



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"  
Campus de Ilha Solteira

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO"**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA**  
**CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

**José Carlos Ugaz Pena**

**Controle robusto de inversores VSI com filtro LCL aplicados a geração distribuída, com controle da injeção de potências ativa e reativa na rede de distribuição em baixa tensão e capacidade de operação ilhada em ambiente de microrredes**

**Ilha Solteira**  
**2016**

## **José Carlos Ugaz Pena**

Controle robusto de inversores VSI com filtro LCL aplicados a geração distribuída, com controle da injeção de potências ativa e reativa na rede de distribuição em baixa tensão e capacidade de operação ilhada em ambiente de microrredes

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia do Campus de Ilha Solteira – UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Especialidade: Automação

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin  
**Orientador**

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

- P397c Pena, José Carlos Ugaz.  
Controle robusto de inversores VSI com filtro LCL aplicados a geração distribuída, com controle da injeção de potências ativa e reativa na rede de distribuição em baixa tensão e capacidade de operação ilhada em ambiente de microrredes / José Carlos Ugaz Pena. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2016  
138 f. : il.
- Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2016
- Orientador: Carlos Alberto Canesin  
Inclui bibliografia
1. Amortecimento ativo. 2. Amortecimento passivo. 3. Controle robusto.  
4. Desigualdades matriciais lineares. 5. Filtro LCL. 6. Inversor conectado à rede.

**CERTIFICADO DE APROVAÇÃO**

**TÍTULO DA TESE:** Controle Robusto para Inversores VSI com filtro LCL aplicados a Geração Distribuída, com controle da injeção de potências ativa e reativa em rede de distribuição em baixa tensão, com capacidade de operação ilhada em ambiente de microrede

**AUTOR:** JOSÉ CARLOS UGAZ PEÑA

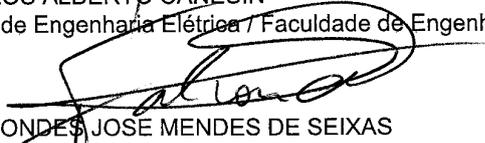
**ORIENTADOR:** CARLOS ALBERTO CANESIN

**CO-ORIENTADOR:** LEONARDO POLTRONIERI SAMPAIO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Doutor em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:



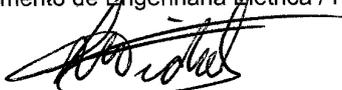
Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. LEANDRO MICHELS  
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Santa Maria



Prof. Dr. LEONARDO POLTRONIERI SAMPAIO  
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Ilha Solteira, 02 de junho de 2016

À minha mãe, Dana, quem com paciência e amor despertou em mim a vocação pelo estudo, a paixão pela ciência, o desejo de sempre me superar.

## Agradecimentos

---

Embora possa ser entendida como um logro pessoal, a conclusão do presente trabalho de doutorado só foi possível mediante a contribuição, das mais diversas formas, de algumas pessoas, às quais desejo agradecer.

Em primer lugar, ao meu orientador, Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, pela oportunidade de trabalho e a confiança depositada.

Ao professor Dr. Rubén Romero Lázaro, cujo estímulo e apoio foram fundamentais para a me determinar à realizar a pós-graduação.

À minha mãe, Dana Emperatriz Pena Rey, pela motivação constante, seus ensinamentos e seu exemplo.

Pelo carinho e incentivo, a meu pai, Pedro, e às minhas irmãs Susana, Karla, Natalia e Alicia.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência, Luciano, Luis, Rodrigo e Marcos pelo e apoio e amizade.

Pelos aportes, correções e sugestões ao presente trabalho, aos membros da banca, os Professores Doutores Leandro Michels e Falcondes de Seixas

Agradeço também o significativo apoio dos professores Guilherme de Azevedo e Melo e Leonardo Poltronieri Sampaio, que acompanharam o trabalho desde o começo, me auxiliando e realizando sugestões; e que fizeram parte da banca examinadora.

Aos meus amigos Darwin, Lázaro, Lucas, Mario e à turma dos peruanos em Ilha Solteira.

Aos meus companheiros e companheiras no Peru, cujo luta consequente ao longo de todos estes anos é sempre uma motivação e um exemplo.

Aos meus professores de graduação na UNI, que me iniciaram na pesquisa e me formaram como engenheiro.

Ao CNPq por financiar o presente trabalho, assim como a CAPES e FAPESP pelo suporte dado às atividades do nosso programa e nosso laboratório.

Encerrando estes agradecimentos, queria mencionar a quem nos últimos anos se converteu na minha principal motivação, companheira e confidente, minha noiva Katee Salcedo, quem com amor me inspira e da força para assumir os desafios do dia a dia, para lutar pelos meus sonhos.

*“El hombre llega para partir de nuevo”*

José Calos Mariátegui

## Resumo

---

Os inversores fonte de tensão com filtro de saída LCL (VSI+LCL) são amplamente utilizados em sistemas de geração distribuída. Nestas aplicações o sistema é controlado como uma fonte de corrente, no entanto, há a possibilidade de controlar o conjunto como uma fonte de tensão. Desta forma, a mencionada configuração pode ser utilizada em geração distribuída no ambiente de microrredes onde os sistemas, monofásicos ou trifásicos, devem operar conectados à rede de distribuição elétrica com controle das potências injetadas (ativa e reativa) e serem capazes de, em ausência da rede, passar a operar no modo autônomo. Ainda, após o restabelecimento da rede, o controle deve levar o sistema a operar novamente no modo conectado. Sendo as transições realizadas sem transientes que possam danificar qualquer componente do sistema.

O filtro LCL, de terceira ordem, caracteriza um comportamento ressonante que pode comprometer a estabilidade do sistema. Para resolver esta situação, diversas técnicas ativas e passivas são aplicadas. Para aplicações de baixa potência, preferem-se as técnicas passivas de amortecimento devido a sua simplicidade e baixo custo, porém estas implicam em perdas adicionais. Já as técnicas ativas de amortecimento, consideram procedimentos de controle para atenuar a ressonância, e, portanto, não adicionam perdas, porém, sua realização requer da realimentação de variáveis adicionais elevando assim o custo do sistema. Todavia, mesmo que aplicáveis a ambos os modos de operação, as técnicas de amortecimento disponíveis na literatura consideram apenas um modo de operação.

O presente trabalho de doutorado explora a possibilidade de controlar sistemas VSI+LCL, monofásicos e trifásicos, em ambos os modos de operação, com atenção a objetivos específicos em cada modo e transições suaves entre estes. Assim, são apresentadas duas estratégias de controle.

A primeira estratégia considera o amortecimento da ressonância por técnicas passivas, mediante a utilização de um ramo de amortecimento de segunda ordem, projetado para garantir o efeito desejado em ambos os modos de operação e simplificar a dinâmica do sistema a fim de facilitar o projeto dos controladores, abordagem não utilizada nos métodos conhecidos na literatura. Logo, o sistema amortecido é controlado em uma configuração de duas malhas, controlando a corrente injetada mediante a tensão no capacitor.

A segunda estratégia proposta considera a utilização de controladores por realimentação de estados em tempo discreto, sintetizados mediante desigualdades matriciais

lineares, para simultaneamente, realizar ativamente o amortecimento da ressonância e atender os objetivos de controle em ambos os modos de operação.

Ambas as estratégias propostas consideram controladores ressonantes com o objetivo de rastrear sinais senoidais de referência com erro nulo e suprimir componentes harmônicos de baixa ordem na corrente de saída. Ainda, os controladores são projetados considerando a necessidade de garantir a estabilidade robusta do sistema, isto é, frente a perturbações externas (tais como variações na carga local, oscilações na tensão do barramento CC ou distúrbios na rede) e às variações em parâmetros do sistema, como a indutância de rede. As propostas são apresentadas em detalhe, incluindo os procedimentos de projeto assim como critérios para a geração e coordenação dos sinais de controle e referência.

As estratégias propostas são avaliadas experimentalmente sendo os resultados obtidos discutidos e analisados considerando-se as respectivas normas para os casos de operação conectada e ilhada.

**Palavras chave:** Amortecimento ativo. Amortecimento passivo. Controle robusto. Desigualdades matriciais lineares. Filtro LCL. Inversor conectado à rede. Inversor para microrredes.

## Abstract

---

The voltage source inverter utilization with LCL filters (VSI+LCL) is extended in Distributed Electrical Energy Systems. In these applications, the system is controlled as a current source, however, it can also be controlled as a voltage source. Hence, this configuration is suitable for microgrids environment. In this scenario, the system should operate connected to utility grid with control of the supplied power (active or reactive) and also be capable, in case of grid absence, to operate in islanded mode. Then, if the grid is reestablished, system should be reconnected to grid. Moreover, these transitions should be smooth, with no hazardous transients.

The third order filter leads to a resonant behavior that can compromise the system stability. In order to overcome this limitation, passive and active damping methods are used. In low power applications, passive damping methods are preferred due to their simplicity and low. Nevertheless, these methods lead to additional losses. On the other hand, active damping methods consider the feedback of additional variables in order to damp the resonance in closed loop, with no additional losses. This implies additional sensors, thus increasing the overall cost. Despite their effectiveness to damp the resonance in both autonomous and grid connected applications, the most of the damping methods are usually designed only for a specific operation mode.

This work explores the possibility to control VSI+LCL systems, single and three-phase, in both operation modes, attending to specific goals in each one, and with smooth transitions between them. For that purpose, two control strategies are proposed.

The first one considers passive damping methods, by using a second order damping branch which is designed in order to guarantee the desired effect in both operation modes, thus simplifying the system dynamics in order to ease the control. This approach is not known in the literature. Then, the damped system is controlled in a two loop strategy, where the output current is controlled by means of the capacitor voltage.

The second strategy considers the utilization of discrete time state-feedback controllers, synthesized by Linear Matrix Inequalities, in order to simultaneously achieve the active damping and the control goals for both operation modes.

The proposed strategies use resonant controllers in order to achieve the tracking of sinusoidal references and to suppress low order harmonics in the output current. Moreover, controllers are designed to achieve robust stability of the system, thus, even in front of external disturbances (such as local load variations, DC bus oscillations or grid disturbances)

and variation on system parameters, such as the grid inductance. The two introduced strategies are detailed including the design procedure and the criterion to generate and coordinate the reference and control signals.

The two proposed strategies were experimentally verified. The results were analyzed and compared to the requirements imposed by the related standards for both modes of operation.

**Keywords:** Active damping. LCL filter. Linear matrix inequalities (LMIs). Microgrid inverter. Passive damping. Robust control.

# Sumário

---

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução.....</b>  | <b>12</b> |
| <b>2</b> | <b>Geração distribuída em ambiente de microrredes .....</b>   | <b>17</b> |
| 2.1      | INTRODUÇÃO .....  | 17        |
| 2.2      | MICRORREDES .....   | 18        |
| 2.2.1    | O conceito de microrrede .....  | 18        |
| 2.2.2    | Configuração básica.....  | 18        |
| 2.2.3    | Impacto no sistema de distribuição .....  | 21        |
| 2.3      | CONTROLE E OPERAÇÃO DE MICRORREDES .....  | 22        |
| 2.3.1    | Controle das potências ativa e reativas .....   | 22        |
| 2.3.2    | Regulação da tensão de saída .....  | 24        |
| 2.3.3    | Compartilhamento de carga mediante decaimento da frequência.....  | 24        |
| 2.4      | INVERSORES E INTERFACES DE CONEXÃO COM A REDE.....  | 26        |
| 2.4.1    | Tarefas de controle.....  | 27        |
| <b>3</b> | <b>Revisão bibliográfica: Modelamento de sistemas VSI+LCL, projeto de componentes e estratégias de controle .....</b> | <b>28</b> |
| 3.1      | INTRODUÇÃO .....  | 28        |
| 3.2      | MODELAMENTO DE INVERSORES TIPO FONTE DE TENSÃO COM FILTRO LCL .....   | 29        |
| 3.2.1    | Sistema monofásico .....  | 29        |
| 3.2.2    | Sistema trifásico .....   | 32        |
| 3.2.3    | Funções de transferência .....  | 37        |
| 3.3      | PROJETO DO FILTRO LCL .....   | 39        |
| 3.4      | ESTRATÉGIAS DE CONTROLE .....   | 41        |
| 3.4.1    | Controle ressonante .....   | 42        |
| 3.4.2    | Técnicas passivas de amortecimento .....  | 44        |
| 3.4.3    | Controle baseado em técnicas ativas de amortecimento .....  | 49        |
| 3.4.4    | Outras estratégias de controle .....  | 55        |
| 3.4.5    | Síntese de controladores por realimentação dos estados mediante LMIs .....  | 57        |
| 3.5      | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO .....  | 61        |
| <b>4</b> | <b>Controle Robusto de sistemas VSI com filtro LCL .....</b>  | <b>63</b> |
| 4.1      | INTRODUÇÃO .....  | 63        |
| 4.2      | CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA PASSIVA DE AMORTECIMENTO.....   | 64        |
| 4.2.1    | Considerações iniciais .....  | 64        |
| 4.2.2    | Técnica passiva de amortecimento .....  | 67        |
| 4.2.3    | Sistema de controle .....   | 72        |
| 4.2.4    | Geração e coordenação de sinais .....   | 74        |
| 4.2.5    | Considerações finais.....   | 75        |
| 4.3      | CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA ATIVA DE AMORTECIMENTO.....   | 76        |
| 4.3.1    | Considerações iniciais .....  | 76        |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| 4.3.2    | Estrutura dos controladores e esquema de controle.....                 | 77         |
| 4.3.3    | Geração e coordenação de sinais .....                                  | 80         |
| 4.3.4    | Síntese dos controladores mediante LMIs .....                          | 82         |
| 4.3.5    | Adequação a sistemas trifásicos.....                                   | 83         |
| 4.4      | EXEMPLO DE PROJETO .....   | 83         |
| 4.4.1    | Especificações do sistema .....  | 83         |
| 4.4.2    | Projeto do filtro .....  | 84         |
| 4.4.3    | Estratégia de controle mediante técnica passiva de amortecimento ..... | 86         |
| 4.4.4    | Estratégia de controle mediante realimentação de estados.....          | 89         |
| 4.5      | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO .....                                 | 92         |
| <b>5</b> | <b>Resultados de simulação .....</b>                                   | <b>94</b>  |
| 5.1      | INTRODUÇÃO .....   | 94         |
| 5.2      | ESTRATÉGIA DE CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA PASSIVA DE AMORTECIMENTO ..... | 94         |
| 5.2.1    | Sistema monofásico .....   | 94         |
| 5.2.2    | Sistema trifásico .....  | 100        |
| 5.3      | ESTRATÉGIA DE CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA ATIVA DE AMORTECIMENTO.....    | 104        |
| 5.3.1    | Sistema monofásico .....   | 104        |
| 5.3.2    | Sistema trifásico .....  | 108        |
| 5.4      | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO .....                                 | 113        |
| <b>6</b> | <b>Resultados experimentais .....</b>                                  | <b>114</b> |
| 6.1      | INTRODUÇÃO .....   | 114        |
| 6.2      | SISTEMA MONOFÁSICO .....   | 115        |
| 6.2.1    | Operação no modo ilhado.....   | 115        |
| 6.2.2    | Transição ao modo de operação conectada à rede.....                    | 117        |
| 6.2.3    | Operação conectada à rede .....  | 118        |
| 6.2.4    | Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento).....                  | 119        |
| 6.3      | SISTEMA TRIFÁSICO .....  | 120        |
| 6.3.1    | Operação no modo ilhado.....   | 120        |
| 6.3.2    | Transição ao modo de operação conectada à rede.....                    | 121        |
| 6.3.3    | Operação conectada à rede .....  | 123        |
| 6.3.4    | Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento).....                  | 126        |
| 6.3      | CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO .....                                 | 129        |
| <b>7</b> | <b>Conclusões e propostas de continuidade do trabalho.....</b>         | <b>130</b> |
|          | <b>Referências.....</b>  | <b>133</b> |

