  
DSP – *Digital Signal Processor*  
FACTS – *Flexible AC Transmission Systems*  
GTO – *Gate Turn-off Thyristor*  
HVDC – *High Voltage Direct Current*  
IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*  
IGCT – *Integrated Gate-Commutated Thyristor*  
IEEE – *Institute of Electrical and Electronic Engineers*  
LCC – *Line Commutated Converter*  
LVRT – *Low Voltage Ride Through*  
ONS – Operador Nacional do Sistema Elétrico  
PLL – *Phase Locked Loop*  
PWM – *Pulse Width Modulation*  
SIN – Sistema Interligado Nacional  
SMES – *Superconducting Magnetic Energy Storage*  
VSC – *Voltage Source Converter*

# Capítulo 1 – Introdução

## 1.1 Aspectos gerais

Desde a sua criação, os sistemas de energia elétrica não têm sofrido grandes alterações em sua composição básica. De acordo com [1], somente um terço da energia que poderia ser extraída dos combustíveis em geral é convertida em energia elétrica, conversão esta que é feita sem o aproveitamento do calor desperdiçado nos diversos processos. Quase 8% da potência transmitida é perdida nas linhas de transmissão, enquanto que 20% da capacidade de geração existe somente para atender aos picos de demanda, ou seja, só é utilizada apenas 5% do tempo.

A estrutura de geração, transmissão e distribuição tem sido essencialmente a mesma, a menos do desenvolvimento de tecnologias e controles associados predominantemente aos sistemas de transmissão, tais como a Eletrônica de Potência aplicada em sistemas HVDC (*High Voltage Direct Current*) e a tecnologia FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*). Por meio dos sistemas de transmissão, que atendem a cargas cada vez mais distantes (da ordem de centenas a milhares de km) e de potências cada vez maiores (da faixa de GW), a potência gerada vai de grandes centrais geradoras até os centros consumidores. Consequentemente, estes centros de consumo tornam-se cada vez mais dependentes de um sistema de transmissão extremamente malhado e de controle complexo.

Segundo [2], a estrutura dos sistemas de energia elétrica faz com que aumentem as chances de ocorrência de fenômenos em cascata. Uma eventual falha em um componente da geração pode prejudicar o sistema de transmissão, o que pode acarretar em rejeição de carga na distribuição. Da mesma forma, uma falha no sistema de transmissão pode acarretar problemas na geração, podendo levar à interrupção no atendimento às cargas. Por outro lado, distúrbios no sistema de distribuição raramente acarretam em consequências para os outros dois sistemas.

Adicionalmente, há também cada vez mais dificuldade de se construir grandes usinas hidrelétricas, nucleares ou térmicas convencionais e linhas de transmissão para o

atendimento à crescente demanda do sistema, pois inevitavelmente surgem os problemas socioambientais relacionados a estas construções. Além disso, surgem cada vez mais problemas de estabilidade relacionados à transmissão em grandes distâncias e aos grandes blocos de potência transmitidos. Dentro deste contexto, vem ganhando força a ideia de geração distribuída e da utilização de fontes alternativas de energia, tais como a biomassa e a eólica. A utilização de geração distribuída tem auxiliado no suprimento de cargas locais (principalmente no que diz respeito à confiabilidade), porém ainda não permite que estas sejam atendidas de forma independente do sistema interligado.

Considerando todos estes aspectos, como também a ideia de diversidade de fontes de energia, surge o conceito de Microrredes. Segundo Falcão [3], a definição de microrredes está ligada a grupos de geradores distribuídos e respectivos grupos de cargas associadas que são vistos como um sistema (ou subsistema) elétrico independente. Além desta referência, também merecem destaque a definição e características de microrredes apresentadas em [4] [5] [6].

De acordo com Liu et al. [7], a proposta da microrrede surgiu nos Estados Unidos, com o objetivo de se obter melhor aproveitamento das fontes de energias renováveis, melhorar a qualidade de energia entregue às cargas e evitar que distúrbios no sistema sejam transmitidos à rede de distribuição. Essas fontes renováveis são, em geral, pequenas fontes de energia, como painéis fotovoltaicos e geradores eólicos de pequeno porte. Também podem compor a microrrede turbinas a gás e geradores a diesel, assim como sistemas de armazenamento de energia, como o flywheel, os supercapacitores, os bancos de baterias e os sistemas CHP (*Combined Heat and Power*), que consistem em esquemas de cogeração que aproveitam o excesso de calor na geração de energia em outras fontes. Segundo [8], os sistemas CHP (microturbinas, células a combustível e geradores de combustão interna) podem elevar de 35 para até 80% a eficiência do processo de conversão de energia.

Um ponto bastante relevante em relação às microrredes é que estas permitem independência com relação à rede principal, quebrando dessa maneira o paradigma de dependência das grandes centrais geradoras. Em períodos de picos de demanda, a ideia da microrrede torna-se particularmente interessante, pois permite que as cargas que a compõe solicitem menos potência da rede. Embora não seja tratado neste trabalho, merece destaque o conceito das chamadas *Smart Grids*, ou seja, das redes inteligentes

ou redes ativas. Aliada à ideia de microrrede, a *Smart Grid* diz respeito principalmente a sistemas de distribuição automatizados. Desta forma, tem-se flexibilidade e diversidade na geração e na distribuição, levando-se em conta os avanços tecnológicos dos últimos anos no que diz respeito a estes sistemas.

Um exemplo esquemático de uma microrrede está na Figura 1-1. Estão indicadas as fontes e as cargas, bem como os controles e gerenciadores de energia, associados à proteção, ao controle de potência ativa e aos eventos de conexão/desconexão da microrrede em transitórios.

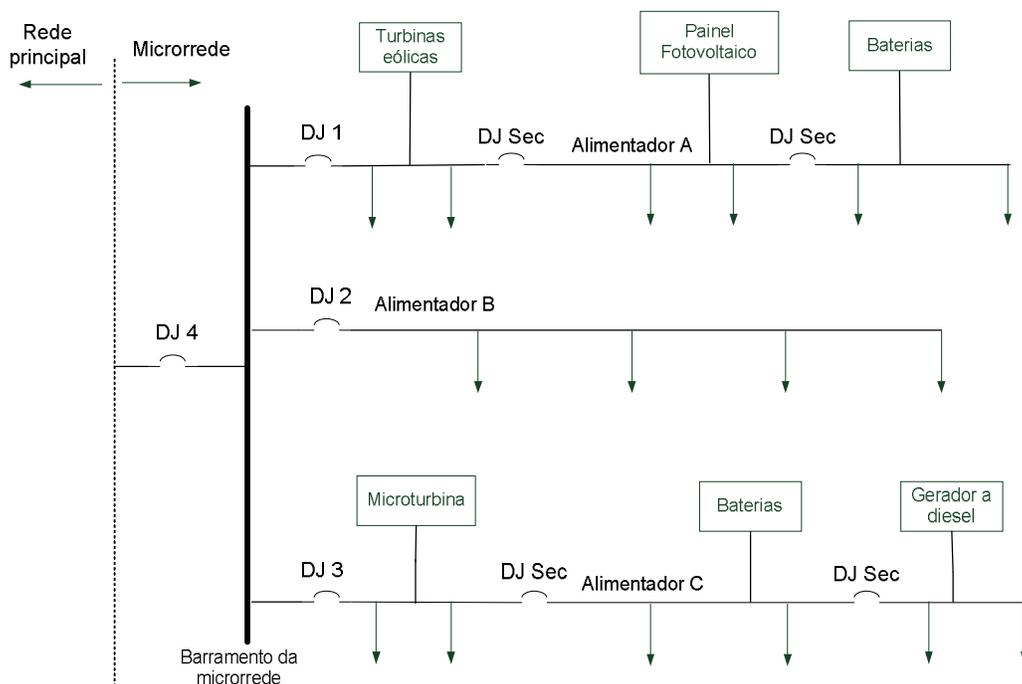


Figura 1-1 – Exemplo de Microrrede típica

Neste exemplo, algumas cargas conectadas nos ramos A e C são prioritárias, enquanto que o ramo B possui somente cargas não prioritárias. Os disjuntores 1, 2 e 3 são os dos ramos de alimentação, enquanto o 4 é responsável pela conexão de toda a microrrede à rede principal. Os disjuntores denominados “DJ Sec” são responsáveis pela interrupção, caso haja necessidade, de uma parte de cada respectivo ramo.

Uma aplicação interessante seria em um hospital ou uma universidade, onde a independência com relação às fontes principais de energia é uma característica

desejável. Outros exemplos de possíveis instalações de microrredes seriam parques industriais, complexos comerciais ou até mesmo vizinhanças residenciais [9]. Em [10], é apresentada a aplicação do conceito de microrrede em uma universidade. Segundo [8], a capacidade máxima de uma microrrede é de aproximadamente 10 MVA, pelo fato da geração ocorrer no nível de tensão de distribuição (de 220 V até 13,8 kV).

## 1.2 Motivação

Na maioria das pesquisas realizadas até o momento, a interface da microrrede com a rede principal tem sido representada por um disjuntor convencional ou por uma chave estática (*static switch* na literatura internacional).

De acordo com [8], utilizando um disjuntor convencional, a microrrede poderia operar em dois modos: conectada à rede principal ou de forma independente, isto é, ilhada. Operando de forma interligada, poderia haver intercâmbio de potência entre as duas redes em ambos os sentidos. Porém, caso houvesse algum distúrbio na rede principal, a microrrede seria chaveada para o modo ilhado, passando a ser alimentada por suas próprias fontes de energia. Assim, caso a microrrede não fosse totalmente independente no sentido de garantir o balanço carga/geração, seus controles associados alimentariam determinadas cargas de acordo com a relevância das mesmas.

De maneira um pouco mais sofisticada, a microrrede pode ser conectada à rede principal através de uma chave estática. Esta pode ser entendida como uma chave “inteligente”, que fica posicionada no ponto de conexão comum entre a microrrede e a rede de distribuição principal.

A chave estática possui um circuito composto por transformadores de corrente (TCs) e transformadores de potencial (TPs) que medem as condições operacionais dos sistemas que estão conectados. A operação desta chave é ainda auxiliada por outros componentes que podem estar ligados a um DSP (*Digital Signal Processor*). A chave é desconecta a rede principal da microrrede nos momentos de ilhamento/reconexão, porém não permite que oscilações de frequência em uma área perturbem transitoriamente a outra área. Em outras palavras, a chave estática não permite conexão assíncrona da microrrede e da rede principal. Em casos de curto-circuito, a chave

detectaria o afundamento de tensão e não permitiria que as duas redes permanecessem conectadas.

Diante destes aspectos, surge a necessidade de se estudar uma forma de conexão mais flexível e versátil das duas redes.

### 1. 2. 1 Conexão com conversor fonte de tensão

As aplicações de conversores fontes de tensão<sup>1</sup> (*Voltage Source Converter - VSC*) em sistemas de Corrente Contínua em Alta Tensão (CCAT ou mais comumente chamados de HVDC) datam da década de 90 [11]. O conceito de transmissão usando VSC surgiu para aplicações em corrente contínua, nas quais eram utilizados conversores baseados em tiristores comutados pela rede, o chamado LCC (*line commutated converters*) CCAT, onde o elo CC é tipo fonte de corrente. Como o próprio nome diz, esses conversores precisam da rede para comutar naturalmente. Por outro lado, o VSC é composto por chaves autocomutadas, em geral IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ou IGCT (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*). Neste caso, o chaveamento do dispositivo semicondutor é feito por sinais de controle externos e independente da rede. Cabe ressaltar que, antes do surgimento do IGBT, as aplicações em VSC eram feitas com GTO (*Gate Turn-off Thyristor*) ou até mesmo a tiristores, com circuito auxiliar de comutação forçada.

Outra diferença relevante do LCC-CCAT em relação ao VSC-CCAT é que, no primeiro, a corrente CC é unidirecional. O sentido do fluxo de potência é modificado através da inversão na polaridade da tensão do elo CC. No caso do VSC, acontece o dual: a polaridade da tensão do elo CC é sempre a mesma e o sentido do fluxo pode ser invertido pela mudança no sentido da corrente nesse elo.

Conforme dito anteriormente, o VSC é composto por semicondutores que possuem chaveamento independente da rede. Logo, este esquema permite a conexão de sistemas fracos ou que possuam um dos lados passivo. Por outro lado, o LCC depende

---

<sup>1</sup> De acordo com [12], fonte de tensão é definida como uma fonte que mantém a tensão em seus terminais, independentemente da magnitude ou da polaridade da corrente que flui através da fonte. A tensão pode ser CC constante, CA senoidal, uma série de pulsos, etc. Para uma fonte de tensão especificada, a corrente através dos terminais depende somente da impedância conectada através dos mesmos.

de uma fonte de tensão CA do lado do inversor para que haja comutação natural, uma vez que as correntes nos tiristores têm que ir a zero para que este processo ocorra.

O conversor LCC, por ser composto de ponte a tiristores, apresenta fator de potência indutivo, isto é, corrente atrasada com relação à tensão. Para amenizar este problema, pode ser utilizada a tecnologia CCC (*Capacitor Commutated Converter*) CCAT, que consiste na inserção de bancos de capacitores em série com o transformador do conversor. Esta tecnologia provém a redução do período de comutação entre as chaves (conhecido como  $\mu$ ).

No entanto, o VSC pode ser controlado para operar na faixa indutiva ou capacitiva, conforme a necessidade do sistema. Além disso, este controle de potência reativa é feito de forma independente com relação à potência ativa.

Adicionalmente, o VSC é mais robusto que o LCC no que diz respeito a faltas no sistema CA. Isto ocorre porque o conversor LCC está sujeito a falhas de comutação, que podem interromper a transmissão de potência. Enquanto isso, o controle do VSC evita que haja sobrecorrente diante de afundamentos de tensão provocados por faltas no sistema CA. Dependendo da severidade da falta, pode até mesmo continuar a transferir potência ativa em função da atuação de seu controle.

Estas características fazem com que o VSC-CCAT tenha vantagens com relação ao LCC-CCAT [12]. Como desvantagens do VSC, podem ser citados o seu custo mais alto e as aplicações em mais baixa potência em relação ao LCC.

A partir de meados da década de 90, esta tecnologia vem se aperfeiçoando e diversas aplicações vêm sendo estudadas, dentre as quais se destacam:

- Conexão ponto a ponto, distantes ou em esquemas “back to back”;
- Conexão de sistemas fracos;
- Alimentação de cargas isoladas (por exemplo plataformas *off shore*);
- Conexão de sistemas assíncronos;
- Conexão de fazendas eólicas à rede.

Por ser o foco de interesse deste trabalho, pode ser citado como exemplo de um VSC-CCAT o esquema em operação o sistema *Eagle Pass*, que interliga o México aos Estados Unidos através de um VSC em configuração “back to back” [13]. A tensão e a corrente no elo CC são de  $\pm 15,9$  kV e 1,1 kA, respectivamente, enquanto a potência é de 36 MVA. O objetivo do projeto foi amenizar os problemas de instabilidade de tensão e permitir o fluxo de potência nos dois sentidos entre os Estados Unidos e o México.

Este sistema se mostrou bastante versátil, pois além da operação como elo CC permite também a utilização dos conversores como STATCOMs (compensador de reativos), podendo também operar com fatores de potência intermediários.

A opção a ser analisada ao longo desta dissertação é a de conectar a microrrede ao sistema elétrico principal através da topologia VSC em “back-to-back” (VSC-BTB), isto é, com dois conversores ligados entre si através de um elo de corrente contínua, podendo operar com fluxo bidirecional de potência. Sendo assim, ao mesmo tempo em que a microrrede representa uma rede independente da rede principal, ela interage com a mesma através dos controles associados ao conversor que as conecta. Em linhas gerais, esta topologia permitiria que houvesse maior independência e controlabilidade entre as duas redes. Nesta aplicação, o VSC-BTB pode oferecer as seguintes vantagens em relação às conexões convencionais:

- Controle de intercâmbio de potência ativa entre ambas as redes;
- Controle independente da potência reativa solicitada em regime permanente ou diante de, por exemplo, eventos de curto-circuito;
- Utilização do conversor como filtro ativo na compensação de cargas não lineares e/ou desbalanceadas;
- Fazer com que a tensão CA no ponto de conexão comum<sup>2</sup> se mantenha controlada;
- Possibilitar que a microrrede permaneça conectada à rede principal em caso de oscilações de frequência em um dos lados ou em ambos os lados (conexão assíncrona).

Um esquema simplificado de conexão VSC-BTB está representado na Figura 1-2.

---

<sup>2</sup> Nesta dissertação, ponto de conexão comum (PCC) é definido como o ponto onde o VSC-BTB se conecta à microrrede e à rede. Mais adiante, serão definidos dois pontos de conexão comum – um deles localizado na conexão da microrrede e o outro na conexão da rede principal.

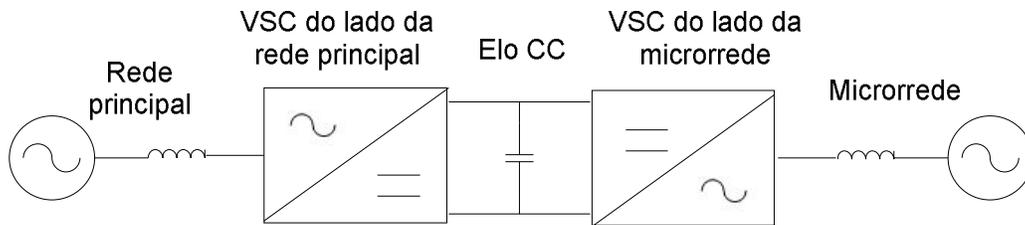


Figura 1-2 - Conexão VSC-BTB

Em contrapartida, podem ser citadas as seguintes desvantagens deste tipo de conexão:

- Em caso de ocorrência de curto-circuito no lado CC, é necessário abrir os disjuntores do lado CA para extingui-lo. Isso ocorre porque, nesta situação, os diodos em anti-paralelo das chaves (conforme configuração da Figura 2-2) continuam conduzindo corrente, ainda que os IGBTs estejam bloqueados. Por outro lado, caso a conexão seja feita através de uma ponte de tiristores, haverá atuação dos mesmos no sentido de extinguir o curto por meio da atuação do controle e proteção nas válvulas;
- Possui esquema de controle relativamente complexo.

### 1.3 Identificação do problema

Como citado no item anterior, em muitos artigos sobre topologia e funcionamento das microrredes (como por exemplo em [5] [14] [15] [16]), a representação da conexão das mesmas com a rede principal é feita através de disjuntores ou chaves estáticas. Embora a chave estática seja um pouco mais sofisticada que um disjuntor comum, eventuais perturbações na rede principal causarão grandes impactos na microrrede que, dependendo da situação, podem vir a causar até mesmo a desconexão da mesma.

O problema estudado ao longo deste trabalho consiste na análise da conexão VSC-BTB de uma microrrede à rede principal, tanto em regime permanente quanto transitório. Por questão de simplificação (que será explicada com detalhes mais adiante), a microrrede não terá representação individual de suas fontes de energia. Assim como a rede principal, a microrrede será representada por meio de um equivalente de Thévenin (impedância atrás de uma fonte). Neste contexto, alguns problemas foram abordados:

- Conexão/desconexão de diversos tipos de carga na microrrede;
- Utilização do conversor para compensação de potência reativa e consequente controle de tensão;
- Análise da distorção harmônica da tensão nos pontos de conexão comum;
- Estudos dos efeitos de afundamento de tensão e curto-circuito em alguns pontos da microrrede e da rede.

É importante ressaltar que o modelo apresentado para a microrrede não inclui o *droop* no sistema de controle para a frequência e tensão. No caso da frequência, o *droop* consiste na característica  $f$  (frequência) x  $P$  (potência ativa) de cada gerador que compõe a microrrede. Esta característica  $f \times P$ , que pode ser entendida como curva de estatismo de cada máquina, reflete a maneira pela qual cada microgerador responde (em termos de variação de potência ativa) a oscilações de frequência. Durante estas oscilações, é necessário que cada gerador ajuste sua potência gerada para que se garanta um novo ponto de operação em frequência constante.

Um exemplo de *droop* de frequência está indicado na Figura 1-3 [5]. Neste exemplo, está representado o comportamento de dois geradores dentro da microrrede.

Estes geradores possuem capacidades de geração indicadas por  $P_{1max}$  e  $P_{2max}$ . Cada gerador possui um estatismo característico, definido pelas duas retas inclinadas. Este estatismo determina a maneira pela qual cada fonte responde a uma variação de potência dentro da microrrede.

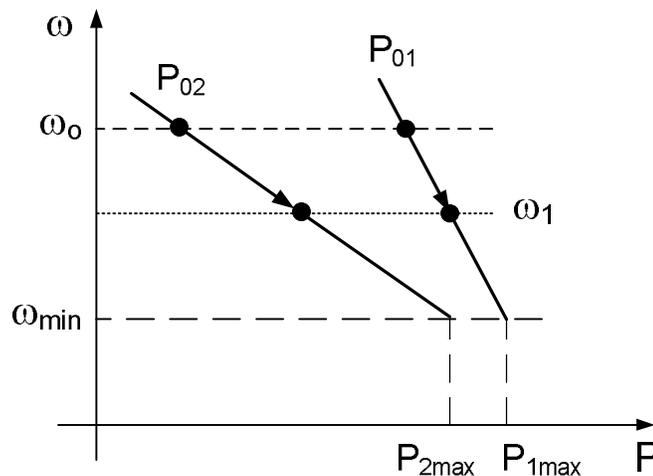


Figura 1-3 – Controle de *droop* de frequência e potência ativa

Inicialmente, estas fontes estão operando com potências iguais a  $P_{01}$  e  $P_{02}$  e frequência igual a  $\omega_0$ . Entretanto, em um eventual aumento na demanda de potência, as duas fontes tendem a operar transitoriamente em frequências diferentes, o que faz com que busquem um ponto de operação numa frequência mais baixa, indicada por  $\omega_1$ . Cabe ressaltar que, neste exemplo, a fonte 2 aumentou mais a sua potência gerada para atender a este aumento na demanda.

O controle de *droop*, por sua vez, garante que as duas fontes operem a uma frequência mínima ( $\omega_{\min}$ ), que corresponde às capacidades máximas de cada gerador. Entretanto, para que o conjunto dos geradores volte a operar na frequência nominal, é necessária a atuação de um controle secundário do tipo CAG (Controle Automático de Geração).

De forma análoga, no caso da tensão, o *droop* consiste na característica  $V$  (tensão) x  $Q$  (potência reativa) correspondente à corrente reativa do gerador. Um exemplo de *droop* de tensão está indicado na Figura 1-4 [5].

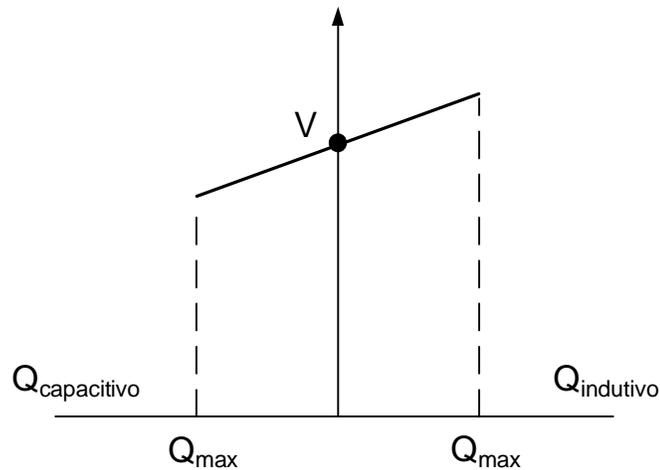


Figura 1-4 – Controle de *droop* de tensão e potência reativa

De acordo com a Figura 1-4, à medida que a corrente reativa (que corresponde a uma potência reativa associada) gerada pelo microgerador se torna mais capacitiva, a tensão que está sendo controlada aumenta. Nesta situação, o *droop* atua no sentido de reduzir esta tensão. Por outro lado, à proporção que a corrente se torna mais indutiva, a

tensão diminui, logo neste caso o controle de *droop* age de forma a aumentar a tensão terminal.

Logo, variações na corrente reativa do gerador (e consequentemente na potência reativa) de acordo com a característica desta curva, provocarão variações na tensão local. Cabe lembrar que a potência reativa indicada como  $Q_{\max}$  está limitada pela relação entre a potência aparente ( $S_{\text{conv}}$ ) e ativa do conversor ( $P_{\text{conv}}$ ), isto é,  $Q_{\max} = \sqrt{S_{\text{conv}}^2 - P_{\text{conv}}^2}$ .

Em [17], a ideia do *droop* é utilizada para propor uma otimização de recursos dentro da microrrede. Em, [18] é analisado o impacto do *droop* e da reserva primária de potência na estabilidade da microrrede. De acordo com [19], em modo de rede isolada, os microgeradores participam na regulação de tensão e frequência usando o conceito de *droop* de frequência e tensão.

No entanto, no caso do modelo utilizado neste trabalho, tem-se como premissa que os geradores da microrrede possuem frequência constante e que a microrrede em si possui um sistema de comunicação altamente confiável. Desta forma, indo um pouco mais além, pode-se pensar na ideia da *Smart Grid*, citada na Seção 1.1. Uma infraestrutura de comunicação interessante é proposta em [17].

## 1.4 Objetivos do trabalho

Este trabalho tem como objetivo analisar a conexão de uma rede principal a uma microrrede utilizando o VSC-BTB. Dentre as principais vantagens deste tipo de conexão, destacam-se a independência do controle de potência ativa e reativa (o segundo obtido por meio do controle de tensão), bidirecionalidade do fluxo de potência e desacoplamento dinâmico das áreas conectadas.

Caso haja, por exemplo, um curto-circuito na rede principal, o VSC-BTB minimizará os efeitos dos transitórios “vistos” pela microrrede. Isto poderia evitar que a microrrede, que sob o ponto de vista de sistemas de potência pode ser interpretada como geração distribuída, se desconectasse da rede diante de perturbações quaisquer.

Outro exemplo é a característica de independência do controle de potência ativa e reativa. Esta pode ser usada quando se deseja que o conversor seja utilizado como compensador de potência reativa, porém cabe lembrar que isto poderá ocorrer desde que

a operação esteja dentro dos limites de capacidade do conversor. Caso o mesmo esteja controlando a potência ativa total (ou seja, trabalhando com potência ativa igual a sua potência aparente), não haverá margem para controle de potência reativa.

A fim de mostrar estes e outros aspectos desta conexão e seus respectivos impactos nas redes envolvidas, foi desenvolvido e simulado um modelo simplificado no software de simulação de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC.

## 1.5 Sumário

Esta dissertação está estruturada em cinco capítulos.

No Capítulo 1 (*Introdução*), foi feita inicialmente a contextualização do tema a ser abordado (Seção Aspectos Gerais). Em seguida, foram apresentadas a motivação para o trabalho, identificação do problema a ser abordado e objetivos da dissertação como um todo.

No Capítulo 2 (*Controle do Conversor*), é dado todo o embasamento teórico do trabalho, que inclui as considerações acerca da representação das redes e todo o detalhamento do controle e operação do VSC-BTB.

Como o próprio nome diz, no Capítulo 3 (*Simulações em Regime Permanente*) são apresentados os resultados de regime permanente obtidos por meio de simulações computacionais do sistema considerado. O objetivo principal deste Capítulo é de mostrar o funcionamento do controle do conversor basicamente por meio de variações em degrau nas correntes, ressaltando sua versatilidade de operação.

Já no Capítulo 4 (*Análise de Perturbações no Sistema*), é mostrado o comportamento do sistema diante de perturbações aplicadas ao mesmo. Estas perturbações correspondem a um desequilíbrio de carga da microrrede e à aplicação de curto-circuito na rede principal.

Finalmente, no Capítulo 5 (*Conclusões*) é feito um retrospecto simplificado dos principais resultados obtidos ao longo do trabalho, bem como a análise destes resultados. De forma a complementar e aperfeiçoar o estudo realizado, são também citadas algumas sugestões de trabalhos futuros dentro do tema abordado.

# Capítulo 2 – Controle do Conversor

Neste capítulo, será apresentada a topologia do conversor, bem como a representação de ambas as redes e a estratégia de controle utilizada no modelo do conversor.

Mais especificamente, será detalhado o VSC conectado a cada uma das redes, como também o controle PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso) utilizado no chaveamento do mesmo.

Será justificada a maneira pela qual ambas as redes estão representadas. Este capítulo também abordará o dimensionamento do filtro CA utilizado. Ao final do mesmo, a estratégia de controle que foi implementada será detalhadamente apresentada. Além disso, para efeitos de comparação, será citada a estratégia de controle pensada inicialmente para o modelo e, por fim, justificada a escolha da alternativa adotada.

## 2.1 Representação das redes

O modelo simulado no PSCAD é composto de duas redes conectadas através de um VSC-BTB. Ambas as redes têm fontes de tensão aterradas (portanto as redes são sistemas a quatro condutores) com valor eficaz igual a 220 V entre fases. Considerando esta tensão, a potência nominal do VSC-BTB, neste trabalho, foi escolhida igual a aproximadamente 50 kVA (maiores detalhes serão mostrados na próxima Seção).

Por simplificação, tanto a rede principal quanto a microrrede são representadas através de um equivalente de Thévenin (fonte em série com uma impedância). Foi considerado também que a fonte possui frequência constante. Numa representação detalhada, a microrrede estaria representada por cargas e fontes dispersas, fontes estas que, como dito anteriormente, poderiam ser as mais diversas possíveis, tais como geradores eólicos, células solares, células a combustível, microturbinas, assim como

armazenadores de energia como baterias, SMES (*Superconducting Magnetic Energy Storage*), etc.

Todavia, para que haja essa representação completa, precisam ser estudadas algumas questões que não fazem parte do escopo deste trabalho, dentre elas o problema do gerenciamento de potência dentro da microrrede (que é mostrado em [20]) e o controle do *droop* de frequência e tensão, ambos apresentados em [17]. A fim de definir a parcela de participação de cada fonte no suprimento às cargas (tanto em regime permanente quanto transitório) e de garantir a manutenção do balanço interno carga/geração, é necessário que haja um controle dentro da microrrede que atue como um controlador de despacho para os geradores despacháveis, assim como um sistema de corte de carga. Analogamente, guardadas as proporções, esse gerenciamento de potência pode ser comparado ao papel do ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico) no SIN (Sistema Interligado Nacional).

## 2.2 Modelo e topologia do conversor

O conjunto do conversor VSC-BTB é composto essencialmente de dois conversores VSC a três condutores em ponte trifásica, um capacitor CC, filtros CA e reatores. A Figura 2-1 mostra a representação unifilar de um dos lados do conversor. O outro lado é idêntico e simétrico a este (com exceção da carga), tomando-se como referência o elo CC. Estão representadas a indutância do conversor ( $L_c$ ), a resistência do cabo ( $R_c$ ), o filtro CA utilizado ( $R_f$ ,  $L_f$  e  $C_f$ ), a resistência ( $R_s$ ) e a indutância da fonte ( $L_s$ ). Também estão indicadas a tensão da microrrede ( $V_{MR}$ ) e a carga da mesma ( $Z$ ).

Mais adiante, no Capítulo 3, serão definidas as nomenclaturas dos pontos de conexão comum (PCC). Para a microrrede, foi adotado PCC1 e, para a rede, PCC2.

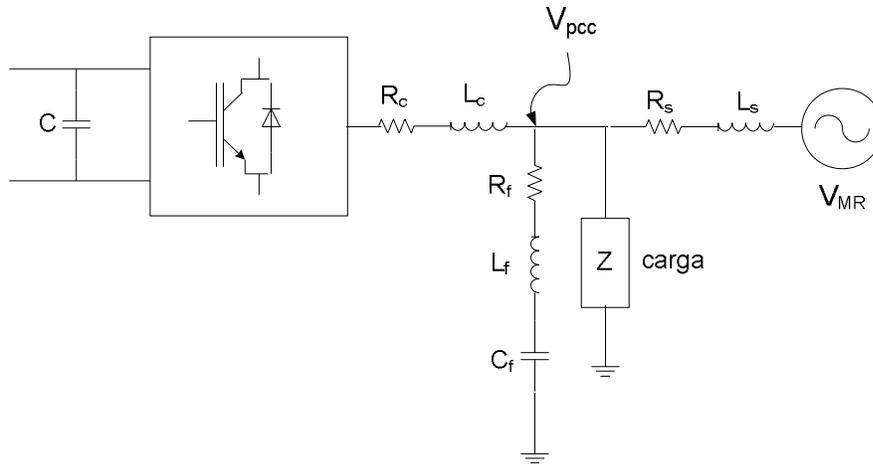


Figura 2-1 – Representação unifilar da rede CA do lado da microrrede

O capacitor C tem a função de garantir a tensão do elo CC “constante” durante transitórios, necessária para a operação do VSC. Manter a tensão no elo CC constante é essencial para que se garanta um *ripple* de tensão dentro de limites aceitáveis, para que sejam minimizados os efeitos dos harmônicos do chaveamento no circuito e a fim de manter estáveis os controles de corrente do conversor.

O filtro CA tem o objetivo de não permitir que os harmônicos de alta frequência provenientes do chaveamento dos semicondutores se propaguem pela rede. Neste trabalho, os dois filtros passa-baixa (um do lado da rede e o outro do lado da microrrede) têm o objetivo de atenuar os harmônicos presentes na forma de onda da tensão no ponto de conexão comum ( $V_{pcc}$ ). Os mesmos foram dimensionados para atenuar as componentes harmônicas de forma que o THD (*Total Harmonic Distortion – Distorção Harmônica Total*) seja inferior a 5% [21]. Mais detalhes acerca do projeto destes filtros serão mostrados na Seção 2.4.

Os reatores na saída do conversor têm o papel de auxiliar na filtragem da tensão no  $V_{pcc}$ , bem como de ajudar no controle de corrente do conversor (que será detalhado na Seção 2.5).

Na Figura 2-2, tem-se a representação da ponte trifásica composta de IGBTs, com seus respectivos sinais de controle de disparo indicados ( $G_{1\_inv}$ ,  $G_{2\_inv}$ ,  $G_{3\_inv}$ ,  $G_{4\_inv}$ ,  $G_{5\_inv}$  e  $G_{6\_inv}$ ).

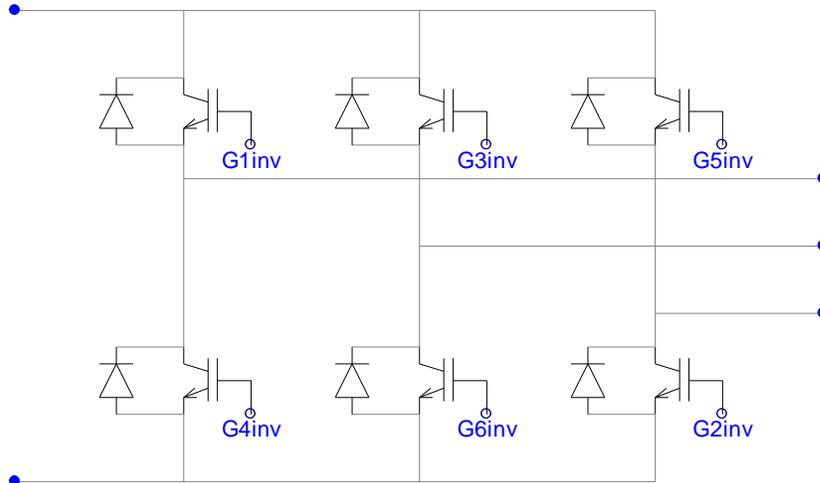


Figura 2-2 – Ponte conversora do lado da microrrede

### 2. 2. 1 Definição da potência nominal do conversor e capacitância do elo CC

No sistema VSC-BTB desta dissertação, foi escolhida a potência nominal de 50 kVA para o conversor. Esta escolha baseia-se no nível de tensão de conexão da microrrede (220 V entre fases) e na limitação de corrente dos IGBTs das pontes conversoras.

Desta forma, tem-se por fase:

$$S_{3\varphi} = 50 \text{ kVA} \therefore S_{1\varphi} = \frac{50}{3} = 16,66 \text{ kVA} = S_{base} \quad (2.1)$$

$$V_{base} = \frac{220}{\sqrt{3}} = 127 \text{ V} \quad (2.2)$$

$$Z_{base} = \frac{V_{base}^2}{S_{base}} = \frac{127^2}{16,66(10^3)} = 0,968 \Omega \quad (2.3)$$

$$I_{base} = \frac{V_{base}}{Z_{base}} = \frac{127}{0,968} = 131,23 \text{ A} \quad (2.4)$$

Cabe lembrar que  $Z_{base}$  está definido para conexão em estrela.

A corrente  $I_{base}$  corresponde ao módulo da corrente nominal monofásica do conversor. Esta corrente é composta por uma parcela ativa e uma reativa. Neste trabalho, a corrente nominal foi definida considerando fator de potência igual a 0,92 indutivo. A partir desta corrente, foi definida a impedância base do conversor.

A partir da definição da potência nominal do conversor, pode-se então calcular a constante de inércia do mesmo, que é definida pela relação entre a energia armazenada no capacitor e a potência aparente do conversor:

$$H = \frac{1/2 CV_{cc}^2}{S}, \quad (2.5)$$

onde, C é a capacitância do capacitor,  $V_{cc}$  é a tensão nominal do elo CC e S é a potência aparente nominal do conversor. Logo:

$$H = \frac{1/2 (20)(10^{-3})(380^2)}{50(10^3)} = 28,88 \text{ ms}. \quad (2.6)$$

O valor da tensão de referência para o elo CC (380 V) foi obtido multiplicando-se a tensão entre fases RMS do conversor (220 V) por  $\sqrt{2}$  e aplicando-se um fator de 20% a mais, para que se tenha maior margem de controle de tensão para o PWM.

Optou-se por utilizar o cálculo da tensão CC acima mencionado pelo fato de que ele leva a uma tensão CC mais baixa e limita a obtenção de tensões mais altas que a da rede.

Outra maneira de obter a tensão de referência para o elo CC seria utilizando o índice de modulação do PWM. Desta forma, a tensão CC seria função da tensão CA do conversor e do índice de modulação ( $v_{conv(pico)} = m_a \frac{V_{cc}}{2}$ ).

### 2.3 Modulação por Largura de Pulso (PWM) seno-triângulo

A estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) é uma das técnicas mais utilizadas para controlar conversores eletrônicos de potência. Dentre as várias técnicas de modulação PWM existentes, o PWM seno-triângulo é uma das mais usadas e foi a escolhida para este trabalho. O princípio desta estratégia se baseia na comparação de uma onda senoidal de referência com uma onda triangular portadora, de frequência

muito maior que a frequência a ser sintetizada. Quanto maior a frequência da onda portadora, mais simples é o projeto do filtro de eliminação de harmônicos. Por outro lado, maiores são as perdas no conversor em função da alta frequência de chaveamento.

A frequência da portadora triangular determina a frequência de chaveamento do conversor. O sinal de referência (também chamado de sinal de controle) determina a frequência fundamental da forma de onda da tensão CA. A comparação entre estes dois sinais determina os estados das chaves do conversor (conduzindo ou cortando). A fim de exemplificar a aplicação desta lógica, está mostrada na Figura 2-3 a ponte conversora conectada à rede.

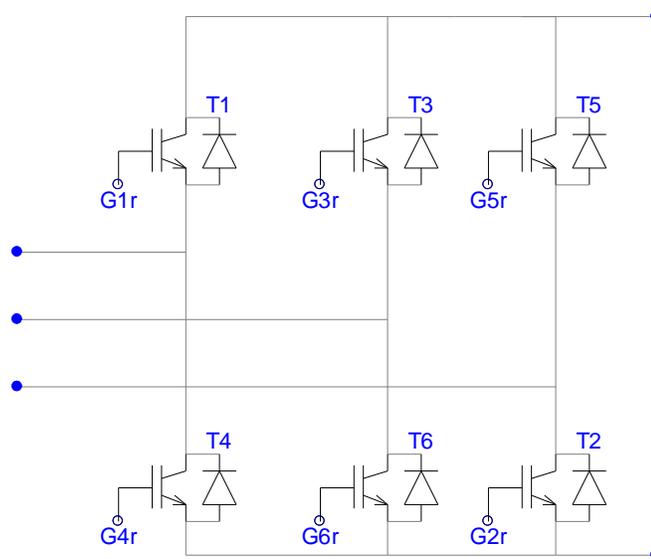


Figura 2-3 – Ponte conversora do lado da rede

Na Figura 2-3,  $G_{1r}$ ,  $G_{2r}$ ,  $G_{3r}$ ,  $G_{4r}$ ,  $G_{5r}$  e  $G_{6r}$  são os sinais de controle de disparo dos IGBTs T1, T2, T3, T4, T5 e T6, respectivamente.

Estes sinais de controle  $G_{1r}$ ,  $G_{2r}$ ,  $G_{3r}$ ,  $G_{4r}$ ,  $G_{5r}$  e  $G_{6r}$  comandam os respectivos IGBTs da ponte conversora. Os IGBTs T1 e T4 controlam a fase “a” da ponte. Quando a referência da fase “a” for maior que a da portadora triangular, o sinal de controle  $G_{1r}$  para T1 será para que o mesmo conduza, enquanto que o sinal de controle  $G_{4r}$  para T4 será para que o corte. Quando a referência da fase “a” for menor que a portadora triangular, o sinal  $G_{1r}$  para T1 será para que o mesmo corte, enquanto que o sinal de referência  $G_{4r}$  será para que T4 conduza.

A mesma lógica de controle ocorre para as fases b e c, envolvendo, respectivamente, os pares de IGBTs T3/T6 e T5/T2.

A razão entre a amplitude da forma de onda de referência e a amplitude entre a forma de onda da portadora triangular define o índice de modulação:

$$m_a = \frac{V_c}{V_{tri}} \quad (2.7)$$

onde,  $V_c$  é a amplitude da tensão de referência e  $V_{tri}$  é a amplitude da portadora triangular.

Quando  $m_a \leq 1$ , o conversor está operando na faixa linear, ou seja, a componente fundamental da tensão de saída varia proporcionalmente com  $m_a$ . Porém, quando  $m_a > 1$ , os picos das tensões de referência excedem o pico da onda triangular. Neste caso, ocorre a chamada sobremodulação e a amplitude da componente fundamental da tensão de saída varia com  $m_a$ , porém de forma não-linear [22].

## 2.4 Dimensionamento do filtro CA

O chaveamento de conversores eletrônicos de potência inevitavelmente faz com que sejam gerados harmônicos na forma de onda sintetizada pelo conversor. Consequentemente, são geradas distorções em maior ou menor grau nessas formas de onda. Sob o ponto de vista de sistemas de potência, estes harmônicos podem causar danos a equipamentos (transformadores e máquinas elétricas) e a cabos elétricos, em função do sobreaquecimento que pode ser gerado nos mesmos. A utilização de filtros CA e de técnicas de controle de chaveamento PWM faz com que os componentes harmônicos indesejáveis sejam bastante minimizados.

Uma das formas mais conhecidas para se medir o nível de distorção harmônica de uma forma de onda é através do THD (cuja expressão de definição encontra-se logo adiante). Uma onda contínua e periódica pode ser decomposta em série de Fourier, que representa uma soma infinita de termos em seno e cosseno. De acordo com [21], o efeito dos harmônicos de tensão num sistema de baixa, média ou alta tensão pode ser obtido por meio da seguinte razão:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 - V_1^2}{V_1^2}} \times 100\% , \quad (2.8)$$

onde,  $n$  é a ordem do harmônico e  $V_n$  é o valor eficaz da tensão harmônica de ordem  $n$ .  $V_1$  corresponde ao valor eficaz da componente fundamental da tensão.

Neste trabalho, o filtro foi projetado com o objetivo de atenuar os harmônicos da forma de onda de  $V_{pcc}$ , fazendo com que nesse ponto de conexão houvesse uma tensão com THD inferior a 5% (ainda de acordo com [21], este percentual é o limite de distorção harmônica para sistemas de tensões inferiores a 69 kV). Para tal, o filtro foi sintonizado para que o pico de ressonância aconteça numa frequência menor que a frequência de chaveamento do conversor, que aqui é de 12 kHz. Esta é a frequência da onda triangular portadora do controle PWM.

Dentre algumas das possíveis configurações para o filtro, foram analisadas três: RC, R em paralelo com L em série com C e RLC série. Considerando os aspectos de atenuação da forma de onda e eficácia na filtragem de  $V_{pcc}$  (avaliada através do THD) e de impacto da dinâmica do filtro no controle do conversor, optou-se pelo filtro RLC série.

A fim de obter os parâmetros do filtro, foi traçado o diagrama de Bode da função de transferência do conversor em relação ao conjunto filtro/fonte. Por questões de simplificação, foi considerado o conversor sem carga neste dimensionamento.

### 2.4.1 Função de transferência

Na Figura 2-4 está representado o trecho do circuito considerado para a obtenção da função de transferência do filtro. As tensões  $V_{MR}$  e  $V_{C1}$  representam, respectivamente, a tensão da microrrede e a tensão de saída do conversor.

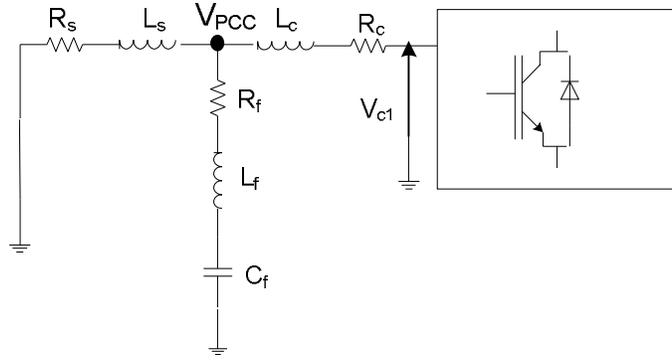


Figura 2-4 – Representação considerada no dimensionamento do filtro

Tem-se então:

$$Z_{filtro} = R_f + sL_f + \frac{1}{sC_f} \quad (2.9)$$

$$Z_{fonte} = R_s + sL_s \quad (2.10)$$

$$Z_{conversor} = R_c + sL_c \quad (2.11)$$

Pode-se escrever a seguinte função de transferência do ponto de conexão comum em relação ao conversor:

$$\frac{V_{PCC}}{V_{c1}} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + Z_c}, \quad (2.12)$$

$$\text{onde: } Z_{eq} = (R_s + sL_s) // \left( R_f + sL_f + \frac{1}{sC_f} \right) \quad (2.13)$$

Desenvolvendo-se a expressão (2.12), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{V_{PCC}}{V_{c1}} &= \frac{(R_s + sL_s)(1 + sC_f(R_f + sL_f))}{R_c + R_s + s(L_c + L_s + C_f R_f R_c + R_s C_f(R_c + R_f)) + s^2 C_f((R_c + R_f)L_s + (R_c + R_s)L_f + (R_f + R_s)L_c) + s^3 C_f(L_f L_s + L_c(L_f + L_s))} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Foi considerado que as duas redes têm potências semelhantes, logo foram utilizados valores bem próximos para a impedância da fonte em ambos os lados. Sendo assim, foram dimensionados os mesmos parâmetros do filtro para ambas as redes.

Em função da potência do conversor ser da ordem de 50 kVA e também com o intuito de melhorar a filtragem da tensão  $V_{pcc}$ , a frequência para a portadora triangular do PWM é de 12 kHz, conforme dito na Seção 2.4.

O filtro foi sintonizado tendo em vista a frequência de ressonância de 12 kHz, isto é, a ideia é que ele tenha impedância nula nesta frequência. Seus parâmetros foram dimensionados para que se obtenha uma atenuação de sinal que proporcione uma limitação do valor de THD da forma de onda de  $V_{pcc}$  em até 5% [21], numa frequência um pouco abaixo de 12 kHz. Considerando estes aspectos, chegou-se aos seguintes parâmetros para o filtro:

$$C_f = 10 \mu F$$
$$L_f = 1,76 \cdot 10^{-5} H$$

Para que fosse verificada a resposta em frequência da função de transferência do filtro, foi traçado no MATLAB o diagrama de Bode da mesma. Inicialmente, considerou-se o valor de  $R_f$  igual a zero e, a partir daí, foram traçados os diagramas para alguns valores de resistência do filtro. A função desta resistência é atenuar o pico de ressonância do filtro, ampliando a margem de frequência de atenuação de harmônicos do mesmo.

As Figuras 2-5, 2-6 e 2-7 mostram o diagrama de Bode para valores de  $R_f$  iguais a zero, 0,3  $\Omega$  e 0,5  $\Omega$ , respectivamente.

Ainda nestes diagramas, foram utilizados os seguintes parâmetros para o circuito considerado:

- $R_s = 0,003 \Omega$
- $L_s = 0,08 \cdot 10^{-3} H$
- $R_c = 0,06 \Omega$ , conforme mostrado na Seção 3.2
- $L_c = 0,3 \cdot 10^{-3} H$ , conforme mostrado na Seção 3.1

Através da Figura 2-5, pode-se notar que, se fosse considerado o filtro LC puro, a margem de atenuação de harmônicos estaria praticamente restrita ao valor exato da frequência de chaveamento do conversor. Desta forma, não se teria uma margem de frequência razoável para atenuação de sinal.

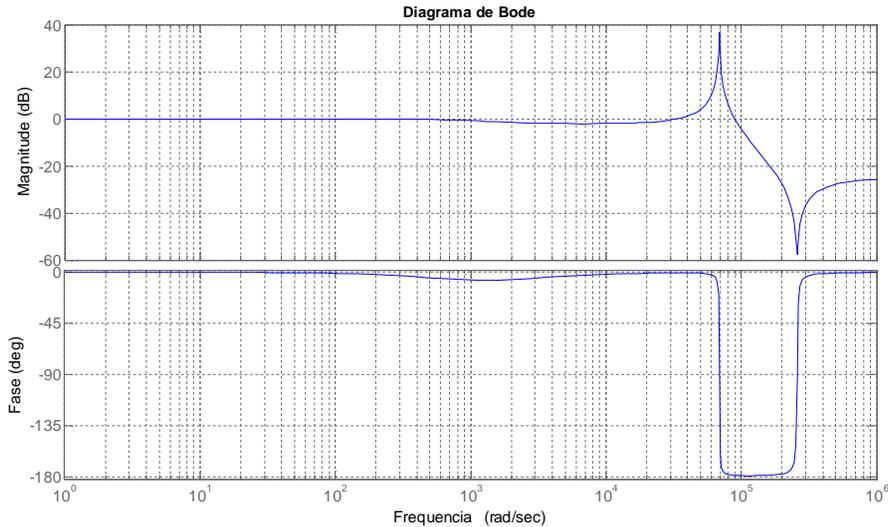


Figura 2-5 – Diagrama de Bode de  $V_{PCC}/V_{C1}$  para  $R_f$  igual a zero

A Figura 2-6 mostra o diagrama para  $R_f$  igual a  $0,2 \Omega$ . Observa-se que este valor de resistência ainda proporciona uma faixa estreita de atenuação do sinal. Ao mesmo tempo, percebe-se que o aumento de  $R_f$  acarreta em diminuição da amplitude de atenuação do sinal (de 90 para aproximadamente 60 dB). Entretanto, pode-se considerar razoável uma atenuação de sinal de 30 dB, pois a mesma proporciona uma redução de 30 vezes no sinal:

$$\text{Atenuação} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 30 \therefore \log \frac{V_2}{V_1} = 1,5 \therefore \frac{V_2}{V_1} = 31,6 \quad (2.15)$$

onde, neste trabalho,  $V_1$  e  $V_2$  são as tensões no PCC antes e após a atenuação, respectivamente.

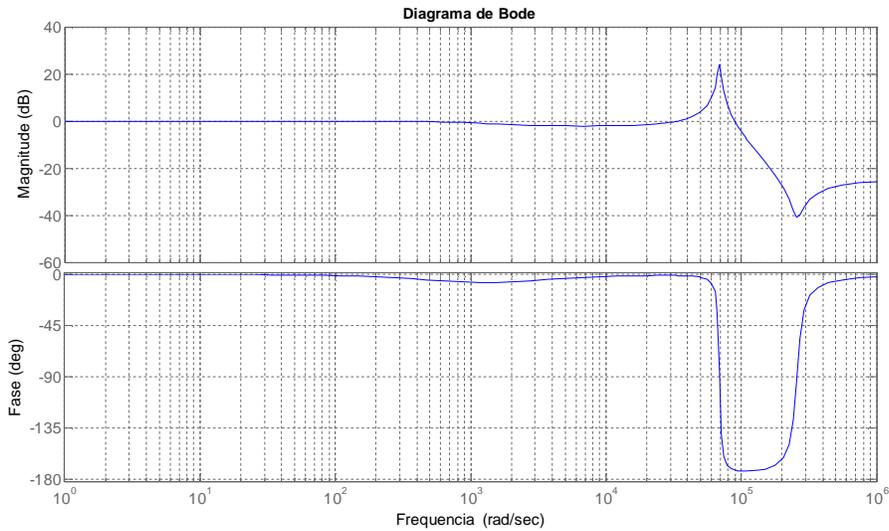


Figura 2-6 – Diagrama de Bode de  $V_{PCC}/V_{C1}$  para  $R_f$  igual a  $0,3 \Omega$

A Figura 2-7 apresenta o mesmo diagrama, porém considerando  $R_f$  igual a  $0,5 \Omega$ . Nesta situação, a amplitude da atenuação sofreu nova redução (de 60 para aproximadamente 40 dB), todavia a margem do pico da ressonância aumentou em relação ao gráfico anterior.

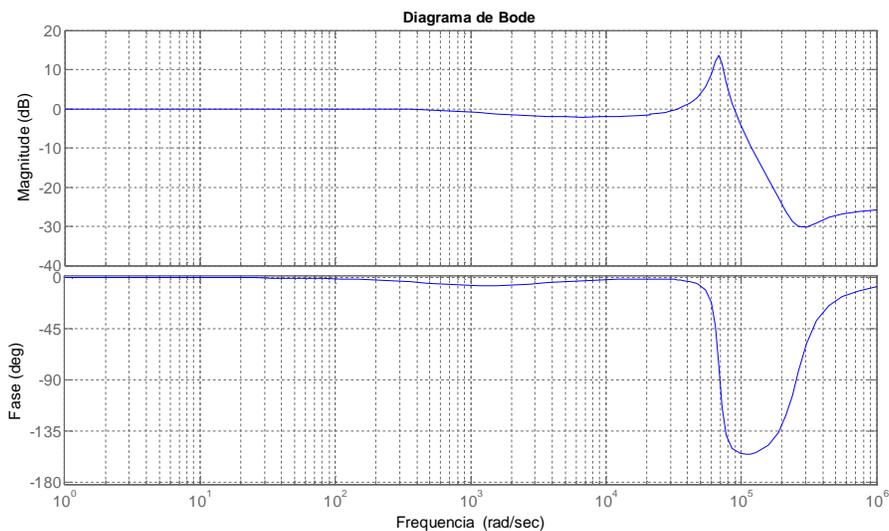


Figura 2-7 – Diagrama de Bode de  $V_{PCC}/V_{C1}$  para  $R_f$  igual a  $0,5 \Omega$

Logo, foi escolhida a resistência de  $0,5 \Omega$  para o filtro CA utilizado em ambas as redes.

Através do gráfico do módulo da Figura 2-7, observa-se que a máxima atenuação do sinal é de aproximadamente 40 dB e que este ponto está bem próximo da frequência de ressonância do filtro:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{1,76 \cdot 10^{-5} (10 \cdot 10^{-6})}} = 75377 \text{ rad/s} \quad (2.16)$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{75377}{2\pi} = 12 \text{ kHz} \quad (2.17)$$

## 2.5 Estratégia de controle

A estratégia de controle do VSC-BTB foi implementada de forma que a ponte conversora do lado da rede é responsável pelo controle da tensão no elo CC e a conversora do lado da microrrede é responsável pelo controle de potência ativa e tensão no  $V_{pcc}$  (este controle de tensão proporciona, indiretamente, o controle de potência reativa). O controle do chaveamento dos dois conversores foi feito utilizando-se a modulação por largura de pulso (PWM).

Inicialmente, foi implementado o controle de potência ativa usando um controle escalar, porém, pelo fato dessa estratégia não permitir, durante transitórios, independência no controle das potências ativa e reativa, optou-se por utilizar a estratégia de controle vetorial de corrente. Por meio deste controle de corrente, é possível controlar a potência ativa e a tensão de forma desacoplada.

### 2.5.1 Controle de tensão no elo CC

O controle da tensão no elo CC é feito pelo conversor conectado do lado da rede principal, por meio de controle escalar. Essencialmente, o controle consiste na

comparação de  $V_{cc}$  (tensão no elo CC) medida com a referência  $V_{cc}^*$ . O resultado desta comparação gera um sinal de erro, que por sua vez passa por um controlador PI (proporcional-integral)<sup>3</sup> e gera um sinal  $\delta$ . Este sinal representa o ângulo de potência entre o conversor e a rede. O diagrama de blocos básico deste controle está mostrado na Figura 2-8.

Os parâmetros de ganho e constante de tempo utilizados neste PI foram, respectivamente:  $k=40$  e  $T=0,1$  ms. Os mesmos foram ajustados de forma manual, ou seja, utilizando-se o método da tentativa e erro.

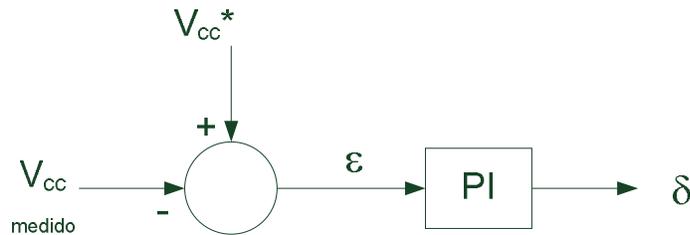


Figura 2-8 – Diagrama de blocos do controle de  $V_{cc}$

A partir do sinal de ângulo  $\delta$ , são geradas as senóides de referência de tensão para as três fases do conversor do lado da rede. O diagrama esquemático utilizado no PSCAD para a obtenção destas referências está mostrado na Figura 2-9.

A tensão de referência para o controle do elo CC é de 380 V, conforme mostrado na Seção 2.1.1.

---

<sup>3</sup> Os controladores do tipo PI são bastante utilizados em sistemas de controle. A função desse controlador é garantir (para sinais contínuos em regime permanente) que o erro da saída seja igual a zero em regime permanente.

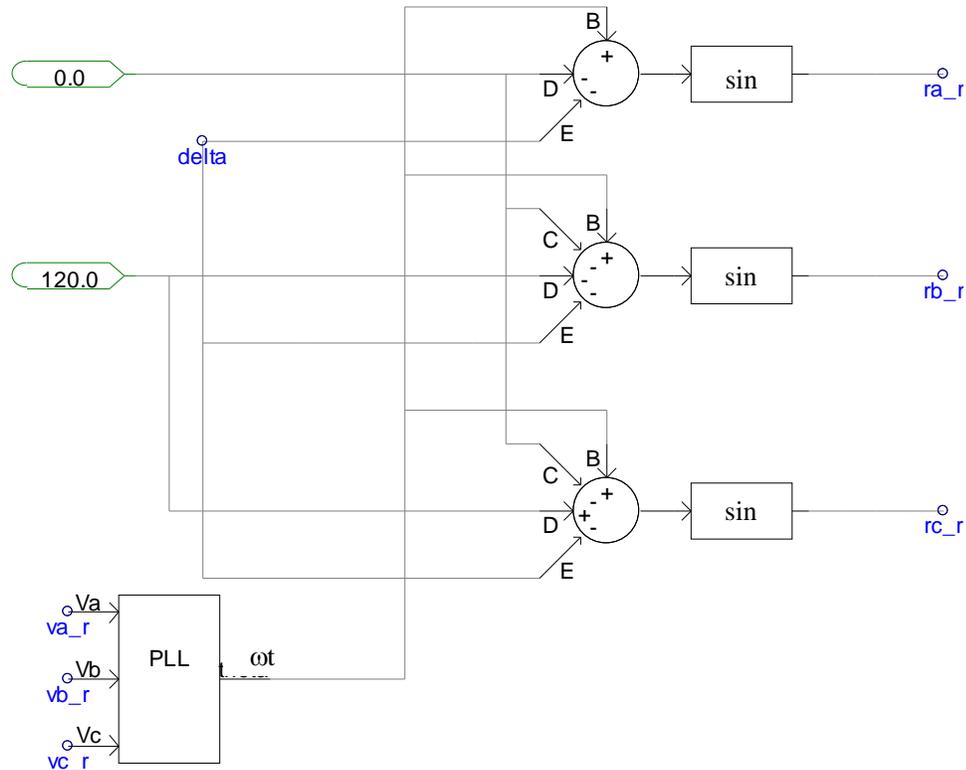


Figura 2-9 – Esquema de geração das tensões de referência para o VSC do lado da rede

Na Figura 2-9, tem-se:

- $\delta$ : ângulo de potência gerado pelo controlador PI de tensão do elo CC;
- $va_r$ ,  $vb_r$  e  $vc_r$ : tensões da fonte da rede principal;
- $\theta(\omega t)$ : ângulo estimado da componente de sequência positiva das tensões trifásicas da rede;
  - $ra_r$ ,  $rb_r$  e  $rc_r$ : senóides de referência para o PWM;
  - PLL (*Phase Locked Loop*): detecta o ângulo  $\theta$  da componente de sequência positiva da tensão da rede.

A saída do controlador PI ( $\delta$ ) corresponde a um sinal de ângulo que entra num somador em cada uma das três fases. Também entram neste somador os respectivos ângulos de defasagem entre a, b e c ( $0^\circ$ ,  $-120^\circ$  e  $120^\circ$ ), juntamente com os ângulos provenientes do circuito PLL. O PLL é utilizado com o objetivo de detectar o ângulo da componente de sequência positiva da tensão da rede.

A combinação destes sinais forma o argumento das tensões de referência para o controle PWM do conversor. Estas referências que possuem frequência igual a da sequência positiva da rede, por sua vez, são comparadas com uma onda portadora triangular de 12 kHz de frequência. O resultado desta comparação, a cada instante, gera os sinais de disparo para cada um dos seis IGBTs que compõem a ponte conversora. Estes sinais de referência de tensão são gerados com amplitude unitária, pois estão ajustados à amplitude da portadora triangular.

Essencialmente, estes sinais de disparo seguirão a lógica do controle da tensão no elo CC: quando a potência flui no sentido de carregar o capacitor do elo CC, haverá um aumento da tensão nos terminais do mesmo. Por outro lado, se a potência flui no sentido de descarregar o capacitor, haverá uma diminuição da tensão nos terminais do mesmo.

### **2.5.2 Controle de potência ativa e reativa do conversor do lado da microrrede**

Conforme dito anteriormente, pensou-se de início em utilizar o controle escalar (também chamado de controle direto em [12]) também para controlar a potência ativa e a reativa no conversor do lado da microrrede. Foram feitas então algumas simulações no PSCAD, na tentativa de implementar primeiramente o controle de potência ativa. Entretanto, com base nos resultados destas simulações e de algumas considerações de [12], constatou-se que esta estratégia não permitiria que o controle de fluxo e de tensão (indiretamente de potência reativa) fosse feito de forma desacoplada durante transitórios. Isto ocorre porque, nesta estratégia, o conversor do lado da microrrede está operando como fonte de tensão.

## 2.5.2.1 Controle vetorial de corrente

O controle vetorial de corrente permite que as potências ativa e reativa sejam controladas de forma desacoplada uma da outra, inclusive durante transitórios. Com a atuação individual das correntes ativa e reativa e a estratégia baseada no princípio de conversor fonte de corrente, é possível controlar potência ativa e reativa de forma independente.

Através da utilização da Transformada de Park (que será detalhada na próxima Seção) para a decomposição das correntes das fases a, b e c, é possível fazer com que o controle atue apenas no sentido de alterar a potência ativa ou reativa. Esta atuação irá determinar o chaveamento do VSC conectado à microrrede.

O controle de potência ativa do conversor foi projetado de forma a permitir bidirecionalidade da potência. Considerando a configuração VSC-BTB deste trabalho, isto quer dizer que tanto o VSC conectado à rede quanto o VSC conectado à microrrede podem atuar como retificador ou inversor, dependendo do sentido da corrente no elo CC.

### 2.5.2.1.1 Transformada de Park

A Transformada de Park é utilizada no controle vetorial com o objetivo de converter um sistema trifásico de correntes ou tensões em um sistema de dois vetores ortogonais (dq0), que gira em sincronismo com a frequência da rede.

Cabe lembrar que, como o controle de corrente será aplicado às correntes do conversor, não haverá presença da componente “0”. Entretanto, se a Transformada fosse aplicada a um sistema a quatro fios, esta componente não poderia ser nula.

De uma forma mais geral, as Transformadas direta e inversa de Park são dadas por (2.18) e (2.19), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

onde o ângulo  $\theta$  corresponde ao ângulo de fase das tensões de alimentação, detectado pelo PLL. A Figura 2-10 ilustra a disposição dos eixos dq em relação aos eixos abc.

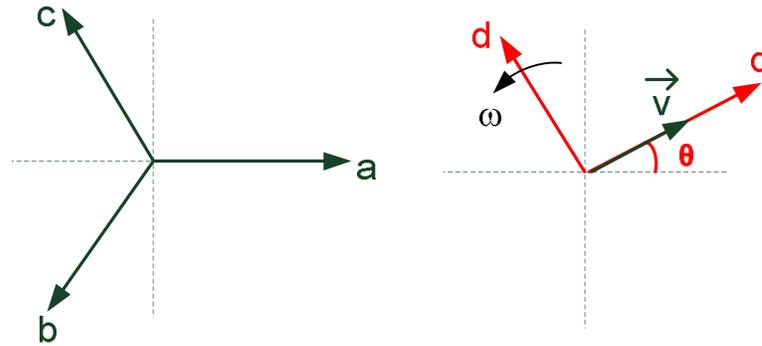


Figura 2-10 – Disposição dos eixos abc fixos e dq girantes

Na Figura 2-10 está indicada a orientação dos eixos girantes dq em relação aos estáticos abc. Observa-se que o eixo q está atrasado de  $90^\circ$  em relação ao eixo d. Além disso, o eixo q está alinhado com o vetor tensão, conforme será detalhado na próxima Seção.

A Equação (2.18) indica uma constante multiplicando a matriz de transformação abc/dq0. Em [23] é feita uma pequena demonstração que justifica a escolha desta constante. Considerando a transformada que calcula as correntes  $i_d$  e  $i_q$  em função das correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ :

$$i_d = k_d [i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c \cos(\theta + 2\pi/3)] \quad (2.20)$$

$$i_q = -k_q [i_a \sin \theta + i_b \sin(\theta - 2\pi/3) + i_c \sin(\theta + 2\pi/3)] \quad (2.21)$$

Considerando o sistema equilibrado:

$$\begin{aligned}
i_a &= I_m \sin \omega t \\
i_b &= I_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\
i_c &= I_m \sin(\omega t + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Substituindo (2.22) em (2.20), tem-se:

$$\begin{aligned}
i_d &= k_d \left[ I_m \sin \omega t \cos \theta + I_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
&= k_d \frac{3}{2} I_m \sin(\omega t - \theta)
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Desta forma, se o valor de  $k_d$  for igual a  $2/3$  o valor de pico de  $i_d$  coincide com o valor de  $I_m$ . De forma análoga, tem-se para o eixo  $q$ :

$$i_q = k_q \frac{3}{2} I_m \cos(\omega t - \theta) \tag{2.24}$$

Neste caso, este mesmo raciocínio pode ser aplicado aos sinais de tensão.

Ainda em [23] e a partir das relações anteriores, é feita uma demonstração matemática que chega às seguintes relações:

$$\begin{aligned}
P_{dq0} &= v_d i_d + v_q i_q \\
Q_{dq0} &= v_d i_q - v_q i_d \\
P_{abc} &= \frac{3}{2} P_{dq0} \\
Q_{abc} &= \frac{3}{2} Q_{dq0}
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Isto significa que a multiplicação da matriz de transformação de coordenadas abc/dq0 pela constante  $2/3$  faz com que a transformada seja **variante** em potência. O PSCAD também utiliza intrinsecamente (2.18) e (2.19) em seus blocos de transformada direta e inversa de Park, respectivamente.

Cabe ressaltar que existe também uma transformada alternativa, que utiliza a constante  $\sqrt{2/3}$  para multiplicar as respectivas matrizes de transformação. Desta forma, a transformada abc/dq0 (ou vice-versa) se torna **invariante** em potência.

### 2.5.2.1.2 Princípio de operação do controle vetorial

Foi considerado como premissa que a microrrede possui ao menos uma fonte interna, pois o controle do VSC do lado da microrrede opera como fonte de corrente. Caso a microrrede não tenha esta fonte (que poderia ser, por exemplo, um gerador a diesel) que garanta o mínimo de geração interna, será necessário modificar a estratégia de controle utilizada para adaptá-la a conversor fonte de tensão. Esta geração da microrrede também será responsável por garantir a manutenção interna da frequência.

Conforme mencionado em seções anteriores, o controle vetorial de corrente tem como objetivo manter controladas as correntes nos eixos q e d, que correspondem às potências ativa e reativa (indiretamente, tensão no PCC) do conversor conectado à microrrede.

A base do controle vetorial é o desacoplamento entre as variáveis que estão sendo controladas. Neste trabalho, a tensão da microrrede encontra-se alinhada com o eixo q ( $v_q$ ). Logo, idealmente, a componente  $v_d$  seria nula e, de acordo com as Equações (2.26), a potência ativa seria função somente de  $i_q$ , enquanto a potência reativa seria função somente de  $i_d$ .

Nas simulações, os valores de referência (indicados com um \*) para as correntes em coordenadas dq são impostos. O valor de  $i_d^*$  é obtido pelo controle de tensão no PCC (de acordo com a Figura 2-11).

Os parâmetros de ganho e constante de tempo utilizados no caso deste PI foram, respectivamente:  $k=30$  e  $T=1$  ms. Assim como no caso dos PIs anteriores, os mesmos foram ajustados de forma manual, ou seja, utilizando-se o método da tentativa e erro.

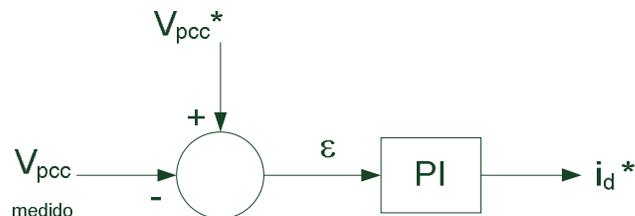


Figura 2-11 – Obtenção do sinal de corrente  $i_d^*$

O valor de  $V_{pcc}$  medido é calculado utilizando o conceito de valor agregado ou valor coletivo, expresso por:

$$V_{pcc} = \sqrt{v_{pcca}^2 + v_{pccb}^2 + v_{pccc}^2}, \quad (2.26)$$

onde  $v_{pcca}$ ,  $v_{pccb}$  e  $v_{pccc}$  são as tensões instantâneas no ponto de conexão das respectivas fases a, b e c. Caso as tensões de fase estejam balanceadas, o valor coletivo das três fases coincide com o valor RMS entre fases da tensão no PCC, ou seja, 220 V ( $127\sqrt{3}$ ).

Feito o cálculo de  $V_{pcc}$ , este sinal passa ainda por um filtro passa baixa de primeira ordem do tipo Butterworth (tendo sido utilizada frequência de corte de 120 Hz, que corresponde a 10% da frequência de chaveamento), com o objetivo de suavizar a oscilação presente.

Aqui neste trabalho, está sendo considerado que a corrente  $i_q^*$  é determinada pelo despacho interno que deve haver na microrrede. Nas simulações, o valor de  $i_q^*$  pode ser alterado em qualquer instante após a inicialização do controle (Figura 2-12), desde que o módulo resultante das duas componentes não ultrapasse a corrente nominal do conversor.

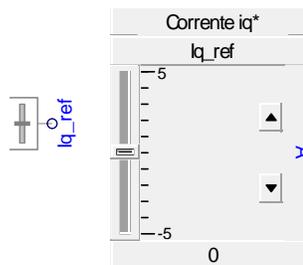


Figura 2-12 – Sinal de referência de  $i_q$

Num caso real, esta variação nos valores de referência das correntes representa o efeito de uma variação de carga do conversor. Nesta situação, o gerenciador de potência da microrrede (mencionado na Seção 2.1) seria o responsável por determinar como cada fonte individualmente responderia por essa variação.

O diagrama em blocos do controle vetorial de corrente está indicado na Figura 2-13.

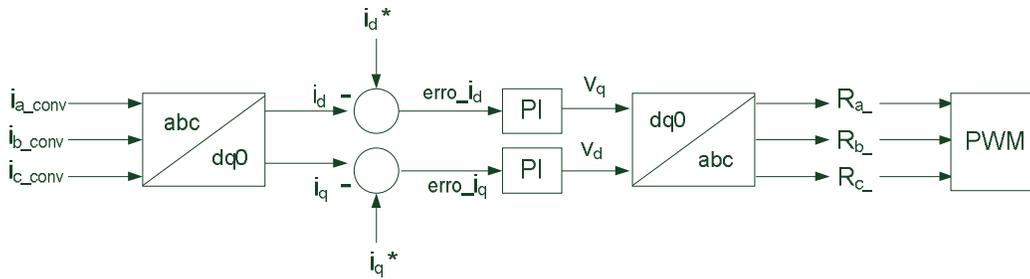


Figura 2-13 – Diagrama em blocos do controle vetorial

Na Figura 2-13, tem-se:

- $i_{a\_conv}$ ,  $i_{b\_conv}$  e  $i_{c\_conv}$  : correntes na saída CA do conversor;
- $i_d$  e  $i_q$ : correntes do conversor em coordenadas dq;
- $i_d^*$  e  $i_q^*$ : correntes de referência em dq para o controle;
- $erro\_i_d$  e  $erro\_i_q$ : sinais de erro de corrente nos eixos d e q;
- $v_d^*$  e  $v_q^*$ : sinais de referência de tensão em dq para o PWM;
- $R_{a\_}$ ,  $R_{b\_}$  e  $R_{c\_}$ : sinais de referência de tensão em abc para o PWM.

As correntes na saída CA do conversor são transformadas de coordenadas abc para dq, a fim de que possam ser comparadas com uma referência constante e o erro em regime permanente possa ser zerado pelos PIs. Ambos os PIs foram ajustados com os mesmos parâmetros de ganho e constante de tempo, respectivamente iguais a 10 e 0,1 ms.

Os sinais de tensão provenientes da atuação dos PIs dão origem aos sinais de referências para o controle PWM seno-triângulo de chaveamento do VSC. Assim como nas outras estratégias, as amplitudes destas referências são comparadas com a amplitude da triangular portadora de alta frequência. De acordo com esta comparação, são enviados os sinais de disparo para os IGBTs da ponte conversora. Desta forma, é possível controlar as potências através do controle das correntes do conversor.

# Capítulo 3 – Simulações em Regime Permanente

Este capítulo tem como objetivo apresentar alguns resultados e análises de simulações do modelo em regime permanente feitas no PSCAD. A fim de facilitar a visualização do sistema como um todo, a Figura 3-1 mostra a representação monofásica do modelo do conversor trifásico.

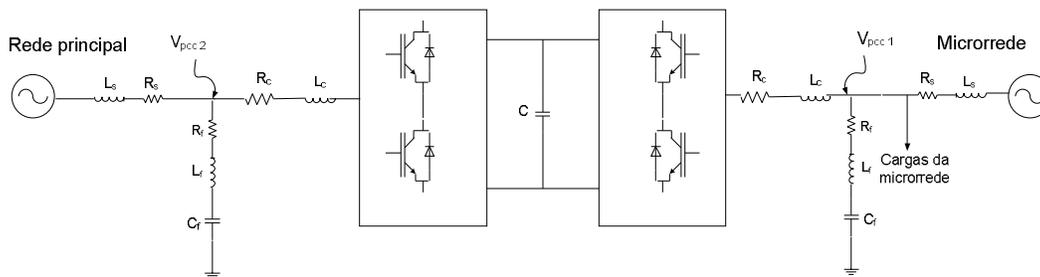


Figura 3-1 – Representação monofásica do modelo simulado

Neste estudo, os transitórios de inicialização da simulação foram desprezados, ou seja, os resultados serão mostrados a partir do instante em que os controles de ambos os conversores estejam inicializados.

Nos primeiros instantes (de  $t = 0$  até  $t = 0,2$  s), foi utilizada uma bateria de tensão CC igual a 380 V para realizar a pré-carga do capacitor do elo CC. Feito isso (em  $t = 0,2$  s), a bateria foi desconectada do elo CC e então foi inicializado o controle do mesmo (conversor do lado da rede). Após a estabilização deste controle, em  $t = 0,3$  s, foi finalmente inicializado o controle vetorial de corrente, feito pelo conversor do lado da microrrede.

Neste capítulo, serão mostrados e analisados alguns resultados com o controle vetorial (conforme detalhado no capítulo anterior) implementado neste conversor. É importante destacar que, neste trabalho, as correntes controladas pelo conversor são na verdade as correntes na saída do mesmo somadas às correntes do filtro. O controle da

tensão no elo CC é feito por meio do conversor do lado da rede (controle escalar), também descrito no capítulo anterior.

Entretanto, primeiramente será analisada a influência no sistema diante da variação da indutância do conversor. Esta análise tem como objetivo determinar qual seria o valor mais adequado para este parâmetro no modelo utilizado.

Será também calculada a resistência do cabo que conecta a microrrede ao conversor VSC.

### 3.1 Indutância do conversor

Nesta Seção, serão mostrados os efeitos da variação do valor da indutância do conversor, com o objetivo de analisar as consequências da alteração desse parâmetro no THD da tensão no PCC.

Embora exista no modelo um filtro RLC série projetado especificamente para atenuar os harmônicos de alta frequência da tensão no PCC, a indutância do conversor também auxilia na filtragem destes harmônicos. Por outro lado, especificar um valor alto para  $L_c$  pode provocar queda de tensão elevada neste componente (devido ao aumento da reatância indutiva do mesmo), podendo até mesmo acarretar em limitação de potência do conversor.

Como um dos objetivos é analisar a eventual influência do aumento de  $L_c$  na potência ativa do conversor, foram estabelecidos valores de referência  $i_q$  e  $i_d$  iguais a 200 A e zero, respectivamente. Desta forma, obtém-se uma potência próxima da nominal no conversor.

A seguir, serão mostrados os gráficos da potência ativa do conversor e da tensão de fase no PCC do lado da microrrede. Os valores de  $L_c$  da microrrede analisados foram 0,1, 0,3, 0,5 e 1,0 mH.

- $L_c = 0,1 \text{ mH}$

$$\begin{aligned} X_{conv} &= \omega L = 2\pi f L = 2\pi 60(0,1 \cdot 10^{-3}) = 0,037 \ \Omega \\ X_{conv}(pu) &= \frac{X_{conv}(\Omega)}{Z_{base}} = \frac{0,037}{0,968} = 0,039 \ pu \end{aligned} \tag{3.1}$$

Com  $L_c$  igual a 0,1 mH na simulação, tem-se nas Figuras 3-2 e 3-3 os seguintes resultados para a potência ativa do conversor e tensão no PCC1, respectivamente.

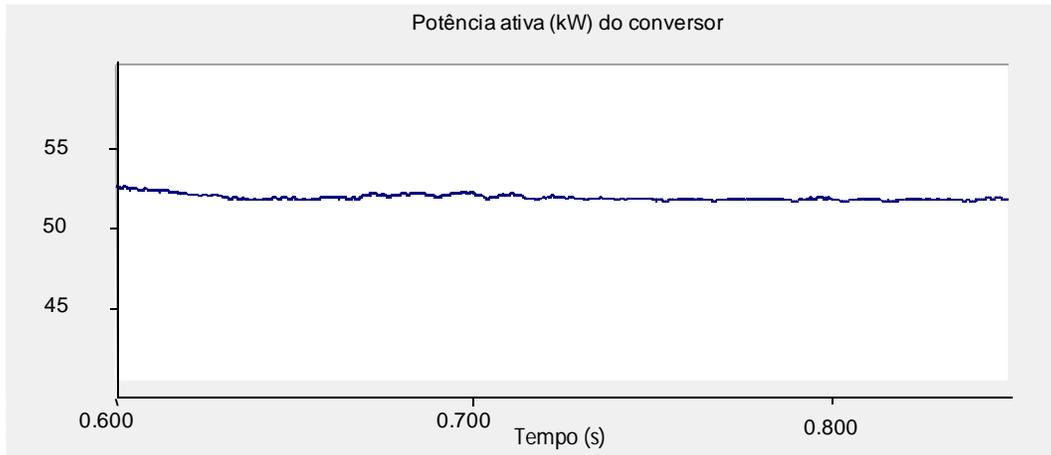


Figura 3-2 - Potência ativa do conversor para  $L_c = 0,1$  mH

A potência do conversor, após a estabilização do controle, é de 52 kW.

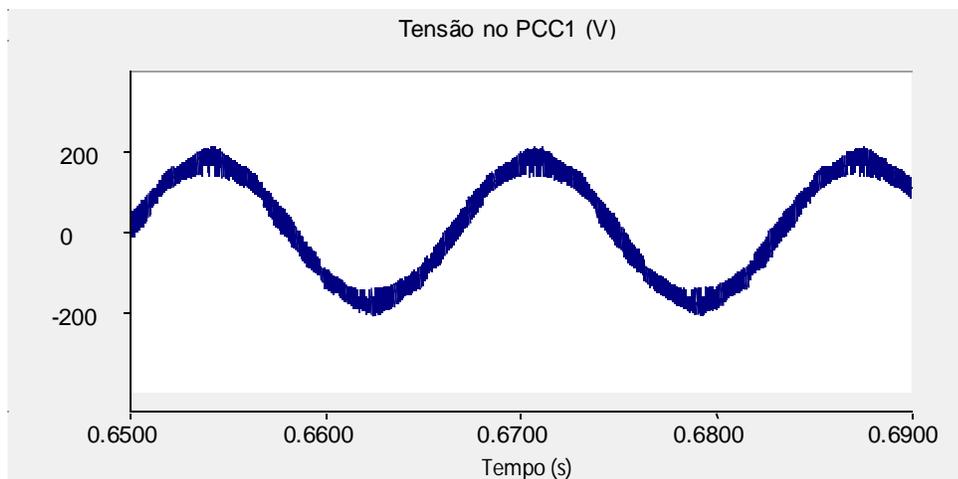


Figura 3-3 – Forma de onda da tensão no PCC1 para  $L_c = 0,1$  mH

Com este parâmetro, o THD da tensão no PCC1 fica em 8,6% (percentual acima do limite de 5%). Portanto, é necessário utilizar um valor maior de  $L_c$  para que o THD esteja limitado a 5%.

- $L_c = 0,3 \text{ mH}$

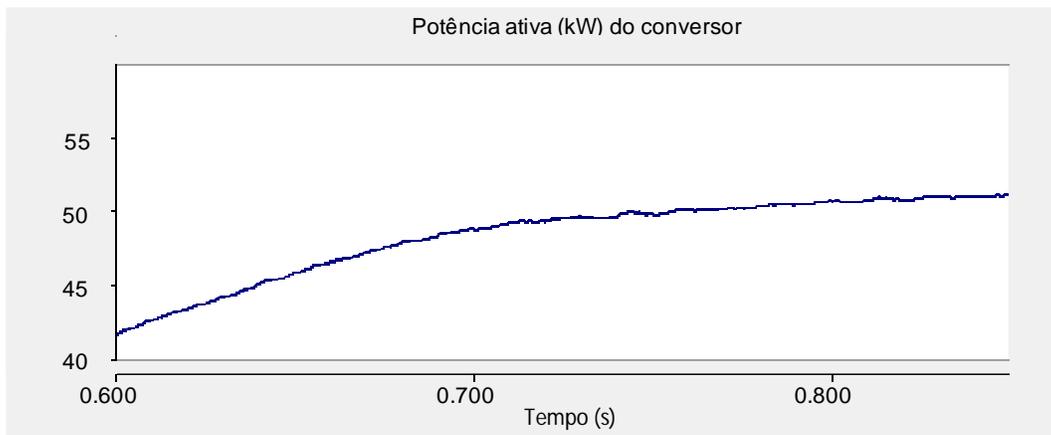


Figura 3-4 - Potência ativa do conversor para  $L_c = 0,3 \text{ mH}$

A potência do conversor, após a estabilização do controle é de aproximadamente 51.5 kW.