# CAPÍTULO 1

## 1 INTRODUÇÃO

---

Ao final de 2014 estimou-se que a capacidade instalada total de sistemas fotovoltaicos (PV de acordo as suas siglas em inglês) no mundo era de aproximadamente 178,3 GW (REKINGER; THIES, 2014), significando que desde o ano 2004, quando a cifra era de aproximadamente 3,7 GW (MASSON; ORLANDI; REKINGER, 2014), teve-se um crescimento maior que 4700%, consolidando-se assim como a fonte de energia alternativa de maior crescimento (DUDLEY, 2015; SAWIN; SVERRISSON; RICKERSON, 2015). A maior parcela desta capacidade corresponde a instalações na Europa, onde desde o começo da década passada foram implantadas políticas de incentivo que levaram a um crescimento explosivo (JÄGER-WALDAU, 2013; MASSON; ORLANDI; REKINGER, 2014), sendo a Alemanha uma das principais promotoras, consagrando-se por muitos anos como o principal mercado mundial de sistemas PV. Todavia, desde o 2013, o principal mercado de sistemas PV não é mais a Europa, mas a China (REKINGER; THIES, 2014). Espera-se que esta tendência se consolide nos próximos anos devido ao abandono das políticas de incentivo por alguns países europeus (como Bélgica, França e Dinamarca), e ao limitado potencial que ainda está disponível nessas localidades, o que contrasta com o enorme potencial ainda não aproveitado em países como EUA, Índia e Brasil.

Ainda no ano 2014, capacidade instalada total proveniente de energias renováveis, apresentou um crescimento 12,7 %, inferior à média da última década, chegando a constituir 19,1 % da energia total consumida (SAWIN; SVERRISSON; RICKERSON, 2015). Deve-se destacar que nesse mesmo ano, na Europa, a geração de energia elétrica a partir de energias renováveis superou pela primeira vez à geração de origem nuclear (REKINGER; THIES, 2014). Já no caso de sistemas PV, em países como a Alemanha, Itália e Grécia, estes chegam atualmente a atender 7% da demanda total. Esta situação contrasta com a do Brasil, onde, de acordo com dados da Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL (2016), os sistemas fotovoltaicos chegam a uma capacidade instalada inferior a 30 MW, cifra considerada reduzida, levando em conta que em toda a extensão do território brasileiro, a radiação solar global incidente está na faixa de 1500 a 2500 kWh/m<sup>2</sup>, isto é, muito superior à radiação em países como Alemanha, Itália e Espanha, os três países europeus com maior capacidade fotovoltaica instalada (TIBA et al., 2000). Entretanto, cerca de 70 empreendimentos já

outorgados pela ANEEL estimam uma capacidade instalada de aproximadamente 2GW para os próximos anos.

Em geral, os sistemas de aproveitamento de energias renováveis podem ser classificados em dois tipos segundo a interação que têm com a rede elétrica: Sistemas isolados (autônomos) e sistemas conectados à rede (também conhecidos como *grid-tied*). Inicialmente, sistemas PV e eólicos foram utilizados para atender demandas energéticas em locais afastados ou de difícil acesso à rede elétrica, operando de maneira autônoma. Na atualidade, a grande maioria de sistemas opera com conexão à rede; apenas uma reduzida parcela opera de forma isolada (MASSON; ORLANDI; REKINGER, 2014). Por sua vez, os sistemas que operam conectados à rede elétrica podem ser separados entre sistemas concentrados e sistemas distribuídos. No caso dos sistemas concentrados, referem-se a instalações de grande porte, tais como as fazendas eólicas, fotovoltaicas e usinas hidrelétricas. Já os sistemas distribuídos, situam-se na tendência da geração distribuída, isto é, instalações com potências tipicamente inferiores à 10 MW, com tensões nos níveis de distribuição, e onde as fontes de energia (chamadas de fontes distribuídas) estão alocadas próximas as cargas (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). A geração distribuída é um assunto amplamente conhecido em nível industrial e acadêmico, existindo normatividade específica para a sua regulação, sendo aspectos fundamentais a limitação de conteúdo harmônico e a proteção contra ilhamento (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

É precisamente dentro da tendência atual de geração distribuída que se introduz o conceito de microrrede, um conjunto de cargas e fontes distribuídas de baixa potência, chamadas também de micro-fontes, controladas como um único sistema capaz de atender continuamente as demandas locais de energia (BARNES et al., 2007; CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009; LASSETER, 2002). Isto é, um sistema que, como toda geração distribuída, é projetado para operar com conexão à rede elétrica, mas que também pode operar em sua ausência como uma ilha de energia, o que é conhecido como o modo ilhado de operação (JIANG; XUE; GENG, 2013; KATIRAEI et al., 2005). No entanto, as normas atuais como a Norma Internacional 62116 da International Electrotechnical Commission – IEC (2014) não contemplam a operação ilhada de uma hipotética microrrede. No caso de ausência da rede elétrica, seja programada ou devido a algum distúrbio, toda geração distribuída deve ser desconectada, sendo este procedimento conhecido como proteção anti-ilhamento. Todavia, a possibilidade de operar de modo ilhado aparece como uma alternativa atraente e com importantes vantagens, tais como o atendimento contínuo da demanda das cargas locais e a possibilidade de auxiliar na restauração do sistema, depois de

um blecaute (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). Por tais motivos, para aproveitar ao máximo as potencialidades das microrredes vem-se desenvolvendo estudos e pesquisas dedicados ao assunto nas áreas de proteção, controle, comunicação, entre outras (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009; LASSETER, 2002).

No caso concreto de fontes distribuídas do tipo corrente contínua (CC), como os sistemas PV, célula combustível, bancos de baterias e de sistemas de corrente alternada (CA) de alta frequência (microturbinas), cuja saída normalmente é retificada, a energia gerada precisa ser previamente processada para ser aproveitada pelas cargas locais e/ou injetada à rede elétrica. Para realizar este processamento utilizam-se conversores de eletrônica de potência que adequam tensão e corrente aos requerimentos de corrente alternada correspondentes. A topologia conversora mais utilizada para este propósito é o Inversor Fonte de Tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*) (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). A utilização de conversores chaveados leva a aparição de componentes harmônicos que além de indesejáveis, estão limitados por normas como a Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems do Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE (2008), conhecida como IEEE 1547, ou a norma internacional 61727 do IEC (2004), conhecida como IEC 61727, que é aplicada no Brasil. Logo, torna-se necessária a utilização de filtros para reduzir este conteúdo, sendo as duas topologias mais comuns o filtro L, e o filtro LCL. Os filtros L apresentam um comportamento de primeira ordem com simplicidade no controle e atenuação de 20 dB/dec. Porém, com este tipo de filtros não é possível regular a tensão de saída. Já os filtros LCL apresentam uma atenuação de 60 dB/dec, o que se traduz em valores menores de indutância, resultando em menor peso e volume do sistema. Além disso, esta configuração possibilita a regulação da tensão de saída no modo ilhado, tornando-se adequada para geração no ambiente de microrredes. Todavia, o sistema apresenta um comportamento ressonante, o que eleva a complexidade do controle (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011; TWINING; HOLMES, 2003). Logo, para garantir a estabilidade do sistema é necessário atenuar o alto ganho ao redor da frequência de ressonância. Com tal propósito, utilizam-se técnicas de amortecimento que podem ser classificadas como passivas e ativas. As primeiras consideram a inclusão de um elemento adicional que dissipe a energia associada à ressonância. Logicamente, isto implica em perdas adicionais. Já as técnicas de amortecimento ativo, utilizam procedimentos de controle, realimentação de variáveis, para suprimir o alto ganho no sistema em malha fechada.

Além de garantir da estabilidade, o sistema de controle de um inversor para aplicações em geração distribuída efetua as seguintes tarefas: realização da conversão CC-CA

fornecendo corrente senoidal com mínimo desvio de frequência e reduzido conteúdo harmônico, proteção da fonte de geração distribuída e da rede elétrica frente a qualquer irregularidade, e gerenciamento da geração distribuída (rastreamento do ponto de máxima potência, seguimento da referência de potência a ser injetada) (MASSING et al., 2012; XUE et al., 2004). No entanto, no caso específico de um inversor a ser utilizado para geração distribuída no ambiente de microrredes, deve-se adicionar como tarefa ao sistema de controle a possibilidade de operar no modo ilhado, fornecendo uma tensão senoidal com baixo conteúdo harmônico e amplitude e frequência fixas. Ainda, o sistema deve realizar as transições suaves entre modos de operação, isto é, passar da operação ilhada à conectada à rede, e *vice versa*, garantindo a energia demandada pelas cargas locais sem expô-las a transientes que possam danificá-las (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). Todas estas tarefas devem ser atendidas ainda frente a perturbações externas tais como mudanças na carga local (no modo ilhado), distorção harmônica e distúrbios menores na tensão de rede (no modo conectada à rede) ou oscilações na tensão fornecida pela fonte geradora (nos dois modos de operação). Todavia, deve-se destacar que, em sistemas conectados à rede elétrica, a dinâmica do filtro LCL é influenciada pela indutância da rede, cujo valor é incerto. Todas estas considerações devem ser levadas em conta no projeto do sistema de controle (MASSING et al., 2012).

Existem na literatura, diversas estratégias de controle para inversores com filtro LCL a serem utilizados em geração distribuída, porém, estes casos limitam-se à operação conectada à rede. Adicionalmente, o controle de sistemas VSI com filtros de saída ressonantes (LC ou LCL) para operação autônoma é também um assunto conhecido. No entanto o controle de sistemas com capacidade de operação em ambos os modos é um tema a ser estudado.

Neste contexto, o presente trabalho de tese pretende contribuir com a proposta de duas estratégias de controle, uma passiva e uma ativa, a serem utilizadas com inversores VSI, monofásicos e trifásicos, com filtro de saída LCL aplicados em sistemas de geração distribuída no ambiente de microrredes, com capacidade de controle das potências ativa e reativa no modo conectada à rede, assim como de operação em modo ilhado. Estas propostas visam atender os objetivos de controle antes mencionados em ambos os modos de operação, ainda frente a perturbações externas e variações nos parâmetros do sistema, sendo consequentemente, estratégias de controle robusto.

O conteúdo do presente texto está organizado como segue:

No capítulo dois são revisados os conceitos gerais de geração distribuída em ambiente de microrredes com foco nos inversores, contemplando as suas características e requerimentos operacionais.

No capítulo três os sistemas VSI com filtro LCL são estudados. Isto inclui o procedimento de projeto dos componentes assim como a análise do comportamento dinâmico. São apresentados os modelos linearizados comumente utilizados no projeto de controladores. Com base na classificação entre métodos passivos e ativos de amortecimento, são apresentadas e discutidas técnicas de controle conhecidas na literatura. Ainda neste capítulo, realiza-se uma aproximação à síntese de controladores mediante desigualdades matriciais lineares (*Linear Matrix Inequalities*, LMIs).

No capítulo quatro são apresentadas duas propostas para realizar o controle de sistemas VSI com filtro LCL com capacidade de operação ilhada e conectada à rede, o constitui o aporte fundamental do presente trabalho. A primeira estratégia proposta considera um método passivo de amortecimento. Esta proposta apresenta um procedimento detalhado para o dimensionamento dos componentes do ramo de amortecimento. Logo, o sistema já amortecido é controlado sob um esquema de duas malhas. A segunda estratégia proposta considera o amortecimento ativo da ressonância do sistema mediante controladores por realimentação de estados. Ambas as propostas consideram a necessidade de garantir a estabilidade do sistema nos dois modos de operação ainda frente a distúrbios e variações na indutância da rede. As duas propostas são aplicadas a sistemas previamente especificados e projetados, sendo o seu efeito analisado mediante as funções de transferência em malha fechada.

No capítulo cinco são apresentados os principais resultados obtidos mediante a simulação computacional dos sistemas de controle.

No capítulo seis são apresentados os resultados obtidos na implementação experimental das estratégias de controle propostas. É verificada a funcionalidade para ambos os modos de operação e durante as transições entre estes. Os resultados são comparados com os requerimentos especificados pelas normas respectivas aos modos conectado e ilhado.

## CAPÍTULO 2

### 2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA EM AMBIENTE DE MICRORREDES

---

#### 2.1 INTRODUÇÃO

No atual contexto energético, conhece-se como geração distribuída (GD) à tendência a gerar energia elétrica localmente, nos níveis de tensão da distribuição, mediante o aproveitamento em pequena escala de energias com baixas emissões de carbono, não convencionais ou alternativas, tais como gás natural, biogás, eólica, fotovoltaica, célula combustível entre outras (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). Por sua vez as fontes distribuídas utilizadas são conhecidas como Recursos Energéticos Distribuídos (RED), e apresentam diversas vantagens, entre as quais se destacam:

- São alternativas rápidas para atender o crescimento de demandas locais.
- Redução de emissões de gases de efeito estufa.
- A sua instalação, geralmente próxima às cargas, permite a realização de sistemas de cogeração e ciclo combinado elevando consideravelmente a eficiência dos processos.
- A energia pode ser aproveitada mediante sua injeção na rede, denominada operação conectada à rede, ou atendendo cargas isoladas desta última, o que é conhecido como operação ilhada. A operação conectada incrementa a geração disponível no sistema de energia elétrica (SEE); já a segunda, num ambiente desregulado (de livre acesso ao SEE), permitiria atender demandas locais ainda em frente de indisponibilidade da rede comercial.