O gráfico da tensão  $V_{pcc1}$  (em uma das fases) é mostrado na Figura 3-5.

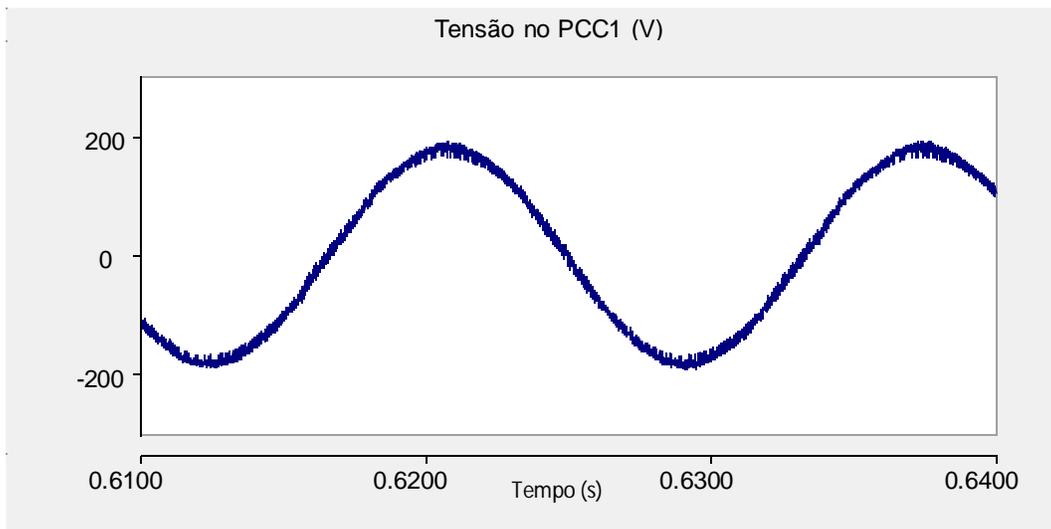


Figura 3-5 – Forma de onda da tensão em PCC1 para  $L_c = 0,3 \text{ mH}$

O THD da tensão no PCC1 é de 3,10%. Portanto, este valor de indutância auxilia a filtragem de modo que a distorção harmônica no PCC1 fica abaixo de 5%.

- $L_c = 0,5 \text{ mH}$

Com o objetivo de tentar reduzir a distorção harmônica em relação ao caso anterior, mas também verificar possíveis limitações na potência do conversor, foi feita a simulação considerando  $L_c$  igual a 0,5 mH.

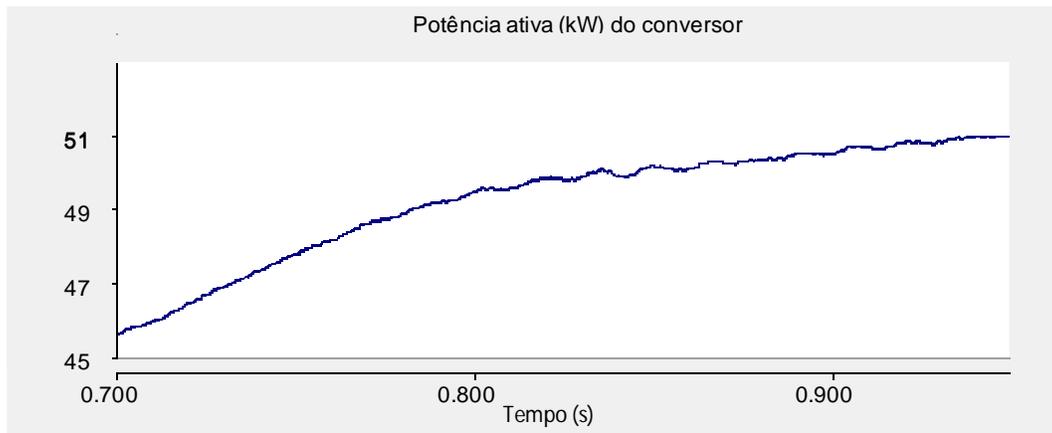


Figura 3-6 - Potência ativa do conversor para  $L_c = 0,5 \text{ mH}$

A potência do conversor tende a se estabilizar em 51 kW. É importante observar que o aumento da indutância do conversor alterou de forma considerável a dinâmica do controle vetorial, fazendo com que o mesmo atue de forma mais lenta.

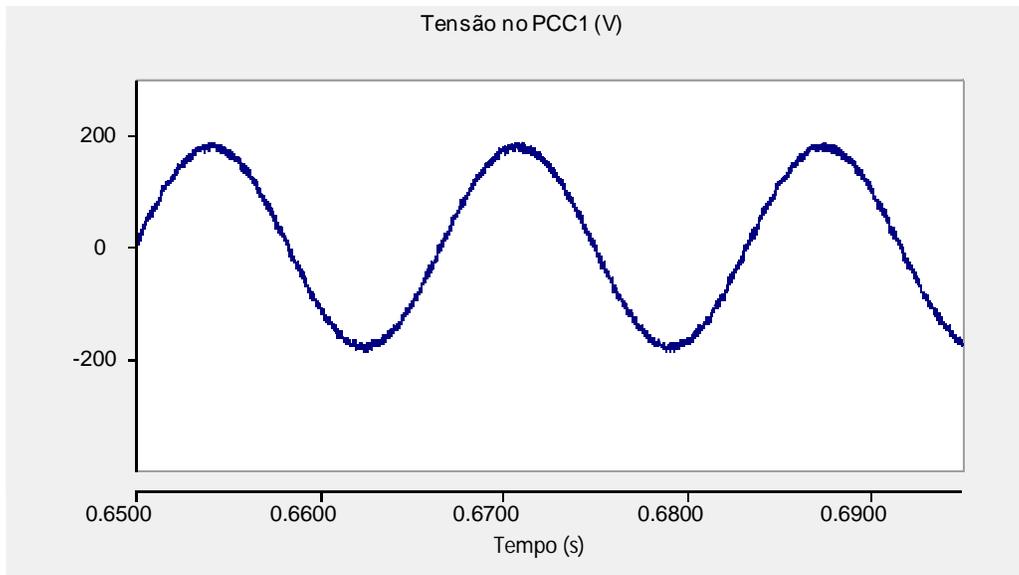


Figura 3-7 – Forma de onda da tensão em PCC1 para  $L_c = 0,5 \text{ mH}$

Com o aumento de  $L_c$ , há uma melhora na filtragem dos harmônicos presentes na forma de onda de da tensão no PCC1. Isto se reflete na diminuição do THD, que cai para 1,9% neste caso.

- $L_c = 1,0 \text{ mH}$

Fazendo  $L_c$  igual a 1,0 mH, tem-se os seguintes resultados:

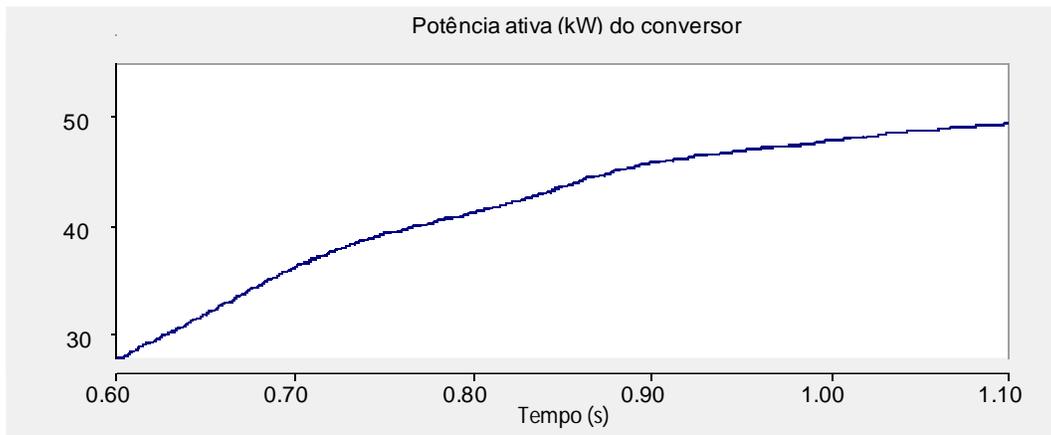


Figura 3-8 - Potência ativa do conversor para  $L_c = 1,0 \text{ mH}$

Para que pudesse ser observado o valor da potência do conversor após a estabilização do controle (que fica em torno de 49 kW), o tempo de simulação para  $L_c$  de 1,0 mH foi aumentado para 1,1 s. Como no caso de  $L_c$  igual a 0,5 mH, verifica-se que o aumento deste parâmetro torna mais lenta a dinâmica do controle vetorial.

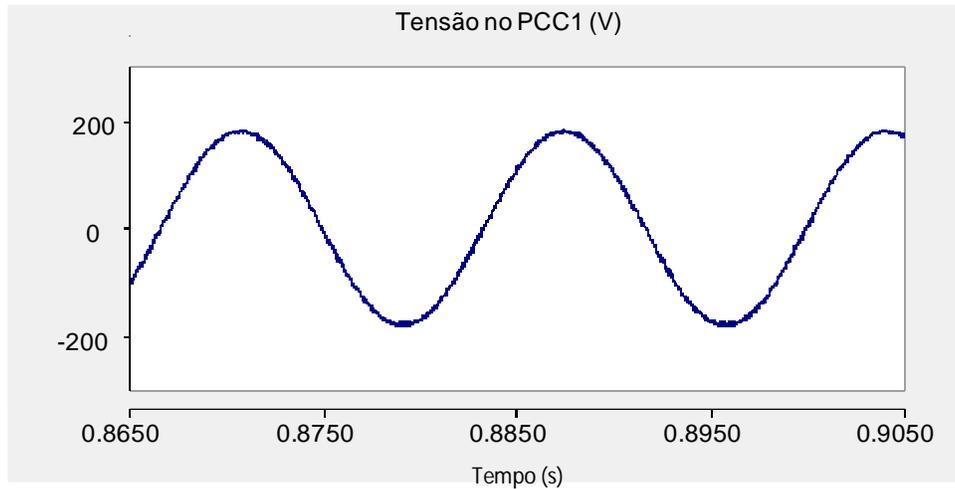


Figura 3-9 – Forma de onda da tensão em PCC1 para  $L_c = 1,0$  mH

Com o aumento de  $L_c$  de 0,5 mH para 1,0 mH, ocorre diminuição do THD (de 1,97 para 1%).

A Tabela 3-1 mostra de maneira resumida os resultados obtidos nas simulações.

Tabela 3-1 – Variação do THD no PCC1 e da potência do conversor para diferentes valores de  $L_c$

$L_c$ (mH)	$L_c$ (pu)	THD (%)	$P_{conv}$ (kW)
0,1	0,039	8,6	52
0,3	0,117	3,1	51,5
0,5	0,195	1,97	51
1,0	0,389	1,0	49

De acordo com a Tabela 3-1, aumentando-se o valor de  $L_c$ , conforme esperado, observa-se uma melhora significativa no valor do THD da forma de onda no PCC. Em contrapartida, a variação deste parâmetro não tem grande impacto na potência do

conversor (que poderia ocorrer em função da limitação de corrente), que diminui pouco com o aumento de  $L_c$ .

Considerando os resultados obtidos no que se refere ao THD de  $V_{pcc1}$  e à influência da variação de  $L_c$  na dinâmica do controle vetorial, optou-se por utilizar  $L_c$  igual a 0,3 mH, que corresponde a uma reatância de 0,117 pu.

### 3.2 Resistência do cabo que conecta a microrrede ao conversor

Em sistemas de alta tensão, é muito comum considerar a reatância proporcionalmente maior em relação à resistência de um circuito. Porém, tratando-se de sistemas de baixa tensão, esta situação muda e a parcela resistiva da impedância possui valor significativo em relação à reatância.

O intuito desta Seção é determinar qual seria um valor razoável para a resistência do cabo que conecta a microrrede ao conversor. De acordo com [24], a corrente nominal do conversor requer um cabo com seção transversal de 95 mm<sup>2</sup>. Então:

$$R_{cabo} = \rho \frac{L}{S} \quad (3.1)$$

onde,

- $\rho$  é a resistividade do material (aqui considerado como sendo o alumínio), em  $\Omega.m$ ;
- $L$  é o comprimento do cabo em metros;
- $S$  é a seção reta do cabo, em mm<sup>2</sup>.

Para este modelo, foi considerado que a distância entre a microrrede e o conversor é de 200 m. A resistividade do alumínio é igual a  $2,82 \times 10^{-8} \Omega.m$ . Tem-se então:

$$R_{cabo} = 2,82 \cdot 10^{-8} \frac{200}{95(10^{-6})} = 0,06 \Omega \quad (3.2)$$

Portanto, para os parâmetros utilizados no modelo deste trabalho, um valor típico para esta resistência seria 0,06  $\Omega$ . Este valor corresponde a aproximadamente

50% do valor da reatância do conversor (igual a  $0,113 \Omega$ , conforme dito na Seção anterior).

Contudo, dependendo das características do projeto e das outras variáveis direta e indiretamente envolvidas no cálculo desta resistência (tais como material do cabo, distância entre o ponto de conexão da microrrede e o conversor, como também corrente nominal do mesmo), a resistência do cabo pode assumir diferentes valores.

### **3.3 Controle vetorial de corrente do conversor - Análises gerais de regime permanente**

Daqui em diante, neste capítulo, serão mostrados os resultados mais relevantes de regime permanente do modelo, isto é, os que envolvem controle vetorial de corrente. As simulações têm como objetivo principal mostrar o comportamento do sistema em regime permanente, através da análise do comportamento de algumas variáveis, tais como potência, corrente e tensão.

Nesta Seção, será mostrado o desempenho do modelo por meio de variações nas correntes de referência do conversor. Serão mostrados de forma comparativa os resultados do modelo com e sem controle da tensão no ponto de conexão comum da microrrede ( $V_{pcc1}$ ).

Primeiramente, serão apresentados os resultados com ambas as referências de corrente ( $i_d^*$  e  $i_q^*$ ) impostas, isto é, sem controle da tensão no ponto de conexão PCC1. Em seguida, virão os resultados com controle de  $V_{pcc1}$ , ou seja, com somente  $i_q^*$  sendo imposta. Neste caso, o próprio sinal gerado pelo controle de tensão no  $V_{pcc1}$  será  $i_d^*$ .

Cabe ressaltar que, num caso real, variações em  $i_q^*$  correspondem às variações na carga do conversor. Além disso, conforme mencionado no Capítulo 2, a microrrede teria de ser dotada de um gerenciador de potência que determinasse a maneira pela qual cada gerador responderia por uma variação de carga da microrrede.

Como o controle de corrente do VSC conectado à microrrede deve permitir bidirecionalidade no fluxo de potência, as variações de  $i_q^*$  foram feitas num intervalo simétrico. Adotou-se a convenção na qual  $i_q^*$  negativa corresponde à situação de potência fluindo da microrrede para a rede e  $i_q^*$  positiva corresponde à situação de potência fluindo da rede para a microrrede. Adicionalmente, cabe lembrar que a

referência de  $i_q^*$  igual a zero corresponde, numa situação real, à operação da microrrede isolada com relação à rede.

As análises também incluem dois diferentes fatores de potência na carga: unitário e 0,92 indutivo. A carga da microrrede foi dimensionada de forma que solicitasse uma potência entre aproximadamente 50 e 75 kW. Como 50 kW corresponde à potência nominal do conversor, o restante da potência demandada seria suprida pelo gerador da microrrede.

Por outro lado, foi também simulado o fluxo de potência no sentido da microrrede para a rede. Num caso real, isto indica que a microrrede estaria operando de maneira auto suficiente e estaria exportando o excesso de energia para a rede.

### **3.3.1 Variação nas referências de corrente do conversor sem controle de $V_{pcc1}$**

Nesta Seção, são apresentadas as simulações no PSCAD do sistema para diferentes valores de  $i_d^*$  e  $i_q^*$ . A corrente de referência  $i_d^*$  é mantida constante em três patamares distintos: 0, - 50 A e + 50 A. Para cada patamar, é feita variação em degrau da corrente  $i_q^*$  e observado os efeitos nas variáveis mais relevantes do modelo, isto é, potência ativa e reativa do conversor, tensão e corrente no conversor e na carga.

Para que ocorra estabilização do controle em cada patamar, cada referência de corrente  $i_q^*$  permanece constante por 400 ms (com exceção do primeiro patamar, que permanece por 600 ms por corresponder a uma variação maior de  $i_q^*$  e, portanto, levar um tempo maior para acomodação do sistema).

As potências ativa e reativa variam de acordo com (2.26).

É também mostrada uma simulação onde  $i_q^*$  é mantida constante em zero, enquanto o valor de  $i_d^*$  é excursionado de -200 A a 200 A. Esta simulação mostra a possibilidade de operação do conversor como STATCOM (compensação de reativo e controle de tensão).

### 3.3.1.1 FP = 1 na carga

A resistência da carga foi calculada para que se obtivesse uma potência trifásica em torno de 70 kW na carga (logo, em torno de 23,3 kW em cada fase):

$$P = \frac{V^2}{R_{carga}} \therefore R_{carga} = \frac{127^2}{23,3(10^3)} = 0,69 \cong 0,7\Omega \quad (3.3)$$

#### ▪ Simulações para $i_d^*$ igual a zero

A Tabela 3-2 apresenta as variações em  $i_q^*$  para o patamar de  $i_d^*$  igual a zero.

Tabela 3-2 – Variações de  $i_q^*$  ao longo da simulação

Instante (s)	$i_q^*$ (A)	$i_d^*$ (A)
0	0	0
0,75	-200	0
1,3	-160	0
1,7	-120	0
2,1	-80	0
2,5	-40	0
2,9	0	0
3,3	40	0
3,7	80	0
4,1	120	0
4,5	160	0
4,9	200	0
5,3	200	0

As Figuras 3-10 e 3-11 mostram que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor estão variando de acordo com as correntes  $i_d^*$  e  $i_q^*$  de referência.

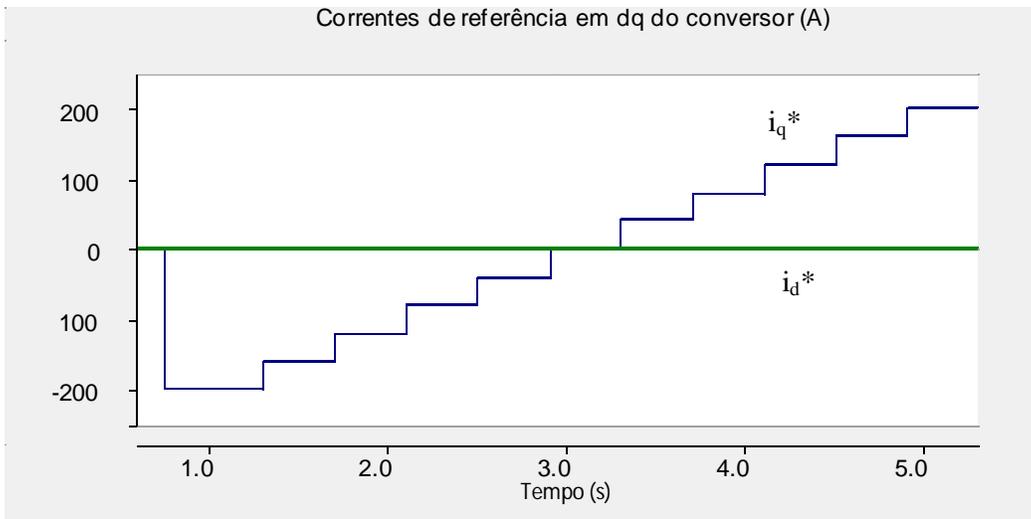


Figura 3-10 – Variações da referência  $i_q^*$  com  $i_d^* = 0$

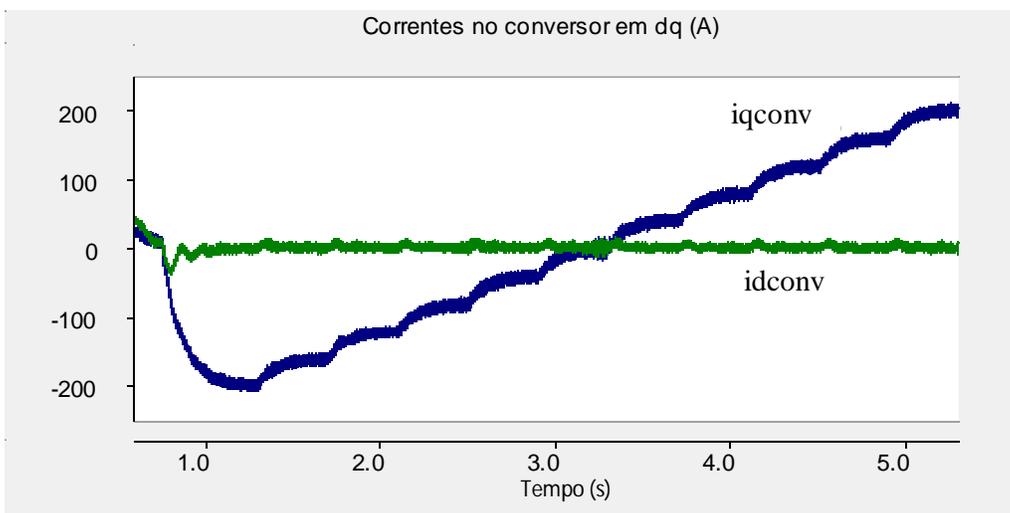


Figura 3-11 – Correntes  $i_{qconv}$  e  $i_{dconv}$  sintetizadas pelo conversor

A Figura 3-12 mostra as tensões  $v_d$  e  $v_q$  do conversor. Como a tensão da microrrede está em cima do eixo q,  $v_q$  praticamente não varia ao longo da simulação e seu módulo fica bem próximo do valor de pico da tensão fase-neutro do conversor ( $127\sqrt{2}$ ). A tensão  $v_d$  corresponde à parcela reativa da tensão da microrrede. A Figura 3-13 indica as variações de potência ativa e reativa ao longo da simulação. As mesmas variam de acordo com as Equações definidas em (2.25):

$$P_{dq0} = v_d i_d + v_q i_q$$

$$Q_{dq0} = v_d i_q - v_q i_d$$

Por exemplo, para o instante  $t = 2$  s:

$$P_{dq0} = v_d i_d + v_q i_q = -35(0) + 180(-120) = -21,6 \text{ kW}$$

$$P_{abc} = 1,5P_{dq0} = 1,5(-21,6) = -32,4 \text{ kW} \quad (3.4)$$

$$Q_{dq0} = v_d i_q - v_q i_d = -35(-120) - 180(0) = 4,2 \text{ kvar}$$

$$Q_{abc} = 1,5Q_{dq0} = 1,5(4,2) = 6,3 \text{ kvar}$$

Pode-se observar que, tanto no início quanto no fim da simulação (instantes que correspondem a valores simétricos de  $i_q^*$ ) a potência ativa do conversor fica em torno de 50 kW.

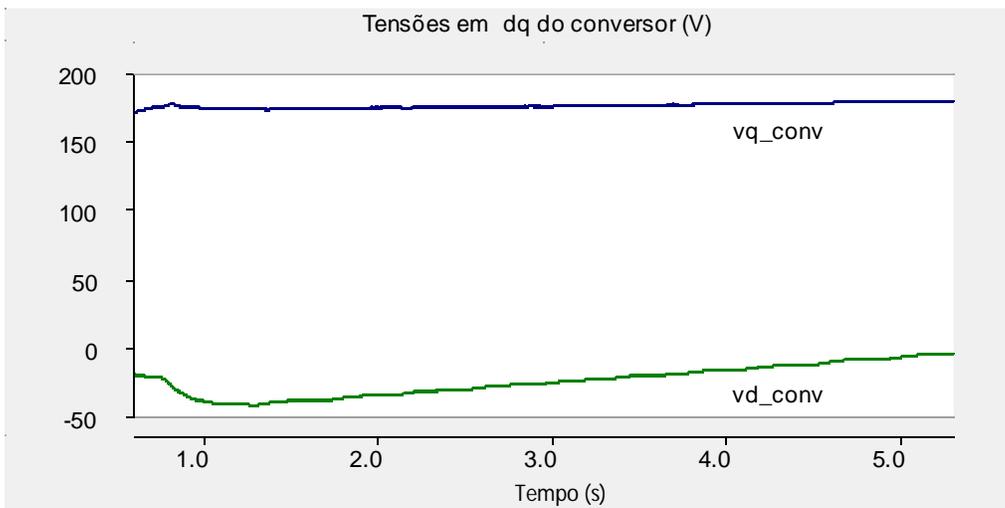


Figura 3-12 – Tensões  $v_d$  e  $v_q$  do conversor

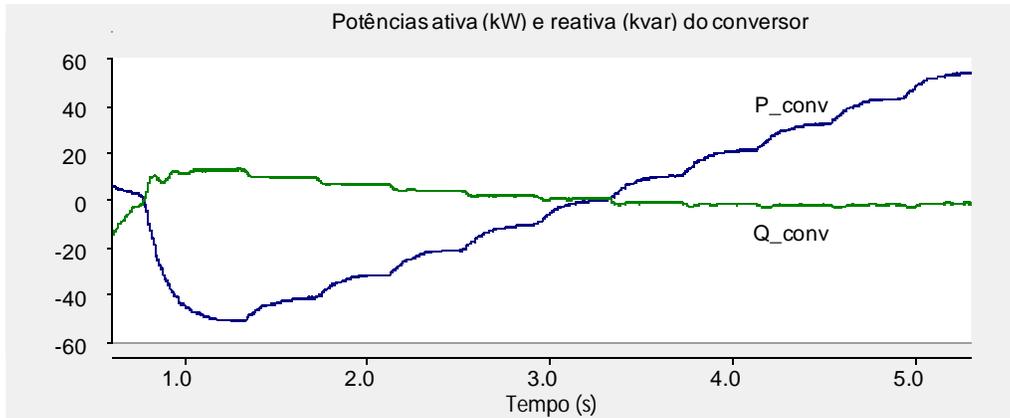


Figura 3-13 – Potências ativa e reativa do conversor

Através da Figura 3-12, nota-se que a tensão  $v_d$  não é exatamente nula. Consequentemente, surge certo acoplamento entre P e Q, conforme mostrado na Figura 3-13. Este acoplamento é inerente à própria Transformada de Park e a formulação matemática associada ao mesmo encontra-se mais detalhada em [23] e no Apêndice desta dissertação. As parcelas de acoplamento poderiam ser incluídas no sistema de controle de forma a eliminar o efeito cruzado entre os eixos d e q. No entanto, por simplicidade, isso não foi feito neste trabalho.

Com o objetivo de verificar se o PLL também poderia estar influenciando no acoplamento (devido à medida errada de ângulo) foi feito um teste com o mesmo. Para fazer esta verificação, comparou-se o ângulo  $\omega t$  do PLL com o  $\omega t$  ideal, ou seja, o da sequência positiva da fonte. O resultado está mostrado na Figura 3-14.

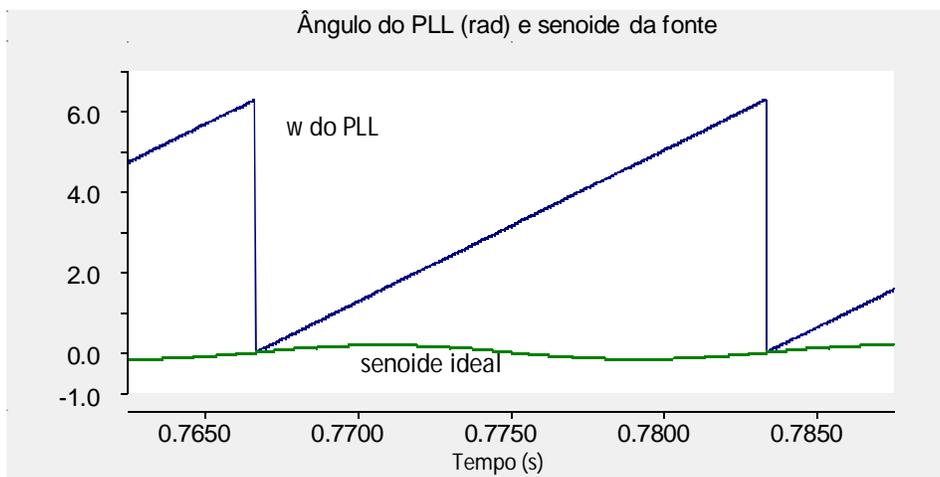


Figura 3-14 – Ângulos do PLL e da sequência positiva da fonte

Na Figura 3-14, foi mostrado o trecho que contém o instante da primeira mudança na corrente  $i_q^*$ , ou seja,  $t = 0,75$  s. Como se pode observar, antes e após este instante, o PLL não deixa de detectar a fase do sistema.

A Figura 3-15 mostra o comportamento do valor coletivo da tensão no ponto de conexão da microrrede, cuja definição está indicada em (2.27). Esta tensão apresenta uma pequena oscilação (em torno de 2 V) desde o início até o fim da variação da corrente de referência  $i_q^*$ . Inicialmente, há um pequeno transitório provocado pela primeira variação na corrente  $i_q^*$  (de 0 para -200 A, no instante  $t = 0,75$  s). A partir deste instante, a corrente  $i_q^*$  no sentido da microrrede para a rede vai diminuindo, até que em  $t = 2,9$  s ocorre a inversão no sentido do fluxo, passando o mesmo a ser da rede para a microrrede.

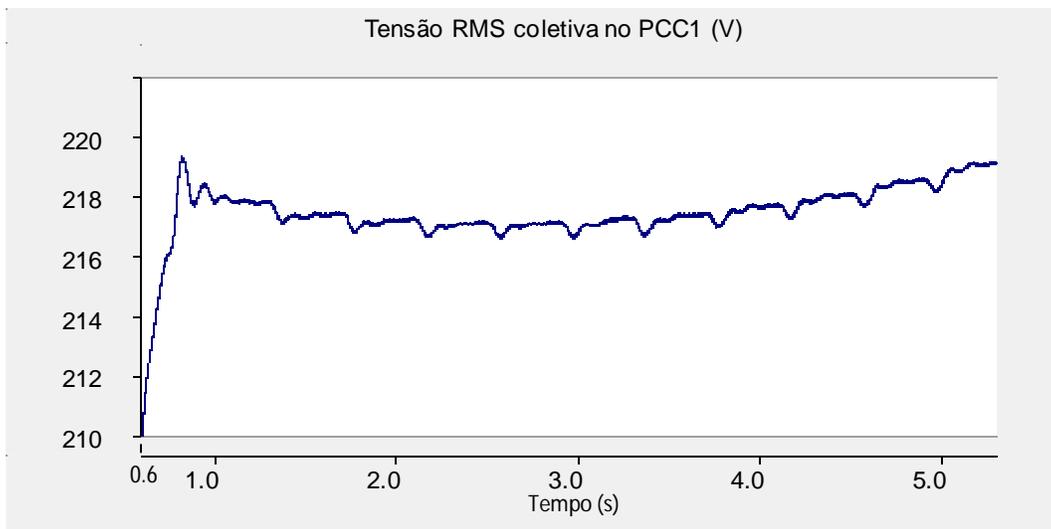


Figura 3-15 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

A Figura 3-16 apresenta a tensão no elo CC do VSC-BTB. Como pode ser observado, esta tensão está praticamente constante (apresentando variações de aproximadamente 1%) ao longo do tempo de simulação, a menos de um transitório inicial que corresponde à variação de  $i_q^*$  de 0 para -200 A.

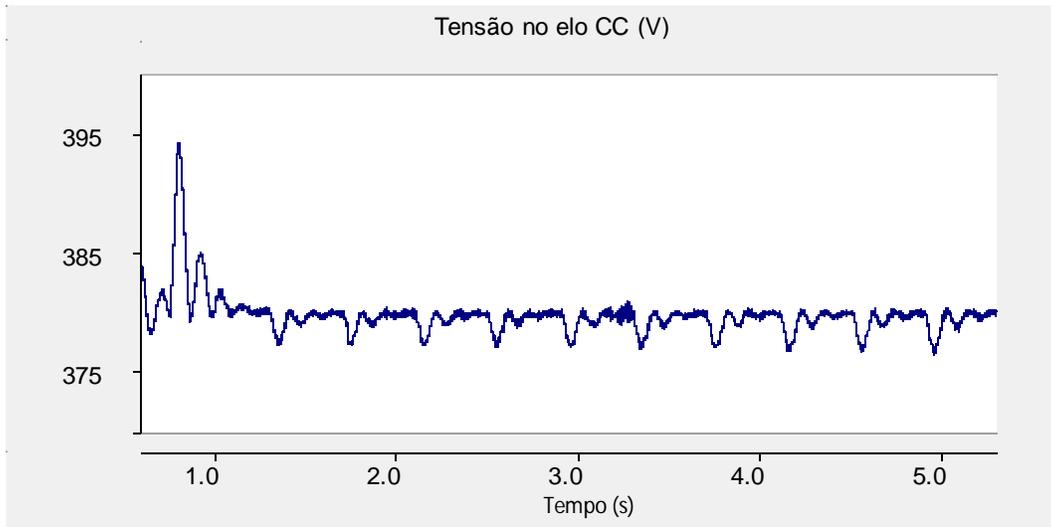


Figura 3-16 – Tensão no elo CC

A Figura 3-17 mostra a tensão instantânea em uma das fases de PCC1. Foram calculadas as distorções harmônicas em ciclos correspondentes a três patamares da simulação, de acordo com a Tabela 3-3. Através da mesma, pode-se observar que o THD de  $V_{pcc1}$  praticamente não varia ao longo da simulação.

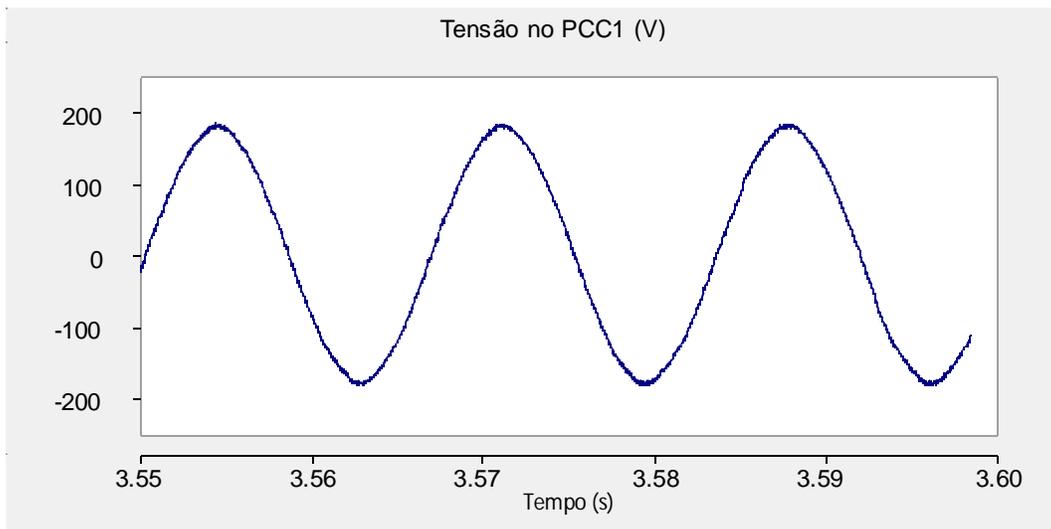


Figura 3-17 – Tensão instantânea em uma das fases de PCC1

Tabela 3-3 – Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
0,75	1,72
2,9	1,67
4,9	1,53

A Figura 3-18 apresenta a potência ativa na carga. A mesma varia predominantemente em função da variação de  $v_d$ , uma vez que  $v_q$  pode ser considerada constante ao longo da simulação, e neste patamar  $i_d$  é nula.

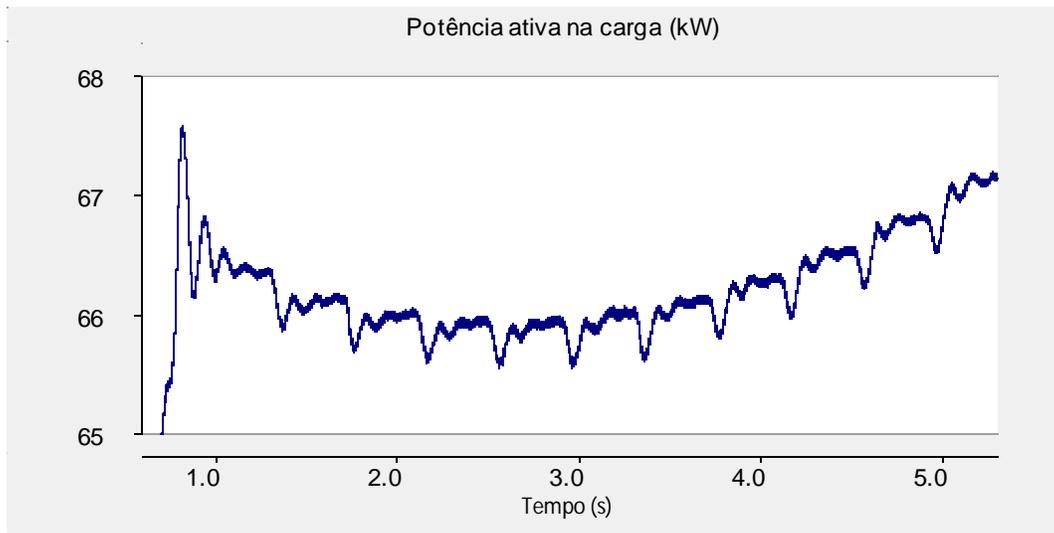


Figura 3-18 – Potência ativa na carga para a corrente do conversor variando conforme mostrado na Figura 3-11

A seguir, serão mostrados os resultados para as mesmas variações de  $i_q^*$ , porém  $i_d^*$  será mantido no patamar de -50 A.

▪ **Simulações para  $i_d^* = -50$  A**

A Tabela 3-4 apresenta as variações em  $i_q^*$  para o patamar de  $i_d^*$  igual a -50 A.

Tabela 3-4 – Variações de  $i_q^*$  ao longo da simulação

Instante (s)	$i_q^*$ (A)	$i_d^*$ (A)
0	0	0
0,75	-200	-50
1,3	-160	-50
1,7	-120	-50
2,1	-80	-50
2,5	-40	-50
2,9	0	-50
3,3	40	-50
3,7	80	-50
4,1	120	-50
4,5	160	-50
4,9	200	-50
5,3	200	-50

As Figuras 3-19 e 3-20 apresentam, respectivamente, as variações em degrau das correntes de referência e das correntes medidas, enquanto a Figura 3-21 mostra o reflexo destas variações nas potências ativa e reativa do conversor do lado da microrrede. A potência reativa (Q) para este patamar de  $i_d^*$  é maior em função da contribuição desta corrente para o cálculo de Q.

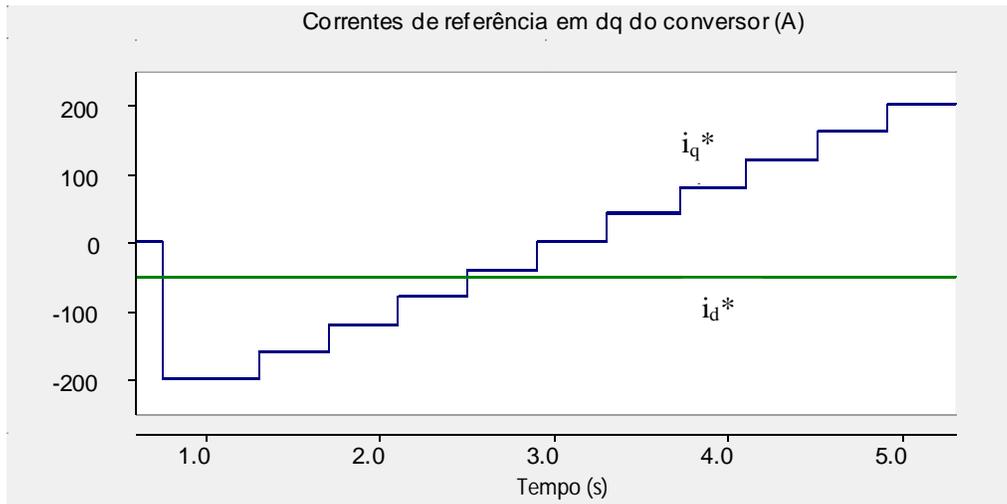


Figura 3-19 - Variações da referência  $i_q^*$  com  $i_d^* = -50$  A

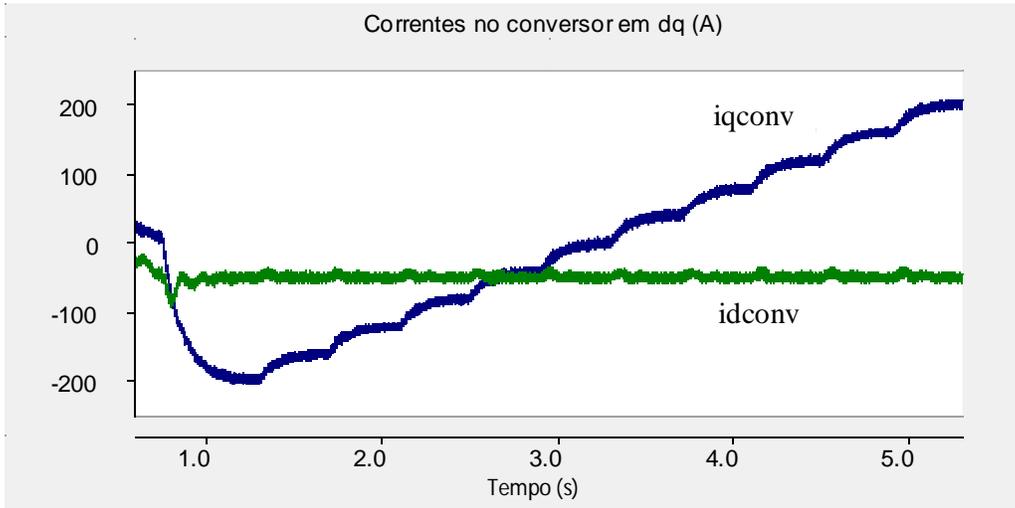


Figura 3-20 – Correntes  $i_q$  e  $i_d$  sintetizadas pelo conversor

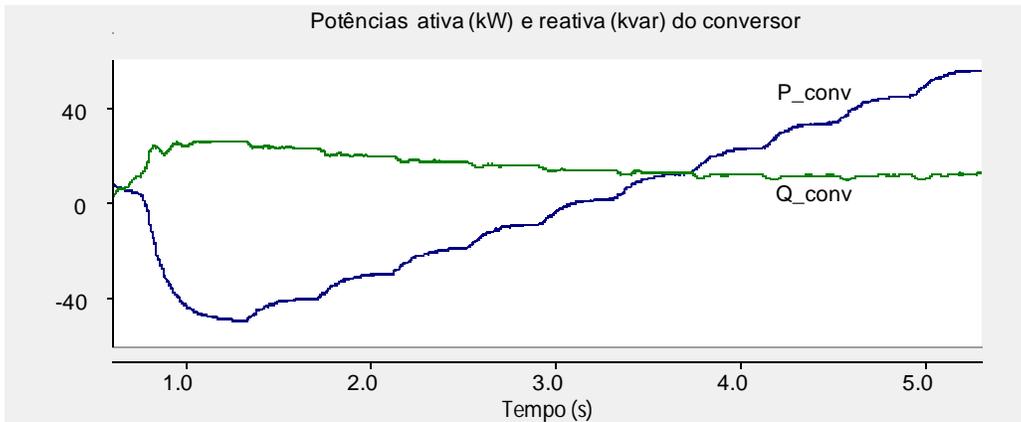


Figura 3-21 – Potências ativa e reativa do conversor

A Figura 3-22 mostra o comportamento do valor coletivo da tensão no ponto de conexão da microrrede. A convenção de sentido utilizada na medição das correntes é positiva entrando na microrrede. Entretanto, para adequar a lógica do controle ao sentido adotado para medição das correntes do conversor, da fonte e da carga, foi invertido o sinal da saída do PI de  $i_d$  ( $v_q$ ) no diagrama em blocos da Figura 2-13.

Logo, embora haja uma queda de tensão entre o PCC e a microrrede para  $i_d^*$  negativo, a convenção adotada acarreta em elevação da tensão neste ponto em relação ao valor nominal (220 V).

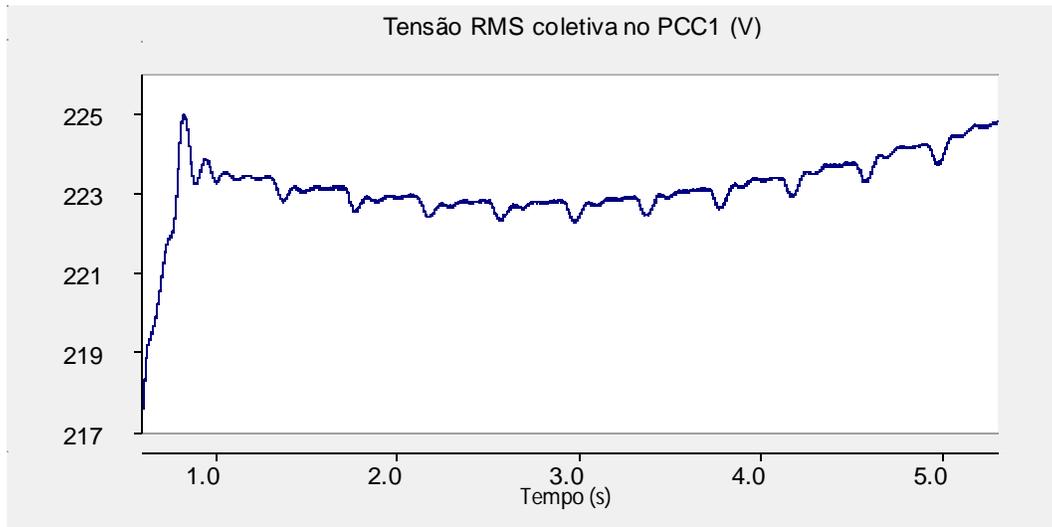


Figura 3-22 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

Foram também calculados os THDs da tensão no PCC1. Os mesmos estão na Tabela 3-5.

Tabela 3-5 - Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
0,75	1,61
2,9	1,39
4,9	1,68

Observa-se que a mudança no patamar de  $i_d^*$  praticamente não influenciou nos valores de THD de  $V_{pcc1}$ .

As demais variáveis mostradas no valor de  $i_d^*$  anterior (igual a zero) não sofreram variações significativas diante da mudança no patamar de  $i_d^*$ .

▪ **Simulações para  $i_d^* = + 50$  A**

A Tabela 3-6 apresenta as variações em  $i_q^*$  para  $i_d^* = + 50$  A.

Tabela 3-6 – Variações de  $i_q^*$  ao longo da simulação

Instante (s)	$i_q^*$ (A)	$i_d^*$ (A)
0	0	0
0,75	-200	50
1,3	-160	50
1,7	-120	50
2,1	-80	50
2,5	-40	50
2,9	0	50
3,3	40	50
3,7	80	50
4,1	120	50
4,5	160	50
4,9	200	50
5,3	200	50

Assim como nos patamares anteriores de  $i_d^*$ , as correntes  $i_d$  e  $i_q$  medidas variam conforme os valores de referência impostos pelo controle vetorial. Isto também se reflete na variação das potências ativa e reativa do conversor.

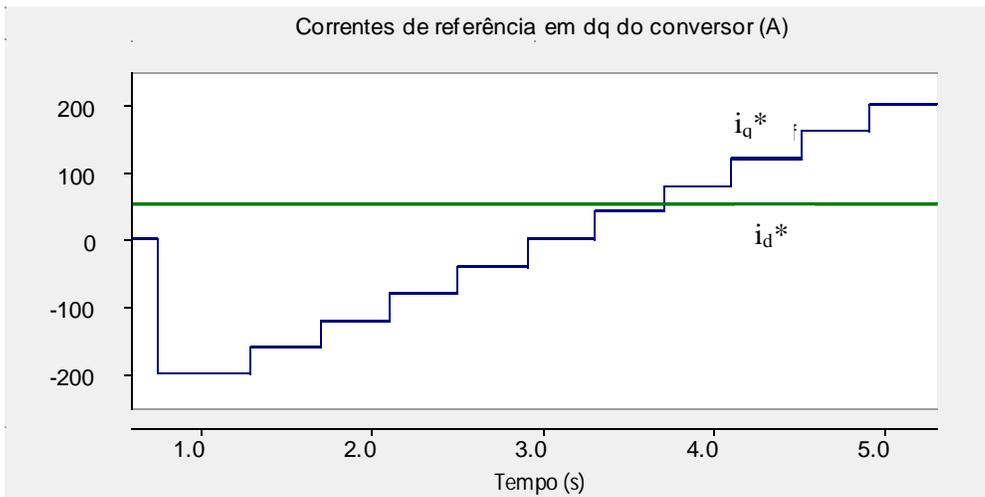


Figura 3-23 - Variações da referência  $i_q^*$  com  $i_d^* = + 50$  A

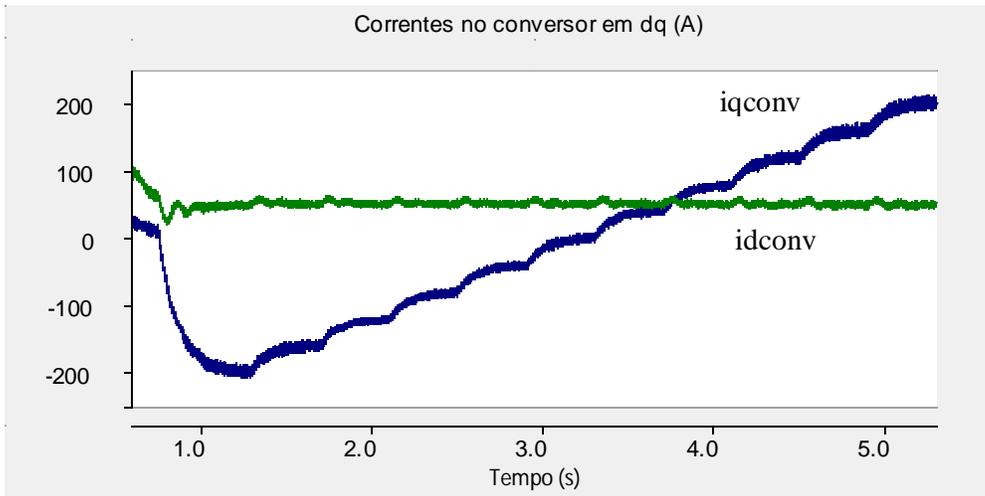


Figura 3-24 – Correntes  $i_q$  e  $i_d$  sintetizadas pelo conversor

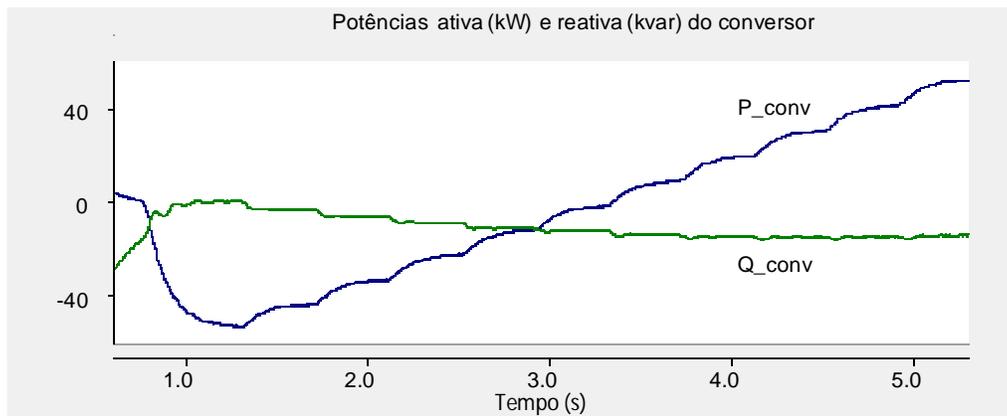


Figura 3-25 – Potências ativa e reativa do conversor

A Figura 3-26 mostra o comportamento do valor coletivo da tensão no ponto de conexão da microrrede. O valor desta tensão ao longo da simulação sofre pequenas variações em torno de 212 V.

Esta queda acontece pelo mesmo motivo explicado no item anterior. Embora  $i_d^*$  seja positiva (e, portanto, esteja entrando na microrrede) e haja elevação de tensão em PCC em relação à microrrede, isto causa diminuição da tensão no PCC em relação ao valor nominal.

Adicionalmente, pode-se também dizer que esta simulação evidencia a necessidade de controle da tensão no ponto de conexão comum. Mais adiante, serão mostrados resultados com este controle implementado.

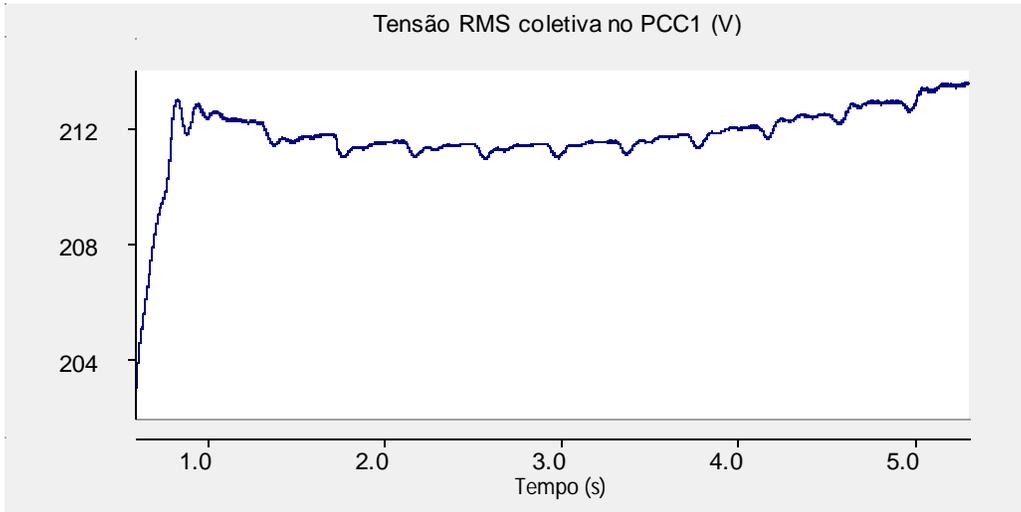


Figura 3-26 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

Na Tabela 3-7 estão os THDs da tensão no PCC1.

Tabela 3-7 - Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
0,75	1,69
2,9	1,31
4,9	1,73

### 3.3.1.2 FP = 0,92 indutivo na carga

Nesta Seção, serão mostrados os resultados na mesma situação da Seção anterior, ou seja, sem controle de tensão em PCC1 e variando-se  $i_q^*$  para três patamares de  $i_d^*$ .

A carga da microrrede tem FP igual a 0,92 indutivo. Tem-se então por fase na carga:

$$R_{carga} = 0,7 \Omega \quad (3.5)$$

$$\cos \varphi = 0,92 \therefore \varphi = 23^\circ \quad (3.6)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{X_{carga}}{R_{carga}} \therefore \frac{X_{carga}}{R_{carga}} = \tan 23^\circ \therefore X_{carga} = 0,3016 \, \Omega \quad (3.7)$$

$$X_{carga} = \omega L_{carga} \therefore L_{carga} = \frac{0,3016}{2\pi f} = \frac{0,3016}{2\pi 60} = 0,8 \, mH \quad (3.8)$$

$$\text{Logo:} \quad Z_{carga} = 0,7 + jX_{carga} = 0,7 + j0,30 \, \Omega \quad (3.9)$$

Na Seção anterior, foi mostrado o comportamento das correntes  $i_d^*$  e  $i_q^*$  em relação às correntes medidas. Como representam apenas padrões de referências para o controle, estas variáveis são idênticas às mostradas no caso de FP unitário na carga. Logo, nesta Seção serão mostradas somente as variáveis cujo comportamento apresentar diferença significativa em relação ao caso em que se tinha FP unitário na carga.

#### ▪ Simulações para $i_d^*$ igual a zero

A Figura 3-27 mostra as variações nas potência ativa e reativa do conversor do lado da microrrede.

Através da Figura 3-28, pode-se observar o impacto da mudança na característica da carga da microrrede no valor coletivo da tensão no PCC1. Ressalta-se que, sem controle da tensão no ponto de conexão comum, esta tensão sofreu queda de tensão ainda mais acentuada com a mudança da característica da carga (FP = 0,92 indutivo).

Sendo assim, se faz necessária a atuação do controle de tensão, controle este que é realizado por um dos conversores do VSC-BTB.

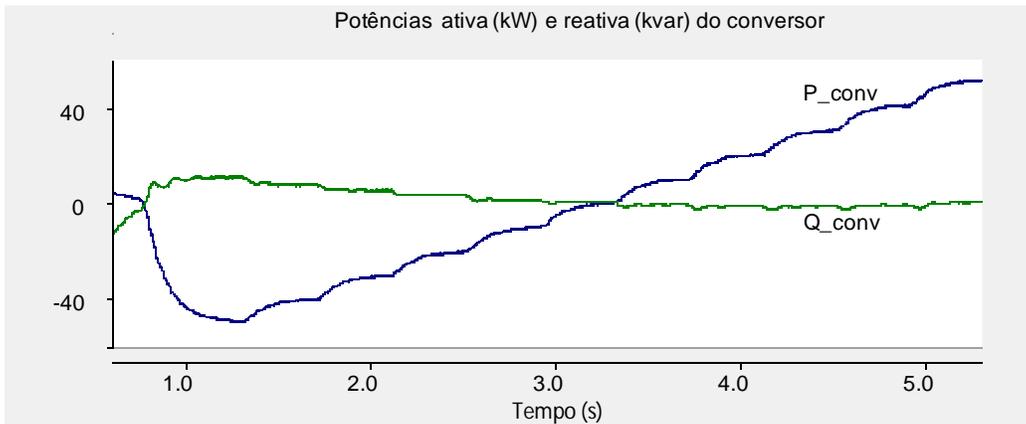


Figura 3-27 – Potências ativa e reativa do conversor para  $i_d^* = 0$  e  $-200 \text{ A} \leq i_q^* \leq 200 \text{ A}$

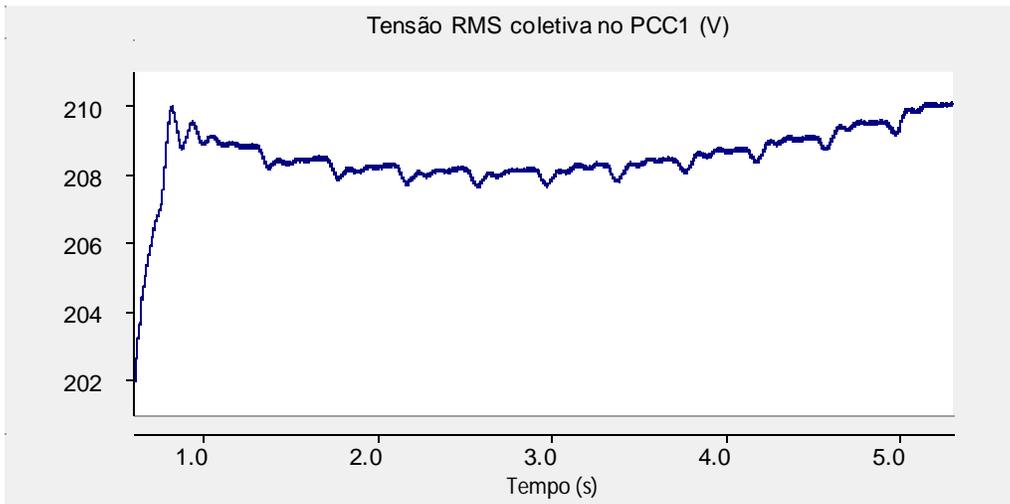


Figura 3-28 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

A Figura 3-29 mostra a tensão instantânea em uma das fases de PCC1. Pode-se observar um aumento na distorção harmônica desta forma de onda diante da situação de  $FP = 0,92$  indutivo na carga da microrrede. Com o auxílio da Tabela 3-8, pode-se confirmar este aumento através dos valores de THD.

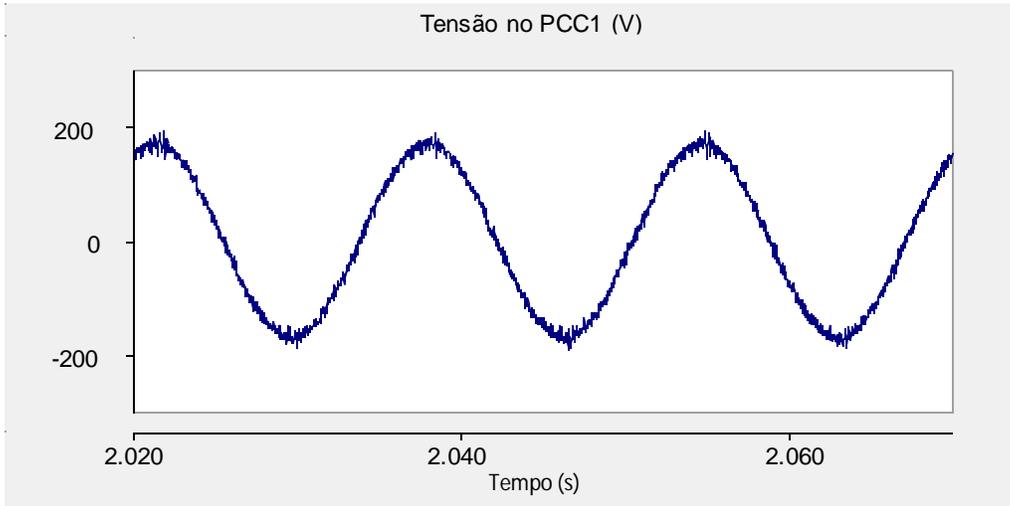


Figura 3-29 – Tensão instantânea em uma das fases de PCC1

Tabela 3-8 - Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
0,75	4,95
2,9	4,51
4,9	5,16

Com a mudança na característica da carga, a dinâmica do filtro CA acabou sendo afetada. Isto acarretou no aumento do THD de  $V_{pcc1}$ , inclusive para o período de cálculo que se iniciou em  $t = 4,9$  s, a distorção harmônica total ficou acima de 5%.

A Figura 3-30 apresenta as curvas das potências na carga. Observa-se considerável queda na potência ativa (52 kW) em relação ao caso em que se tinha FP unitário na carga (cerca de 66 kW), em função da queda de tensão no circuito.

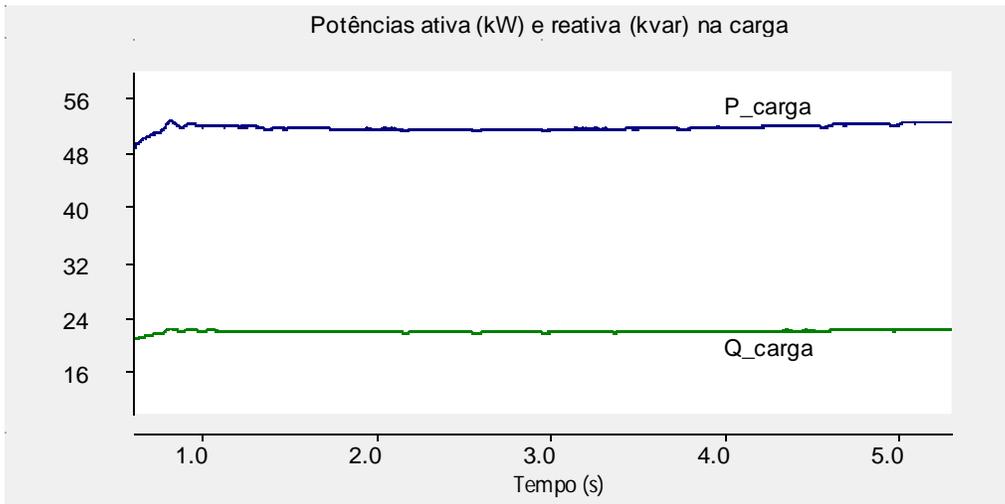


Figura 3-30 – Potências ativa e reativa na carga

▪ **Simulações para  $i_d^* = -50$  A**

A seguir serão mostrados os principais resultados para  $i_d^* = -50$  A.

A Figura 3-31 mostra as variações de potência ativa e reativa do conversor do lado da microrrede. É possível observar que a potência ativa varia de forma mais acentuada em função da variação de  $i_q^*$ .

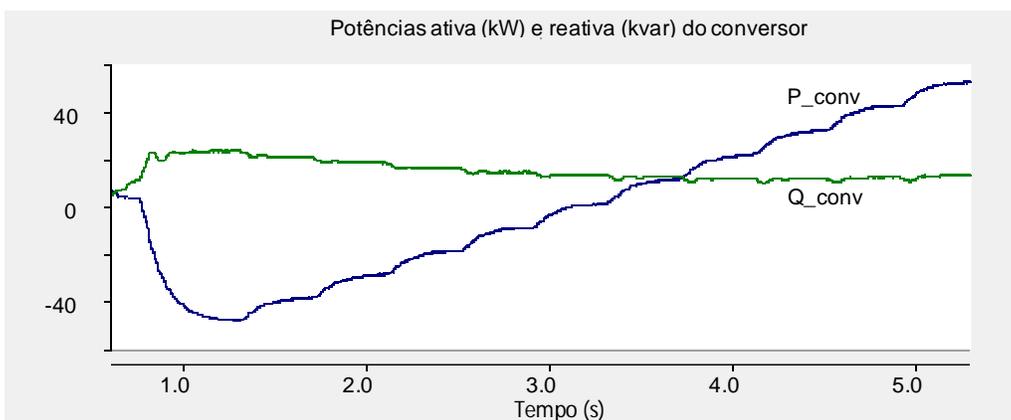


Figura 3-31 – Potências ativa e reativa do conversor para  $i_d^* = -50$  A e  $-200$  A  $\leq i_q^* \leq$  200 A

Através da Figura 3-32, pode-se notar que, assim como no caso anterior ( $i_d^* = 0$ ), o valor coletivo da tensão no PCC apresenta desvio em relação ao valor nominal.

Entretanto, este desvio (aproximadamente 7 V) é um pouco menor que no caso anterior (aproximadamente 12 V, conforme Figura 3-28). Este resultado sugere que,  $i_d^*$  especificada no valor de -50 A se aproxima mais da corrente de referência necessária para manter a tensão no PCC o mais próxima possível do valor nominal. Esta ideia será confirmada na Seção 3.3.2.2.

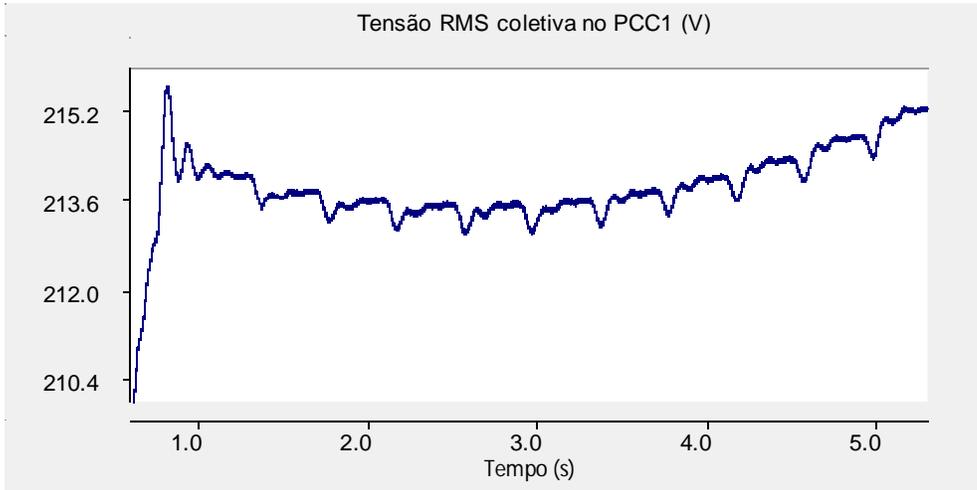


Figura 3-32 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

Na Tabela 3-9 estão indicados os THDs da tensão no PCC1.

Tabela 3-9 - Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
0,75	4,75
2,9	4,63
4,9	4,6

▪ **Simulações para  $i_d^* = + 50$  A**

A Figura 3-33 apresenta as variações de potência ativa e reativa do conversor.

De acordo com a Figura 3-34, pode-se observar que a tensão RMS coletiva no PCC apresenta uma queda de tensão acima de 5% (que seria até 209 V). Complementando o comentário feito no caso anterior (quando  $i_d^*$  estava especificada em -50 A) e em função do desvio em relação ao valor nominal apresentado na Figura 3-34 (cerca de 17 V), é possível intuir que o valor de referência de +50 A está ainda mais afastado do valor de corrente de referência a ser sintetizado pelo controle de  $V_{pcc1}$ . Mais adiante, serão mostrados resultados de simulações com controle desta tensão.

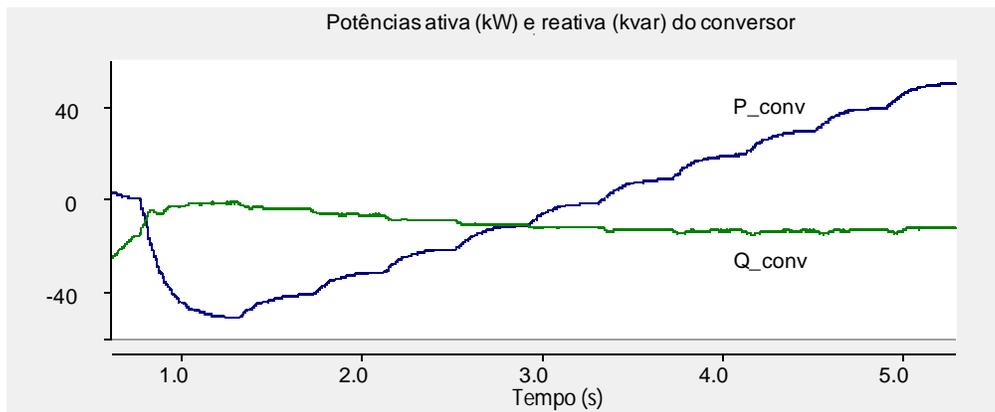


Figura 3-33 – Potências ativa e reativa do conversor para  $i_d^* = +50$  A e  $-200$  A  $\leq i_q^* \leq 200$  A

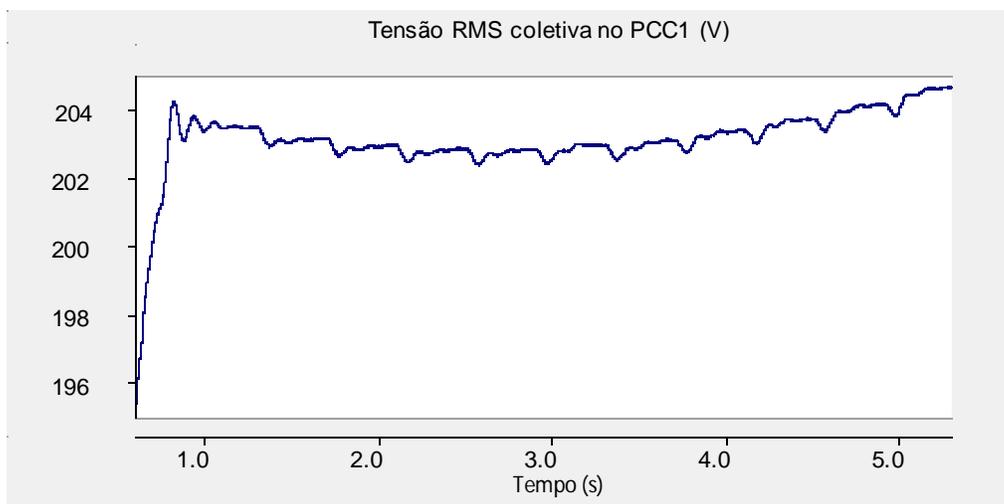


Figura 3-34 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

Na Tabela 3-10 estão os THDs da tensão no PCC1.

Tabela 3-10 - Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
0,75	4,59
2,9	4,3
4,9	4,54

Assim como nos casos anteriores, o THD da tensão no PCC1 sofreu piora em relação ao caso em que a carga tinha fator de potência unitário.

### 3.3.1.3 Variação de $i_d^*$ com $i_q^*$ constante

Nesta Seção, será apresentado um exemplo de como o conversor poderia ser utilizado como um STATCOM, ou seja, controlando potência reativa.

Para tal, toda a faixa de potência aparente do conversor será utilizada para controlar  $i_d^*$  e  $i_q^*$  será mantido em zero ao longo da simulação.

A carga da microrrede tem FP igual a 0,92 indutivo. Na Tabela 3-11 estão indicadas as variações nas correntes  $i_d^*$  ao longo da simulação. O primeiro patamar de  $i_d^*$  permaneceu por mais tempo que os outros (850 ms) para que ocorresse a estabilização do controle. Os demais patamares permaneceram pelo mesmo tempo que nas simulações anteriores, ou seja, 400 ms.

Tabela 3-11 - Variações de  $i_d^*$  ao longo da simulação

Instante (s)	$i_q^*$ (A)	$i_d^*$ (A)
0	0	0
0,75	0	-200
1,6	0	-160
2	0	-120
2,4	0	-80
2,8	0	-40
3,2	0	0
3,6	0	40
4	0	80
4,4	0	120
4,8	0	160
5,2	0	200
5,6	0	200

A Figura 3-36 mostra que as correntes medidas estão seguindo os valores de referência indicados na Figura 3-35.

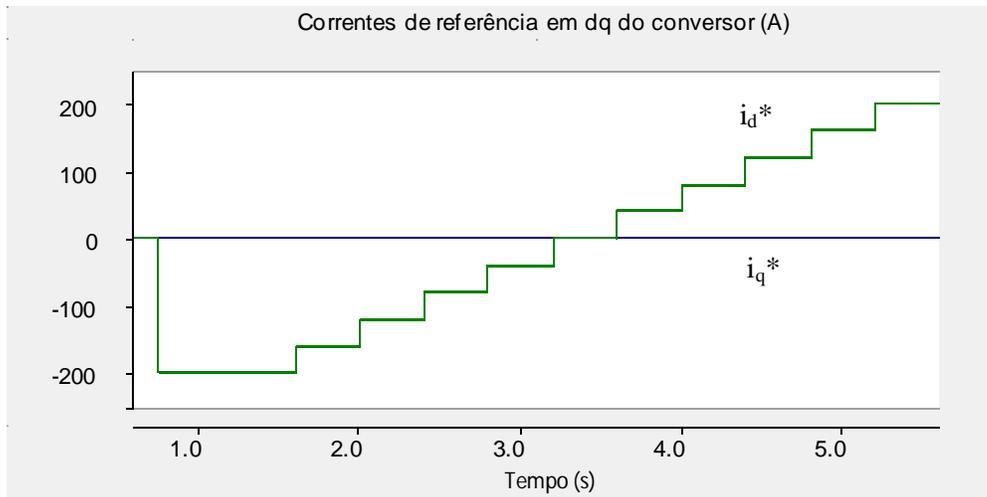


Figura 3-35 - Variações da referência  $i_d^*$  com  $i_q^* = 0$

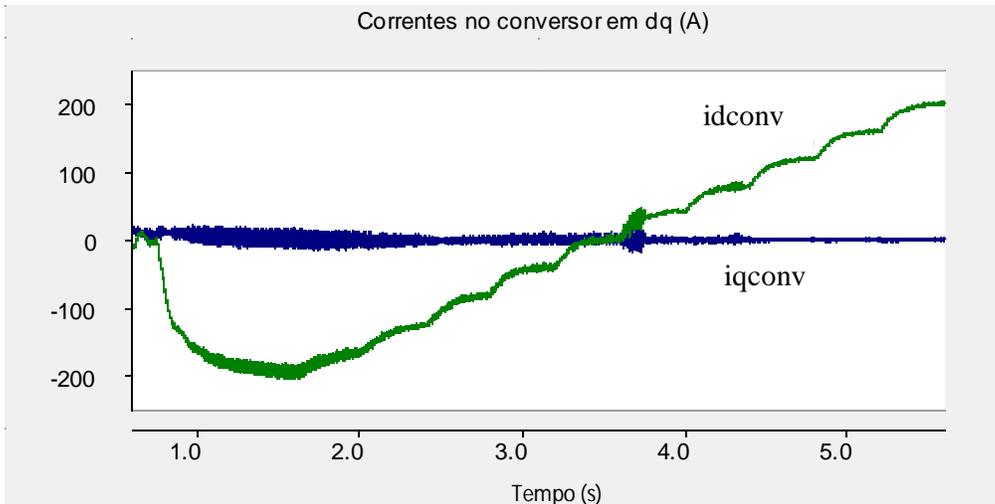


Figura 3-36 - Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

Através da Figura 3-37, é possível notar que  $v_q$  está variando de acordo com as mudanças em degrau feitas nos valores de  $i_d^*$ . A tensão  $v_d$  praticamente não varia ao longo da simulação.

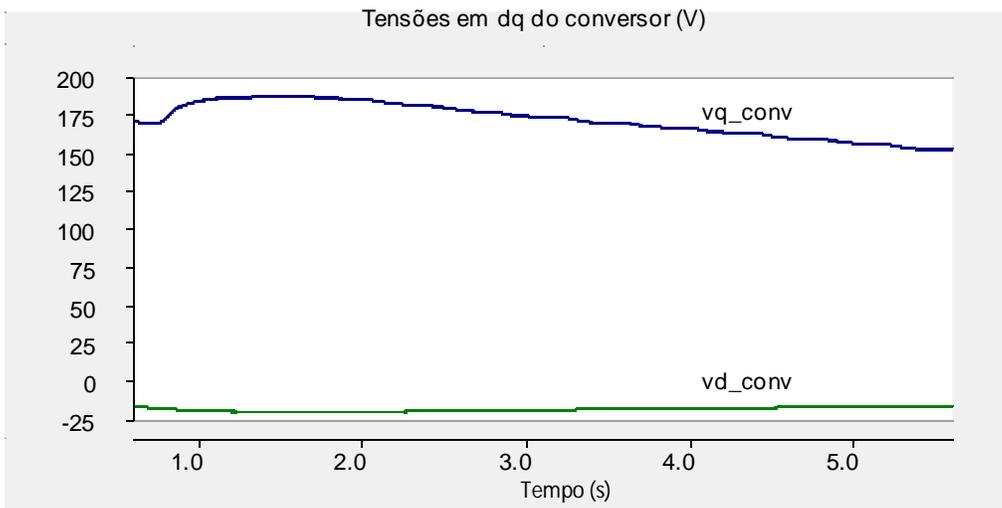


Figura 3-37 – Tensões  $v_d$  e  $v_q$  do conversor

A Figura 3-38 apresenta a variação da potência reativa de acordo com os valores de  $i_d^*$ . Conforme esperado, a potência ativa fica bem próxima de zero ao longo da simulação.

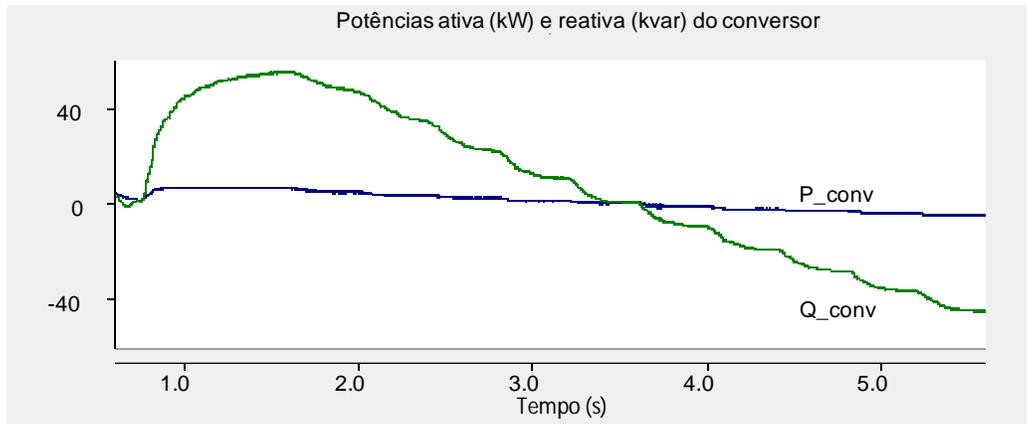


Figura 3-38 – Potências ativa e reativa do conversor

Neste caso, o valor coletivo da tensão no PCC1 está variando de acordo com as referências de corrente  $i_d^*$ . A variação da corrente reativa, por sua vez, tem reflexos na variação de potência reativa, apresentada na Figura 3-38. Conseqüentemente, a tensão no PCC também varia, conforme mostrado na Figura 3-39. Observa-se que o conversor proporciona uma faixa de controle de tensão de +10 a -30 V em torno do valor nominal (220 V).

A Figura 3-39 mostra ainda que, conforme  $i_d^*$  vai sendo variada desde -200 A (saindo da microrrede) até 200 A (entrando na microrrede), a tensão no PCC vai caindo. De acordo com o que já foi explicado anteriormente, isto se deve à convenção adotada para medição das correntes e da inversão do sinal de saída do PI de  $i_d^*$ .

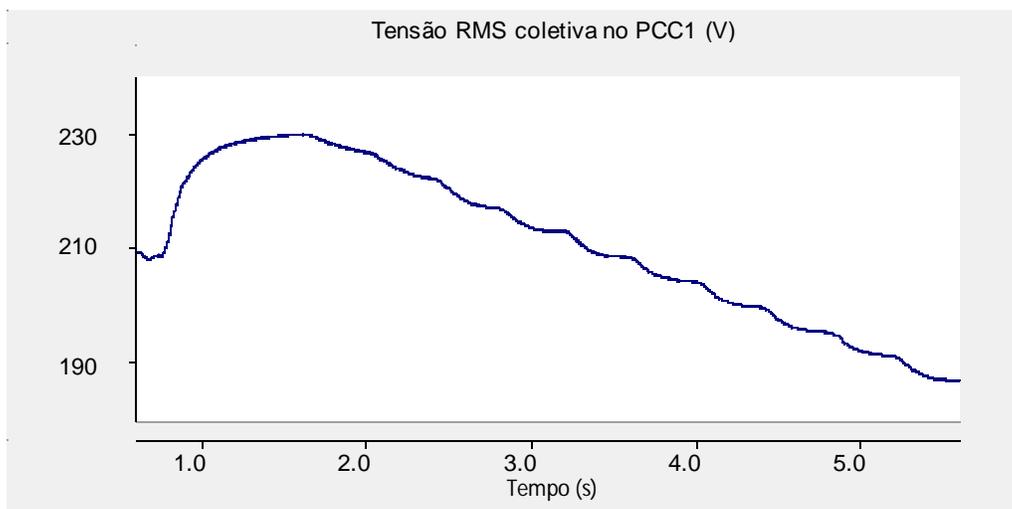


Figura 3-39 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

Este exemplo mostrou a possibilidade de operação do VSC-BTB para compensação de potência reativa e controle de tensão.

A seguir, serão mostrados os resultados com o controle de tensão no ponto de conexão da microrrede.

### 3.3.2 Variação nas referências de corrente do conversor com controle de $V_{pcc1}$

Nesta Seção, serão mostrados os resultados das simulações com controle de  $V_{pcc1}$ , ou seja, a corrente  $i_q^*$  passa a ser sintetizada pelo controle de tensão no ponto de conexão comum.

Conforme mencionado no capítulo anterior, o valor de referência para a tensão no PCC1 será dado pelo valor coletivo. A partir daí, o controle sintetiza uma corrente tal que mantenha o valor coletivo da tensão no PCC1 no valor especificado. Enquanto isso, a corrente  $i_q^*$  continuará imposta pelo controle.

Serão apresentados os resultados para os mesmos fatores de potência da carga da microrrede anteriores, ou seja, unitário e igual a 0,92 indutivo.

#### 3.3.2.1 FP unitário

A Tabela 3-12 define os instantes de variação de  $i_q^*$ .