A realização desta tendência implica numa mudança drástica nas redes de distribuição, passando estas a serem ativas, requerendo de uma operação flexível e ainda com certa “inteligência” no controle. Isto leva ao conceito de redes ativas de energia dentro das quais estão inclusas as microrredes.

No presente capítulo são resumidos conceitos básicos de geração distribuída em ambiente de microrredes com o intuito de entender as funcionalidades e características que devem ter os inversores a serem utilizados nestas aplicações.

## 2.2 MICRORREDES

### 2.2.1 O conceito de microrrede

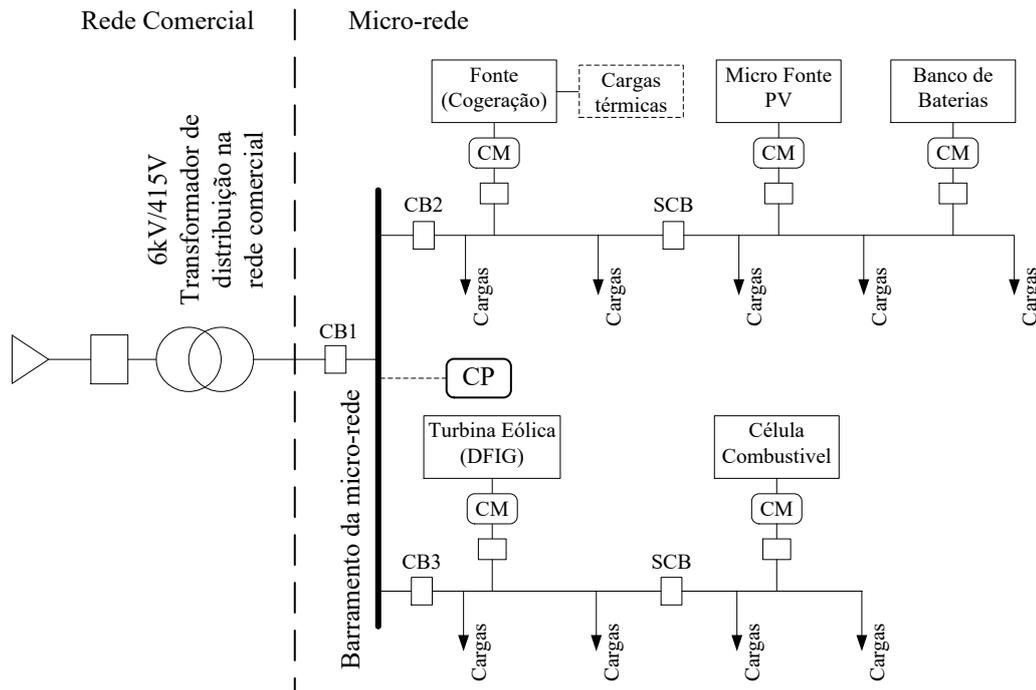
As microrredes são redes de alimentação elétrica de pequeno porte em baixa tensão (BT), projetadas para fornecer energia elétrica a cargas em pequenas comunidades, instalações comerciais, domiciliares ou públicas tais como escolas e hospitais. Estão constituídas por um conjunto de sistemas de GD, prioritariamente não convencionais e renováveis, integrados entre si no nível da tensão da distribuição. Para conseguir uma eficiente integração de diversas fontes, a energia gerada por estas é processada mediante interfaces de eletrônica de potência (IEP), as quais atuam entre as unidades GD e a microrrede. Assim, uma IEP pode ser um conversor CC-CC ou CC-CA conectando a micro-fonte com o barramento da microrrede. No primeiro caso, a fim de injetar a potência gerada, se precisa de uma IEP adicional com características de conversor CC-CA, ou seja, um inversor centralizado. Estas interfaces de eletrônica de potência (IEP) oferecem flexibilidade e facilitam a realização do controle necessário para atender os requerimentos de qualidade da energia na saída. É precisamente esta característica que permite à microrrede aparecer frente à rede de distribuição em BT, como uma única unidade controlada (LASSETER, 2002).

Assim, as microrredes resultam em uma alternativa interessante, tanto pelo ponto de vista do operador da rede elétrica quanto dos usuários (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). Todavia, existem questões importantes a serem atendidas para a adequada implementação de microrredes, tais como a natureza intermitente das fontes renováveis (principalmente eólica e fotovoltaica), a sincronização com a rede, o gerenciamento da relação geração-carga em operação ilhada, entre outros.

### 2.2.2 Configuração básica

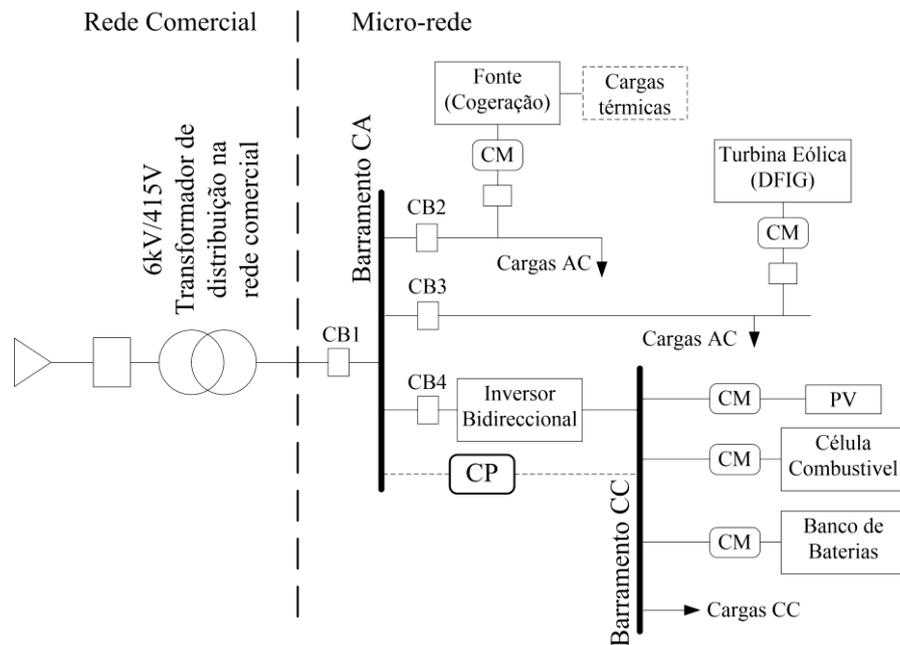
Conforme se mencionou, uma microrrede possui diversas fontes integradas num barramento comum que pode ser em CC ou CA (GUERRERO et al., 2013; LIU; WANG; LOH, 2011). As cargas a serem atendidas podem ser tanto cargas elétricas quanto cargas térmicas (cogeração). Nas figuras 1 e 2 são apresentadas as configurações de duas microrredes distintas destacando-se os principais componentes, a primeira com barramento único AC e a segunda, com dois barramentos, um deles em AC e o outro em CC.

**Figura 1** - Configuração típica de uma microrrede com barramento CA.



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009).

**Figura 2** - Configuração típica de uma microrrede com barramentos CA e CC.



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009).

Nestas duas configurações as cargas são alocadas próximas aos geradores. As micro-fontes dispõem de IEPs a fim de implementar o controle e proteção. As IEPs permitem que as microfontes sejam consideradas como dispositivos *plug and play*, que teoricamente podem operar sem precisar de informação das outras micro-fontes (LASSETER, 2002). As duas

microrredes apresentam uma configuração radial, estando conectadas à rede comercial mediante os disjuntores CB1 no ponto de acoplamento comum (PCC). Em ambas as configurações identificam-se os seguintes blocos funcionais.

- Controlador Principal (CP): Unidade responsável pelo gerenciamento da microrrede, sendo os objetivos fundamentais, mas não únicos, monitorar o atendimento das condições de tensão requeridas pelas cargas e a otimização do processo de geração, do ponto de vista econômico, tanto para a operação conectada à rede quanto para a operação isolada. O CP está composto por dois módulos fundamentais: O módulo de gerenciamento da energia e o módulo de coordenação da proteção (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009).
- Controlador de micro-fonte (CM): São interfaces de eletrônica de potência (IEPs) cuja função principal é controlar o fluxo de potência entre a fonte e o barramento, procurando o máximo aproveitamento da energia disponível na fonte e resolvendo as perturbações locais que acontecerem. A sua funcionalidade específica depende tanto da configuração da microrrede como do modo de operação (conectada à rede ou isolada).
- Micro-fontes: São as diversas fontes distribuídas e os elementos de armazenamento utilizados na microrrede. Estes podem ser do tipo CA como as turbinas eólicas, as microturbinas (gás ou biodiesel) e *flywheels*; ou do tipo CC como sistemas PV, microturbinas eólicas tipo PMG, células combustíveis, banco de baterias e super-capacitores.
- Dispositivo de conexão: é o dispositivo que conecta a microrrede à rede de distribuição. Nas duas microrredes ilustradas, o dispositivo é um disjuntor (CB1), no entanto é possível que microrredes com unicamente barramento CC se conectarem à rede mediante conversores (inversores) bidirecionais (BARNES et al., 2007).

No caso da microrrede com barramento CC, a energia gerada neste barramento é injetada na rede mediante a utilização de um inversor centralizado. Um maior detalhe das configurações de várias microrredes existentes é apresentado em (BARNES et al., 2007). Deve-se mencionar que as microrredes em geral são limitadas em quanto a potência que podem processar, chegando ao máximo de alguns MVA, conforme estabelecem algumas normas de GD como a IEEE 1547 (2008). No entanto, há a possibilidade de integrar várias

microrredes (cada uma com seu próprio controlador principal) a fim de atender demandas maiores.

### 2.2.3 Impacto no sistema de distribuição

Uma das características mais importantes das microrredes é a possibilidade de fornecer serviços ancilares ao sistema de distribuição de energia elétrica. Entre os principais destaca-se o controle do fluxo da potência reativa e o controle de tensão (LASSETER, 2002; YUEN; OUDALOV; TIMBUS, 2011). Tradicionalmente, a compensação de reativos no sistema de distribuição é feita mediante bancos de capacitores, porém num banco de capacitores a potência reativa varia com o quadrado da tensão; o que, em caso de perturbações severas, pode levar ao colapso da tensão (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). No entanto as IEPs utilizadas em microrredes permitem injetar reativos na rede de maneira mais suave, sem variações bruscas, em função de requerimentos que podem ser especificados pelo próprio operador do sistema, mediante comunicação com o CP. Adicionalmente, o fornecimento local dos reativos requeridos pelas cargas ajuda a descongestionar os alimentadores e reduzir as perdas.

Adicionalmente, as micro redes podem fornecer reserva operativa ao SEE, tanto rotativa quanto suplementar (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009; YUEN; OUDALOV; TIMBUS, 2011). Ainda, há duas importantes características das microrredes a serem consideradas: possuem a capacidade de colaborar, mediante venda da energia gerada, na partida do sistema após um blecaute; e podem ser utilizadas, controladas pelo operador da rede, para ajudar na estabilização do sistema frente a oscilações de baixa frequência (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). Entretanto, estas duas características requerem necessariamente que a microrrede seja capaz de operar de modo autônomo, situação não contemplada na normatividade vigente. Este impedimento é devido a que a operação ilhada de uma microrrede entra em conflito com a filosofia comumente adotada na proteção do sistema de distribuição: fluxo unidirecional de potência e altas correntes de curto circuito. Atualmente, as normas exigem que as IEPs utilizadas em GD (inversores) garantam a desconexão da fonte frente a qualquer falta detectada no PAC. Esta funcionalidade, conhecida como a proteção de anti-ilhamento (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011), é um requerimento justificado pelo operador da rede de distribuição devido as GDs não estarem sob o seu controle, o que poderia atrapalhar as ações que realizar para resolver contingências na rede. Assim, importantes funcionalidades das microrredes não são aproveitadas.

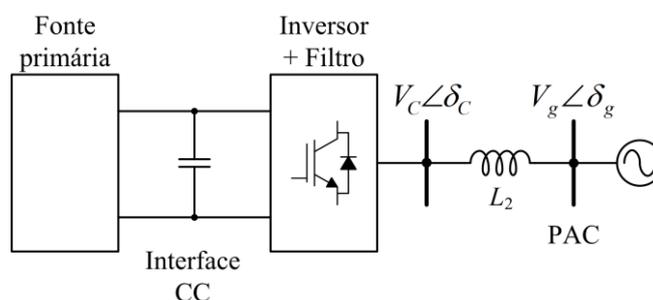
## 2.3 CONTROLE E OPERAÇÃO DE MICRORREDES

Uma microrrede tem dois estados estacionários correspondentes à operação conectada à rede e à operação ilhada. Adicionalmente, há dois estados transitórios correspondentes a alternância entre os dois modos de operação, totalizando quatro possíveis estados de operação (BARNES et al., 2007). Em cada estado, a microrrede deve operar com estabilidade e atendendo às normas correspondentes. Este objetivo é realizado mediante o controlador Principal e de micro-fonte. Os CMs realizam as funções de controle local em cada micro-fonte. Já o CP realiza as tarefas de controle e proteção da microrrede utilizando para isto as próprias CMs. O CP é responsável por estabelecer as referências de tensão e potência para cada CM, coordenar a proteção da microrrede e estabelecer o modo de operação. Este controlador pode operar tanto em modo automático quanto manual (se for requerido) e monitora constantemente a operação dos CMs. Um detalhe das tarefas de controle numa microrrede é apresentado em (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009). No presente trabalho, o interesse fundamental é o controle da micro-fonte. As principais tarefas de controle neste nível são: o controle das potências ativa e reativa, a regulação de tensão mediante controle de decaimento e o decaimento de frequência na operação ilhada (LASSETER, 2002).

### 2.3.1 Controle das potências ativa e reativas

Como mencionado tanto para o caso de micro-fontes CC quanto, micro-fontes CA com saída retificada, a energia gerada deve ser processada para poder ser aproveitada. No caso das fontes CA, a potência deve ser previamente retificada. Em ambos os casos se precisa de um inversor para realizar a conversão da tensão CC resultante em uma fonte CA. Logo, é possível representar uma micro-fonte mediante o esquema simplificado da figura 3.