Tabela 3-12 - Variações de  $i_q^*$  ao longo da simulação

Instante (s)	$i_q^*$ (A)
0	0
1	-200
1,5	-160
2	-120
2,5	-80
3	-40
3,5	0
4	40
4,5	80
5	120
5,5	160
6	200
6,5	200

Em  $t = 1$  s, foi aplicado o primeiro degrau de referência  $i_q^*$  e os mesmos permaneceram por 500 ms em cada patamar ao longo da simulação. Estes tempos foram mais longos que na simulação sem controle de  $V_{pcc1}$  (onde correspondiam a 0,75 s e 400 ms, respectivamente) em virtude da diferença nos tempos de estabilização do controle de tensão.

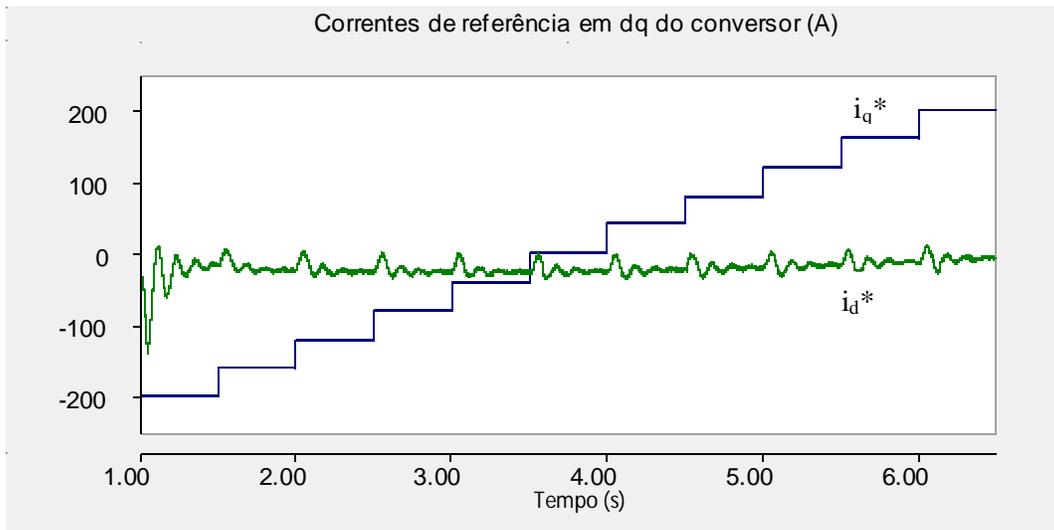


Figura 3-40 – Variações das referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

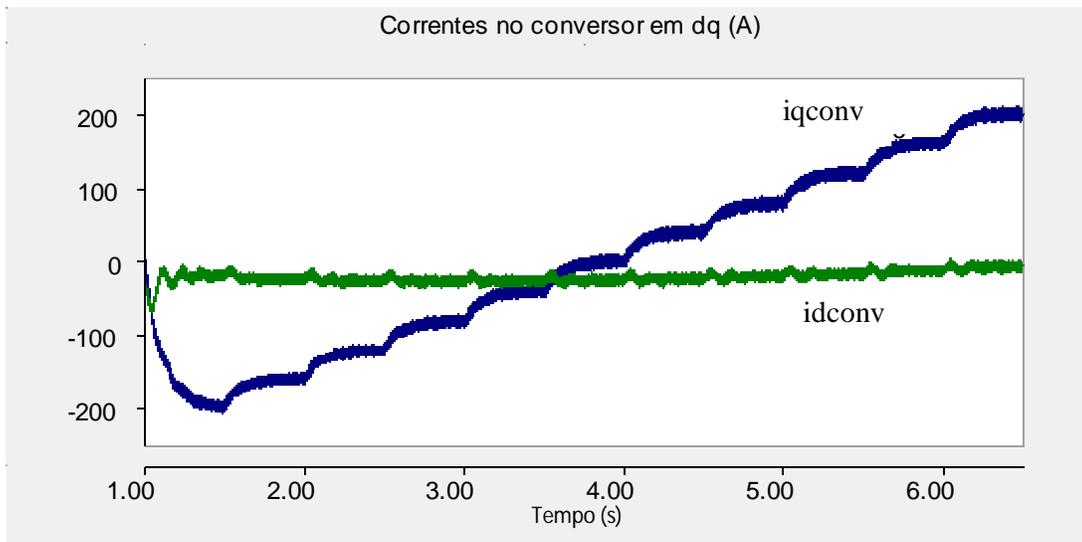


Figura 3-41 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

Através das Figuras 3-40 e 3-41, observa-se que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  medidas seguem as referências do controle, tanto para os valores sintetizados pelo próprio controle de  $V_{pcc1}$  ( $i_d^*$ ) quanto para os valores impostos na simulação ( $i_q^*$ ). A corrente de referência  $i_d^*$  fica em torno de -25 A. Com este valor de corrente, é mostrado na Figura 3-44 que o controle mantém a tensão no PCC1 em 220 V ( $V_{pcc1}^*$ ).

A Figura 3-42 mostra as variações de potência ativa e reativa do conversor, conforme à medida que as correntes de referência vão sendo variadas.

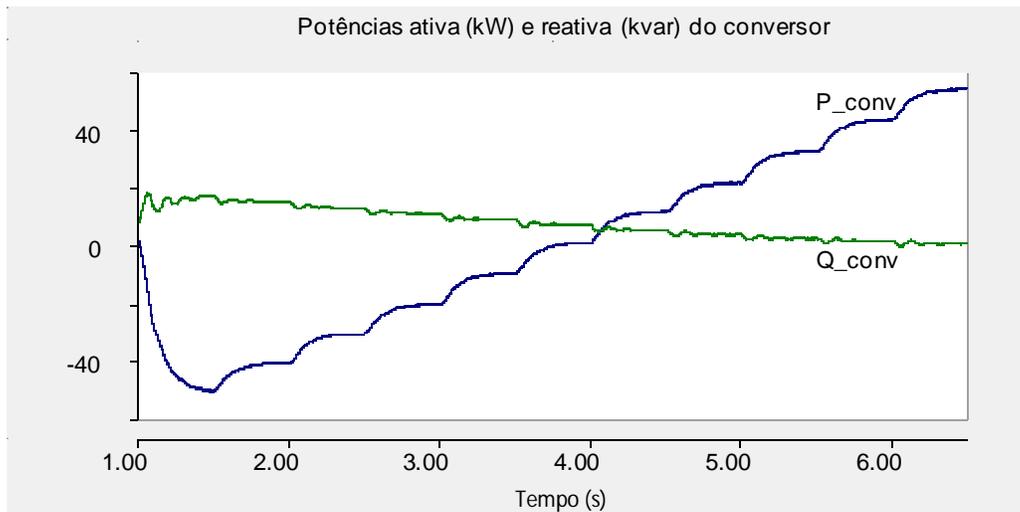


Figura 3-42 – Potências ativa e reativa do conversor

A Figura 3-43 apresenta a tensão no elo CC do conversor. A mesma apresenta uma variação inicial de aproximadamente 5% em relação ao valor de referência (380 V) em  $t = 1$  s em função da variação em  $i_q^*$  (de 0 para -200 A). Porém, devido à atuação do controle em regime permanente, esta oscilação de tensão não ultrapassa 0,7%.

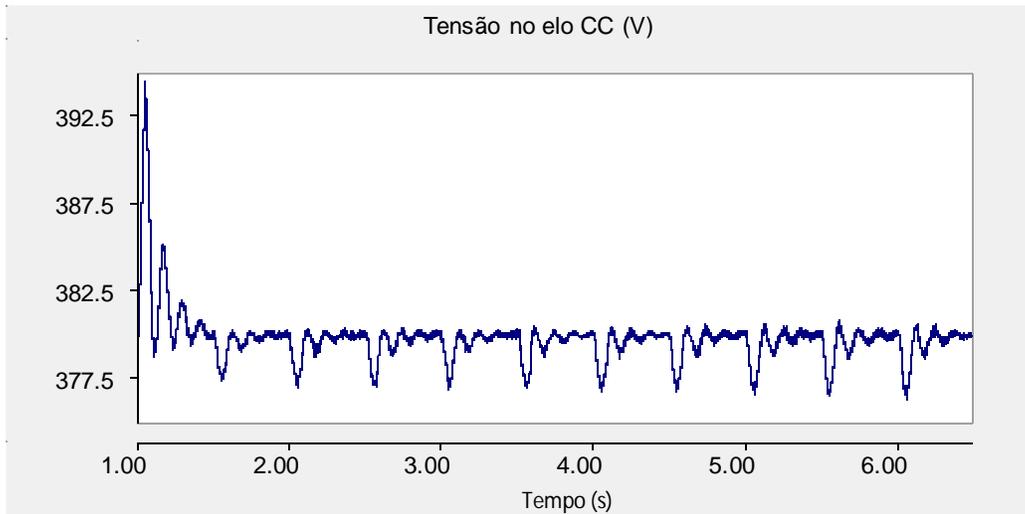


Figura 3-43 – Tensão no elo CC

A Figura 3-44 mostra a atuação do controle da tensão no PCC1.

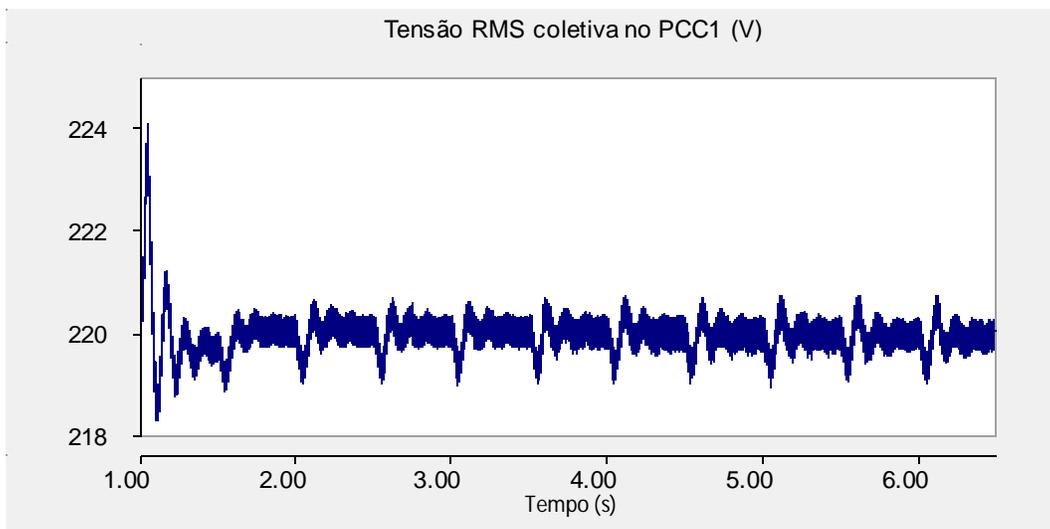


Figura 3-44 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

A Figura 3-45 mostra a tensão em uma das fases de PCC1 durante determinado intervalo da simulação. A partir desta tensão, foi calculado o THD da forma de onda.

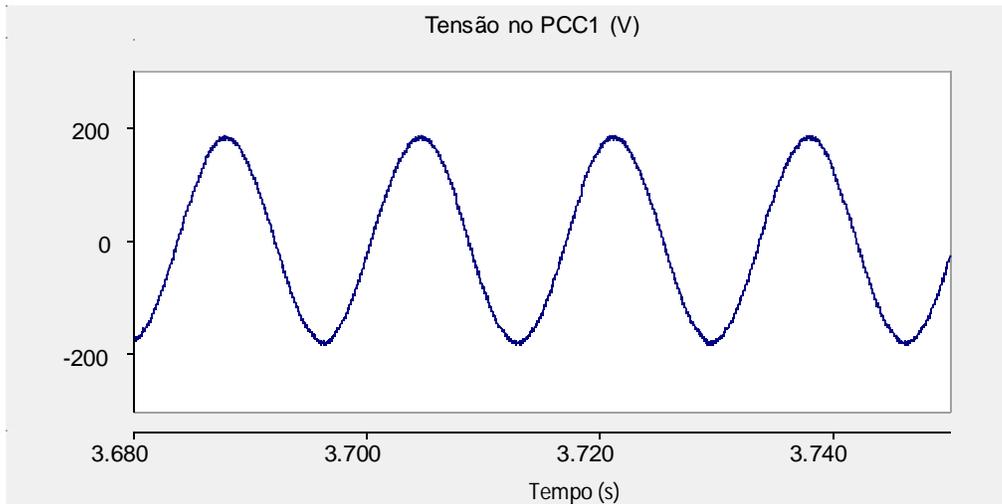


Figura 3-45 – Tensão instantânea em uma das fases de PCC1

Tabela 3-13 - Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
1,1	1,7
3,6	1,41
6,1	1,71

As Figuras 3-46 e 3-47 mostram, respectivamente, a potência ativa na carga e as tensões em dq do conversor.

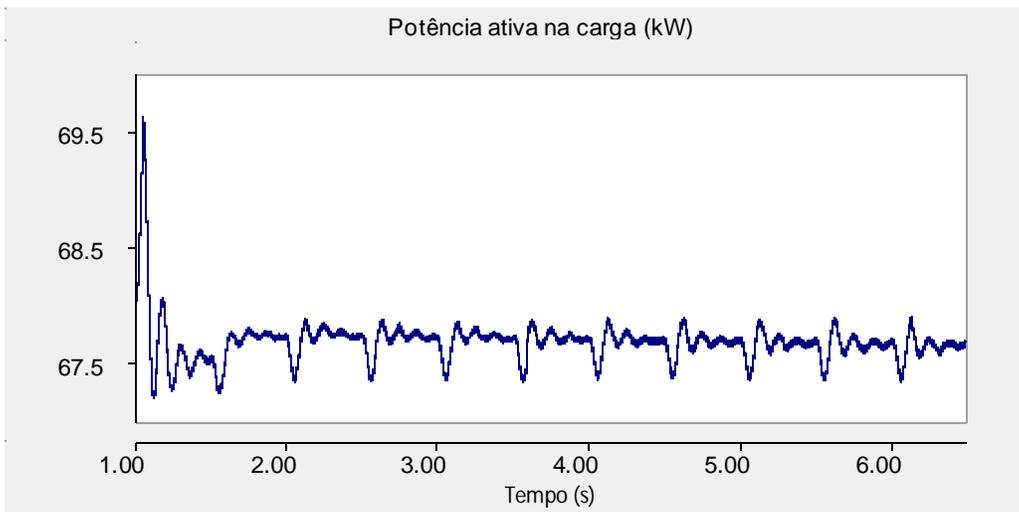


Figura 3-46 – Potência ativa na carga

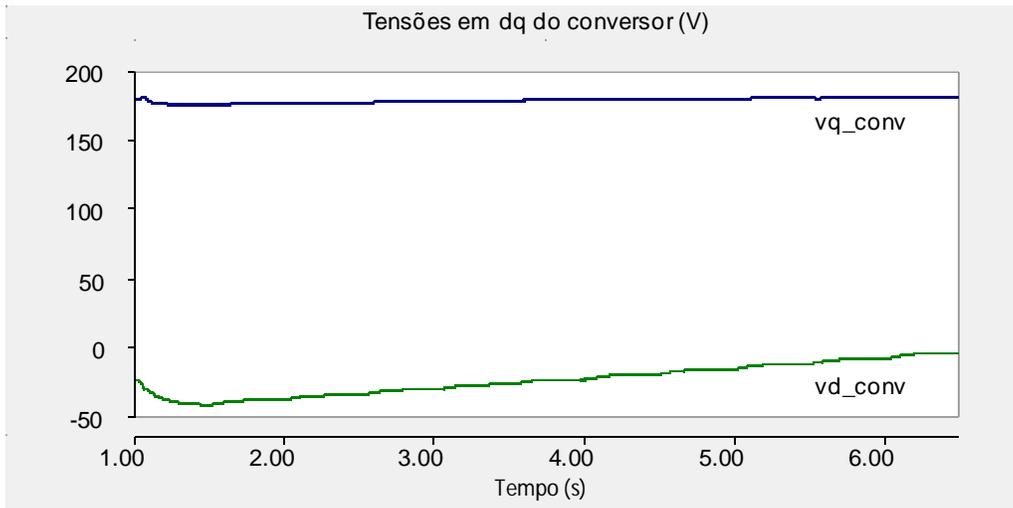


Figura 3-47 – Tensões  $v_d$  e  $v_q$  do conversor

### 3.3.2.2 FP 0,92 indutivo

Estão indicados abaixo gráficos de algumas variáveis para o mesmo caso anterior, à exceção do fator de potência da carga, que agora corresponde a 0,92 indutivo.

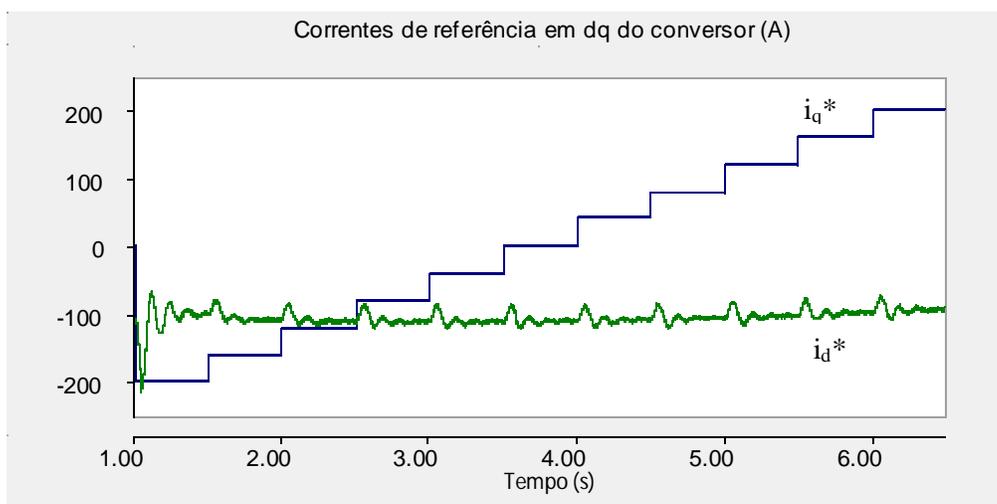


Figura 3-48 – Variações das referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

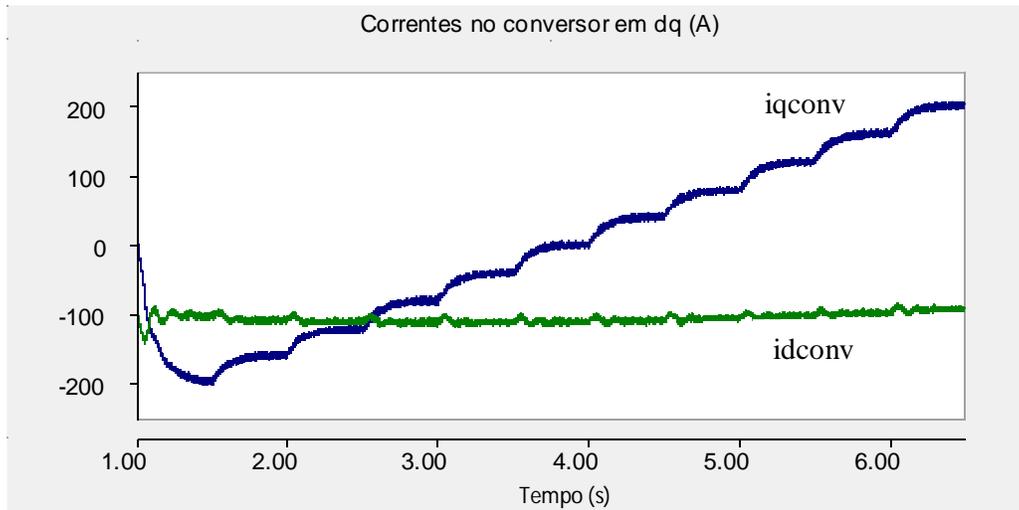


Figura 3-49 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

As Figuras 3-48 e 3-49 mostram que o controle sintetiza uma corrente  $i_d^*$  da ordem de -100 A para manter a tensão em PCC1 (indicada na Figura 3-51) controlada em 220 V. Para o caso em que se tinha carga com FP unitário, a corrente sintetizada era de aproximadamente -25 A.

Deste resultado, depreende-se que o controle vetorial de corrente neste modelo é bastante influenciado pelas características da carga da microrrede.

A Figura 3-50 mostra as variações de potência ativa e reativa do conversor. A potência ativa varia predominantemente em função da variação de  $i_q^*$ , enquanto a reativa varia em função de  $i_d^*$ , que fica em torno de 100 A nesta simulação.

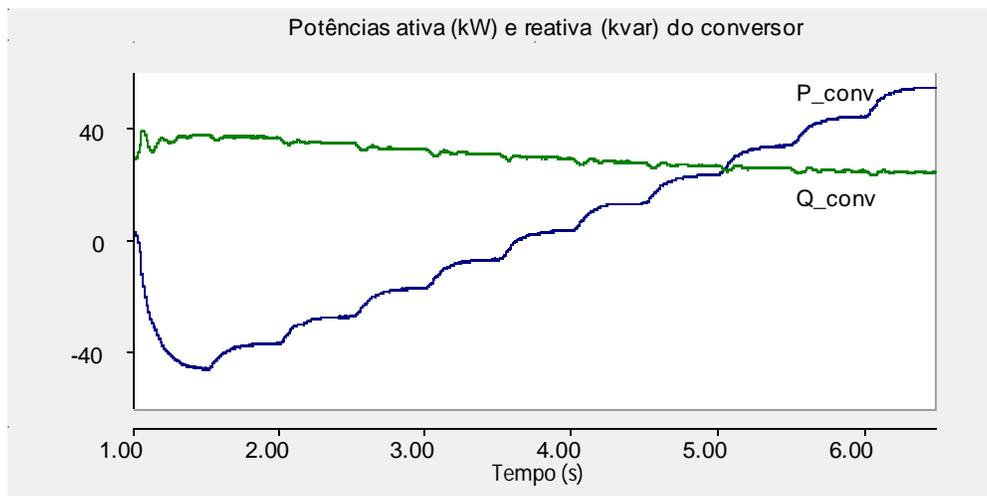


Figura 3-50 – Potências ativa e reativa do conversor

A Figura 3-51 mostra que, assim como no caso anterior (com FP unitário na carga), a tensão no PCC1 permanece controlada em 220 V, apresentando pequena variação percentual em regime.

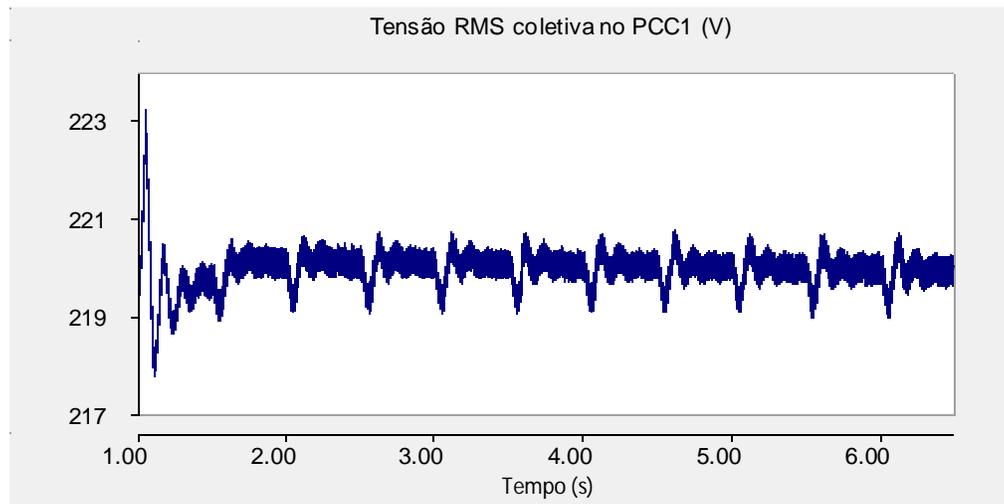


Figura 3-51 – Valor coletivo RMS da tensão no PCC1

A Figura 3-52 mostra a tensão em uma das fases no PCC1.

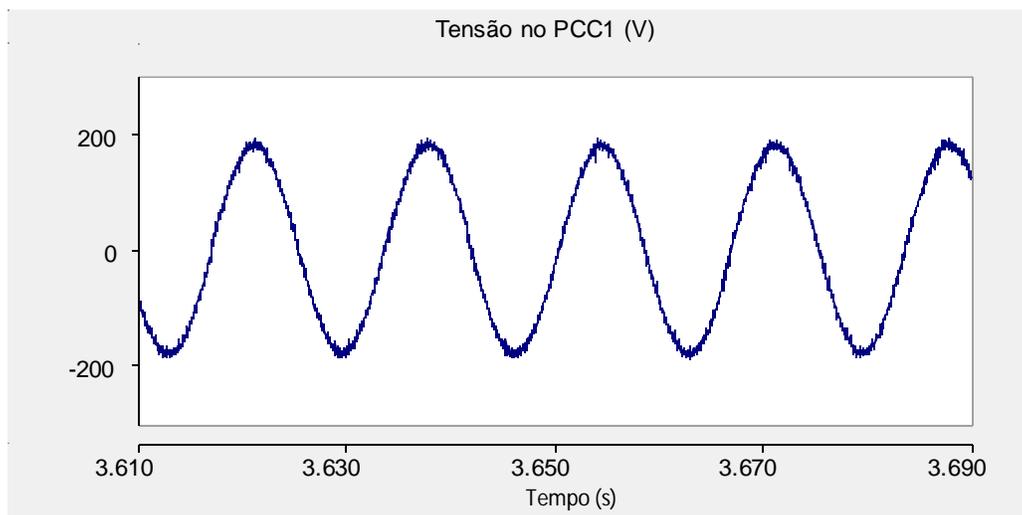


Figura 3-52 – Tensão instantânea em uma das fases de PCC1

A Tabela 3-14 mostra os THDs obtidos para alguns períodos (iniciados a partir dos instantes indicados). Assim como na Seção 3.3.1 (sem controle de  $V_{pcc1}$ ), o THD da

tensão no PCC foi influenciado pela característica da carga. Este fato indica que a dinâmica do filtro está sendo influenciada pela mudança na carga da microrrede.

Tabela 3-14 - Instantes de início dos períodos nos quais foram calculados o THD de  $V_{pcc1}$

Instante (s)	THD de $V_{pcc1}$ (%)
1,1	4,08
3,6	3,96
6,1	4,03

A Figura 3-53 mostra as curvas correspondentes às potências ativa e reativa na carga da microrrede.

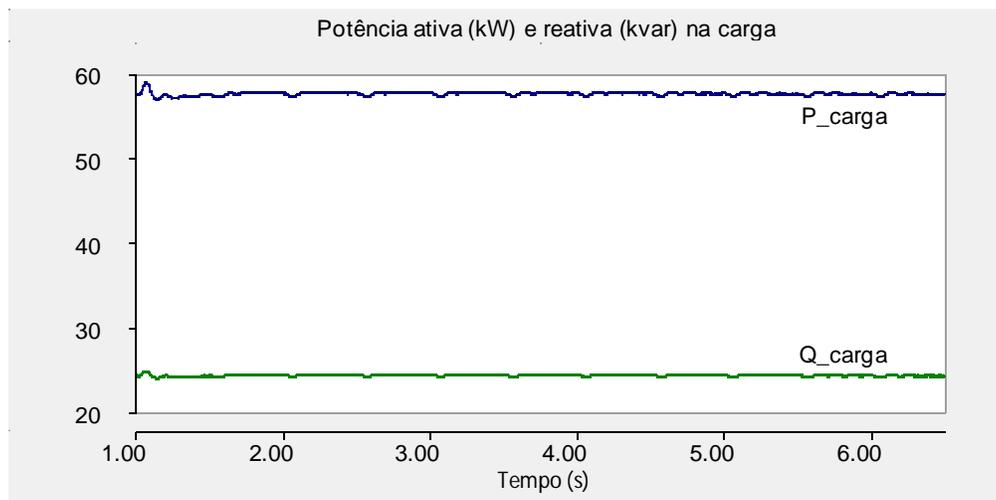


Figura 3-53 – Potência ativa e reativa na carga

### 3.4 Conclusões parciais

Este capítulo procurou mostrar de forma geral o funcionamento do conversor em regime permanente, dando destaque aos aspectos relacionados à estratégia de controle utilizada no modelo.

Foi mostrada a operação do sistema para fluxo de potência nos dois sentidos, ou seja, tanto na situação em que a microrrede possui excedente de energia e o exporta para a rede, quanto no caso em que a microrrede necessita de complementação de energia vinda da rede para atender às suas cargas. Em ambos os casos foi possível perceber que o conversor permite que o intercâmbio de potência entre as duas redes seja controlado, assim como possibilita que a tensão no ponto de conexão comum se mantenha praticamente constante.

Foi apresentada também a distorção harmônica de  $V_{pcc1}$ , quantificada por meio do THD da tensão no PCC1. Esta distorção foi bastante atenuada pela indutância do conversor e do filtro CA utilizado no sistema.

Foi mostrado que o VSC-BTB pode também ser utilizado para compensação de reativos.

Alguns resultados mostraram certo acoplamento entre os eixos d e q, acoplamento este que é produzido pela transformação de coordenadas abc/dq.

# Capítulo 4 – Análise de Perturbações no Sistema

Neste capítulo, serão mostrados os resultados e análises de simulações do sistema composto pelas redes e pelo VSC-BTB submetido a algumas perturbações. Os eventos simulados foram os seguintes:

- Desequilíbrio de carga na microrrede;
- Análises de curto-circuito na rede, para que sejam observados os efeitos deste transitório na microrrede;
- Análises de curto-circuito na microrrede, a fim de analisar a atuação do controle vetorial de corrente.

## 4.1 Desequilíbrio de carga na microrrede

Nesta Seção, serão apresentados os resultados de um desequilíbrio na carga da microrrede para as mesmas situações do capítulo anterior: uma delas em que a carga possui fator de potência unitário e a outra em que o fator de potência da carga é igual a 0,92 indutivo.

A fim de identificar os problemas decorrentes do desequilíbrio, foram simuladas duas situações para a carga na fase c: uma onde a impedância desta carga é 10% menor em relação às outras fases e outra onde a impedância desta carga é 20% menor em relação às demais fases. Foram também obtidas as distorções harmônicas das tensões e correntes do lado da microrrede para estes casos.

Cabe ressaltar que, para estas simulações de desequilíbrio, foi considerado que a microrrede está importando potência da rede. Na prática, pode-se pensar que esta

situação seria bastante frequente, uma vez que a rede possui geradores de maior capacidade em relação aos da microrrede e, portanto, maior potencial para exportar energia. Ao mesmo tempo, foi adotado um valor de referência de corrente no conversor que faz com que a potência importada pela microrrede seja inferior à necessidade da carga. Consequentemente, esta diferença será suprida pela fonte da microrrede, que possui impedância de 0,08 pu e também terá seu comportamento analisado.

Em ambos os casos de desequilíbrio na carga, o tempo total de simulação foi de 2 s. Passada a inicialização do controle, em  $t = 1\text{ s}$  é feita a mudança de referência da corrente  $i_d^*$  de zero para 100 A.

#### **4. 1. 1 FP unitário**

Nesta Seção, serão apresentados principais resultados considerando fator de potência unitário na carga.

De (3.5), tem-se:

$$R_{carga} = 0,7 \Omega \quad (4.1)$$

##### **4. 1. 1. 1 Impedância da carga na fase c 10% menor em relação às outras**

Nesta situação, tem-se:

$$R_{carga} = 0,9(0,7) \Omega = 0,63 \Omega \quad (4.2)$$

Nas Figuras 4-1 e 4-2, são mostradas, respectivamente, simulações das correntes de referência e as correntes sintetizadas pelo conversor. É possível notar a presença da oscilação do sinal na frequência de  $2\omega$ , característica da situação onde há desequilíbrio no circuito.

A corrente  $i_d^*$  é sintetizada pelo controle de tensão no PCC e está limitada, neste estudo, em 200 A, para que a corrente resultante (que inclui a composição com  $i_q^*$ ) esteja limitada a um valor RMS em abc de aproximadamente 200 A. Cabe lembrar que,

conforme mostrado no Capítulo 2, os valores das correntes de referência em dq geram os valores de pico para as correntes em abc, ou seja, se as referências em dq determinam dado valor de corrente para o controle, este é o valor máximo para as correntes em coordenadas abc. O valor eficaz em abc corresponde a este valor máximo dividido por  $\sqrt{2}$ .

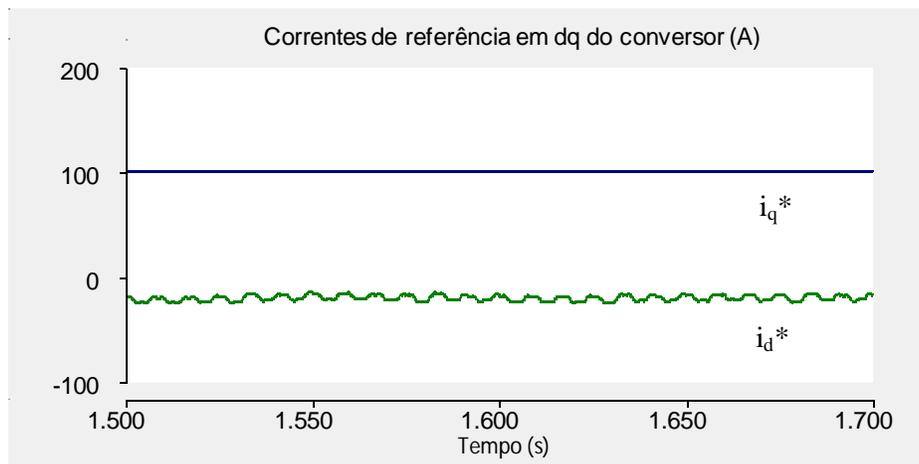


Figura 4-1 – Variações das referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

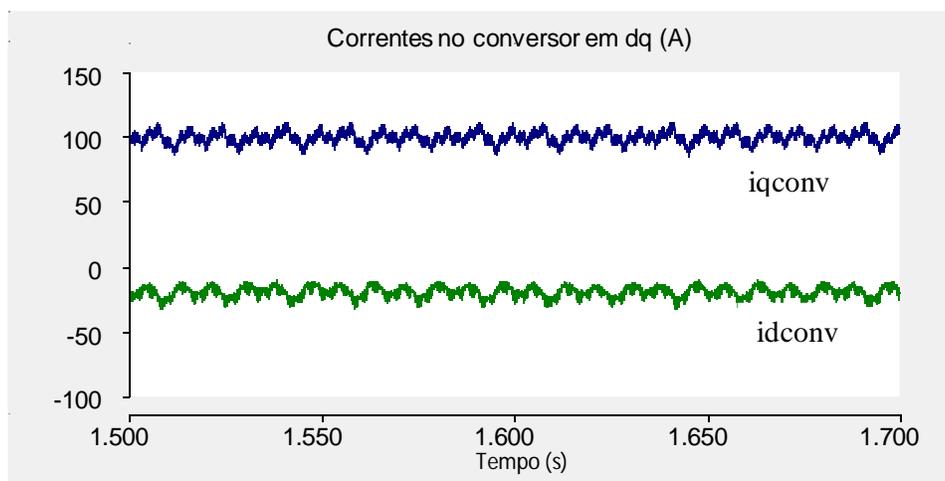


Figura 4-2 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

Por meio das Figuras 4-3 e 4-4, observa-se, respectivamente, as tensões no elo CC e tensão RMS coletiva no PCC1. Ambas se mantêm controladas em seus respectivos valores nominais (380 e 220 V), mesmo na presença de desequilíbrio na

carga. Nota-se oscilação na frequência de  $2\omega$  na tensão RMS coletiva devido ao desequilíbrio.

Conforme dito na Seção 2.2.1, a capacitância do elo CC possui valor elevado, o que se reflete em um valor alto para a constante de inércia do conversor. Em função disto, na Figura 4-3 é possível verificar que a oscilação em  $2\omega$  aparece de forma reduzida na tensão do elo CC.

Além disso, a tensão no elo CC apresenta uma oscilação inicial em função da mudança no valor de  $i_q^*$  e subsequente atuação do controle vetorial, entretanto esta oscilação não ultrapassa 2% do valor nominal (380 V).

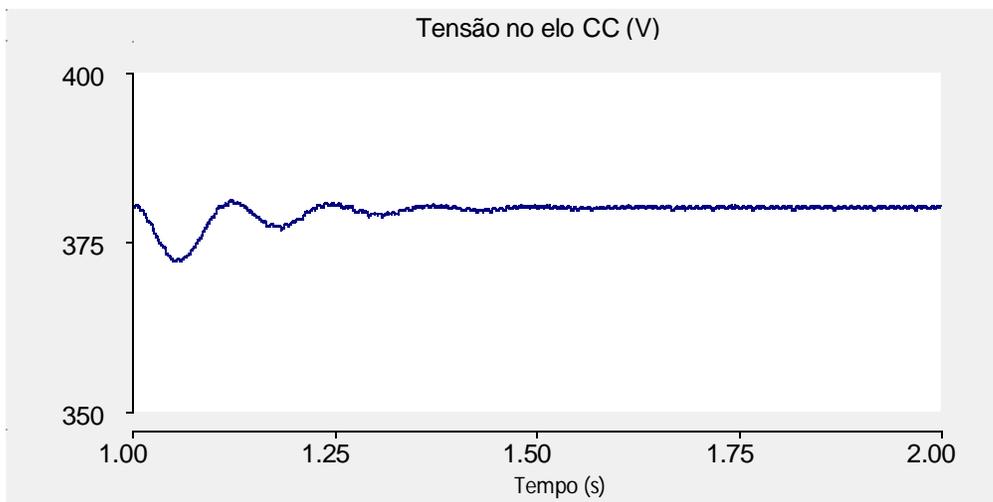


Figura 4-3 – Tensão no elo CC

Através da Figura 4-4, é possível notar uma oscilação após o instante  $t=1$  s em função da variação de  $V_{cc}$ . No entanto, assim como no caso de  $V_{cc}$ , esta oscilação não ultrapassa 2% em relação ao valor nominal de  $V_{pcc1}$  (220 V).

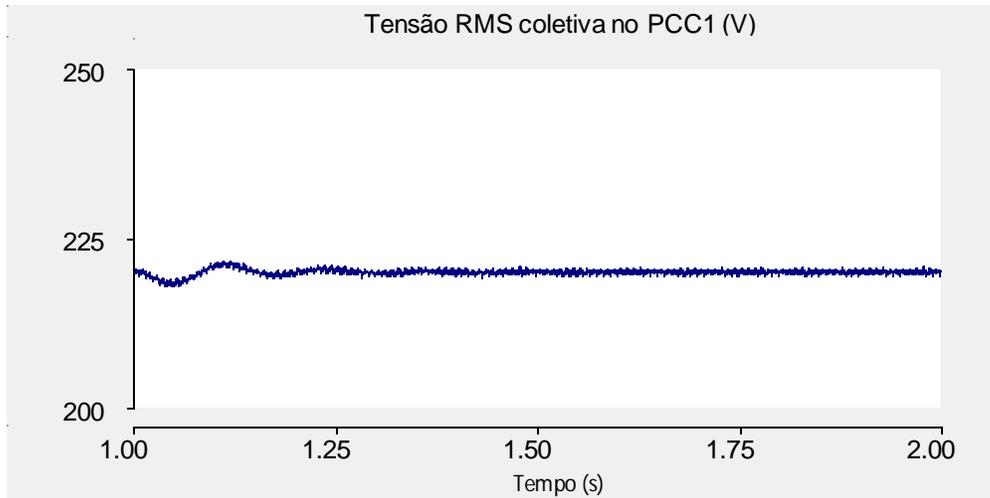


Figura 4-4 – Tensão RMS coletiva no PCC1

A Figura 4-5 mostra as correntes na carga. Conforme esperado, as mesmas estão desequilibradas com a fase c sendo a maior delas, em função da menor impedância nesta fase.

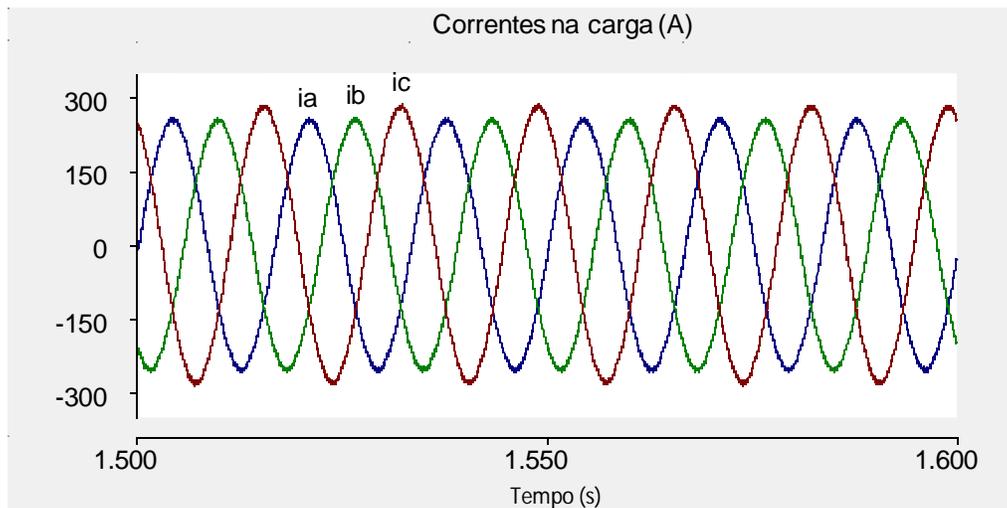


Figura 4-5 – Correntes na carga

Com o objetivo de mostrar o reflexo deste desequilíbrio na fase c, estão apresentadas nas Figuras 4-7 e 4-8 as correntes na fonte da microrrede e no conversor.

Por meio das Figuras citadas acima, pode-se notar que o desbalanceamento afeta tanto as correntes da fonte quanto as do conversor. Cabe ressaltar que, conforme mencionado no Capítulo 3, o ponto de medição das correntes do conversor inclui as correntes do filtro, que é aterrado. Isto está ilustrado na Figura 4-6.