**Figura 3** - Configuração básica de uma micro-fonte numa microrrede.



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (LASSETER, 2002)

Esta representação inclui a fonte primária, o barramento CC e o inversor tipo fonte de tensão com filtro de saída LCL. São considerados unicamente as componentes fundamentais das magnitudes envolvidas.

A utilização do filtro LCL possibilita o controle da amplitude ( $V_C$ ) e fase ( $\delta_C$ ) da tensão no capacitor. Por sua vez, a tensão no ponto de acoplamento comum apresenta amplitude  $V_g$  e fase  $\delta_g$ . A conexão da micro-fonte com a rede é realizada mediante o indutor de saída  $L_2$  cuja reatância associada, na frequência fundamental da rede, é  $X$ . Assim, as potências ativa ( $P$ ) e reativa ( $Q$ ) que a micro-fonte fornece à rede podem ser expressas conforme (1) e (2) (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009; LASSETER, 2002).

$$P = \frac{3V_C V_g}{2X} \sin(\delta_V - \delta_g) \quad (1)$$

$$Q = \frac{3V_g}{2X} [V_g - V_C \cos(\delta_V - \delta_g)] \quad (2)$$

Destas expressões pode-se deduzir que, para pequenas variações,  $P$  depende fundamentalmente da fase entre as tensões de capacitor e da rede. No entanto, a potência reativa depende fundamentalmente da amplitude da tensão do inversor ( $V_C$ ). As expressões anteriores correspondem ao caso trifásico, porém podem ser adequadas para representar sistemas monofásicos dividindo-as por três. Todavia, estas equações são válidas apenas para a frequência fundamental.

Como alternativa, considera-se a análise do fluxo de potência no domínio do tempo, a partir da corrente injetada à rede ( $i_2$ ). Sejam  $v_C$  e  $v_g$  as tensões no capacitor e da rede, ambas no domínio do tempo. Logo a corrente injetada vem definida por (3):

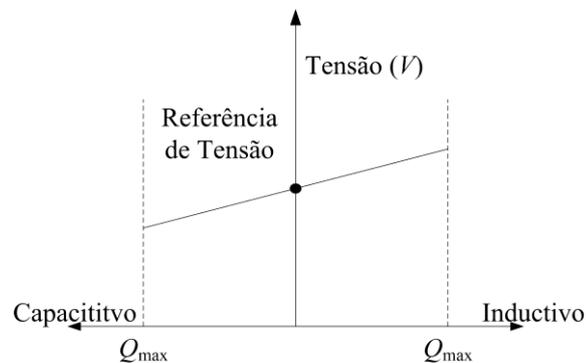
$$L_2 \frac{di_2}{dt} = v_C - v_g \quad (3)$$

Desta forma, verifica-se que é possível controlar a corrente injetada na rede, e conseqüentemente as potências ativa e reativa, a partir do controle da tensão de saída do inversor ( $v_C$ ).

### 2.3.2 Regulação da tensão de saída

Em uma microrrede, a energia gerada deve ser injetada no barramento CA da rede de distribuição, e para isto, a regulação da tensão de saída é necessária. A presença de múltiplas fontes integradas no barramento pode levar a oscilações de tensão, o que se assemelha à operação em paralelo de geradores síncronos no SEE tradicional, porém nesse caso, as correntes têm valores reduzidos devido à alta impedância entre geradores. No entanto, no cenário das microrredes, diversos inversores podem estar conectados próximos entre si, ou ainda no mesmo alimentador; fazendo com que a impedância entre eles possa apresentar um valor baixo. Logo, até um pequeno desequilíbrio de tensão pode gerar uma corrente elevada, ultrapassando seus valores de limite. Esta situação pode ser resolvida mediante a utilização da técnica de decaimento (*droop*) da tensão-potência reativa ( $V-Q$ ). Basicamente, esta estratégia de controle opera elevando a referência de tensão para o inversor quando a corrente neste se tornar predominantemente indutiva, já quando a corrente se tornar predominantemente capacitiva a referência de tensão é reduzida. Este processo é ilustrado na figura 4. A faixa de variação da potência reativa é limitada pela especificação do inversor em potência aparente ( $S$ ) e a potência ativa gerada ( $P$ ) conforme (4).

**Figura 4** - Esquema básico da técnica de *droop* de tensão-potência reativa.



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009; LASSETER, 2002)

$$Q_{\max} = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4)$$

### 2.3.3 Compartilhamento de carga mediante decaimento da frequência

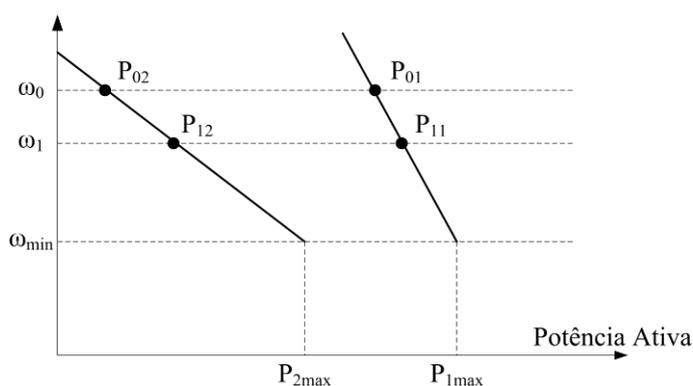
Uma microrrede deve ter a capacidade de passar para o modo de operação ilhada quando a rede estiver ausente (KATIRAEI et al., 2005), e *vice-versa*. Na operação conectada à rede, a microrrede funciona no modo de potência despachada, no entanto, na operação

ilhada a microrrede funciona no modo de rastreamento de carga. Na operação autônoma, as variações de frequência e a mudança das potências fornecidas por cada inversor (rastreamento de carga) podem implicar na necessidade comunicação entre os diversos conversores. Esta necessidade pode ser resolvida mediante a utilização da técnica de controle de decaimento potência-frequência ( $P-f$ ) em cada inversor. Logo, não seriam requeridas comunicações entre inversores nem a intervenção do CP (LASSETER, 2002).

Considera-se a transição de operação conectada à rede para operação ilhada. Inicialmente a demanda é atendida tanto pela rede quanto pelas micro-fontes. Ao acontecer uma contingência na rede, a microrrede é desconectada desta e passa à operação ilhada. Durante esta transição, as fases das tensões geradas pelos inversores mudam, gerando uma aparente queda de frequência. Esta queda na frequência, junto com um incremento na potência permite aos inversores distribuir a demanda da carga entre eles sem precisar de intervenção do CP, aliás, uma vez que a transição para operação ilhada acontecer o CP não realiza função nenhuma até que a reconexão com a rede seja requerida (LASSETER, 2002).

Como exemplo, em (LASSETER, 2002), consideram-se dois inversores cujas potências máximas são  $P_{1max}$  e  $P_{2max}$ . Inicialmente estes inversores operam conectados à rede, com a frequência de base imposta por esta última ( $\omega_0$ ) e fornecendo as potências  $P_{01}$  e  $P_{02}$  respectivamente. Logo, a técnica de decaimento é definida a fim de garantir que em uma determinada frequência ( $\omega_{min}$ ), os dois inversores operarem com potências máximas, isto é ilustrado na figura 5.

**Figura 5** - Potência ativa vs. frequência na técnica de *droop*  $P-f$ .



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009; LASSETER, 2002)

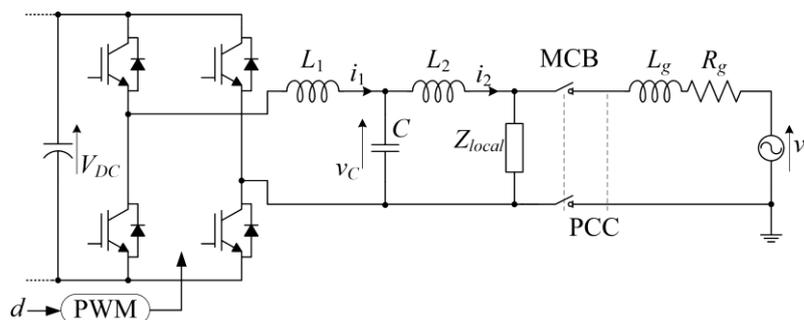
Já na operação ilhada, devido a mudanças na carga, os inversores poderiam operar em frequências distintas. Para resolver isto, o controle  $P-f$  leva aos dois inversores a operar numa frequência menor ( $\omega_1$ ). Nesta frequência, a carga é distribuída numa proporção distinta da

frequência de base. É importante salientar que a técnica de decaimento resolve as variações de carga reduzindo a frequência, sendo necessário implementar um procedimento de compensação na microrrede. Verifica-se também, que as características da técnica de *droop* (retas na figura 5) dependem das potências fornecidas pelos inversores quando operam conectados à rede (GUERRERO et al., 2013; LASSETER, 2002). Um exemplo da análise da transição de operação conectada à rede para operação ilhada em microrredes, incluindo a operação posterior, é apresentado em (KATIRAEI et al., 2005).

## 2.4 INVERSORES E INTERFACES DE CONEXÃO COM A REDE

Embora existam diversas topologias para a realização da conversão CC-CA em geração distribuída (BLAABJERG et al., 2006; XUE et al., 2004) a topologia a dois estágios é a mais comum (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Esta topologia utiliza um conversor CC-CC para o gerenciamento da fonte primária, processando a energia gerada por esta e fornecendo um barramento CC intermediário. Já a conversão CC-CA, para atendimento de requerimentos específicos, é realizada mediante um inversor tipo fonte de tensão com filtro de saída LCL (BOLSENS et al., 2006; TWINING; HOLMES, 2003). Os esquemáticos correspondentes aos casos monofásico e trifásico de sistemas de conversão que utilizam a configuração VSI com filtro LCL são apresentados nas figuras 6 e 7 respectivamente. Em ambos os esquemas são apresentadas as principais grandezas: tensão do barramento CC ( $V_{DC}$ ), corrente no indutor  $L_1$  ( $i_1$ ), tensão no capacitor de filtro ( $v_C$ ), corrente no indutor  $L_2$  ( $i_2$ ), tensão de rede ( $v_g$ ) e o sinal modulador PWM ( $d$ ). No caso trifásico as variáveis são apresentadas para cada uma das fases. Os parâmetros do filtro LCL são a indutância do lado do inversor ( $L_1$ ), o capacitor de filtro ( $C$ ) e a indutância de saída ( $L_2$ ), além de considerar-se a impedância da rede, definida a partir da indutância  $L_g$  e a resistência  $R_g$ .

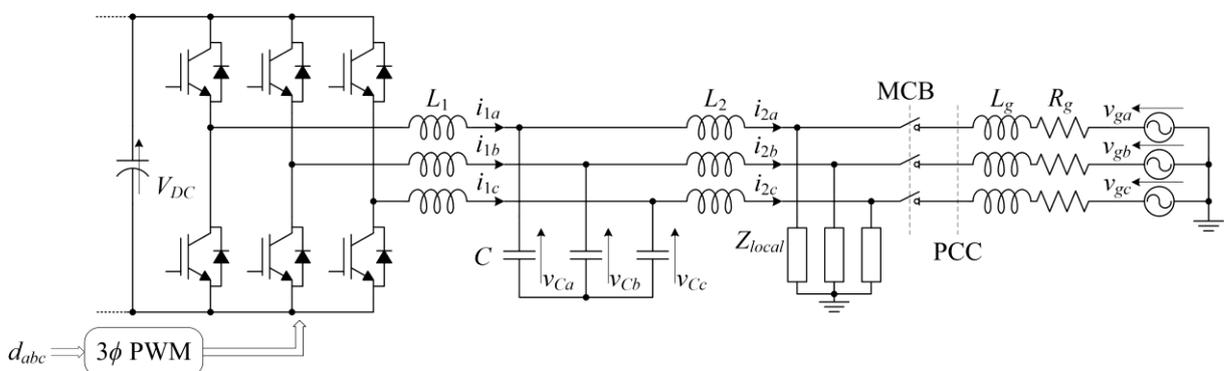
**Figura 6** - Esquema simplificado de um sistema monofásico VSI com filtro LCL para geração distribuída no ambiente de microrredes.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O foco do presente trabalho está na conversão CC-CA da energia gerada pela micro-fonte em atendimento aos requerimentos normativos e as referências de corrente solicitadas no caso conectado à rede; ou as especificações de tensão da carga local no caso de operação ilhada, garantindo uma transição suave entres estes modos de operação. Portanto, as tarefas de gerenciamento da micro-fonte não são consideradas. Assim, nos esquemas apresentados, a fonte primaria e o respectivo conversor para o seu gerenciamento são reduzidos a uma tensão CC.

**Figura 7** - Esquema simplificado de um sistema trifásico VSI com filtro LCL para geração distribuída no ambiente de microrredes.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

### 2.4.1 Tarefas de controle

A conversão CC-CA deve ser realizada para atender objetivos e requerimentos específicos segundo o modo de operação. Na operação conectada à rede, o sistema opera como uma fonte de corrente cujo valor é estabelecido de acordo as demandas de potência ativa e reativa, definidas por uma instância superior de controle. Nestas condições, a corrente injetada deve atender limites específicos de conteúdo harmônico como especificado nas normas IEEE 1547 e IEC 61727. Como mencionado, o controle da corrente injetada é realizado com base em (3). Assim o controle da corrente injetada pode ser realizado diretamente mediante ação da razão cíclica, ou indiretamente mediante o controle da tensão no capacitor ( $v_C$ ) sob um esquema de múltiplas malhas. Já no modo de operação ilhada, o sistema deve fornecer uma tensão senoidal com amplitude constante, mínimo desvio de frequência e reduzido conteúdo harmônico (XUE et al., 2004). Não é considerada no presente trabalho a situação de operação paralela de inversores no modo ilhado, que leva à necessidade de balanceamento de carga (GUERRERO et al., 2013). O sistema de controle ainda deve garantir que as transições entre os modos de operação sejam realizadas sem expor a carga local, rede ou o próprio sistema GD a transientes que possam danificá-los.

## CAPÍTULO 3

### 3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA: MODELAMENTO DE SISTEMAS VSI+LCL, PROJETO DE COMPONENTES E ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

---

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Pelas suas características os conversores tipo VSI com filtro LCL são amplamente utilizados na geração distribuída, tanto em sistemas monofásicos como trifásicos. No entanto, esta topologia é utilizada também em filtros ativos, fontes de alimentação ininterrompida (UPSs), sistemas autônomos entre outros (HE; LI, 2012; LOH; HOLMES, 2005; WU; LEHN, 2006). Por tais motivos, o controle destes sistemas é um assunto amplamente abordado. No presente capítulo serão apresentados e comentados alguns dos principais métodos conhecidos na literatura. A grande maioria destes métodos considera como ponto de partida a obtenção de um modelo linearizado do sistema. Portanto, antes de detalhar os métodos de controle, são apresentados os modelos linearizados de sistemas VSI + LCL monofásicos e trifásicos, tanto para operação autônoma quanto para operação conectada à rede. Com tal propósito, o comportamento dinâmico dos sistemas é representado por meio de equações diferenciais obtidas com base no critério do modelo médio num período de chaveamento (*Average switching model*) (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1994; ERICKSON, 2000; TWINING; HOLMES, 2003). A partir destas equações são obtidas representações em diagramas de blocos e no espaço de estados, assim como funções de transferência.

Já que a dinâmica dos sistemas é definida pelos componentes do filtro LCL e o modo de operação, é importante conhecer o procedimento de projeto, logo, são apresentados alguns critérios para este propósito. Ainda neste capítulo é feita uma breve revisão dos procedimentos de sínteses de controladores por realimentação dos estados mediante desigualdades matriciais lineares.

## 3.2 MODELAMENTO DE INVERSORES TIPO FONTE DE TENSÃO COM FILTRO LCL

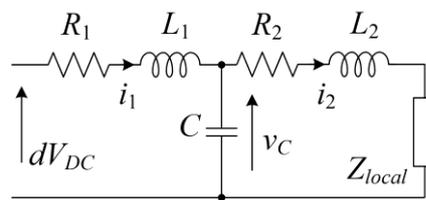
### 3.2.1 Sistema monofásico

Considera-se o esquemático apresentado na figura 6 onde as principais variáveis a considerar na análise são: as correntes  $i_1$  e  $i_2$ , as tensões  $v_C$  e  $v_g$ , e o sinal modulador PWM ( $d$ ).

#### Operação autônoma

Neste modo de operação a variável a ser controlada é a tensão no capacitor. Assim, é possível considerar o indutor de saída ( $L_2$ ) como parte da carga, reduzindo o circuito equivalente do sistema a um VSI com filtro de saída LC controlado como fonte de tensão (HE; LI, 2012), onde a dinâmica da carga é representada a partir da corrente  $i_2$ . Logo, tomando em conta o modelo médio do VSI num período de chaveamento, o sistema pode ser representado pelo circuito equivalente da figura 8. Neste circuito, inclui-se a resistência série dos elementos indutivos.

**Figura 8** - Circuito equivalente do sistema monofásico em operação autônoma.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O circuito equivalente permite representar a dinâmica conforme (5) e (6)

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -R_1 i_1 - v_C + dV_{DC} \quad (5)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_1 - i_2 \quad (6)$$

Como mencionado, a entrada de controle do sistema é a razão cíclica ( $d$ ), no entanto a saída controlada é a tensão  $v_C$ . É importante salientar que conforme (6) a corrente  $i_2$  não seria uma variável de estado, mas uma perturbação. Por outro lado, em (5) pode ser incluso o efeito dos distúrbios na tensão do barramento CC mediante a adição do termo não linear correspondente ao produto da componente alternada no barramento CC e a razão cíclica.

Todavia, este termo pode ser considerado como uma perturbação ( $\Delta v_{DC}$ ), chegando-se à expressão (7)

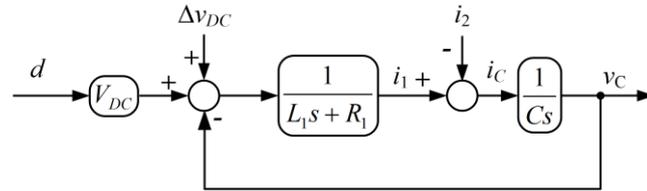
$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -R_1 i_1 - v_C + dV_{DC} + \Delta v_{DC} \quad (7)$$

Logo, a dinâmica descrita por (6) e (7) pode ser representada em espaço de estados mediante (8) ou em diagrama de blocos como a apresentada na figura 9 (HE; LI, 2012; LOH; HOLMES, 2005; TWINING; HOLMES, 2003). Neste diagrama inclui-se a corrente do capacitor  $i_C$ . Considera-se em ambos os casos que a variável de saída (a ser controlada) é a tensão no capacitor.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ \Delta v_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} d \quad (8)$$

$y_v = v_C$

**Figura 9** - Diagrama de blocos para sistema monofásico em operação autônoma.

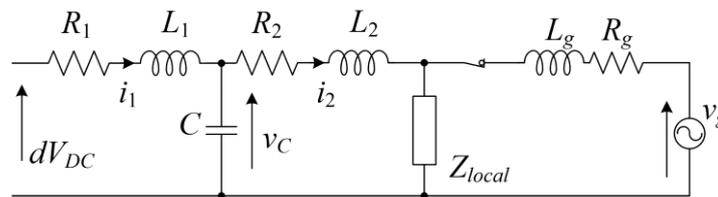


Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Operação conectada à rede

Considerando o esquema da figura 6 com o dispositivo MCB fechado e o modelo médio num período de chaveamento para o VSI, o sistema pode ser representado pelo circuito equivalente da figura 10. Às variáveis consideradas na operação autônoma adiciona-se a tensão da rede  $v_g$ .

**Figura 10** - Circuito equivalente do sistema monofásico operando com conexão à rede.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Sem perda de generalidade, na presente análise, o efeito da resistência de rede ( $R_g$ ) é desconsiderado. Logo, com base no circuito equivalente da figura 10, é possível representar o comportamento do sistema mediante as equações (9) até (12). Observa-se que a carga local não tem influência na dinâmica da corrente de saída, e que esta depende unicamente da queda de tensão na impedância de conexão com a rede.

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = -R_1 i_1 - v_C + dV_{DC} + \Delta v_{DC} \quad (9)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_1 - i_2 \quad (10)$$

$$L_O \frac{di_2}{dt} = v_C - R_2 i_2 - v_g \quad (11)$$

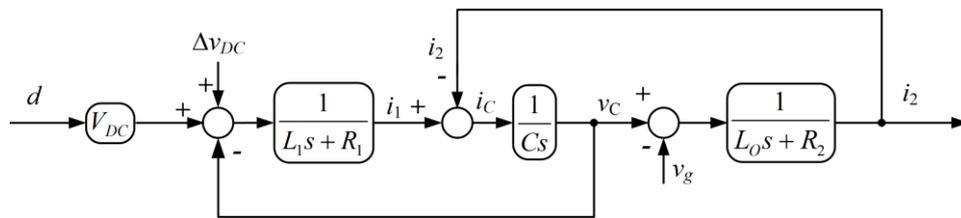
$$L_O = L_2 + L_g \quad (12)$$

É importante salientar que este conjunto de equações inclui as expressões (6) e (7) correspondentes à operação autônoma do sistema. Esta relação é manifesta também na representação em espaço de estados (13) assim como no diagrama de blocos da figura 11 (HE; LI, 2012; LOH; HOLMES, 2005; TWINING; HOLMES, 2003). Neste caso, considera-se como variável de saída a corrente  $i_2$ .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{v}_C \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_O} & -\frac{R_2}{L_O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_C \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta v_{DC} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_O} \end{bmatrix} v_g \quad (13)$$

$$y_i = i_2$$

**Figura 11** - Diagrama de blocos para o sistema monofásico operando com conexão à rede



Fonte: Elaboração do próprio autor.

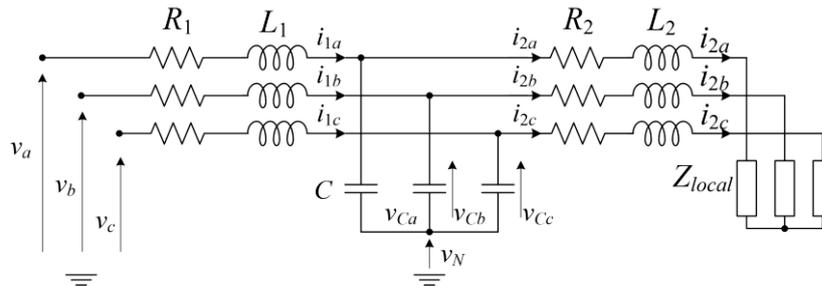
### 3.2.2 Sistema trifásico

O esquemático correspondente é apresentado na figura 7. As variáveis a serem consideradas no modelo são as mesmas presentes no caso monofásico, porém representadas em cada uma das fases, as tensões de cada fase à saída do VSI ( $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ ) e a referência de tensão para o ponto central dos capacitores ( $v_N$ ).

#### Operação autônoma

Similar ao caso monofásico, o sistema operando nestas condições pode ser representado pelo circuito equivalente da figura 12. Onde a dinâmica da carga é representada pelas correntes  $i_2$ , consideradas como perturbações.

**Figura 12** - Circuito equivalente do sistema trifásico em operação autônoma.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Com base no circuito da figura 12 levanta-se as equações (14) até (19). Verifica-se que as variáveis de uma fase têm influência nas outras duas, caracterizando um acoplamento. Isto fica ainda mais evidente no diagrama de blocos por fase apresentado na figura 13.

$$L_1 \frac{di_{1a}}{dt} = -R_1 i_{1a} + \frac{1}{3} (-2v_{Ca} + v_{Cb} + v_{Cc}) + \frac{V_{DC}}{2} \frac{1}{3} (2d_a - d_b - d_c) \quad (14)$$

$$L_1 \frac{di_{1b}}{dt} = -R_1 i_{1b} + \frac{1}{3} (v_{Ca} - 2v_{Cb} + v_{Cc}) + \frac{V_{DC}}{2} \frac{1}{3} (-d_a + 2d_b - d_c) \quad (15)$$

$$L_1 \frac{di_{1c}}{dt} = -R_1 i_{1c} + \frac{1}{3} (v_{Ca} + v_{Cb} - 2v_{Cc}) + \frac{V_{DC}}{2} \frac{1}{3} (-d_a - d_b + 2d_c) \quad (16)$$

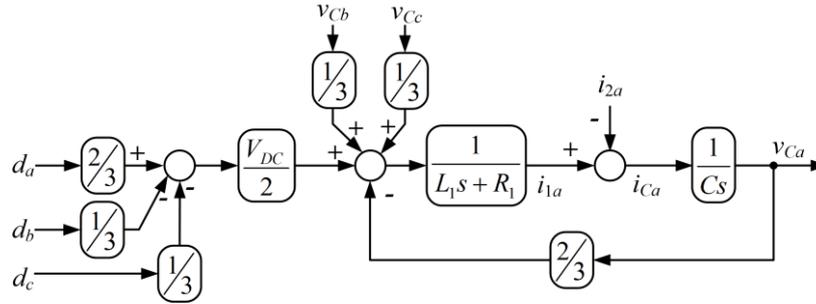
$$C \frac{dv_{Ca}}{dt} = i_{1a} - i_{2a} \quad (17)$$

$$C \frac{dv_{Cb}}{dt} = i_{1b} - i_{2a} \quad (18)$$

$$C \frac{dv_{Cc}}{dt} = i_{1c} - i_{2c} \quad (19)$$

A dinâmica do sistema, descrita pelas equações (14) a (19), pode ser representada no espaço de estados conforme (20) e (21). Nestas expressões as matrizes  $\mathbf{I}_{n \times n}$  e  $\mathbf{0}_{n \times m}$  são respectivamente a matriz identidade de ordem  $n$  e a matriz nula de ordem  $n \times m$ . Considera-se como saída o vetor das tensões nos capacitores de filtro.

**Figura 13** - Diagrama de blocos para a fase a do sistema trifásico em operação autônoma.



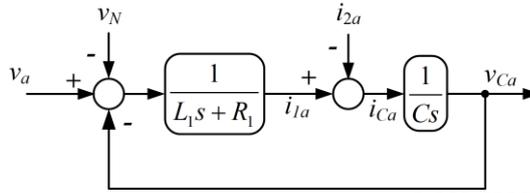
Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1a} \\ \dot{i}_{1b} \\ \dot{i}_{1c} \\ \dot{v}_{Ca} \\ \dot{v}_{Cb} \\ \dot{v}_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{12} \\ \frac{1}{C} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} + \frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} -\mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{y}_v = \mathbf{v}_{Cabc} = \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{12} = \frac{1}{3L_1} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Naturalmente o acoplamento entre fases traz complexidade no controle. Porém, é possível obter um modelo por fases sem acoplamento mediante mudanças de variáveis como em (LOH; HOLMES, 2005) onde os sinais de controle considerados são as tensões de fase na saída do VSI chegando-se no diagrama de blocos da figura 14, que é válido para cada fase do sistema.

**Figura 14** - Diagrama de blocos para a fase *a* do sistema trifásico em operação autônoma

Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (LOH; HOLMES, 2005).

Outra opção é a utilização da transformação  $abc-\alpha\beta$  (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951) como em (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009). Mediante a transformação (22) o sistema descrito por (20) e (21) é levado às coordenadas  $\alpha\beta$  onde as componentes estão desacopladas como pode-se observar em (23).

$$f_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{2}{3} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1\alpha} \\ \dot{i}_{1\beta} \\ \dot{v}_{C\alpha} \\ \dot{v}_{C\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} \mathbf{I}_{2 \times 2} & -\frac{1}{L_1} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \frac{1}{C} \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2L_1} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ -\frac{1}{C} \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{y}_v = \mathbf{v}_{C\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix}$$

A expressão (23) pode ser reduzida considerando o desacoplamento das componentes chegando-se a (24). Esta representação tem muito parecido com (8), correspondente ao caso monofásico. Assim, é possível representar o sistema trifásico a partir de dois sistemas monofásicos desacoplados.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1\alpha} \\ \dot{v}_{C\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{C\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2L_1} \\ 0 \end{bmatrix} d_\alpha + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} i_{2\alpha} \quad (24)$$

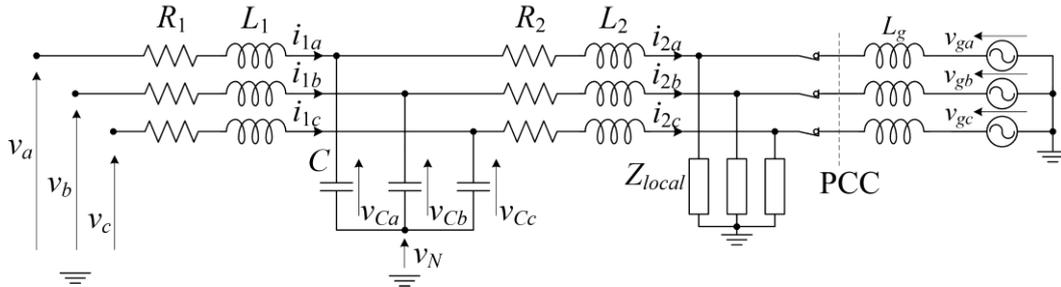
$$y_v = v_{C\alpha}$$

### Operação conectada à rede

Considera-se o esquemático da figura 7 com o dispositivo MCB fechado. Logo, o sistema pode ser representado pelo circuito equivalente da figura 15. Similar ao caso

monofásico, a resistência  $R_g$  é desconsiderada. Logo, a dinâmica do sistema pode ser representada mediante as equações (14) até (19) conjuntamente com (25) a (27), onde  $L_O$  é definido conforme (12). Observa-se que, tal como no caso anterior, a dinâmica da corrente  $i_2$  não depende da carga local.