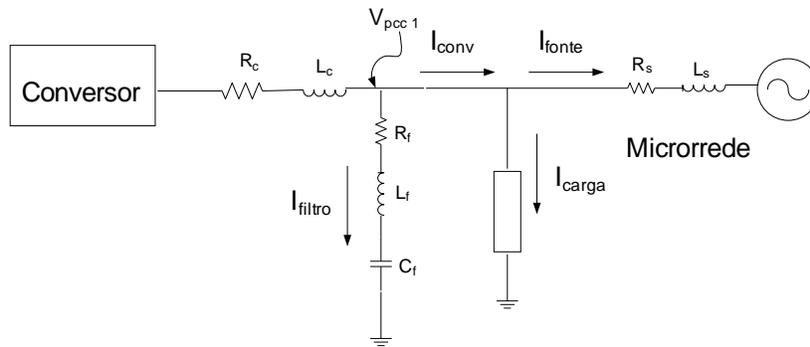


Figura 4-6 – Pontos de medição de correntes

Logo em seguida, este desequilíbrio será mostrado através da decomposição em componentes simétricas das correntes do conversor e da fonte.

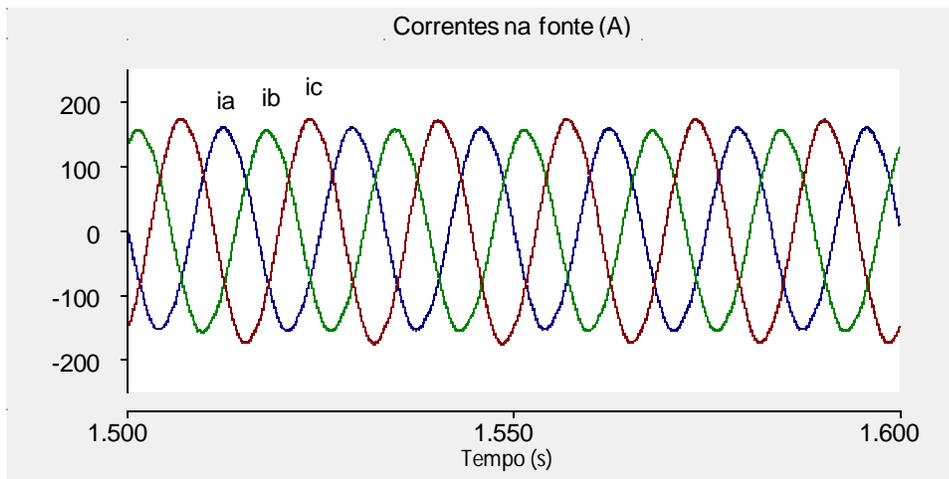


Figura 4-7 – Correntes na fonte

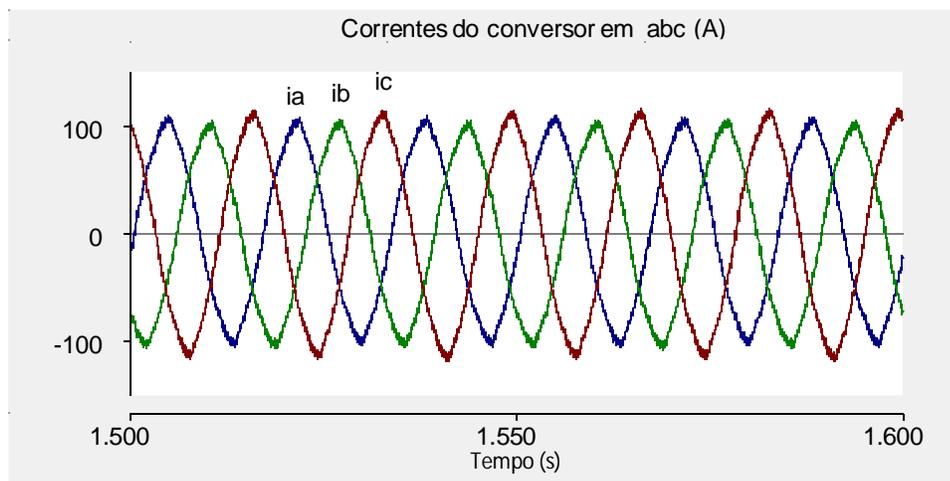


Figura 4-8 – Correntes no conversor

As Figuras 4-9 e 4-10 mostram, respectivamente, a decomposição das correntes do conversor (conversor e filtro) e da fonte em componentes de sequência ao longo do tempo. Esta análise tem o objetivo de verificar as consequências do desbalanço em cada um destes elementos.

Esta decomposição foi feita no PSCAD com o auxílio de dois blocos disponíveis na biblioteca do mesmo. O primeiro obtém os fasores das correntes (módulo e ângulo de cada uma) a partir das correntes (no tempo) de entrada do bloco. As saídas deste bloco são utilizadas como entrada do segundo, que decompõe os fasores em componentes simétricas.

Como em  $t=1s$  é feita a mudança de referência de  $i_q^*$  de zero para 100 A então, a partir deste instante, a corrente do conversor aumenta. Num caso real, esta mudança de referência representa importação de energia da rede pela microrrede. Sendo assim, como a carga não varia ao longo da simulação, a corrente na fonte diminui.

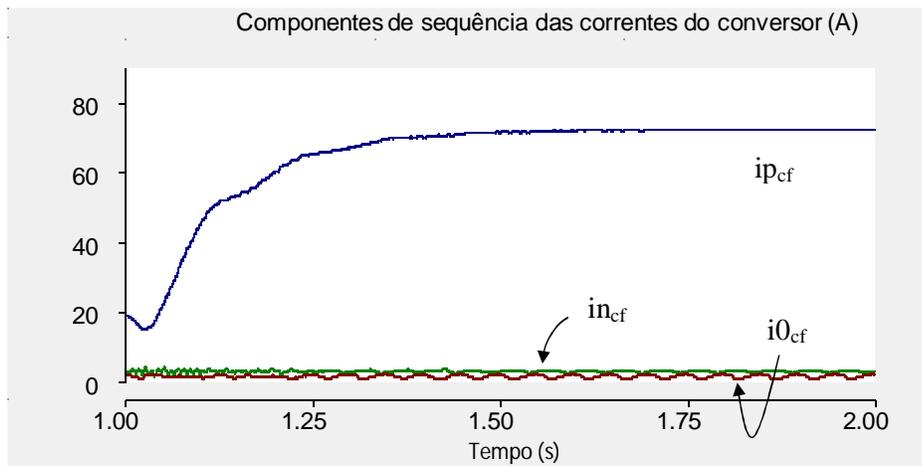


Figura 4-9 – Módulos das correntes do conversor de sequência positiva ( $i_{p_{cf}}$ ), de sequência negativa ( $i_{n_{cf}}$ ) e de sequência zero ( $i_{0_{cf}}$ )

Embora o conversor seja trifásico a três fios, as correntes do mesmo possuem uma pequena parcela de sequência zero em função do ponto de medição destas correntes no sistema utilizado. Como esta medição é feita de acordo com a Figura 4-6, as correntes controladas incluem a pequena parcela que vai para o filtro.

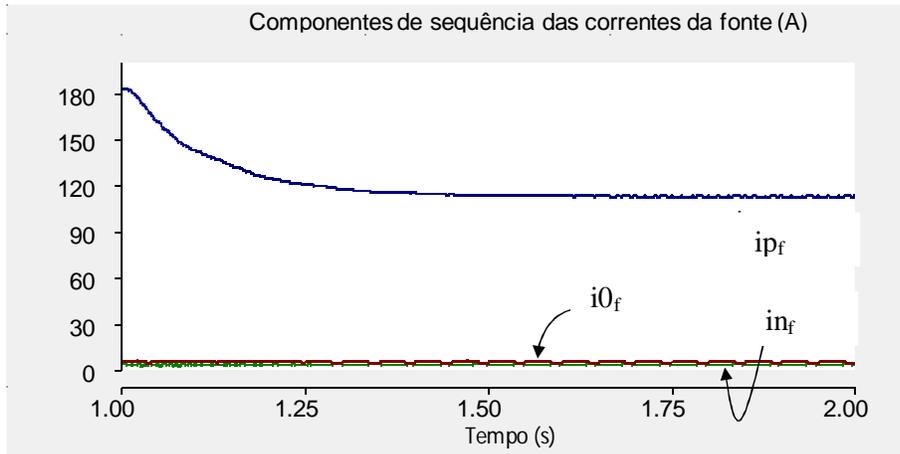


Figura 4-10 – Módulos das correntes da fonte de seqüência positiva ( $i_{p_f}$ ), de seqüência negativa ( $i_{n_f}$ ) e de seqüência zero ( $i_{o_f}$ )

Além das correntes, a tensão no PCC1 também foi decomposta em componentes simétricas. Esta análise teve como objetivo identificar eventuais desequilíbrios de tensão. A Figura 4-11 mostra esta decomposição. É possível perceber que o desequilíbrio de carga da ordem de 10% na fase c não provocou desequilíbrio significativo nas tensões no PCC1. As seqüências negativa e zero não chegam a atingir 0,5% do valor da seqüência positiva.

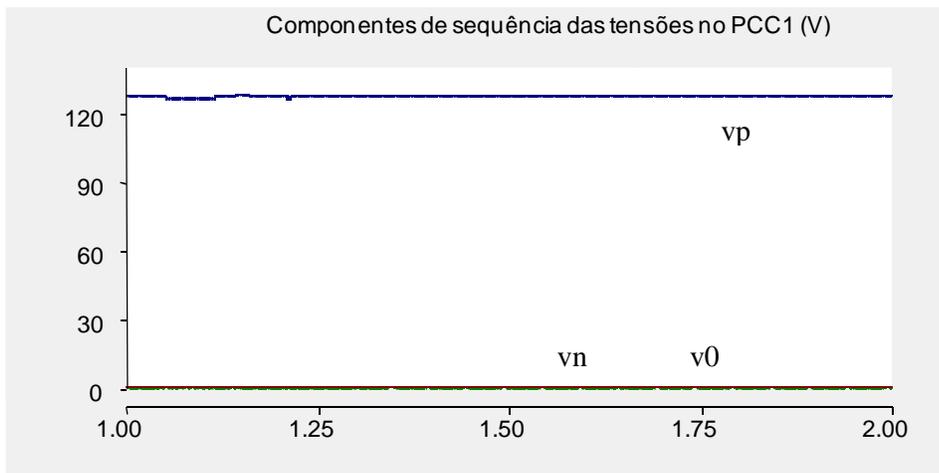


Figura 4-11 – Módulos das tensões no PCC1 de seqüência positiva ( $v_p$ ), de seqüência negativa ( $v_n$ ) e de seqüência zero ( $v_0$ )

Além disso, para que fossem identificadas possíveis distorções harmônicas na forma de onda da tensão na fase c no PCC1 (Figura 4-12) e nas correntes do conversor

(Figura 4-8), foram obtidos os valores de THD das respectivas formas de onda para um ciclo a partir do instante  $t = 1,5$  s.

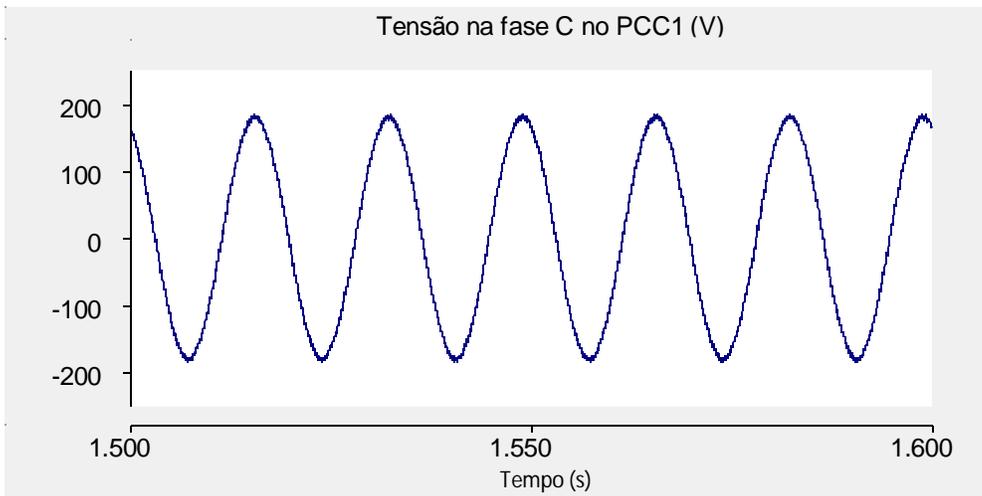


Figura 4-12 – Tensão na fase c do PCC1

A Tabela 4-1 indica os valores das distorções harmônicas das tensões e correntes analisadas.

Tabela 4-1 - Valores de THD da tensão na fase c do PCC1 e das correntes do conversor

Grandeza	THD (%)
$V_{pcc}$ fase c	1,23
$i_{a\_conv}$	3,97
$i_{b\_conv}$	3,97
$i_{c\_conv}$	3,46

Através da Tabela 4-1, pode-se observar que houve uma pequena distorção na tensão na fase c do PCC1. Além disso, as correntes do conversor apresentaram um THD relativamente elevado. Cabe ressaltar que o filtro CA foi projetado para atenuar os harmônicos da tensão no PCC1. O THD das correntes no conversor é relativamente elevado porque a carga da microrrede é resistiva para esta situação. Logo, não há indutância na carga para auxiliar a atenuação de eventuais harmônicos presentes nas correntes.

No entanto, todos os percentuais de THD ficaram abaixo de 5%, que também é o limite para o THD de corrente no caso de instalações com nível de tensão entre 120 V e 69 kV [21].

#### 4. 1. 1. 2 Impedância da carga na fase c 20% menor em relação às outras

Nesta situação, tem-se:

$$R_{carga} = 0,8(0,7) = 0,56 \Omega \quad (4.3)$$

As Figura 4-13 e Figura 4-14 mostram, respectivamente, as simulações das correntes de referência e as correntes sintetizadas pelo conversor. Devido ao maior desequilíbrio em relação ao caso anterior, pode-se notar a presença da componente de frequência  $2\omega$  com maior amplitude.

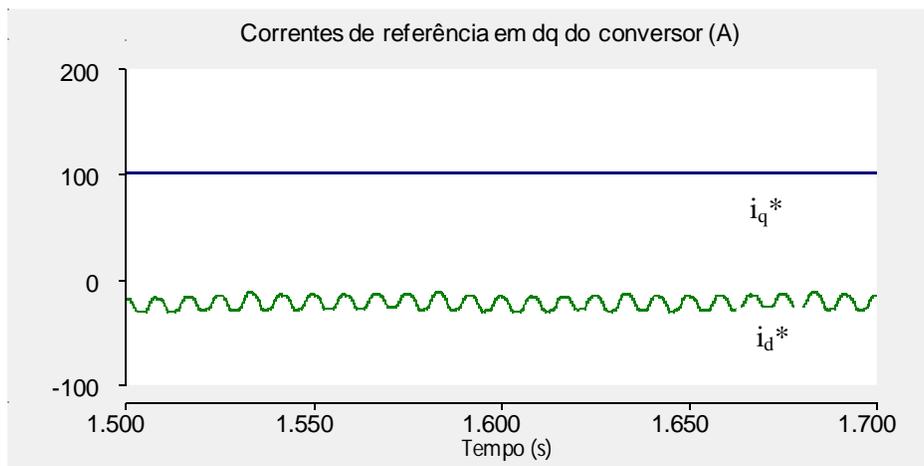


Figura 4-13 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

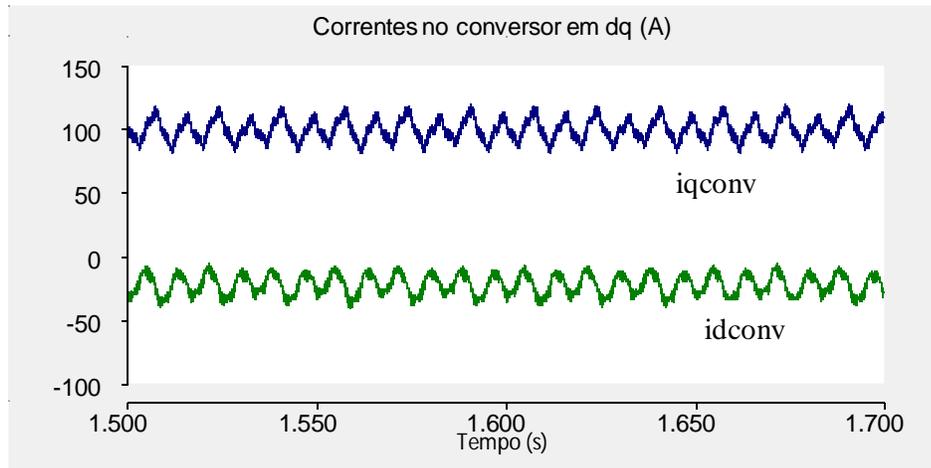


Figura 4-14 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

Através das Figuras 4-15, 4-16 e 4-17, pode-se observar o reflexo do maior desbalanço da fase c em relação às demais. É possível perceber também que as correntes da fonte apresentam maior desbalanço que as do conversor. Isto ocorre porque, como as correntes da fonte não são controladas, elas respondem mais instantaneamente no sentido de alimentar a carga desbalanceada.

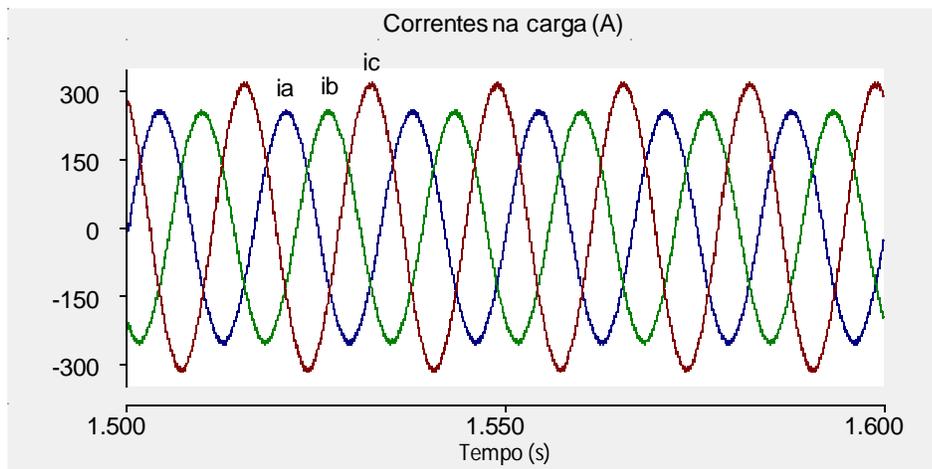


Figura 4-15 – Correntes na carga

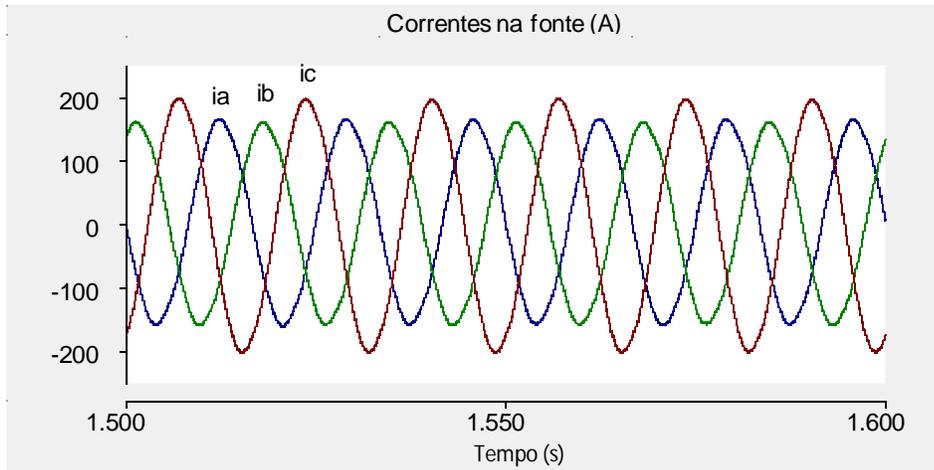


Figura 4-16 – Correntes na fonte

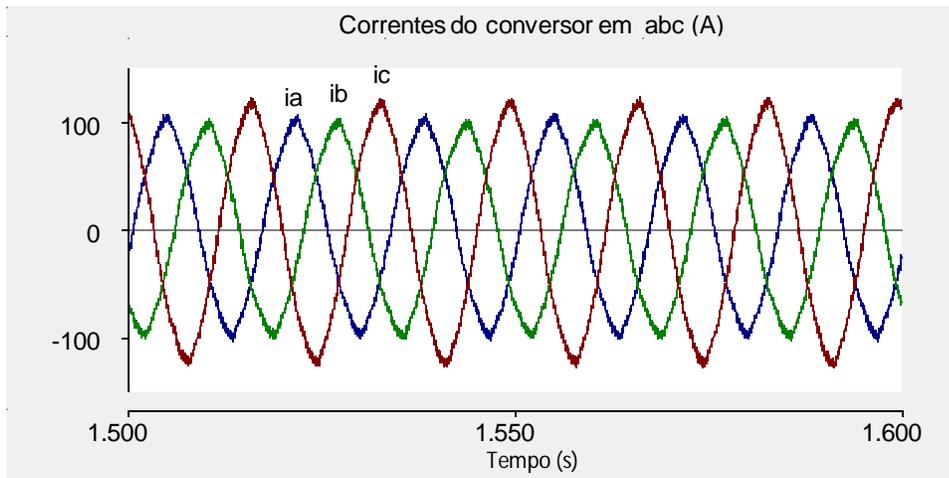


Figura 4-17 – Correntes no conversor

As Figuras 4-18 e 4-19 evidenciam o maior desbalanço em relação ao caso anterior (onde se tinha a impedância da carga da fase c 10% menor em relação às outras) através dos valores mais elevados de correntes de sequência negativa e zero.

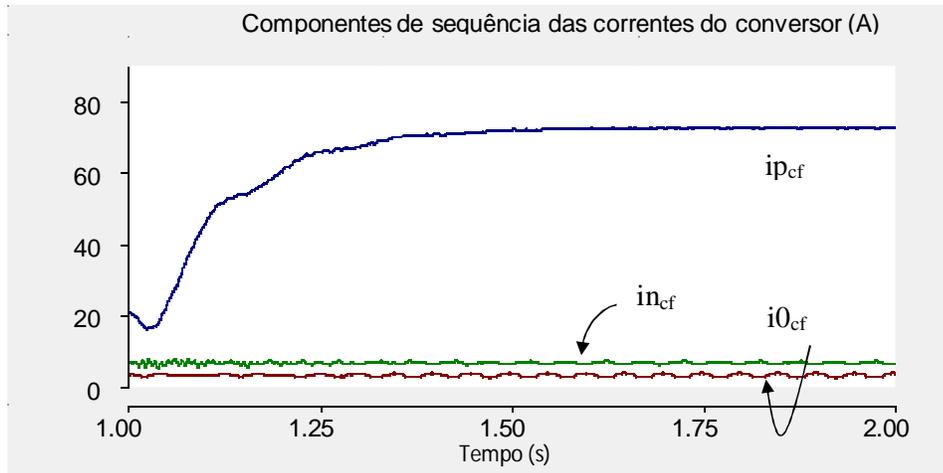


Figura 4-18 – Módulos das correntes do conversor de sequência positiva ( $i_{p_{cf}}$ ), de sequência negativa ( $i_{n_{cf}}$ ) e de sequência zero ( $i_{0_{cf}}$ )

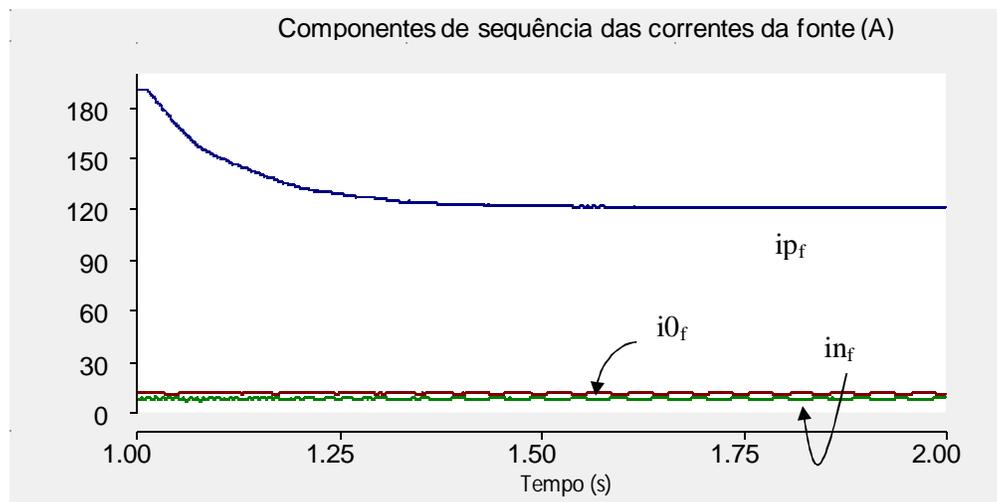


Figura 4-19 – Módulos das correntes da fonte de sequência positiva ( $i_{p_f}$ ), de sequência negativa ( $i_{n_f}$ ) e de sequência zero ( $i_{0_f}$ )

Foram também obtidas, assim como no caso anterior, as componentes de sequência das tensões no PCC1. De acordo com a Figura 4-20, embora tenha havido um pequeno aumento das componentes de sequência negativa e zero em relação ao caso em que se tinha 10% de desbalanço na fase c, estas tensões ficaram em torno de 0,9% do valor da componente de sequência positiva.

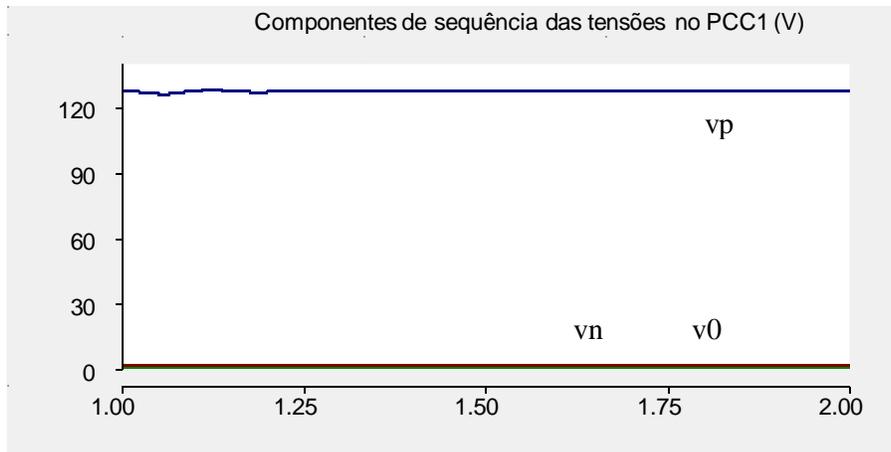


Figura 4-20 – Módulos das tensões no PCC1 de sequência positiva (vp), de sequência negativa (vn) e de sequência zero (v0)

Assim como no caso anterior, foram obtidos os THDs da tensão na fase c no PCC1 (Figura 4-21) e das correntes do conversor (Figura 4-17). A Tabela 4-2 mostra estes valores.

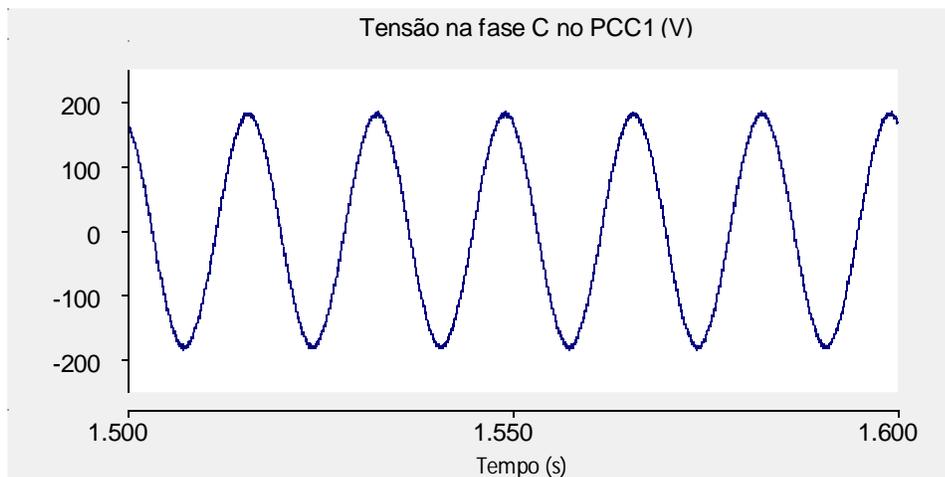


Figura 4-21 – Tensão na fase c do PCC1

Conforme mostrado na Tabela 4-2, pode-se observar que o THD da tensão no PCC1 praticamente não sofreu alteração em relação ao caso anterior. Ao mesmo tempo, nota-se que as correntes neste caso sofreram alguma elevação em suas distorções harmônicas, em função do desbalanço de carga mais acentuado.

Tabela 4-2 - Valores de THD da tensão na fase c do PCC1 e das correntes do conversor

Grandeza	THD (%)
$V_{pcc}$ fase c	1,17
$i_{a\_conv}$	4,11
$i_{b\_conv}$	4,22
$i_{c\_conv}$	3,33

#### 4.1.2 FP 0,92 indutivo

Nesta Seção, serão mostradas situações de desequilíbrio similares às da Seção anterior, porém para carga com fator de potência igual a 0,92 indutivo. Serão apresentados os gráficos cujas grandezas tenham apresentado variação significativa em relação ao caso em que se tinha fator de potência unitário na carga.

De (3.11), tem-se que a carga equilibrada conectada entre fase e neutro seria dada por:

$$Z_{carga} = 0,7 + j0,30 \Omega \quad (4.4)$$

##### 4.1.2.1 Impedância da carga na fase c 10% menor em relação às outras

Nesta situação, tem-se:

$$Z_{carga} = 0,9(0,7 + j0,30) \Omega = 0,64 + j0,27 \Omega \quad (4.5)$$

$$X_{carga} = \omega L_{carga} \therefore L_{carga} = \frac{0,27}{2\pi 60} = 0,72mH \quad (4.6)$$

As correntes de referência e as correntes sintetizadas pelo conversor estão mostradas nas Figuras 4-22 e 4-23. As correntes na carga e fonte da microrrede e as correntes do conversor estão indicadas nas Figuras 4-24, 4-25 e 4-26, respectivamente.

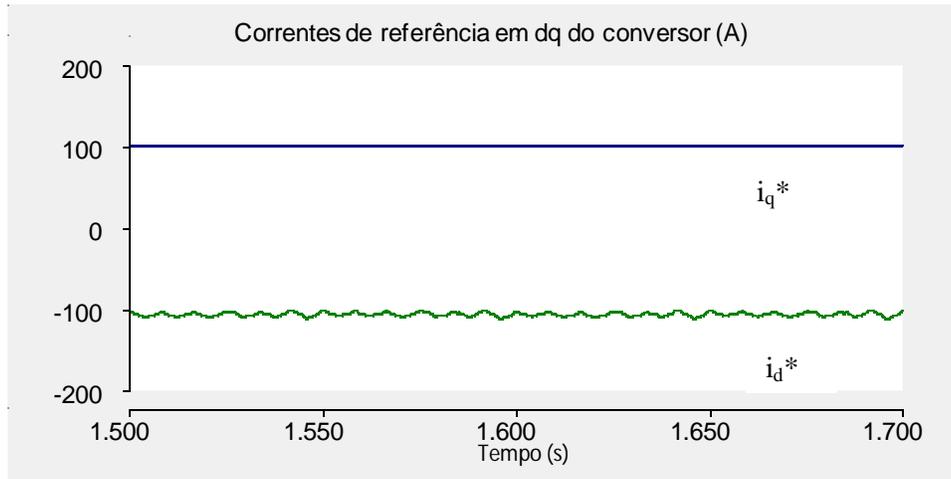


Figura 4-22 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

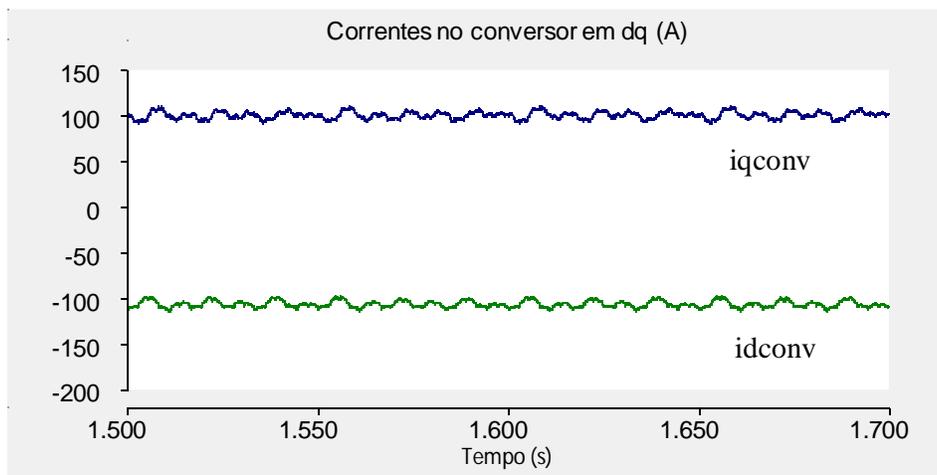


Figura 4-23 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

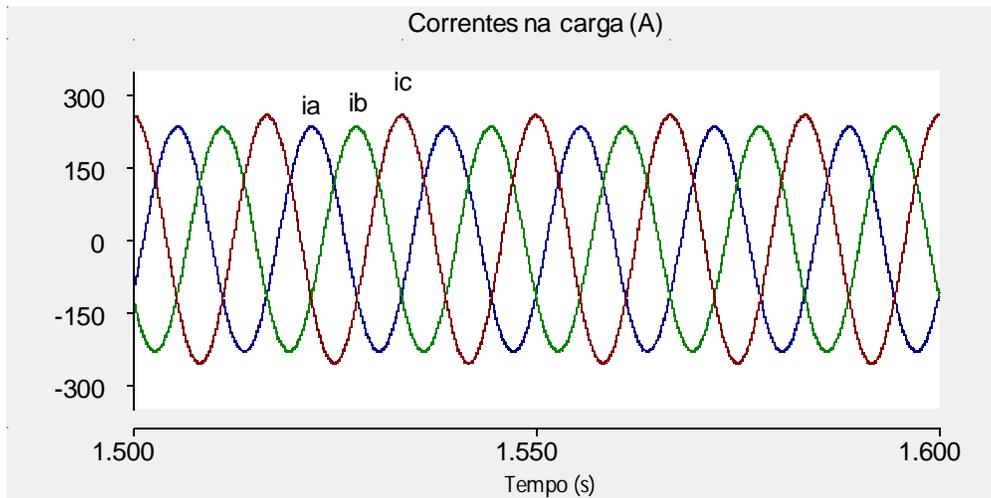


Figura 4-24 – Correntes na carga da microrrede

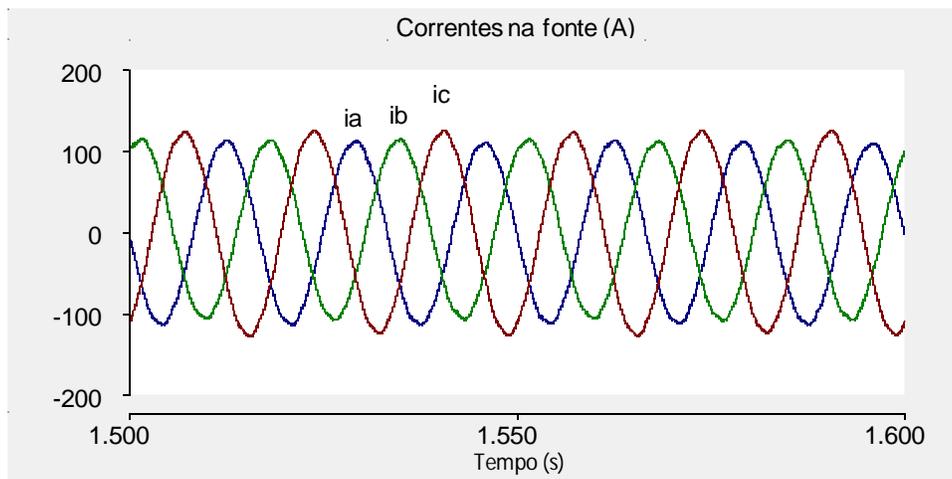


Figura 4-25 – Correntes na fonte da microrrede

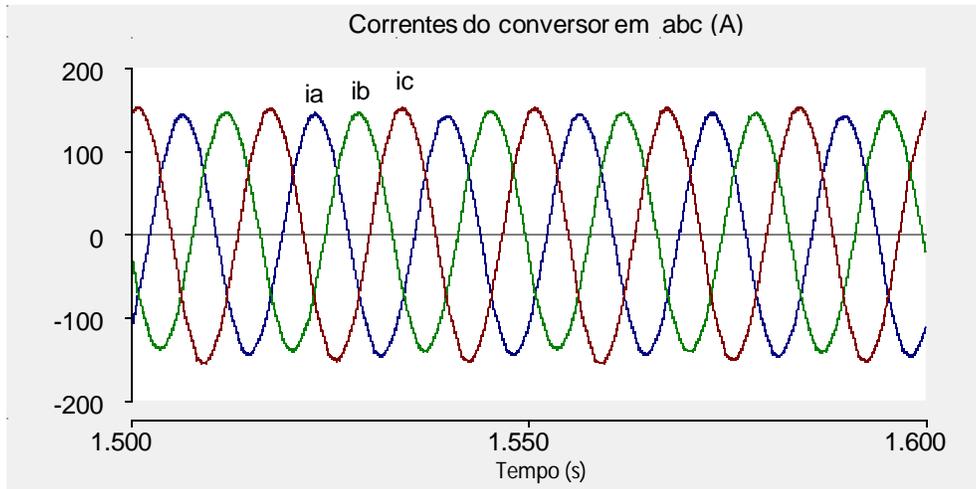


Figura 4-26 – Correntes do conversor

Como é possível observar, para esta situação de desequilíbrio (impedância da carga na fase c 10% menor em relação às outras fases), o conversor praticamente não é afetado pelo desbalanço. Neste caso, a fonte é que tenta compensar o desequilíbrio. Isto pode ser confirmado através das Figuras 4-27 e 4-28, onde é possível verificar que o percentual da sequência negativa em relação à sequência positiva é um pouco maior nas correntes da fonte em relação às do conversor. Além disso, há também certa contribuição de sequência zero tanto nas correntes da fonte (maior) quanto nas do conversor (menor).

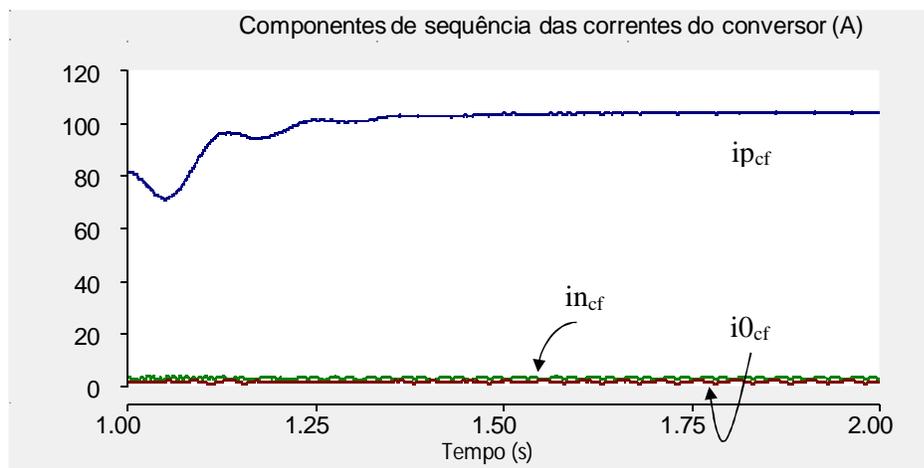


Figura 4-27 – Módulos das correntes do conversor de sequência positiva ( $i_{pcf}$ ), de sequência negativa ( $i_{ncf}$ ) e de sequência zero ( $i_{0cf}$ )

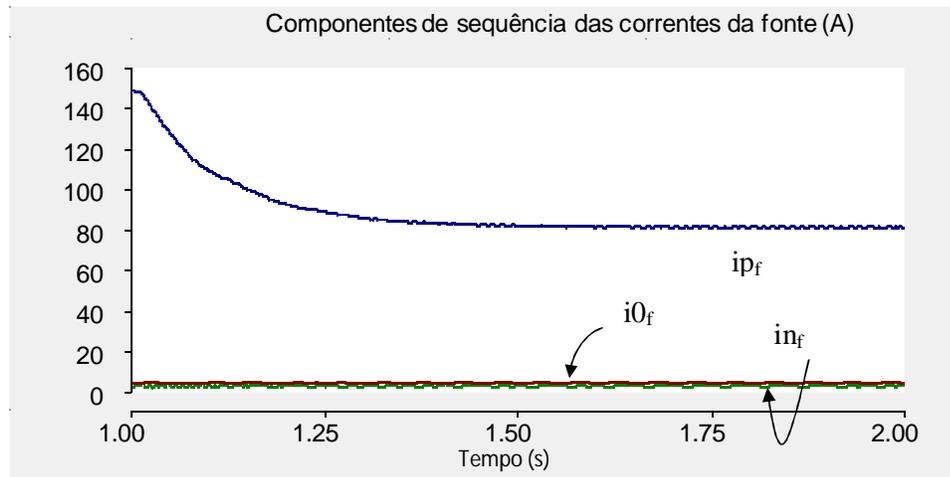


Figura 4-28 – Módulos das correntes da fonte de seqüência positiva ( $i_{p_f}$ ), de seqüência negativa ( $i_{n_f}$ ) e de seqüência zero ( $i_{0_f}$ )

Foram também obtidas as distorções harmônicas da tensão na fase c do PCC1 e nas correntes do conversor. A forma de onda da tensão na fase c no PCC1 está indicada na Figura 4-29, enquanto as correntes mencionadas estão na Figura 4-26. Os resultados de THD encontram-se na Tabela 4-3.

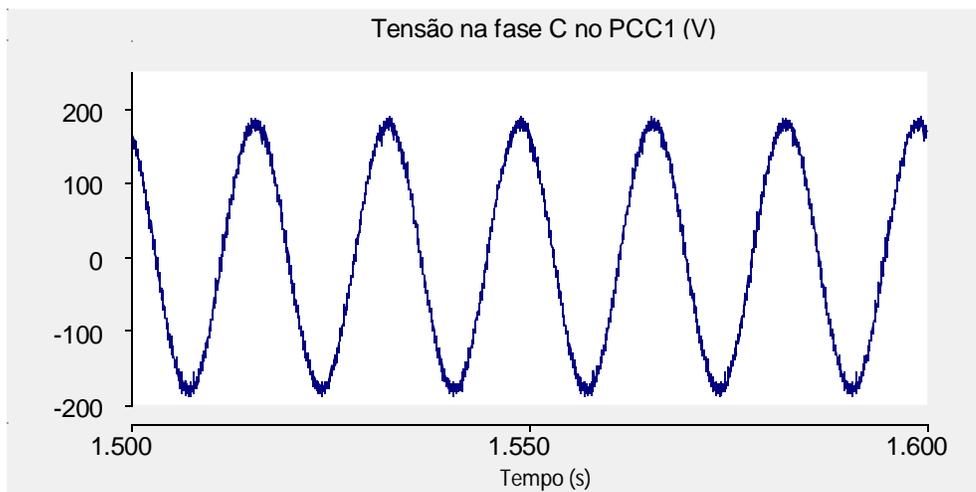


Figura 4-29 – Tensão na fase c do PCC1

Tabela 4-3 - Valores de THD da tensão na fase c do PCC1 e das correntes do conversor

Grandeza	THD (%)
$V_{pcc}$ fase c	4,11
$i_{a\_conv}$	1,58
$i_{b\_conv}$	1,78
$i_{c\_conv}$	1,41

De acordo com a Tabela 4-3, percebe-se que, assim como ocorrido no Capítulo 3, a distorção harmônica da tensão no PCC1 aumentou quando o fator de potência foi de unitário para 0,92 indutivo. Isto confirma que a característica da carga afeta de maneira sensível a dinâmica do filtro CA.

No caso das correntes do conversor, ocorreu o oposto. Comparando-se as Tabelas 4-1 e 4-3, observa-se que o THD das correntes do conversor diminuiu com a presença da indutância da carga. Isto pode ser explicado pela relação existente entre as correntes do conversor, da fonte e da carga no circuito simulado ( $I_{conv} = I_{fonte} + I_{carga}$ ). Ou seja, a indutância na carga indiretamente faz com que as correntes do conversor tenham seus harmônicos mais atenuados.

#### 4.1.2.2 Impedância da carga na fase c 20% menor em relação às outras

Nesta situação, tem-se:

$$Z_{carga} = 0,8(0,7 + j0,30) \Omega = 0,56 + j0,24 \Omega \quad (4.7)$$

$$X_{carga} = \omega L_{carga} \therefore L_{carga} = \frac{0,24}{2\pi 60} = 0,64mH \quad (4.8)$$

Através das Figuras 4-30 e 4-31, é possível observar as correntes de referência e as correntes sintetizadas pelo conversor. Novamente, a componente na frequência de  $2\omega$  aumentou, em função do desequilíbrio mais acentuado.

As correntes na carga e fonte da microrrede e as correntes do conversor estão indicadas nas Figuras 4-32, 4-33 e 4-34, respectivamente.

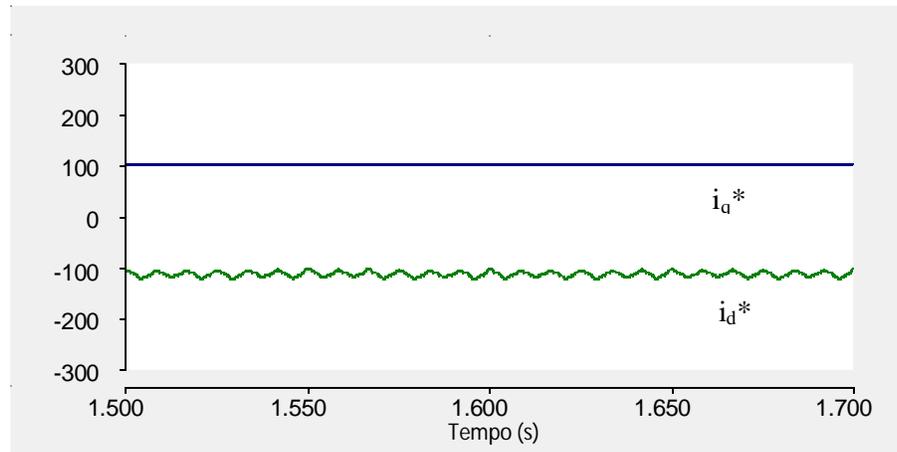


Figura 4-30 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

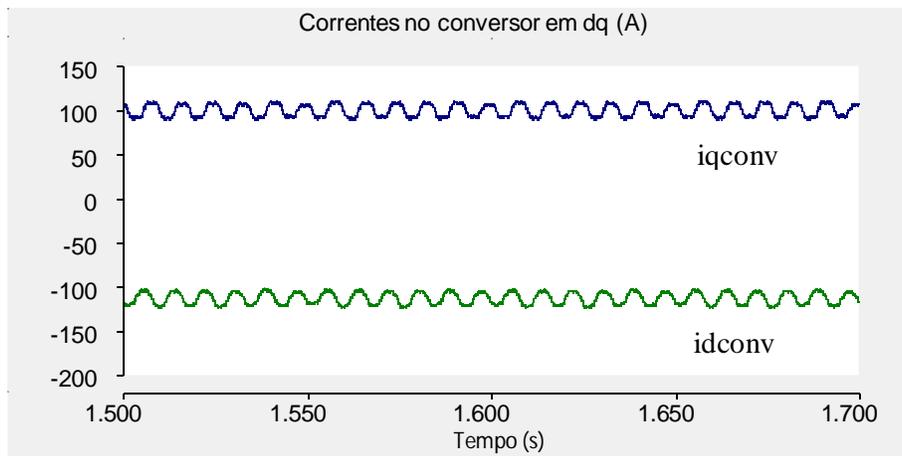


Figura 4-31 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

Ao contrário do caso em que se tinha desbalanço de 10% na carga da fase c, é possível observar que as correntes do conversor têm maior contribuição na tentativa de compensação do desequilíbrio de carga.

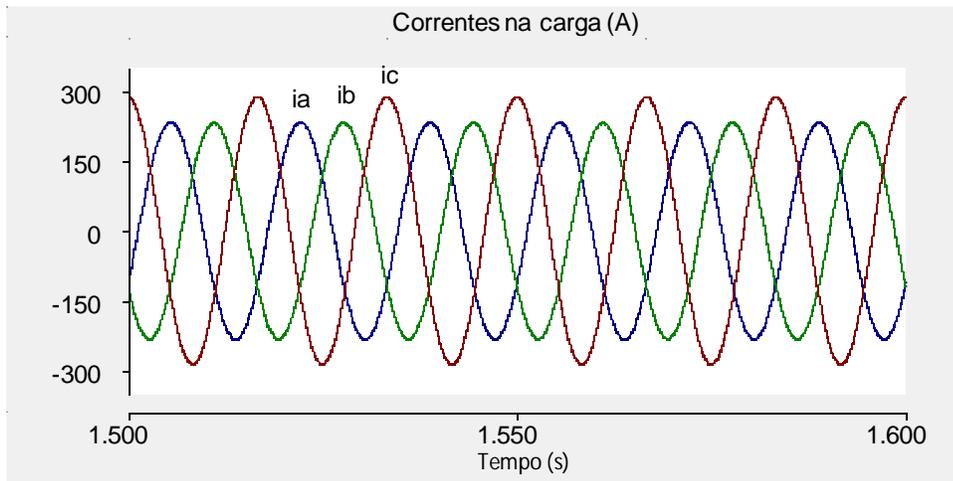


Figura 4-32 – Correntes na carga da microrrede

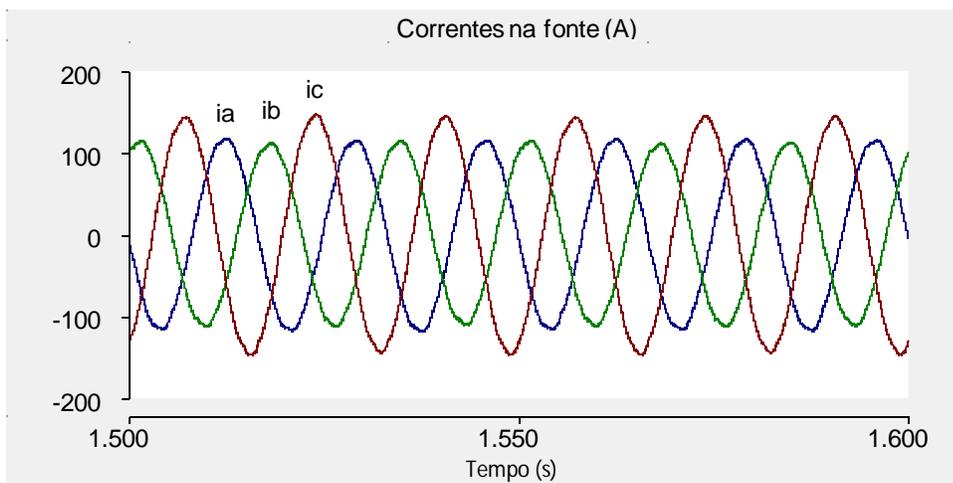


Figura 4-33 – Correntes na fonte da microrrede

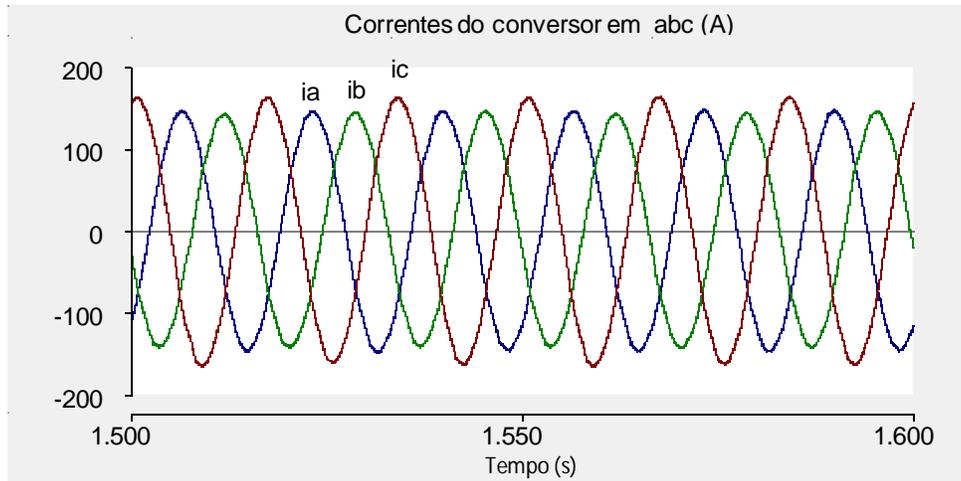


Figura 4-34 – Correntes no conversor e filtro

Como os THDs da tensão na fase c do PCC1 e das correntes do conversor praticamente não variaram seus valores em relação ao caso com 10% de desbalanço, seus respectivos gráficos e tabela não foram mostrados.

## 4.2 Análises dos efeitos na microrrede de curto-circuito na rede

Nesta Seção, será feita a análise do efeito da ocorrência de curto-circuito na rede para que sejam observados o comportamento do VSC-BTB e os efeitos deste transitório na microrrede. Para tal, o ponto de aplicação dos curtos encontra-se próximo à fonte da rede.

Primeiramente, será mostrado o caso de curto monofásico. Em seguida, serão apresentados os efeitos na microrrede de um curto trifásico na rede. Em ambos os casos, serão ainda mostradas as diferenças para o caso em que o conversor está operando sem controle no PCC1 e para o caso com controle no PCC1.

De forma a obter um curto-circuito de certa severidade, foi considerado um valor de referência para  $i_q^*$  de 150 A. Este valor (conforme mostrado no Capítulo 3) representa importação de aproximadamente 40 kW (valor próximo do nominal do conversor, que é de 50 kW) de potência da rede pela microrrede. Além disso, em todos os casos, o curto foi aplicado em  $t=1,2$  s e considerado um tempo de aplicação do

mesmo de 200 ms. Foi considerada a carga da microrrede com fator de potência de 0,92 indutivo.

Serão analisados os casos com e sem controle de  $V_{pcc1}$  porque, na prática, este controle deve ser desativado em caso de ocorrência de curto-circuito. Isto ocorre porque, nesta situação, a prioridade passa a não mais ser a de controle de potência ativa e reativa, mas sim a de cessar o intercâmbio de potência ativa entre as redes para não descarregar o capacitor do elo CC. Caso haja contribuição da microrrede no sentido de alimentar o curto na rede, a corrente no conversor deve ser limitada para não destruí-lo. Com o controle de  $V_{pcc}$  ativado, o conversor do lado da microrrede tende a aumentar as correntes para tentar manter esta tensão o mais próxima possível de seu valor nominal.

Adicionalmente, em termos de sistema, é interessante manter (quando possível) o conversor conectado mesmo em casos de curto-circuito para que o mesmo provenha o suporte de potência reativa necessário logo após a extinção do curto. Além disso, a fim de manter o conversor conectado mesmo durante o curto, será cessado o intercâmbio de potência ativa entre as redes, para que seja evitada a rápida descarga do capacitor do elo CC e consequente afundamento da tensão em seus terminais.

#### **4.2.1 Curto-circuito monofásico**

Conforme dito anteriormente, serão mostradas nesta Seção as principais análises com relação ao conversor utilizado, bem como as consequências para a microrrede relativas à aplicação de curto monofásico na rede (fase a-terra), para os casos sem e com controle de  $V_{pcc}$  (do lado da microrrede). A Figura 4-35 mostra o trecho do circuito extraído do PSCAD correspondente ao ponto de aplicação do curto monofásico.

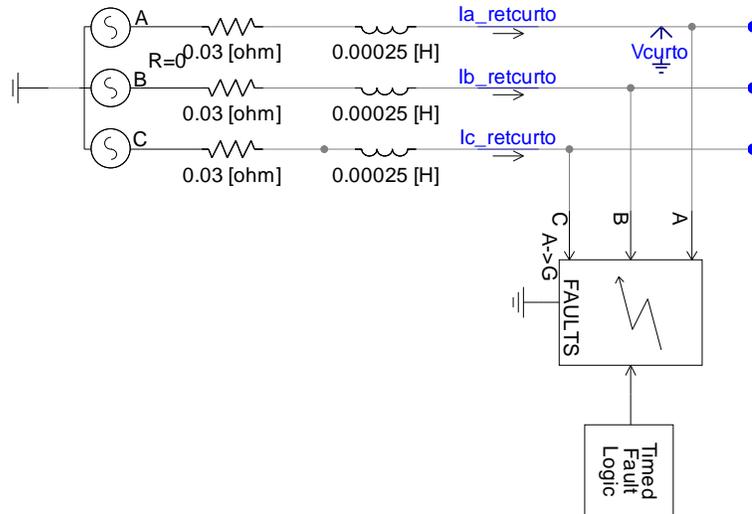


Figura 4-35 – Trecho do circuito simulado onde foi aplicado o curto monofásico

Foi utilizado o valor de resistência de aterramento igual a  $0,01 \Omega$ , que é o valor “default” utilizado para curtos monofásicos no PSCAD.

#### 4. 2. 1. 1 Sem controle de $V_{pcc}$

Neste caso, como o controle de  $V_{pcc}$  encontra-se desativado, foram impostos tanto  $i_q^*$  quanto  $i_d^*$  constantes. Esta última foi especificada em zero. Estão mostradas abaixo as principais variáveis da microrrede e da rede a serem monitoradas.

A Figura 4-36 mostra a corrente de curto-circuito no lado da rede, que ficou em torno de 3 kA de pico. Caso a microrrede estivesse conectada à rede através de um disjuntor convencional, certamente haveria atuação da proteção contra sobrecorrente e a microrrede seria desconectada da rede. Porém, com a conexão através do VSC-BTB, é possível limitar a corrente que passa para o conversor, conforme mostrado a seguir.

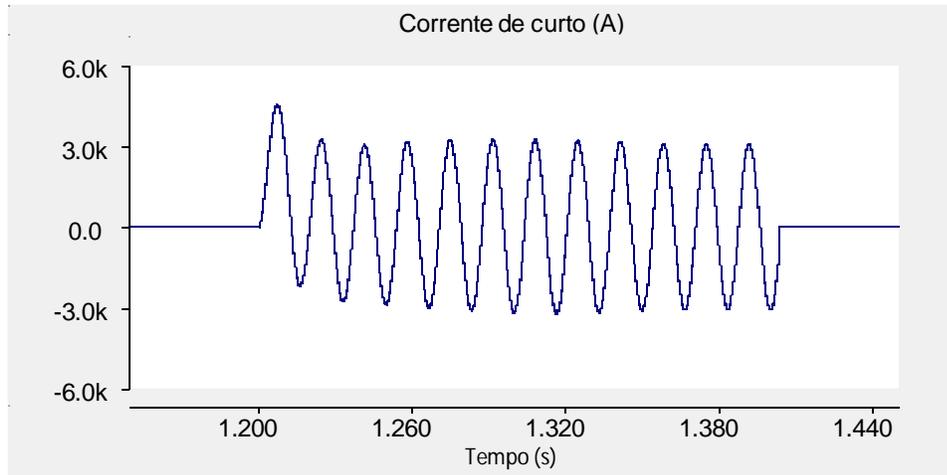


Figura 4-36 – Corrente no ponto de curto do lado da rede

As Figuras 4-37, 4-38 e 4-39 mostram, respectivamente, a contribuição da fonte da rede para a corrente de curto, as correntes do conversor do lado da rede e a tensão no ponto de aplicação do mesmo. Como se pode observar, a corrente da fonte tem grande contribuição para a corrente do curto. Como não há controle de corrente do lado da rede, a corrente do conversor deste lado (Figura 4-38) é a diferença entre a corrente de curto (Figura 4-36) e as correntes da fonte da rede (Figura 4-37). A contribuição do conversor do lado da microrrede está indicada na Figura 4-41.

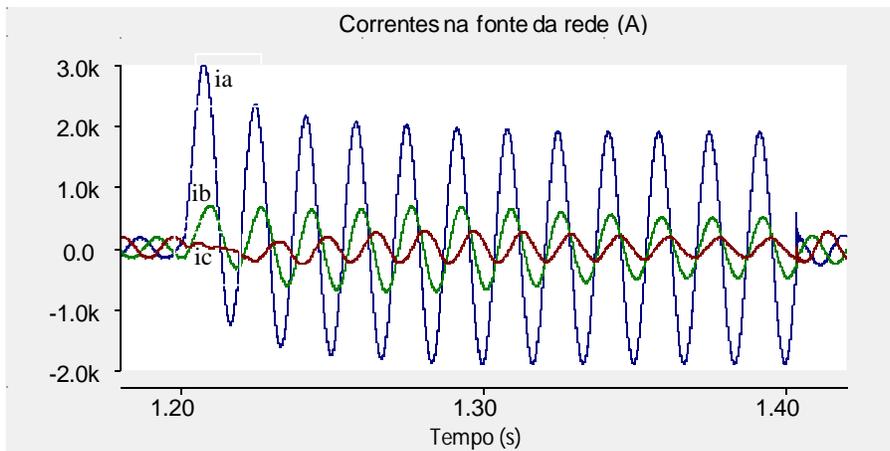


Figura 4-37 – Contribuição das correntes da fonte para o curto

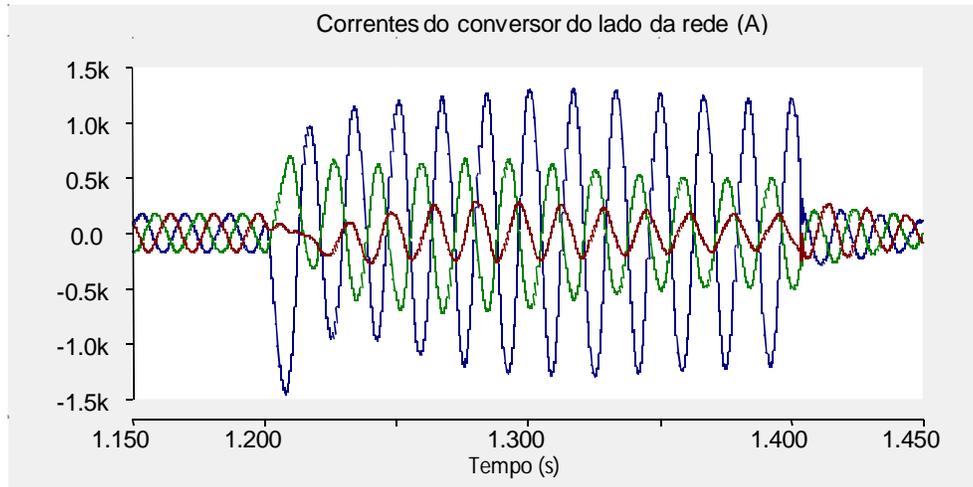


Figura 4-38 – Correntes do conversor do lado da rede

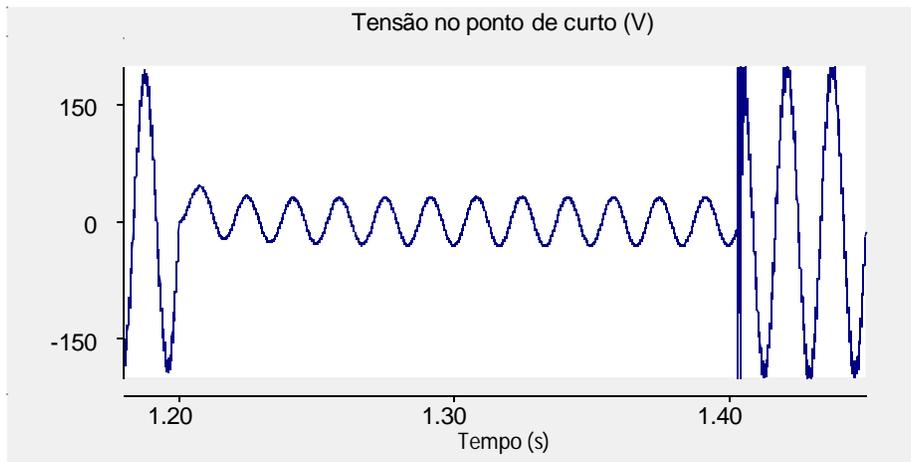


Figura 4-39 – Tensão no ponto de aplicação do curto

As Figuras 4-40 e 4-41 mostram, respectivamente, as correntes de referência e as correntes em dq no conversor do lado da microrrede. Conforme dito anteriormente, durante o curto (entre  $t=1,2$  e  $1,4$  s),  $i_q^*$  foi especificado em zero, para que não houvesse descarga rápida do capacitor do elo CC e o sistema pudesse permanecer conectado.

Em um caso real, é necessário implantar um sistema de detecção de defeito que cesse o intercâmbio de potência ativa em casos de ocorrência de curto-circuito. Neste trabalho,  $i_q^*$  foi especificada em zero durante a aplicação do curto com o objetivo de simular o efeito desta medida operativa.

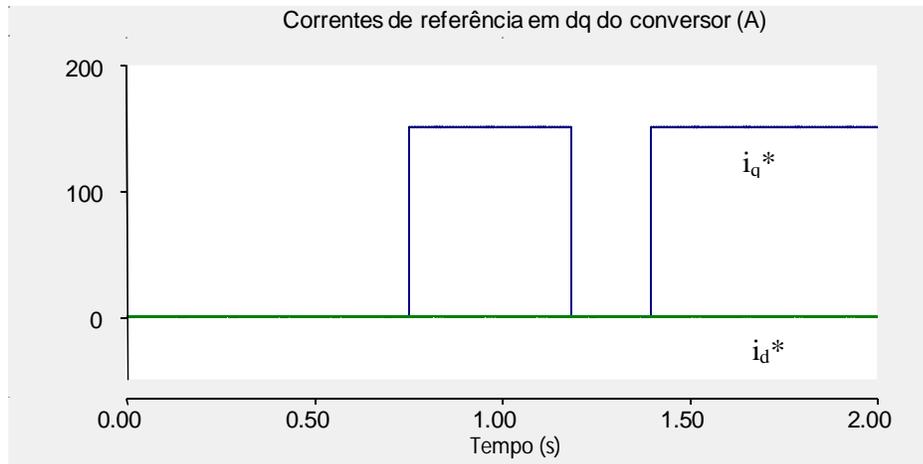


Figura 4-40 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$  na microrrede

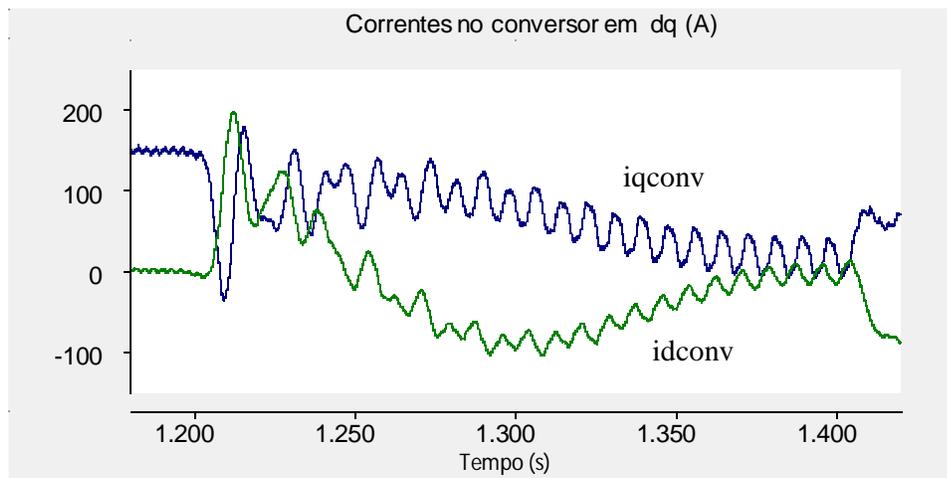


Figura 4-41 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor do lado da microrrede

Através da Figura 4-42 (tensão no elo CC), é possível notar a presença da oscilação do sinal na frequência de  $2\omega$ , característica da situação onde há desequilíbrio no circuito CA.

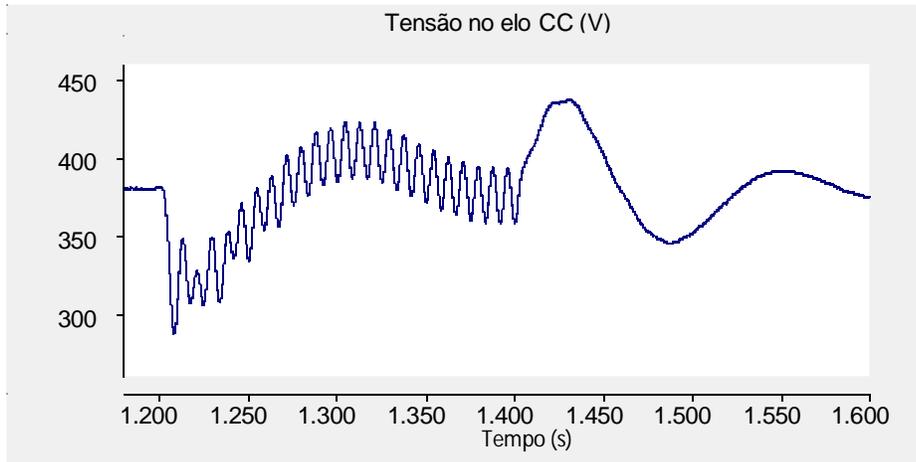


Figura 4-42 – Tensão no elo CC

A Figura 4-43 mostra a tensão RMS coletiva no PCC1.

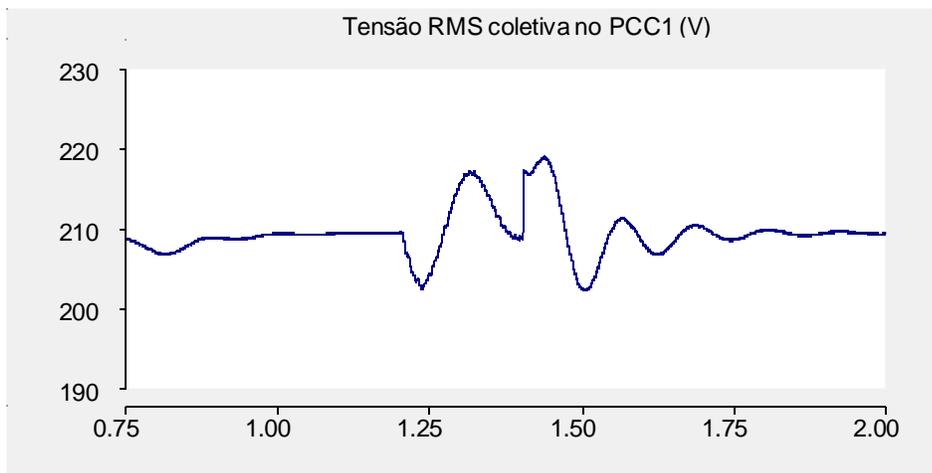


Figura 4-43 – Tensão RMS coletiva no PCC1

#### 4. 2. 1. 2 Com controle de $V_{pcc}$

Estão mostrados nesta Seção os principais resultados para o caso de curto monofásico, porém com o controle da tensão em PCC1 habilitado.

As Figuras 4-44 e 4-45 representam as referências de corrente para o conversor e suas respectivas correntes medidas, ambas em dq. Com o objetivo de não violar os limites de corrente nominal do conversor,  $i_d^*$  foi limitada de -200 a 200 A. Esta restrição limita as correntes do conversor em abc entre aproximadamente -200 a 200 A.

A Figura 4-45 mostra as correntes sintetizadas pelo conversor. É possível perceber que o conversor sintetiza, antes do curto, uma corrente de aproximadamente -100 A para manter controlada a tensão no PCC1.

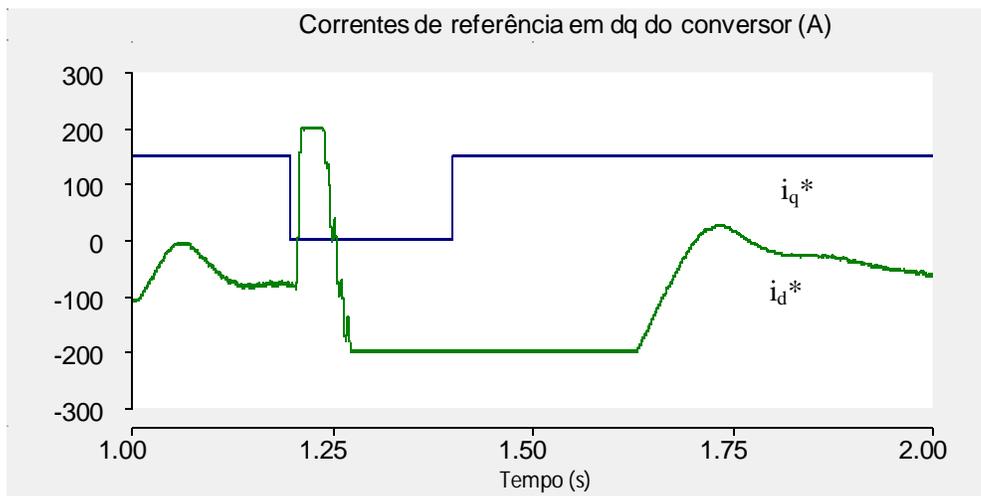


Figura 4-44 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

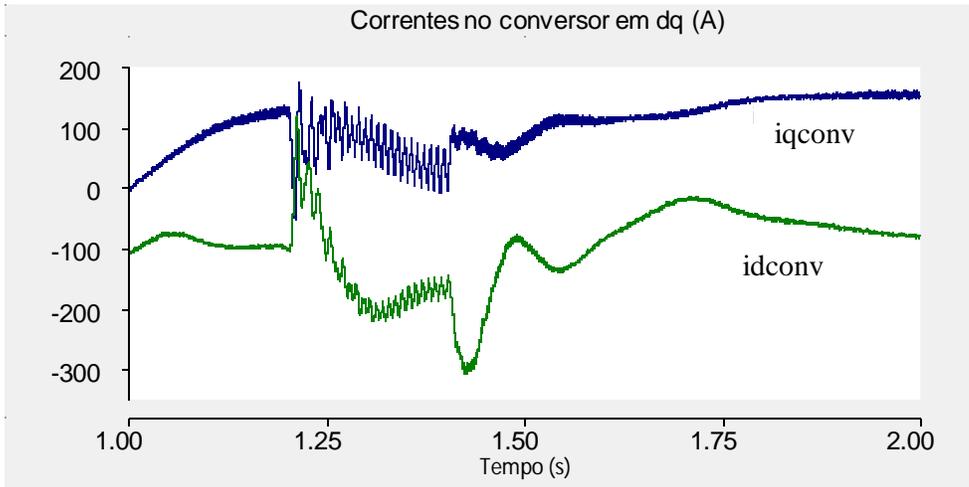


Figura 4-45 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

A Figura 4-46 mostra a tensão no elo CC. Nesta forma de onda é observada a oscilação de  $2\omega$  do sinal durante o curto ( $1,2 \leq t \leq 1,4$  s).

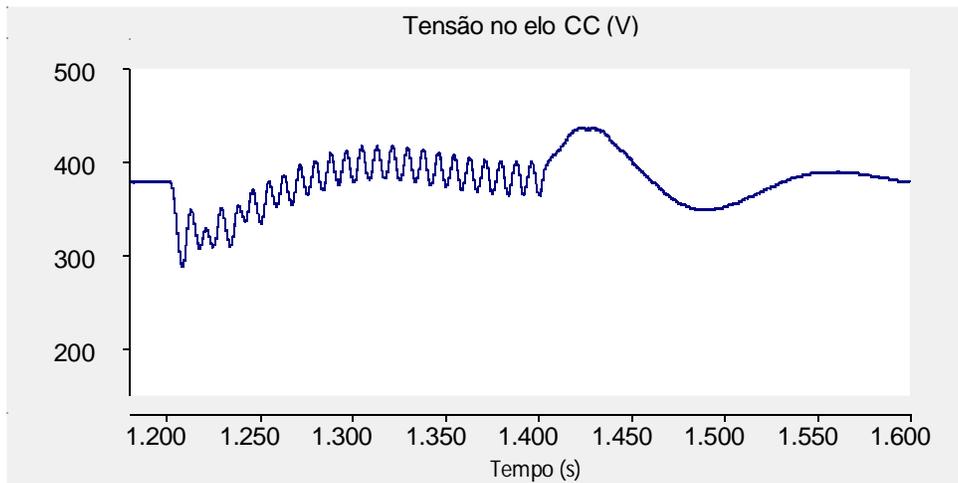


Figura 4-46 – Tensão no elo CC

Conforme esperado, a variação na corrente do conversor  $i_d$  neste caso é maior em relação ao caso sem controle de  $V_{pcc}$ . Isto ocorre porque o conversor, na tentativa de manter esta tensão controlada, tenta gerar referências de corrente maiores para o controle.

A Figura 4-47 mostra a tensão RMS coletiva no PCC1. Logo após a extinção do curto, observa-se um pico nesta tensão.

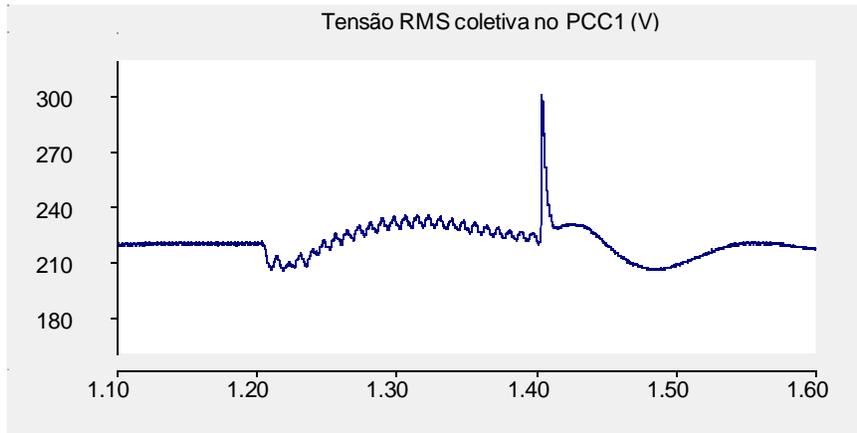


Figura 4-47 – Tensão RMS coletiva no PCC1

Entretanto, devido à presença do VSC-BTB e assim como no caso sem controle de  $V_{pcc}$ , é possível manter a microrrede conectada à rede.

#### 4.2.2 Curto-circuito trifásico

Nesta Seção, será mostrado o caso de curto-circuito trifásico na rede e as mais relevantes consequências para a microrrede relativas a este transitório, para os casos sem e com controle de  $V_{pcc}$ .

A Figura 4-48 ilustra o ponto de aplicação do curto trifásico no ambiente do PSCAD.

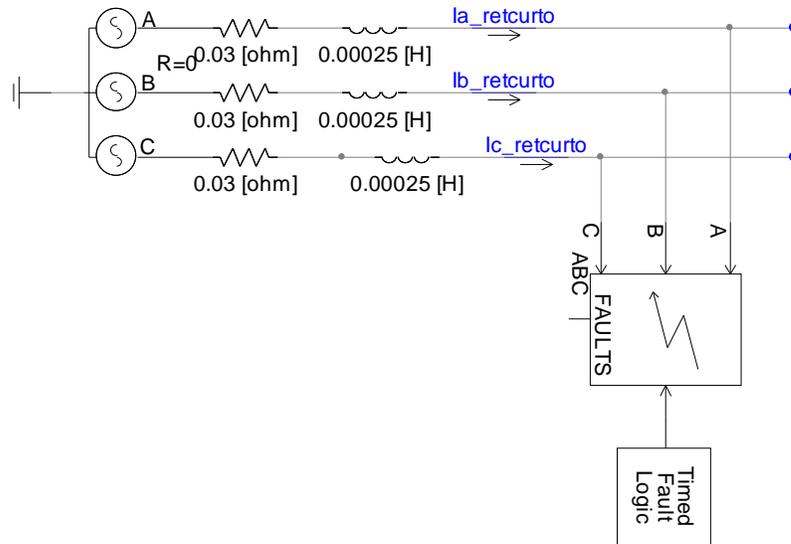


Figura 4-48 – Trecho do circuito simulado onde foi aplicado o curto trifásico

#### 4. 2. 2. 1 Sem controle de $V_{pcc}$

A exemplo do que foi feito no caso do curto monofásico para o caso sem controle de  $V_{pcc}$ , a corrente de referência  $i_q^*$  foi especificada em 150 A (e igual a zero durante o curto), enquanto  $i_d^*$  permaneceu em zero. Além disso, foi também aplicado o curto em  $t=1,2$  s, tendo o mesmo permanecido por 200 ms. A seguir estão as principais variáveis afetadas por esse transitório.

As Figuras 4-49 e 4-50 mostram, respectivamente, as correntes de curto no lado da rede e as correntes do conversor do lado da microrrede, para o mesmo instante da simulação. Por meio da Figura 4-50, é possível perceber que as correntes do conversor atingem valores acima da corrente nominal do mesmo. Durante o intervalo de aplicação do curto,  $i_d^*$  chega a atingir cerca de 600 A, o que gera uma referência de 424 A ( $600/\sqrt{2}$ ) para as correntes em abc. Este valor está bem acima da corrente nominal do conversor (definida em (2.3)), ou seja, aproximadamente 200 A em dq.

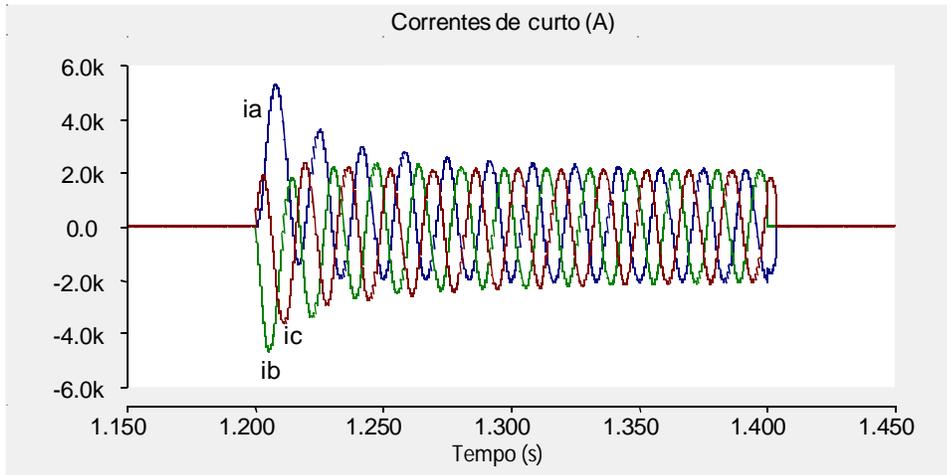


Figura 4-49 – Correntes de curto na rede

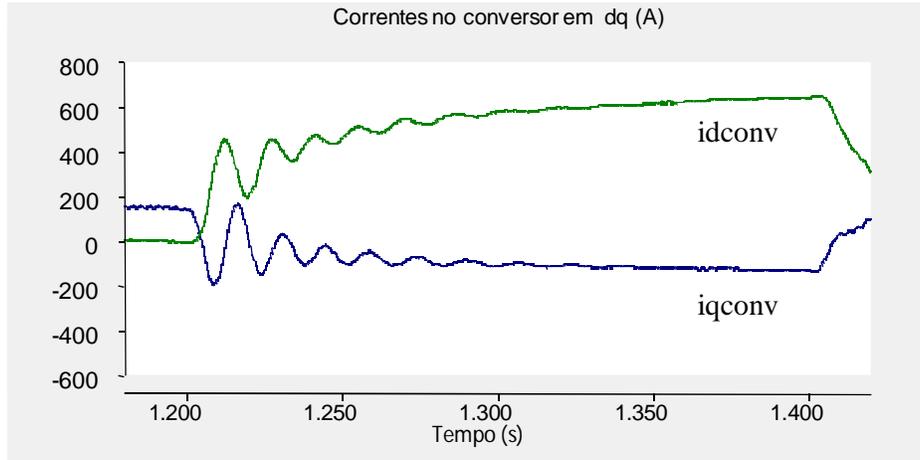


Figura 4-50 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

A Figura 4-51 mostra as contribuições das correntes da fonte da rede no sentido de alimentar o curto. A Figura 4-52 apresenta a tensão no elo CC.