**Figura 15** - Circuito equivalente para o sistema trifásico operando com conexão à rede



Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$L_O \frac{di_{2a}}{dt} = -R_2 i_{1a} + \frac{1}{3} (2v_{Ca} - v_{Cb} - v_{Cc}) + \frac{1}{3} (-2v_{ga} + v_{gb} + v_{gc}) \quad (25)$$

$$L_O \frac{di_{2b}}{dt} = -R_2 i_{1b} + \frac{1}{3} (-v_{Ca} + 2v_{Cb} - v_{Cc}) + \frac{1}{3} (v_{ga} - 2v_{gb} + v_{gc}) \quad (26)$$

$$L_O \frac{di_{2c}}{dt} = -R_2 i_{1c} + \frac{1}{3} (-v_{Ca} - v_{Cb} + 2v_{Cc}) + \frac{1}{3} (v_{ga} + v_{gb} - 2v_{gc}) \quad (27)$$

Similar ao caso monofásico, o modelo do sistema operando conectado à rede inclui ao modelo do sistema em operação autônoma. O conjunto de equações (14) a (19) e (25) a (27) pode ser representado em espaço de estados conforme (28) e (29), onde tem-se utilizado uma notação compacta para as variáveis, e considerou-se como saída o vetor das correntes  $i_2$ .

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{1abc} \\ \dot{\mathbf{v}}_{Cabc} \\ \dot{\mathbf{i}}_{2abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{12} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \frac{1}{C} \mathbf{I}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & -\frac{1}{C} \mathbf{I}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{A}_{32} & -\frac{R_2}{L_O} \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{1abc} \\ \mathbf{v}_{Cabc} \\ \mathbf{i}_{2abc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2} (-\mathbf{A}_{12}) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{d}_{abc} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ -\mathbf{A}_{32} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{gabc} \quad (28)$$

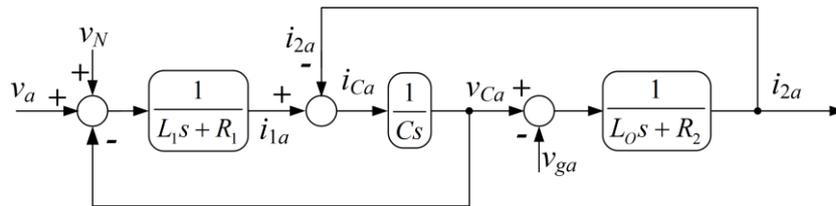
$$\mathbf{y}_i = \mathbf{i}_{2abc} = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{32} = \frac{1}{3L_O} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (29)$$

Verifica-se que devido aos termos  $\mathbf{A}_{12}$  e  $\mathbf{A}_{32}$  terem elementos não nulos fora da diagonal principal o sistema apresenta acoplamento entre as variáveis de diferentes fases. Similar ao caso monofásico, com base a troca de variáveis proposta em (LOH; HOLMES, 2005) é possível obter um modelo equivalente por fase sem acoplamentos, cujo diagrama de blocos por fase é apresentado na figura 16.

Tal como no caso da operação autônoma, é possível utilizar a transformação  $abc-\alpha\beta$  para a obtenção de um modelo desacoplado. Assim, a representação em espaço de estados resultante é (30), que por sua vez pode ser reduzida para qualquer uma das coordenadas  $\alpha\beta$  conforme (31), onde considerou-se unicamente as componentes  $\alpha$ , sendo a variável de saída a corrente  $i_2$ .

**Figura 16** - Diagrama de blocos para a fase  $a$  do sistema trifásico em operação com conexão à rede



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (LOH; HOLMES, 2005).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1\alpha} \\ \dot{i}_{1\beta} \\ \dot{v}_{C\alpha} \\ \dot{v}_{C\beta} \\ \dot{i}_{2\alpha} \\ \dot{i}_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} \mathbf{I}_{2 \times 2} & -\frac{1}{L_1} \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \frac{1}{C} \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & -\frac{1}{C} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \frac{1}{L_0} \mathbf{I}_{2 \times 2} & -\frac{R_2}{L_0} \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2L_1} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ -\frac{1}{L_0} \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1\alpha} \\ \dot{v}_{C\alpha} \\ \dot{i}_{2\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_0} & -\frac{R_2}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ v_{C\alpha} \\ i_{2\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} d_\alpha + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_0} \end{bmatrix} v_{g\alpha} \quad (31)$$

$$y_i = i_{2\alpha}$$

Ambas as componentes neste sistema de coordenadas têm uma representação em diagrama de blocos como a apresentada na figura 11, para o sistema monofásico, com a única diferença no ganho aplicado ao sinal de controle que, no caso trifásico, é a metade. Logo, com base nas representações (8), (13), (24) e (31) é possível afirmar que a dinâmica dos

sistemas trifásicos pode ser analisada a partir de representações monofásicas equivalentes nas coordenadas  $\alpha\beta$ . Assim, com o intuito de facilitar a discussão em torno das estratégias de controle, considera-se como modelos de referência os correspondentes ao sistema monofásico. Sem perda de generalidade, doravante a análise será apresentada unicamente em relação a sistemas monofásicos, realizando-se observações para o caso trifásico apenas quando for necessário.

Como alternativa à transformação  $\alpha\beta$  aqui utilizada, é possível aplicar a transformação  $dq0$ , também conhecida como transformada de Park. Mediante esta, as variáveis são levadas a um sistema de referência síncrona girante onde as magnitudes senoidais são representadas por magnitudes CC (BLAABJERG et al., 2006; TWINING; HOLMES, 2003). A grande vantagem desta transformação é que, no novo sistema de coordenadas, os sinais de referência são também sinais CC, logo, técnicas tradicionais de controle para rastreamento de referências constantes podem ser aplicadas. Porém, o acoplamento entre as variáveis de diferentes componentes se mantém. No entanto, a realização desta transformação implica em cálculos adicionais que podem impor atrasos consideráveis no sistema de controle. Todavia, esta transformação apenas é válida para sistemas trifásicos. Embora a existência de transformadas para levar as variáveis de sistemas monofásicos a sistemas de referências como a apresentada em (MONFARED; GOLESTAN; GUERRERO, 2014), o modelo obtido difere do correspondente a sistemas trifásicos, levando a critérios e procedimentos distintos para o projeto dos controladores. Toda vez que o presente trabalho visa introduzir métodos de controle aplicáveis para ambos os sistemas, optou-se por utilizar a transformada  $\alpha\beta$ , obtendo-se assim modelos que apenas diferem num ganho proporcional.

Deve-se destacar que, para descrever o comportamento do VSI, utilizou-se o modelo médio num período de chaveamento, este critério é válido considerando dinâmicas limitadas a frequências menores que a de chaveamento (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1994; ERICKSON, 2000; TWINING; HOLMES, 2003). É importante salientar que esta aproximação desconsidera os efeitos do tempo morto e as não linearidades inerentes aos dispositivos semicondutores, fatores que podem levar à aparição de componentes harmônicas na corrente de saída.

### 3.2.3 Funções de transferência

Por sua utilidade na descrição da dinâmica do sistema e no projeto de controladores por realimentação da saída, são apresentadas as principais funções de transferência de cada

modo de operação. Para ambos os casos, considera-se como entrada de controle a razão cíclica ( $d$ ).

Com base em (8) a função de transferência da razão cíclica para a tensão no capacitor na operação autônoma ( $Gvd_{IS}$ ) é definida em (32). A correspondente frequência de ressonância ( $\omega_{IS}$ ) é definida em (33).

$$Gvd_{IS}(s) = \frac{V_{DC}}{L_1Cs^2 + R_1Cs + 1} \quad (32)$$

$$\omega_{IS} = \frac{1}{\sqrt{L_1C}} \quad (33)$$

Para o caso da operação conectada à rede (13) a função de transferência da razão cíclica para a corrente de saída ( $Gid_{GC}$ ) é definida em (34), sendo a respectiva frequência de ressonância ( $\omega_{GC}$ ) definida em (35).

$$Gid_{GC}(s) = \frac{V_{DC}}{L_1L_oCs^3 + (L_oR_1 + L_1R_2)Cs^2 + (R_1R_2C + L_1 + L_o)s + R_1 + R_2} \quad (34)$$

$$\omega_{GC} = \sqrt{\frac{L_1 + L_o}{L_1L_oC}} \quad (35)$$

Conforme (3), é possível controlar a corrente de saída no modo conectado à rede mediante o controle da tensão no capacitor sob uma estratégia de controle de duas malhas. Nesta configuração, é necessário conhecer a função de transferência da razão cíclica para a tensão no capacitor ( $Gvd_{GC}$ ), a qual é apresentada em (36). Verifica-se que esta função de transferência apresenta a frequência de ressonância definida em (35).

$$Gvd_{GC}(s) = \frac{V_{DC}(L_o s + R_2)}{L_1L_oCs^3 + (L_oR_1 + L_1R_2)Cs^2 + (R_1R_2C + L_1 + L_o)s + R_1 + R_2} \quad (36)$$

A utilização de filtros de saída LC ou LCL impõe um comportamento ressonante no sistema. As expressões (8), (13) assim como as funções de transferência descrevem este comportamento cuja atenuação é um desafio fundamental na escolha e projeto do sistema de controle. Conforme (12) e (35), a frequência de ressonância do sistema operando no modo conectado à rede depende da indutância da rede ( $L_g$ ), cujo valor é incerto e pode variar consideravelmente dependendo das características da rede (MACCARI et al., 2014; WU; LEHN, 2006), fato que deve ser considerado no projeto do controlador.

### 3.3 PROJETO DO FILTRO LCL

A utilização do filtro de saída tem por objetivo a atenuação das componentes de alta frequência, próprias dos conversores chaveados, tanto na tensão no capacitor para a operação autônoma quanto na corrente de saída na operação conectada à rede. Ainda, no segundo caso é importante atender aos requerimentos impostos pela normatividade vigente. Portanto, uma ferramenta de utilidade para o projeto do filtro é a análise em frequência, cuja realização pode ser feita a partir das funções de transferência deduzidas na secção 3.2.3. Todavia, estas expressões consideram o parâmetro  $L_o$ , cujo valor depende da indutância da rede. Este, ao não ser um parâmetro projetável, é retirado do equacionamento de projeto mediante (37). No entanto, o seu efeito é levado em conta mediante algumas considerações.

$$L_o = L_2 \quad (37)$$

Já que os filtros LCL são prioritariamente utilizados em sistemas de GD, considera-se, para efeitos de projeto, a operação conectada à rede. Nesta condição, as principais variáveis a considerar são: a tensão do barramento CC, a tensão da rede, a corrente máxima no indutor  $L_2$  ( $I_{\max}$ ) e a frequência de chaveamento ( $f_s$ ) (BOLSENS et al., 2006). A utilização do filtro de terceira ordem garante uma atenuação de 60dB/dec para frequências maiores à de ressonância. Assim, esta deve ser escolhida maior que a frequência desejada na saída. No caso de aplicações em GD a frequência de interesse é a frequência fundamental da rede ( $\omega_0$ ), já em aplicações como filtros ativos pode-se requerer de componentes adicionais (BOLSENS et al., 2006; CHANNEGOWDA; JOHN, 2010). Por outro lado, uma recomendação comum no projeto de filtros LCL para retificadores ativos trifásicos é estabelecer uma frequência de ressonância menor à metade da frequência de chaveamento (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005). Este critério é aplicado ao caso de sistema VSI com conexão à rede em (TANG et al., 2012). Logo, pode-se definir uma faixa de valores admissíveis para a frequência de ressonância, que conforme (35) leva à restrição (38).

$$10\omega_0 \leq \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \leq \frac{1}{2} 2\pi f_s \quad (38)$$

Mediante o critério da largura de banda apresentado em (BOLSENS et al., 2006), é possível estabelecer uma restrição para a soma  $L_1 + L_2$ . Seja  $v_i$  a tensão pulsante de saída do inversor (antes do filtro). A partir das funções de transferência (34) e (36) verifica-se que, em

baixa frequência, o comportamento do filtro é semelhante ao de um filtro L com indutância  $L_1+L_2$ . Logo, desconsiderando o efeito das resistências série, é possível aproximar a corrente de saída conforme (39).

$$\frac{di}{dt} = \frac{v_i - v_g}{L_1 + L_2} \quad (39)$$

A situação mais crítica para o controle da corrente de saída acontece no pico da tensão de rede ( $V_{gpk}$ ). Dentro de um período de chaveamento a tensão máxima na saída do inversor é  $V_{DC}$ . Logo, a diferença de tensão disponível deve ser suficiente para gerar a corrente desejada que, como foi mencionado anteriormente para esta aplicação, apenas tem componente fundamental. Nestas condições a expressão (39) deriva em (40).

$$I_{\max} \omega_0 = \frac{V_{DC} - V_{gpk}}{L_1 + L_2} \quad (40)$$

No entanto, o efeito das resistências série e da indutância da rede deve ser levado em conta. Logo, pode-se definir uma restrição para a soma  $L_1+L_2$  conforme (41).

$$L_1 + L_2 < \frac{V_{DC} - V_{gpk}}{I_{\max} \omega_0} \quad (41)$$

Como apresentado em (BOLSENS et al., 2006; CHANNEGOWDA; JOHN, 2010), definindo valores para a frequência de ressonância e a soma  $L_1+L_2$ , é possível avaliar os efeitos de diferentes valores de  $L_1$  e  $L_2$ . Para tal propósito considera-se a relação (42).

$$L_2 = a_L L_1 \quad (42)$$

Um critério útil para o projeto de  $L_1$ , é estabelecer a máxima ondulação permitida na corrente  $i_1$  ( $\Delta i_{\max}$ ) conforme (43). Esta expressão é válida para sistemas trifásicos e sistema monofásicos com modulação unipolar (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007; HOLMES; LIPO, 2003).

$$\Delta i_{\max} = \frac{V_{DC}}{8L_1 f_s} \quad (43)$$

Uma vez definido o valor de  $L_1$  é possível escolher  $L_2$  em atenção a (41). Já que o propósito fundamental de  $L_2$  é atenuar componentes de alta frequência, autores como

(BOLSENS et al., 2006) sugerem utilizar valores de  $a_L$  menores à unidade visando reduzir o indutor de saída. No entanto, trabalhos mais recentes como (WU et al., 2013) e (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010) consideram valor unitário de  $a_L$  para reduzir o valor de  $C$  dada uma determinada frequência de ressonância. Ainda, valores de  $a_L$  superiores à unidade são utilizados em (PEÑA-ALZOLA et al., 2013; TANG et al., 2012) visando melhorar a estabilidade do sistema.