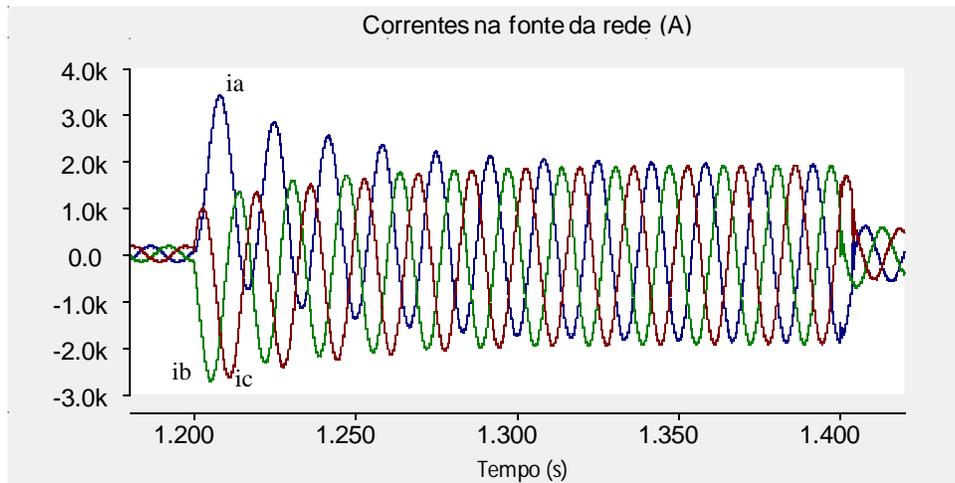


Figura 4-51 – Contribuição das correntes da fonte para o curto

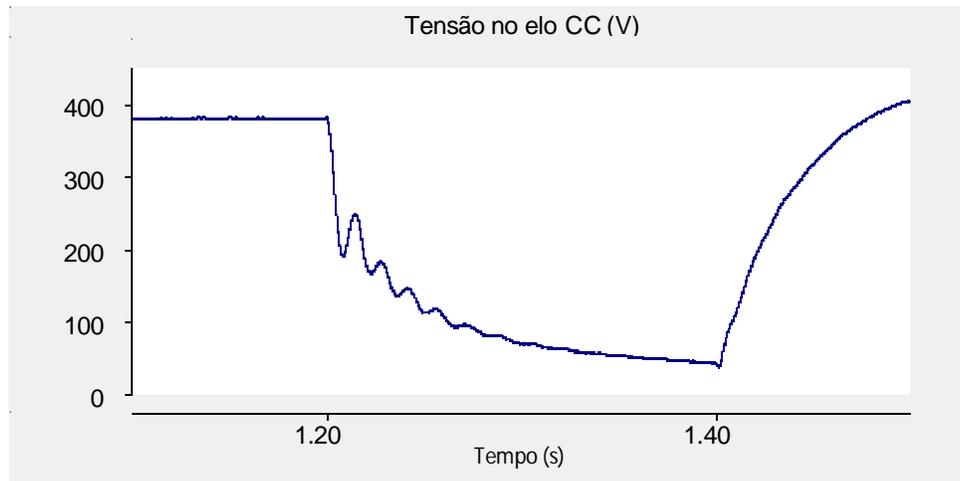


Figura 4-52 – Tensão no elo CC

Por meio das Figuras mostradas nesta Seção, pode-se concluir que, considerando a estratégia de controle utilizada para o BTB-VSC neste trabalho, seria necessário desconectar o conversor para evitar a destruição do equipamento.

Alternativamente, nesta situação, poderia ser feito o bloqueio dos disparos dos IGBTs da ponte conversora do lado da rede. Entretanto, esta medida não respeitaria o requisito de suportabilidade à subtensão ou LVRT (*Low Voltage Ride Through*). Segundo esta exigência, os aerogeradores (neste trabalho os geradores eólicos que fariam parte da microrrede) devem resistir às quedas de tensão a um determinado percentual do valor nominal, durante um período determinado [26].

#### 4. 2. 2. 2 Com controle de $V_{pcc}$

Será mostrado nesta Seção o caso de curto trifásico com controle de tensão no PCC1.

Por meio das Figuras 4-53 e 4-54, é possível perceber que, embora a referência de  $i_d^*$  esteja limitada a 200 A,  $i_d$  sintetizada pelo conversor do lado da microrrede ultrapassa o limite nominal do conversor.

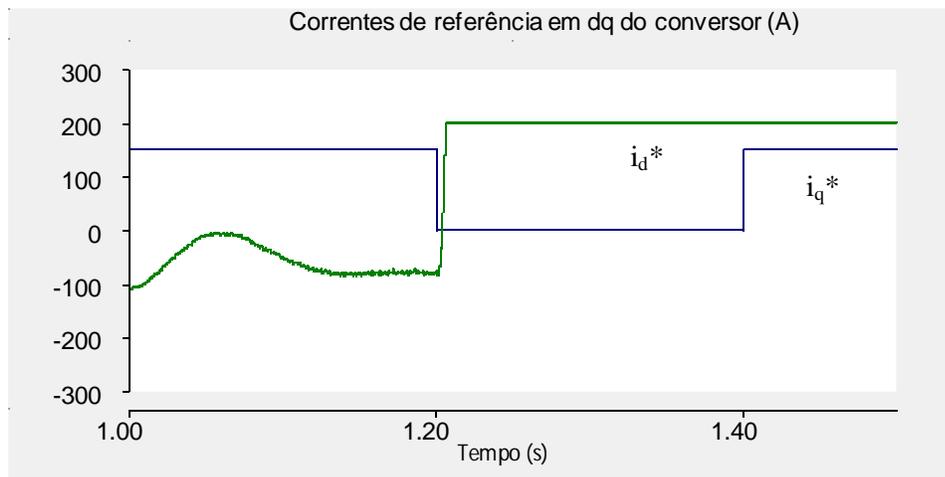


Figura 4-53 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

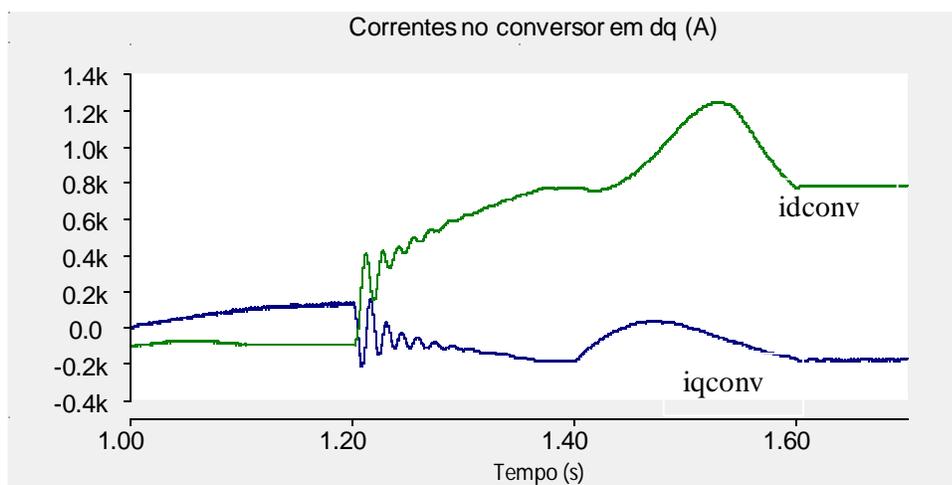


Figura 4-54 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

A Figura 4-55 mostra que, com a restrição imposta para o valor de  $i_d^*$ , a atuação do controle de  $V_{pcc}$  fica limitada. Entretanto, esta restrição é de suma importância, pois garante a integridade do conversor diante de transitórios que eventualmente poderiam danificá-lo. Além disso, conforme dito no início da Seção 4.2, a prioridade em casos de defeito é limitar a corrente do conversor para não destruí-lo.

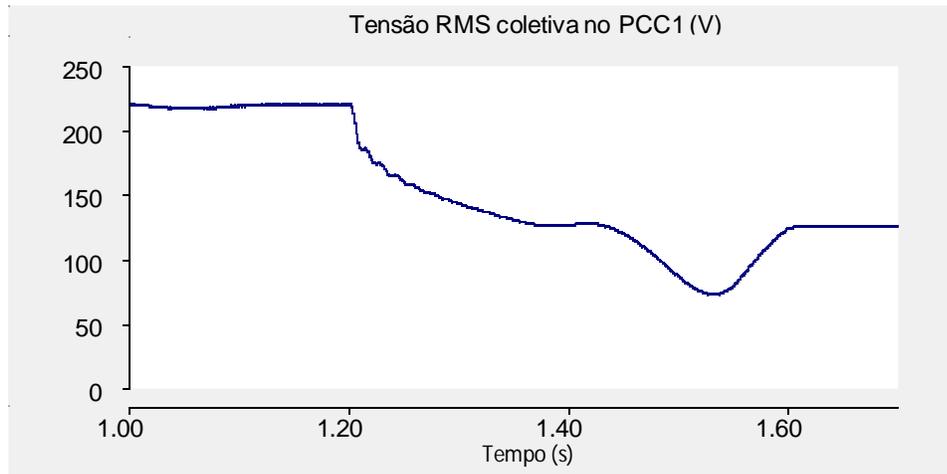


Figura 4-55 – Tensão RMS coletiva em PCC1

A Figura 4-56 mostra que, sob estas condições, o controle do sistema não é capaz de manter constante a tensão no elo CC e é inevitável que o VSC-BTB tenha que ser desconectado, uma vez que a tensão no elo CC foi a zero.

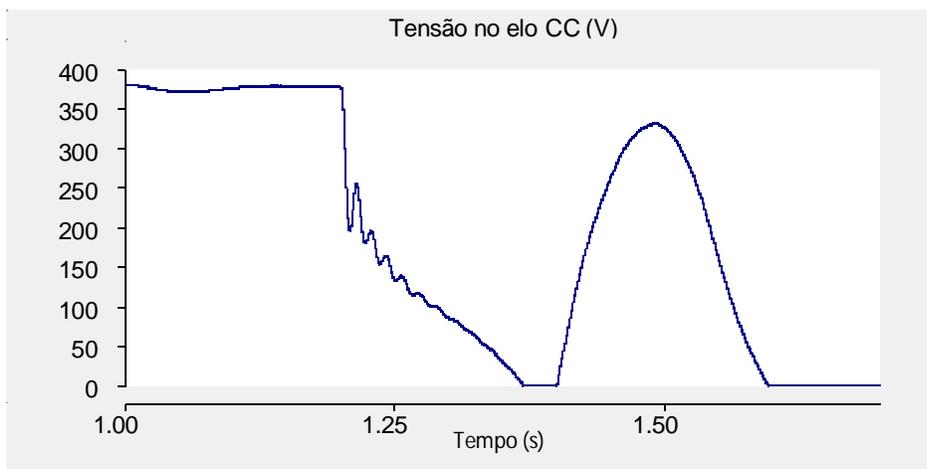


Figura 4-56 – Tensão no elo CC

### **4.3 Análise de curto-circuito na microrrede**

Com o objetivo de analisar a atuação do controle vetorial de corrente para curtos na microrrede, foram realizadas simulações de curto-circuito monofásico e trifásico na mesma.

Na Seção 4.2, foram mostrados tanto os resultados considerando a atuação do controle de  $V_{pcc}$  durante o curto-circuito quanto situações em que não se tinha esse controle presente. Entretanto, conforme dito anteriormente, a prioridade nestes casos passa a ser preservar a integridade do conversor e não mais controlar a tensão no ponto de conexão comum. Assim como na Seção 4.2, durante o período de aplicação do curto, a corrente  $i_q^*$  será imposta igual a zero para evitar rápida descarga do capacitor do elo CC.

Além disso, os resultados com controle de  $V_{pcc}$  mostraram que as correntes no conversor se elevam quando o controle atua no sentido de manter constante a tensão no período de aplicação do curto. Logo, nesta Seção serão apresentados os resultados de curto-circuito na microrrede sem controle de  $V_{pcc}$ .

#### **4.3.1 Curto-circuito monofásico na microrrede**

Nesta Seção, serão mostrados alguns gráficos das simulações de um curto monofásico na fase a da microrrede. A resistência de defeito utilizada foi igual a  $0,01 \Omega$ .

Será observada a atuação do controle vetorial de corrente diante deste fenômeno. A Figura 4-57 mostra a corrente de curto na fase a da microrrede.

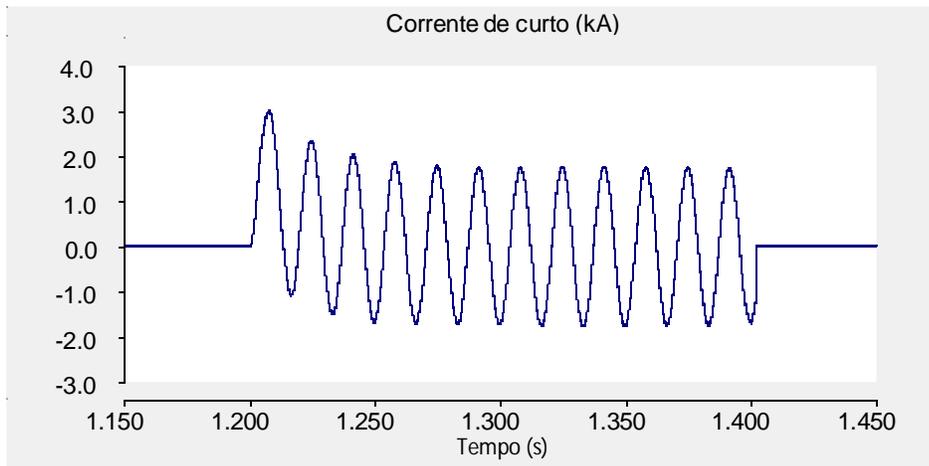


Figura 4-57 – Corrente de curto na fase a

A Figura 4-58 mostra as variações nas correntes de referência  $i_d^*$  e  $i_q^*$ .

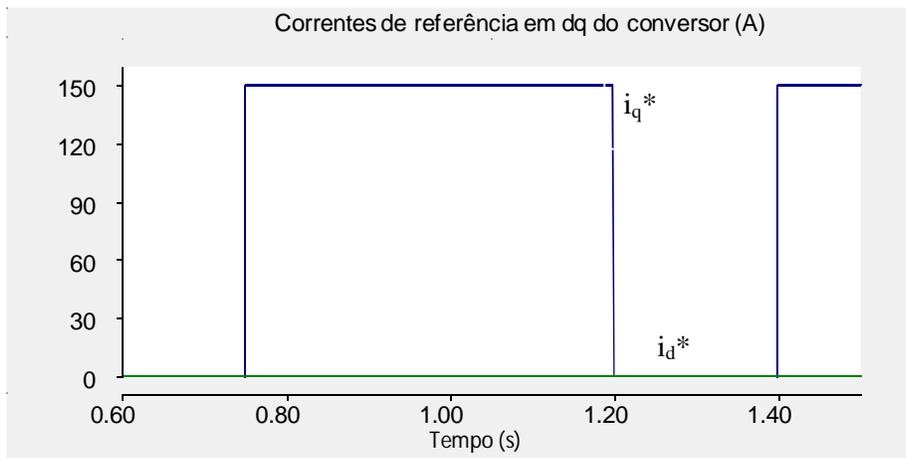


Figura 4-58 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

A Figura 4-59 apresenta as correntes do conversor em dq do lado da microrrede. Logo após a extinção do curto, nota-se um pico de corrente originado da componente em  $2\omega$  proveniente do desequilíbrio (curto). Comparando-se as Figuras 4-57 e 4-59 é possível notar que em função da atuação do controle do conversor, a corrente no mesmo fica limitada a cerca de 10% do valor da corrente de curto.

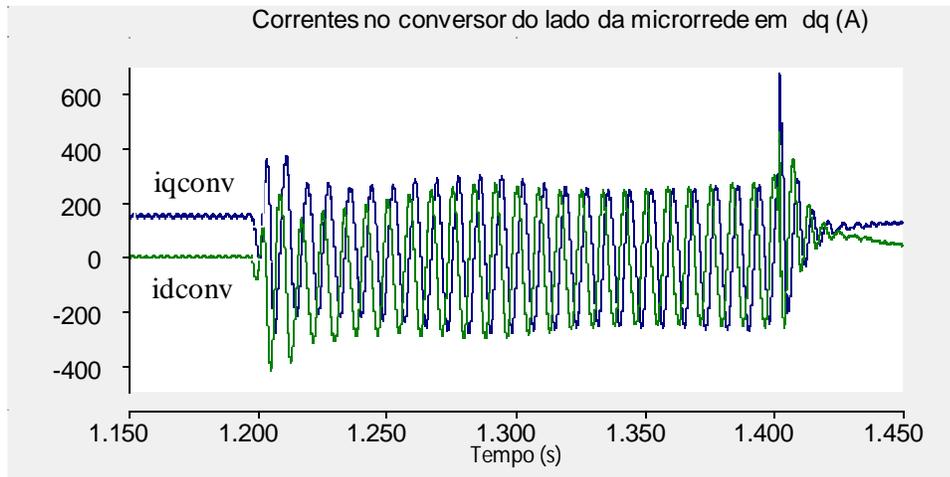


Figura 4-59 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

A Figura 4-60 mostra a tensão no elo CC. Durante o período em que o curto está aplicado (entre 1,2 e 1,4 s) nota-se a presença da componente em  $2\omega$  (que vem do desequilíbrio).

É possível perceber também que esta tensão está mais oscilante em relação às mostradas na Seção 4.2 em virtude das alterações que foram feitas nos ganhos e constantes de tempo dos controladores PIs utilizados para as simulações mostradas na Seção 4.3. O objetivo destas mudanças foi tornar o controle mais rápido e com isso permitir a limitação mais rápida de corrente no conversor. Com essa limitação, é possível manter o conversor conectando a microrrede à rede principal em caso de curto na microrrede.

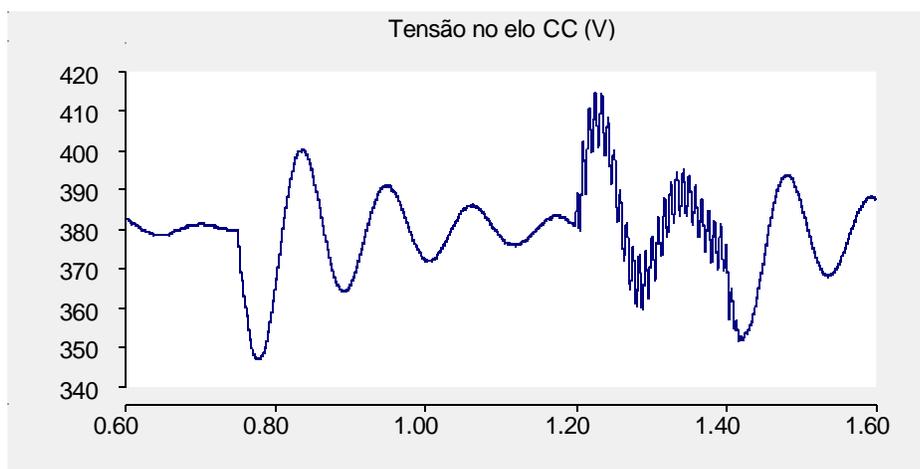


Figura 4-60 – Tensão no elo CC

### 4.3.2 Curto-circuito trifásico na microrrede

Nesta Seção, serão apresentados os resultados do curto trifásico na microrrede. A Figura 4-61 mostra as correntes de curto na microrrede.

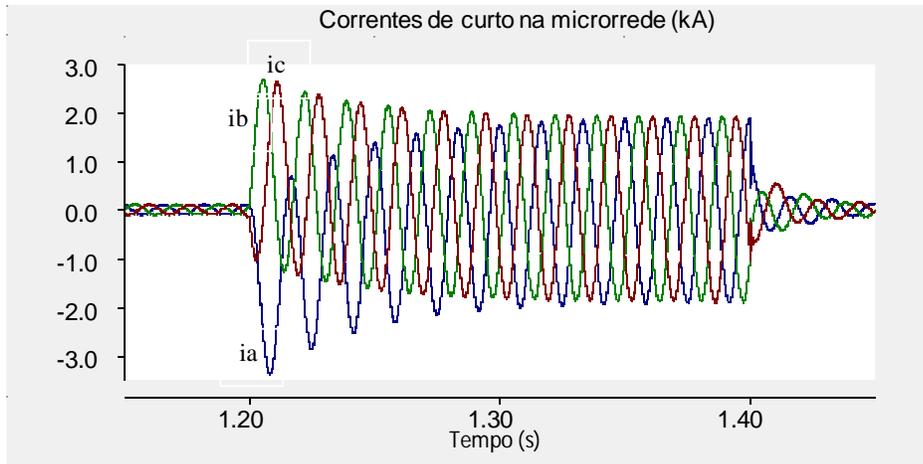


Figura 4-61 – Correntes de curto nas três fases a, b e c

A Figura 4-62 mostra as variações das correntes de referência  $i_d^*$  e  $i_q^*$ .

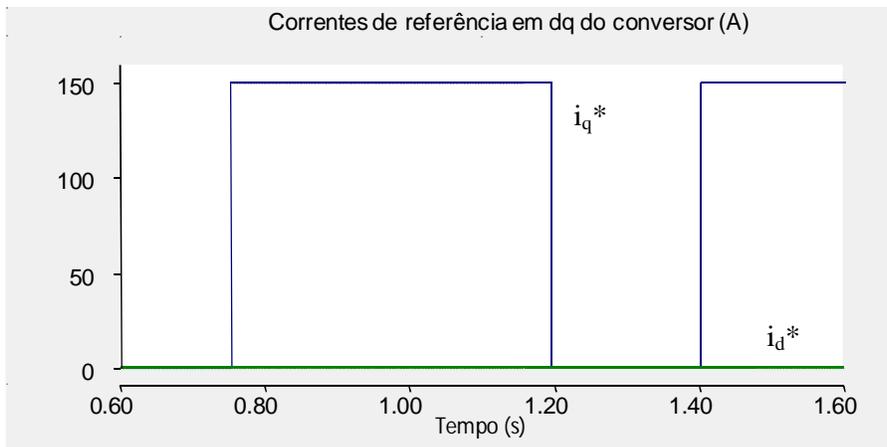


Figura 4-62 – Variações nas referências  $i_d^*$  e  $i_q^*$

A Figura 4-63 mostra as correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor. É possível notar que, mesmo com a ocorrência do curto, o controle do conversor é capaz de fazer com que a corrente no mesmo siga a referência imposta por este controle.

Entretanto, os picos de corrente nos instantes de aplicação e extinção do curto devem ser minimizados num projeto futuro deste conversor.

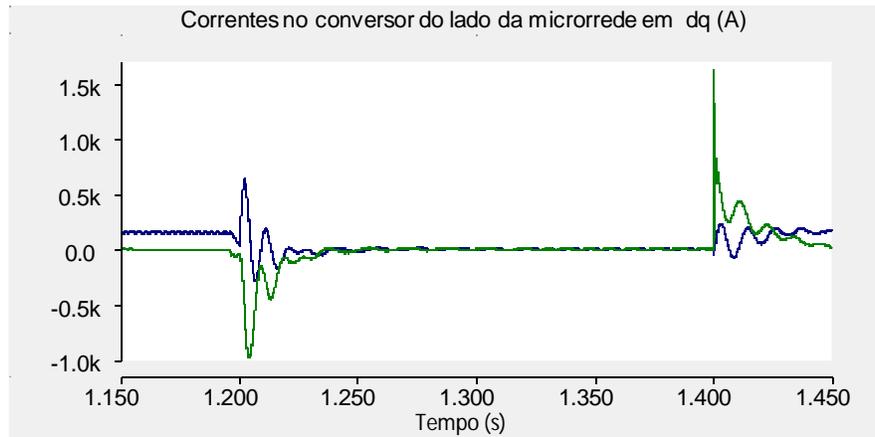


Figura 4-63 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  sintetizadas pelo conversor

A Figura 4-64 mostra a tensão no elo CC. Conforme dito na Seção anterior, é possível observar que de uma forma geral esta tensão está mais oscilante em relação às apresentadas na Seção 4.2 em função das mudanças realizadas nos ganhos do controlador.

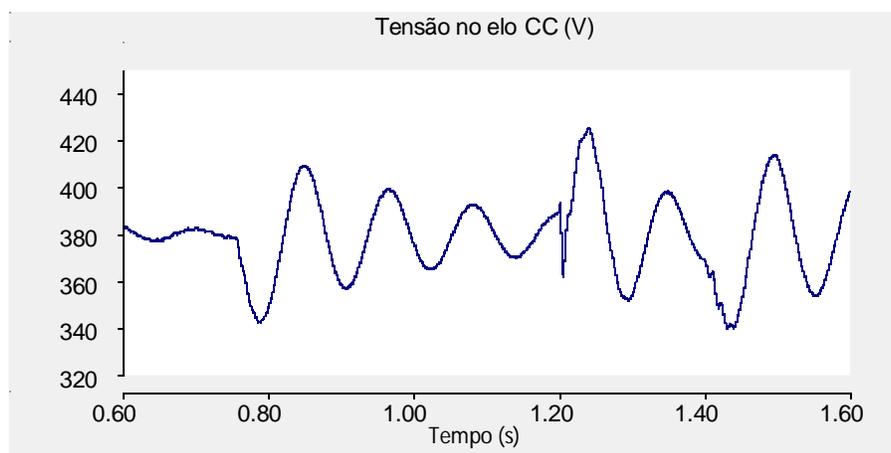


Figura 4-64 – Tensão no elo CC

## 4.4 Conclusões parciais

Este Capítulo procurou mostrar algumas situações às quais o sistema formado pelas duas redes e pelo conversor poderia estar submetido.

Foi mostrado o caso de desequilíbrio de carga da microrrede para dois fatores de potência na carga e dois patamares de desequilíbrio da fase c. Observou-se que, no caso do desequilíbrio mais acentuado (impedância da carga da fase c 20% menor em relação às demais fases), a corrente do conversor passa a ter participação significativa (embora menor que a da fonte) na tentativa de compensar o desbalanço de carga. Foi feita também a análise em termos de decomposição em componentes simétricas tanto das correntes do conversor e da fonte, quanto das tensões no PCC1, visando identificar principalmente a contribuição da sequência negativa no desbalanço.

Em seguida, foram simulados alguns casos de desequilíbrios de curta duração (curto-circuito). Levando-se em conta as condições de intercâmbio de potência consideradas, concluiu-se que, no caso do curto-circuito monofásico, é possível manter o conversor VSC-BTB conectando a microrrede à rede principal através do conversor. Todavia, para o curto trifásico, com o controle do VSC-BTB utilizado nesta dissertação, seria necessário desconectar o mesmo para que não fosse submetido a correntes acima da nominal. Para que esta medida não seja necessária, é preciso desenvolver um controle que mantenha ambas as redes mais desacopladas dinamicamente.

Finalmente, foram mostrados alguns resultados de simulações de curto-circuito na própria microrrede. Estas simulações mostraram que é possível limitar (curto monofásico) e até mesmo fazer com que a corrente no conversor do lado da microrrede siga a referência (curto trifásico) para os fenômenos considerados na microrrede. Isto foi possível em decorrência de algumas alterações nos ganhos e constantes de tempo dos controladores. Entretanto, para um projeto mais completo, as análises de curto-circuito devem ser consideradas no projeto destes controladores.

De uma forma geral, quando se compara as correntes do lado da rede com as do lado da microrrede, pode-se perceber que caso não houvesse a presença do conversor VSC-BTB entre as duas redes, a microrrede seria desconectada da rede pela atuação da proteção em quaisquer um dos casos de curto-circuito.

# Capítulo 5 – Conclusões

Este trabalho permitiu explorar de forma relativamente abrangente as vantagens do uso de conversores VSC conectados em "back-to-back" para conexão de microrrede à rede. Dentro do escopo do trabalho, ou seja, considerando a aplicação para conexão de uma geração distribuída (mais especificamente uma microrrede), pode-se dizer que o conversor contribuiu no sentido de flexibilizar a interação entre a microrrede e a rede principal.

Dentre as características apresentadas para este tipo de conexão, destacam-se a bidirecionalidade controlada de fluxo de potência ativa, a possibilidade de operação do conversor para compensação de potência reativa e controle da tensão no ponto de conexão comum da microrrede em um dado valor especificado.

No Capítulo 2, foram determinados os valores nominais do sistema. O valor do capacitor utilizado no elo CC auxiliou no sentido de manter “praticamente constante” a tensão no elo, entretanto este valor pode ser otimizado em estudos futuros.

Ainda neste Capítulo, foi apresentada a topologia dos conversores e a estratégia de controle utilizada nos mesmos.

Ao longo do Capítulo 3, foi possível testar a operação dos controles vetorial de corrente e escalar de tensão no elo CC para dois fatores de potência na carga, bem como analisar as características mencionadas acima através das variações das correntes em coordenadas dq -  $i_d$  (corrente responsável para potência reativa) e  $i_q$  (corrente responsável para potência ativa), ambas geradas pelo controle vetorial de corrente a partir das correntes em abc.

Variações nos valores de referência das correntes possibilitam fluxo de potência em ambos os sentidos. Isto quer dizer que, na prática, a microrrede poderia importar energia da rede quando apresentar déficit de geração (uma vez que é composta essencialmente de fontes alternativas de energia), bem como exportar eventuais excedentes, que poderiam aliviar a rede principal em situações de picos de demanda.

Com o objetivo de evidenciar a característica de controle de tensão no PCC, foram simulados casos em que o controle de  $V_{pcc}$  sintetiza a corrente  $i_d^*$  necessária para a manutenção da tensão em seu valor de referência.

Merece destaque também a atuação do filtro CA para atenuação de harmônicos da tensão no PCC1. O projeto do mesmo foi detalhado na Seção 2.4. À exceção de um valor de THD apresentado na Tabela 3-8, todos os demais índices de distorção harmônica ficaram limitados a 5%, conforme estabelecido pelo IEEE em [21].

Além disso, para o exemplo em que foi mostrada a possível operação como STATCOM (compensador de potência reativa), isto é, considerando que toda a potência aparente do conversor é usada para controlar a potência reativa, foi determinada uma faixa aproximada para controle de tensão do conversor (de aproximadamente +10 a -30 V em torno da tensão nominal de 220 V).

Entretanto, conforme exposto na Seção 3.4, não foi possível projetar o controle vetorial de modo a obter total desacoplamento entre P e Q. Principalmente através dos gráficos de  $v_d$  e  $v_q$  (tensões do conversor em coordenadas dq), é possível notar certo acoplamento entre os dois eixos, que é originado na Transformada de Park.

No Capítulo 4, foram mostrados o desequilíbrio de carga na microrrede e algumas situações de curto-circuito na rede, para que fossem observados os efeitos na microrrede.

Nas situações de desequilíbrio, foi observado que, embora a fonte tenha uma participação um pouco maior na alimentação da carga desbalanceada, aparece a frequência de  $2\omega$  também nas correntes do conversor devido à presença da sequência negativa (conforme mostrado a partir das Figuras 4-1 e 4-2), o que acaba atrapalhando a atuação do controle.

Para identificar a presença das correntes de sequência negativa e zero tanto nas correntes do conversor quanto nas da fonte, ambas as correntes foram decompostas em componentes simétricas.

Os resultados de curto-circuito acabaram por mostrar que, considerando as condições de contorno da simulação (microrrede importando uma potência próxima da nominal do conversor), é possível manter a microrrede conectada à rede nos casos de curto monofásico na rede. Entretanto, durante a aplicação do curto, é necessário cessar a importação de potência da rede pela microrrede, com o objetivo de não retirar energia do capacitor rapidamente e retardar sua descarga.

No caso do curto trifásico na rede, viu-se que não é possível manter a microrrede conectada com a estratégia de controle utilizada neste trabalho, pois os módulos das

correntes que se refletem na microrrede são superiores à nominal do conversor acarretando, na prática, em destruição do equipamento.

Em casos de curto-circuito na microrrede, o controle atuou com sucesso quanto ao requisito do LVRT. Além disso, foi capaz de limitar a corrente no conversor. No caso do curto trifásico, o controle foi capaz de levar a corrente a valores próximos de zero (valor de referência imposto).

Considerando todos os aspectos analisados, pode-se concluir que conectar a microrrede à rede principal por meio do VSC-BTB faz com que a conexão se torne mais versátil e agregue vantagens adicionais, tais como relativo desacoplamento entre as áreas conectadas e controle de intercâmbio de potência ativa entre as mesmas.

Entretanto, sob o ponto de vista do controle do conversor, se faz necessário aprofundar a técnica do controle vetorial, aplicá-la ao lado da rede principal ou até mesmo estudar outras estratégias, que por sua vez poderiam oferecer ainda mais vantagens em termos de operação do conversor.

## **5.1 Trabalhos futuros**

Como sugestões de trabalhos futuros, podem ser mencionados alguns assuntos que poderiam ter desdobramentos interessantes, tais como:

- Projetar o controle do sistema desta dissertação determinando a função de transferência do mesmo e métodos de alocação de pólos e zeros (lugar das raízes) para determinar os parâmetros dos controladores utilizados;
- Realizar um estudo comparativo entre diferentes estratégias de controle que possam ser utilizadas;
- Fazer um estudo que considere a modelagem individual de cada fonte geradora que compõe a microrrede. Desta forma, poderia ser incluído o gerenciamento de potência que deve haver dentro da microrrede.

## Referências Bibliográficas

- [1] Farhangi, H., “The path of the smart grid”, *IEEE Power and Energy Magazine*, Vol. 8, No. 4, pp. 18-28, January/February 2010.
- [2] Strzelecki, R., Benysek, G., *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*, 2 ed., Springer-Verlag, 2008.
- [3] Falcão, D. M., “Smart Grids e Microredes: O Futuro já é Presente”, *VII Simpósio de Automação de Sistemas Elétricos (Simpase)*, Rio de Janeiro, RJ, 2009.
- [4] Marnay, C., Robio, F. J., Siddiqui, A. S., “Shape of the microgrid”, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 150–153, Columbus, Ohio Jan./Feb. 2001.
- [5] Lasseter, R. H., “MicroGrids”, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 305-308, New York City, New York, USA, January 2002.
- [6] Meliopoulos, A., “Challenges in simulation and design of  $\mu$ grids,” *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 309–314, New York City, New York, USA January 2002.
- [7] Zoa, Y., Sasaki, H., Yorino, N., Kawahara, K., Liu, C. C., "An interaction problem of distributed generators installed in a MicroGrid", *Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies*, vol. 2, pp. 795-799, Hong Kong, April 2004.
- [8] Chowdhury, S., Chowdhury, S. P., Crossley, P., *Microgrids and Active Distribution Networks*, 1 ed., The Institute of Engineering and Technology - IET Renewable Energy Series 6, 2009.

- [9] Peterson, T., “Distributed renewable energy generation impacts on microgrid operation and reliability”, *EPRI Technical Report*, February 2002.
- [10] Thornton, R. P., “District Energy Systems: Micro Grids Leverage Thermal Energy & CHP for Stronger, Smarter Grids”, *Grid Week of International District Energy Association*, Washington DC, USA, September 2009.
- [11] Bahrman, M. P., Johansson, J. G., Nilsson, B. A., “*Voltage Source Converter Transmission Technologies - The Right Fit for the Application*”, ABB Library. Disponível em: <http://www.abb.com>. Acesso em Julho de 2010.
- [12] Cigrè Working Group, VSC Transmission – HVDC and Power Electronics, International Conference of Large High-Voltage Electric Systems, April 2005.
- [13] Larsson, T., Petersson, Å., Edris, A., Kidd, D., Aboytes, F., “Eagle Pass Back-to-Back Tie: A Dual Purpose Application of Voltage Source Converter Technology”, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 3, pp. 1686-1691, Vancouver, Canada, July 2001.
- [14] Lasseter, R. H., Paigi, P., “Microgrid: a conceptual solution”, *Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, IEEE 35<sup>th</sup> Annual*, Vol. 6, pp. 4285–4290, June 2004.
- [15] Lopes, J. A. P., Moreira, C. L., Resende, F. O., “Microgrids Black Start and Islanded Operation”, *15<sup>th</sup> Power Systems Computation Conference - PSCC*, Session 27, Paper 4, Liege, Bélgica, August 2005.
- [16] Lasseter, R. H., Nikkhajoej H., “Microgrid Protection”, *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1-6, June 2007.
- [17] Hernandez-Aramburo, C. A., Green, T. C., Mugniot, N., “Fuel Consumption Minimization of a Microgrid”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 673-681, May/June 2005.

- [18] Díaz, G., González-Morán, C., Gómez-Aleixandre, J., Diez, A., “Scheduling of Droop Coefficients for Frequency and Voltage Regulation in Isolated Microgrids”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, No. 1, pp. 489-486, February 2010.
- [19] Lopes, J. A. P., “Produção Distribuída e Energias Renováveis - Microgeração e Microgrids”, *Apostila do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores da Universidade do Porto*, 2004/2005.
- [20] Majumder, R., Ghosh, A., Ledwich, G., Zare, F.; “Power Management and Power Flow Control With Back-to-back Converters in a Utility Connected Microgrid”, *IEEE Transactions on Power Systems*, Volume: 25, Issue: 2, pp. 821-834, May 2010.
- [21] IEEE Std 519-1992, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control Analysis*, 1993.
- [22] Mohan, N., Underland, T. M., Robbins, W. P., *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, 2 ed., New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [23] Kundur, P., *Power system Stability and Control*, McGraw Hill, 1994.
- [24] Associação Brasileira de Normas Técnicas. *NBR 5410: Instalações Elétricas de Baixa Tensão*. Rio de Janeiro, 2005. 209 p.
- [25] Manitoba HVDC Research Centre Inc, *PSCAD Online Help v 4.2.0*, 2005.
- [26] Lima, F. K. A., *Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada - Suportabilidade para Afundamento de Tensão*. Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2009.

# Apêndice

## Formulação matemática do acoplamento entre os eixos d e q

Seja  $\vec{v}_{abc}$  a soma vetorial das tensões instantâneas  $\vec{v}_a, \vec{v}_b$  e  $\vec{v}_c$ , onde  $\vec{v}_a, \vec{v}_b$  e  $\vec{v}_c$  são os vetores tensão com magnitudes dadas por  $v_a, v_b$  e  $v_c$  e associados à direção dos eixos a, b e c.

Seja  $\vec{i}_{abc}$  a soma vetorial das correntes instantâneas  $\vec{i}_a, \vec{i}_b$  e  $\vec{i}_c$ , onde  $\vec{i}_a, \vec{i}_b$  e  $\vec{i}_c$  são os vetores corrente com magnitudes dadas por  $i_a, i_b$  e  $i_c$  e associados à direção dos eixos a, b e c.

Seja a equação da tensão em referencial estacionário abc:

$$\vec{v}_{abc} = R\vec{i}_{abc} + L \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc} \quad (\text{A.1})$$

Na Figura A-1, tem-se a representação dos eixos abc e dq. Como o conversor é trifásico com três condutores, o eixo "0" não foi considerado. Em sistemas trifásicos com neutro o eixo "0" deve ser acrescentado.

Estão mostradas as tensões instantâneas nos respectivos eixos, bem como  $\theta$  (ângulo de defasagem entre as referências dos eixos a do sistema abc e eixo q do sistema dq) e  $\omega$ , que corresponde à frequência das tensões de sequência positiva  $v_a, v_b$  e  $v_c$ .

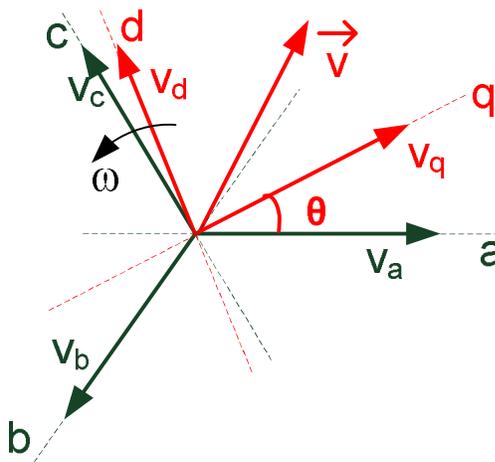


Figura A-1 – Representação dos eixos abc fixos e dq girantes

Um vetor definido nas coordenadas a, b e c pode ser representado nas coordenadas d e q através de uma matriz de transformação. No entanto, se os eixos d e q forem considerados como eixo imaginário e real, respectivamente, de um plano complexo, a notação desta transformação fica bastante simples e é dada por:

$$\begin{aligned}\vec{v}_{dq} &= e^{-j\theta} \vec{v}_{abc} \\ \vec{i}_{dq} &= e^{-j\theta} \vec{i}_{abc}\end{aligned}\tag{A.2}$$

Substituindo-se (A.2) em (A.1), tem-se:

$$e^{j\theta} \vec{v}_{dq} = R e^{j\theta} \vec{i}_{dq} + L \frac{d}{dt} (e^{j\theta} \vec{i}_{dq})\tag{A.3}$$

Multiplicando-se (A.3) por  $e^{-j\theta}$  e desenvolvendo-se a derivada, tem-se:

$$\begin{aligned}\vec{v}_{dq} &= R \vec{i}_{dq} + e^{-j\theta} L \left( \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} e^{j\theta} + j e^{j\theta} \frac{d\theta}{dt} \vec{i}_{dq} \right) \\ \vec{v}_{dq} &= (R + j\omega L) \vec{i}_{dq} + L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt}\end{aligned}\tag{A.4}$$

Expandindo-se (A.4) para os respectivos eixos d e q:

$$v_q + jv_d = (R + j\omega L)(i_q + ji_d) + L \left( \frac{di_q}{dt} + j \frac{di_d}{dt} \right)\tag{A.5}$$

Donde:

$$\begin{aligned}v_q &= Ri_q - \omega Li_d + L \frac{di_q}{dt} \\ v_d &= Ri_d + \omega Li_q + L \frac{di_d}{dt}\end{aligned}\tag{A.6}$$

As parcelas destacadas em **negrito** em (A.6) indicam, tanto para o eixo q quanto para o eixo d, termos, respectivamente, dependentes de grandezas nos eixos d e q. Esta dependência mostra o acoplamento entre os dois eixos observado ao longo do Capítulo 3.