Uma consideração bastante comum no projeto de  $C$  é apresentada em (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), e consiste em limitar a potência reativa associada a 5% da potência nominal.

### 3.4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

A estratégia de controle a ser adotada deve garantir a estabilidade do sistema e determinados critérios de desempenho, tais como a necessidade de rastrear com erro nulo determinadas referências senoidais (de corrente e tensão) e a rejeição de distúrbios. A fim de garantir a estabilidade do sistema com dinâmicas rápidas na variável controlada é necessário atenuar a ressonância do filtro LCL. Resumidamente, as diversas estratégias para amortecer esta ressonância podem ser classificadas como passivas ou ativas. As estratégias passivas de amortecimento propõem a inclusão de elementos adicionais, dos quais pelo menos um deles deve ser resistivo (HE; LI, 2012; WU et al., 2013) com o propósito de dissipar a energia associada à ressonância. Isto leva a incrementar o fator de amortecimento, reduzindo o ganho e suavizando a mudança de fase ao redor da frequência de ressonância (SERPA et al., 2007). Assim, a planta após a introdução dos elementos de amortecimento, apresenta uma dinâmica mais fácil de controlar. Porém a inclusão de elementos resistivos traz como consequência o aumento das perdas e a redução do rendimento total. No entanto, os métodos ativos de amortecimento propõem a utilização de procedimentos de controle para atenuar a ressonância sem necessidade de incluir elementos dissipativos e, conseqüentemente, sem perdas adicionais. Isto é realizado mediante a realimentação de variáveis adicionais, o que implica em mais sensores, elevando assim o custo total do sistema de controle. Como alternativa, é possível estimar as variáveis adicionais, porém isto leva à maior complexidade e susceptibilidade frente a variações nos parâmetros do sistema, reduzindo assim a robustez (TANG et al., 2012).

Já para a realização das tarefas de rastreamento, são utilizados controladores, sendo alternativa mais comum, tanto nos esquemas de controle com amortecimento passivo ou

ativo, o controle proporcional mais ressonante (PR). Por este motivo, este tipo de controladores é estudado a seguir.

### 3.4.1 Controle ressonante

Tradicionalmente os sistemas de seguimento utilizam componentes integradores do sinal de erro com o propósito de anulá-lo em regime permanente. Este método é eficiente quando os sinais de referência são constantes no tempo. Já no caso de referências periódicas, como as utilizadas em sistemas de geração distribuída, o erro de rastreamento não é nulo e cresce na medida em que a frequência do sinal de referência se aproxima da frequência de cruzamento do sistema controlado (HE; LI, 2012). No caso da rejeição a distúrbios, os controladores baseados em integradores (PI, PID e outros) garantem uma elevada rejeição desde que as perturbações tenham dinâmica reduzida (baixa frequência), podendo inclusive amplificar as perturbações de frequências superiores. Estas limitações são importantes em sistemas de geração distribuída onde os atrasos no rastreamento são indesejáveis e possíveis distúrbios na tensão de rede levariam à aparição de harmônicos na corrente gerada (TEODORESCU et al., 2006).

Como alternativa é introduzido o controle proporcional mais ressonante (FUKUDA; YODA, 2001; YUAN et al., 2002; ZMOOD; HOLMES, 2003). Este método visa obter um controlador no sistema estacionário de coordenadas que apresente as características de um controlador tipo PI projetado no sistema de coordenadas síncrono, isto é, um integrador sintonizado em uma determinada frequência chamada de ressonância (LI et al., 2012; TEODORESCU et al., 2006; ZMOOD; HOLMES, 2003). Esta ideia deriva do critério do modelo interno senoidal apresentado em (FUKUDA; YODA, 2001).

Considerando um sistema de controle com sinal de referência senoidal, com base no princípio do modelo interno, um compensador com função de transferência senoidal é requerido para garantir o rastreamento (FUKUDA; YODA, 2001). Logo, no domínio de Laplace há duas opções correspondentes às transformadas do cosseno (44) e o seno (45).

$$G_1(s) = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (44)$$

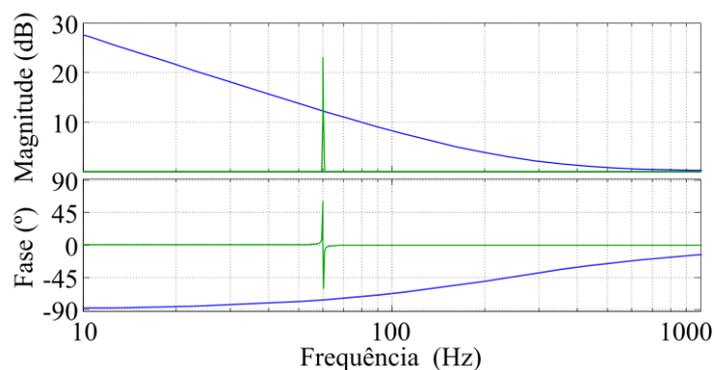
$$G_2(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2} \quad (45)$$

Embora as duas expressões garantam o rastreamento de sinais senoidais com frequência  $\omega_0$ , a expressão (44) apresenta uma dinâmica mais rápida devido a presença de um zero na origem (FUKUDA; YODA, 2001; TEODORESCU et al., 2006). As expressões (44) e (45) apresentam ganho infinito na frequência de ressonância, que sintonizada na frequência dos sinais de referência, garante o rastreamento com erro nulo. Todavia, ganhos muito elevados podem ser de difícil implementação considerando plataformas digitais. Uma expressão alternativa é apresentada em (46) onde tem se introduzido o coeficiente de amortecimento  $\zeta$ , com o qual o projetista pode limitar o ganho na frequência de ressonância (BLAABJERG et al., 2006; TEODORESCU et al., 2006).

$$G_R(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (46)$$

Os componentes ressonantes são comumente utilizados no projeto de controladores chamados proporcional mais ressonante (PR) onde um termo do tipo (46) é utilizado em substituição do termo integral dos tradicionais controladores PI. Neste caso, a frequência de ressonância  $\omega_0$  é estabelecida para rastrear as referências (TEODORESCU et al., 2006; TWINING; HOLMES, 2003). Na figura 17 são apresentados os diagramas de bode correspondentes aos controladores PI e PR. Conforme (46), considerou-se uma frequência de ressonância de 60 Hz e um coeficiente de amortecimento de  $10^{-4}$ .

**Figura 17** - Diagramas de bode de controladores tipo PI (azul) e PR (verde)



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Controladores com base na expressão (46) apresentam uma considerável rejeição a distúrbios na frequência de ressonância. Este fato pode ser aproveitado para introduzir componentes adicionais nas frequências que se espera apareçam perturbações, ou onde é crítico rejeitá-las. Tal é o caso de sistemas GD onde é requerido por norma atender limites nas componentes harmônicas da corrente gerada (YUAN et al., 2002). Assim, no controlador a

projetar, além dos componentes proporcional e ressonante na frequência de referência, podem ser adicionadas componentes ressonantes nas frequências dos principais harmônicos (LI et al., 2012; LOH; HOLMES, 2005; MASSON; ORLANDI; REKINGER, 2014). Logo, um controlador PR com componentes para supressão de harmônicos caracteriza uma função de transferência como a apresentada em (47) (LI et al., 2012; YUAN et al., 2002), onde o índice  $i$  indica a ordem da componente harmônica considerada, sendo  $K_p$  e  $K_{Ri}$  os ganhos proporcional e ressonante da componente harmônica  $i$ .

Alternativamente é possível representar a dinâmica do controlador ressonante no espaço de estados conforme (48). Onde  $\xi_i$  é o vetor de estados do controlador ressonante na componente harmônica  $i$ , e a variável  $e$  é o erro de rastreamento. As funções de transferência do erro de rastreamento para os estados do controlador reproduzem as expressões (44) e (45) respectivamente.

$$G_{PR}(s) = K_p + \sum_{i=1}^n \frac{K_{Ri}s}{s^2 + 2\zeta\omega_i + \omega_i^2} \quad (47)$$

$$\omega_i = i\omega_0$$

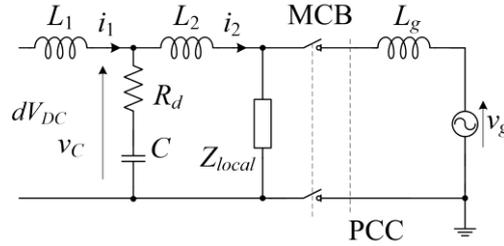
$$\dot{\xi}_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_i^2 & -2\omega_i\zeta \end{bmatrix} \xi_i + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} e \quad (48)$$

### 3.4.2 Técnicas passivas de amortecimento

Para facilitar o estudo dos métodos passivos de amortecimento e o seu efeito no sistema, no presente análise são desconsideradas as resistências série  $R_1$  e  $R_2$ , toda vez que estas atuam já como um elemento de amortecimento (TANG et al., 2012). A análise aqui apresentada é feita com base nas funções de transferência da secção 3.2.3.

A técnica passiva de amortecimento mais simples consiste na introdução de um resistor em série com o capacitor de filtro, tal como apresentado na figura 18, onde  $R_d$  é a resistência de amortecimento. As correspondentes funções de transferências são apresentadas em (49), (50) e (51).

**Figura 18** - Técnica passiva de amortecimento mediante resistor em série com o capacitor de filtro.



Fonte: Elaboração do próprio autor

$$Gvd_{IS}(s) = \frac{V_{DC}(R_d Cs + 1)}{L_1 Cs^2 + R_d Cs + 1} \quad (49)$$

$$Gvd_{GC}(s) = \frac{V_{DC}(R_d Cs + 1)L_O}{L_1 L_O Cs^2 + (L_O + L_1)R_d Cs + L_1 + L_O} \quad (50)$$

$$Gid_{GC}(s) = \frac{V_{DC}(R_d Cs + 1)}{L_1 L_O Cs^3 + (L_O + L_1)R_d Cs^2 + (L_1 + L_O)s} \quad (51)$$

A partir destas expressões, verifica-se o efeito de este método ao alterar diretamente o fator de amortecimento. Um critério a considerar no dimensionamento de  $R_d$  é apresentado em (PEÑA-ALZOLA et al., 2013) conforme (52), onde  $R_{ds}$  é a impedância equivalente do capacitor de filtro na frequência de chaveamento. Ainda, neste mesmo trabalho os autores introduzem uma expressão correspondente ao valor de  $R_d$  que garante mínimas perdas conforme (53).

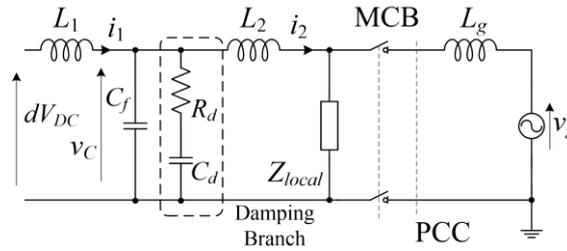
$$R_d < R_{ds} = \frac{1}{C2\pi f_s} \quad (52)$$

$$R_{d\min} = \frac{f_s}{3} \frac{L_O^2}{L_1 + L_O} \quad (53)$$

Mesmo projetando  $R_d$  conforme (53), a corrente do capacitor circula pela resistência de amortecimento, o que pode levar a perdas consideráveis e menor atenuação na frequência de ressonância. Ainda, este método implica na inclusão de um zero adicional que reduz a ordem do sistema e, conseqüentemente, a capacidade de filtragem em frequências superiores à de ressonância (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007; PEÑA-ALZOLA et al., 2013; SHEN et al., 2008).

Como alternativa considera-se a inclusão de um ramo série  $R_d$ - $C_d$  em paralelo com o capacitor de filtro como apresentado na figura 19. As funções de transferências obtidas com a utilização deste tipo de amortecimento são apresentadas em (54), (55) e (56).

**Figura 19** - Técnica passiva de amortecimento mediante ramo série  $R_d$ - $C_d$  em paralelo com o capacitor de filtro.



Fonte: Elaboração do próprio autor

$$Gvd_{IS}(s) = \frac{V_{DC}(R_d C_d s + 1)}{C_f C_d L_1 R_d s^3 + (C_f + C_d)L_1 R_d s + R_d C_d s + 1} \quad (54)$$

$$Gvd_{GC}(s) = \frac{V_{DC}(R_d C_d s + 1)L_O}{C_f C_d L_1 L_O R_d s^3 + (C_f + C_d)L_1 L_O s^2 + (L_1 + L_2)R_d C_d s + L_1 + L_2} \quad (55)$$

$$Gid_{GC}(s) = \frac{V_{DC}(R_d C_d s + 1)}{C_f C_d L_1 L_O R_d s^4 + (C_f + C_d)L_1 L_O s^3 + (L_1 + L_2)R_d C_d s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (56)$$

Verifica-se nas funções de transferência que, embora a inclusão de um zero adicional, a ordem do filtro se mantém, garantindo assim a atenuação desejada para altas frequências. Ainda com esta configuração, é possível reduzir as perdas mediante o adequado projeto dos componentes de amortecimento. Uma consideração importante é que, para garantir a capacidade de filtragem desejada no projeto dos componentes LCL, as capacitâncias  $C_f$  e  $C_d$  devem atender (57).

$$C_f + C_d = C \quad (57)$$

Em (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010), é apresentado um procedimento completo para o projeto dos componentes do filtro LCL e do ramo de amortecimento  $R_d$ - $C_d$ . Este procedimento é realizado visando otimizar o rendimento mantendo a corrente de saída conforme aos limites impostos pela norma IEEE 1547. Neste caso os autores propõem o dimensionamento dos componentes conforme (58) e (59).

$$C_f = C_d = \frac{C}{2} \quad (58)$$

$$R_d = \sqrt{\frac{L_1 + L_o}{C}} \quad (59)$$

Em (WU et al., 2013) é apresentado um procedimento analítico para o dimensionamento de  $R_d$ , considerando a razão entre capacitâncias ( $\lambda$ ) conforme (60), estabelece-se uma faixa de valores para  $R_d$  de acordo a (61). Este método permite manipular a resposta em frequência do sistema sendo de grande utilidade para facilitar a síntese dos controladores. Após a inclusão do ramo de amortecimento o sistema é controlado no modo de corrente mediante um simples controlador PR com componentes adicionais para supressão de harmônicos. O procedimento apresentado pelos autores, ainda é aplicável a topologias de filtro LLCL (WU; HE; BLAABJERG, 2012).

$$\lambda = \frac{C_d}{C_f} \quad (60)$$

$$\frac{\sqrt{\lambda+1}}{\lambda} \sqrt{\frac{L_1 L_o}{(L_1 + L_o)C}} \leq R_d \leq \frac{\lambda+1}{\lambda} \sqrt{\frac{L_1 L_o}{(L_1 + L_o)C}} \quad (61)$$

O efeito dos métodos aqui apresentados pode ser analisado graficamente comparando as respectivas respostas em frequência, antes e após a inclusão dos ramos de amortecimento. Para tal propósito considera-se os parâmetros de um sistema VSI+LCL genérico apresentados na tabela 1. Consideram-se ramos de amortecimento  $R_d$  série com  $C$  conforme (PEÑA-ALZOLA et al., 2013) aqui chamado método 1,  $R_d$ - $C_d$  em paralelo com  $C_f$  conforme (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010), chamado método 2, e  $R_d$ - $C_d$  de acordo a (WU et al., 2013) chamado método 3. Os valores projetados de acordo com cada método são listados na tabela 2.

**Tabela 1** - Parâmetros do sistema genérico VSI+LCL

| Definição                    | Variável   | Valor                |
|------------------------------|------------|----------------------|
| Indutor do lado do conversor | $L_1, R_1$ | 2 mH, 100 m $\Omega$ |
| Capacitor de filtro          | $C$        | 8 $\mu$ F            |
| Indutor de saída             | $L_2, R_2$ | 2 mH, 100 m $\Omega$ |
| Indutância da rede           | $L_g$      | 100 $\mu$ H          |
| Tensão do barramento CC      | $V_{DC}$   | 450 V                |
| Frequência de chaveamento    | $f_s$      | 18 kHz               |

Fonte: Elaboração do próprio autor.

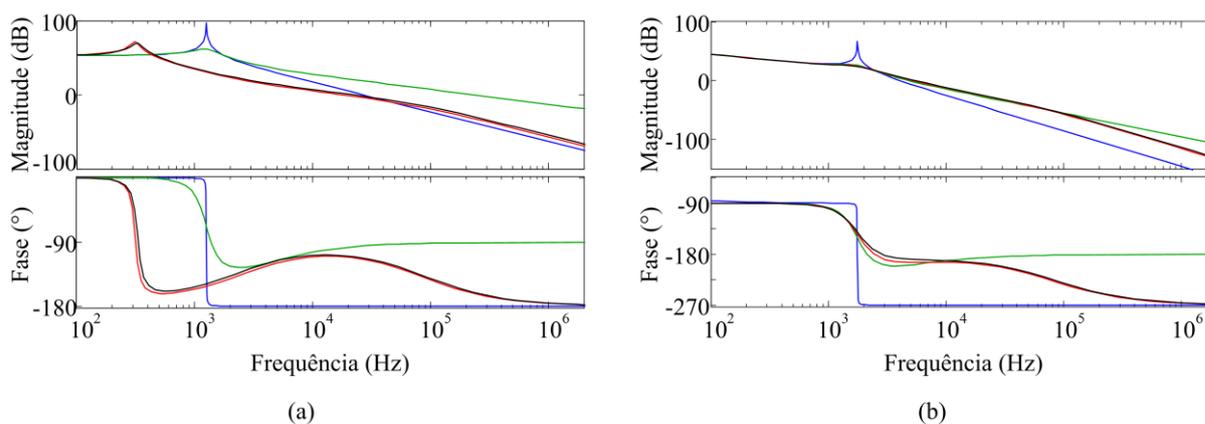
**Tabela 2** - Parâmetros dos ramos de amortecimento

| Parâmetro | Valor projetado conforme a: |                 |                 |
|-----------|-----------------------------|-----------------|-----------------|
|           | Método 1                    | Método 2        | Método 3        |
| $R_d$     | 6,45 $\Omega$               | 16,2 $\Omega$   | 14,7 $\Omega$   |
| $C_f$     | --                          | 4 $\mu\text{F}$ | 3 $\mu\text{F}$ |
| $C_d$     | --                          | 4 $\mu\text{F}$ | 5 $\mu\text{F}$ |

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os diagramas de bode obtidos são apresentados na figura 20 considerando as funções de transferência da razão cíclica para a tensão de saída no modo ilhado (a) e da razão cíclica para a corrente de saída no modo conectado à rede (b). As respostas em frequência do sistema sem amortecimento são apresentadas em azul, as correspondentes ao método 1 são apresentadas em verde, as correspondentes ao método 2 são apresentadas em vermelho e em preto quando projetadas segundo o método 3.

**Figura 20** - Resposta em frequência do sistema não amortecido e amortecido: (a) função de transferência  $G_{vdIS}$ ; (b) função de transferência  $G_{idGC}$ .



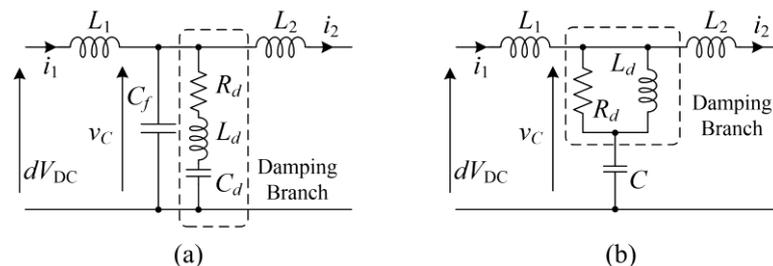
Fonte: Elaboração do próprio autor

A partir da figura 20 (b) verifica-se o efeito de amortecimento dos métodos utilizados, reduzindo o ganho e suavizando a mudança de fase ao redor da frequência de ressonância. Se evidencia a diminuição da ordem do filtro quando utilizado o método 1, o que se traduz em perda da atenuação para altas frequências. No entanto os métodos 2 e 3 apresentam um efeito muito semelhante. Assim, o sistema amortecido apresenta um comportamento mais fácil de ser controlado mediante a utilização de compensadores do tipo PI ou PR mediante a realimentação, unicamente, da corrente de saída. Todavia, na figura 20 (a) observa-se que, na operação autônoma, apenas o método 1 tem o efeito de amortecimento desejado. Isto devido a que os métodos de projeto 2 e 3 são adequados para controle da corrente injetada à rede e não para regulação da tensão em operação autônoma. Todavia, não há na literatura procedimentos

de projeto de métodos passivos de amortecimento que garantam o efeito desejado para ambos os modos de operação.

Como alternativa, existe a possibilidade utilizar ramos de amortecimento de ordem superior, mediante a inclusão de uma indutância ( $L_d$ ) tais como os apresentados em (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007; PEÑA-ALZOLA et al., 2013). Alguns de estes métodos são apresentados na figura 21. Estes métodos são úteis para obter o amortecimento requerido sem degradação da capacidade de filtragem desejada. No entanto, o dimensionamento dos componentes pode implicar num equacionamento complexo. Ainda, é importante salientar que, similar ao apresentado em (WU et al., 2013), o procedimento de projeto de sistemas passivos de amortecimento de ordem superior pode ser realizado visando modificar a dinâmica do sistema.

**Figura 21** - Técnicas passivas de amortecimento de ordem superior: (a) ramo série RLC em paralelo com o capacitor de filtro; (b) ramo paralelo RL em série com o capacitor de filtro



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007; PEÑA-ALZOLA et al., 2013)

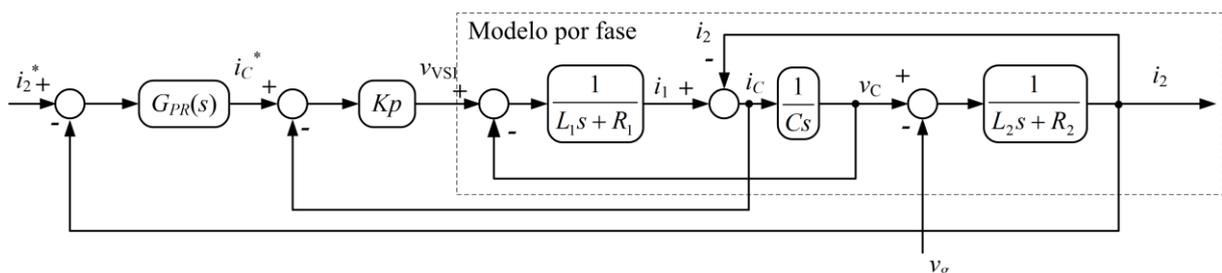
### 3.4.3 Controle baseado em técnicas ativas de amortecimento

Como alternativa para lidar com o problema da ressonância e ao mesmo tempo garantir o rastreamento dos sinais senoidais de referência sem inclusão de perdas adicionais, são apresentados os métodos ativos de amortecimento. Estes consistem na realimentação de variáveis adicionais (distintas à variável controlada) para modificar a dinâmica do sistema. Uma forma de realizar estes métodos é mediante a estratégia de controle de múltiplas malhas (LOH; HOLMES, 2005) onde a variável adicional é realimentada numa malha interna de controle e a variável de saída é realimentada na malha externa. Em (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1994) é introduzida uma proposta para controlar um sistema trifásico VSI+LCL conectado à rede com base em um modelo equivalente por fase e duas malhas de controle. Uma malha externa da tensão no capacitor e uma malha interna da corrente no capacitor. São considerados unicamente controladores proporcionais para as duas malhas. Porém não é descrito um procedimento para determinação dos ganhos dos controladores e a escolha das

variáveis de realimentação não é analisada. A estratégia de duas malhas de controle é também utilizada por Twining e Holmes em (2003) para controlar um sistema trifásico VSI+LCL conectado à rede. Aqui a malha interna controla a corrente do capacitor, no entanto, para a malha externa considera-se a corrente de saída. A malha interna utiliza um controlador proporcional, projetado para atenuar o comportamento ressonante e garantir a estabilidade. Já na malha externa utiliza-se um controlador PR para realizar o rastreamento dos sinais de referência com erro mínimo. O diagrama de blocos é apresentado na figura 22.

Ainda em (TWINING; HOLMES, 2003) se destaca a necessidade que o controlador projetado garanta a estabilidade frente a variações nas condições de operação (corrente de saída e valores da indutância da rede), assim como o rastreamento dos sinais de referência frente a perturbações externas (distúrbios na tensão de rede). Desse modo, propõe-se o projeto de um sistema de controle robusto. Introduce-se também o conceito de Impedância Harmônica, definida como função de transferência de um distúrbio harmônico na tensão de rede para a resultante componente harmônica na corrente injetada. Com este conceito são apresentadas expressões analíticas para dimensionar a sensibilidade do controlador projetado frente a distúrbios na tensão da rede. No entanto, não é apresentado um critério para a determinação dos ganhos dos controladores, mas apenas uma avaliação do efeito que estes têm na estabilidade do sistema.

**Figura 22** - Esquema de controle (por fase) proposto em (TWINING; HOLMES, 2003).



Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (TWINING; HOLMES, 2003)

Uma análise das diversas estratégias de controle de múltiplas malhas é apresentado em (LOH; HOLMES, 2005). A utilização de diversas variáveis na malha interna é avaliada considerando a rejeição a distúrbios e o rastreamento do sinal de referência. Neste trabalho, os autores não se limitaram ao caso de sistemas VSI+LCL, mas consideraram as topologias VSI+LC e o caso do inversor tipo fonte de corrente com filtro de saída CL. Isto é importante levando em conta que o modelo equivalente do sistema VSI+LCL em operação autônoma pode ser reduzido a um sistema do tipo VSI+LC controlado por tensão. Além disso, são analisados os efeitos da inclusão de malhas *feedforward*, do controle de decaimento e da

supressão de harmônicos. Na tabela 3 são apresentados principais resultados da avaliação da realimentação de diversas variáveis na malha interna e as configurações dos respectivos compensadores. Neste caso as variáveis são apresentadas como já definidas anteriormente, sendo  $v_2$  a tensão no indutor de saída. Consideraram-se unicamente as variáveis cuja utilização leva à estabilidade do sistema.

O efeito da realimentação da variável adicional na malha interna pode ser analisado mediante as funções de transferência e os respectivos diagramas de bode. Considere-se inicialmente as funções de transferência  $G_{v_{IS}}$  e  $G_{i_{GC}}$  da tensão de saída do inversor (antes do filtro) para, respectivamente, a tensão no capacitor na operação autônoma (62), e a corrente de saída na operação conectada (63).

**Tabela 3** - Desempenho do sistema em malha fechada para diversas variáveis e configurações do compensador na malha interna

| Índice de desempenho     | VSI+LC ( $v_C$ ) |                    | VSI+LCL ( $i_2$ )   |                     |                    |
|--------------------------|------------------|--------------------|---------------------|---------------------|--------------------|
|                          | $i_C$<br>$K$     | $i_1$<br>$K$       | $v_2$<br>$R_1+L_1s$ | $v_C$<br>$R_1+L_1s$ | $i_C$<br>$K$       |
| Seguimento de referência | Bom              | Bom                | Bom                 | Bom                 | Bom                |
| Rejeição de distúrbios   | Bom              | Levemente inferior | Bom                 | Levemente inferior  | Levemente inferior |

Fonte: Elaboração do próprio autor com base em (LOH; HOLMES, 2005).

$$G_{v_{IS}}(s) = \frac{1}{L_1Cs^2 + R_1Cs + 1} \quad (62)$$

$$G_{i_{GC}}(s) = \frac{1}{L_1L_0Cs^3 + (L_0R_1 + L_1R_2)Cs^2 + (R_1R_2C + L_1 + L_0)s + R_1 + R_2} \quad (63)$$

Considera-se a realimentação da corrente do capacitor mediante o ganho proporcional  $K$ . Logo, as funções de transferência das plantas modificadas  $G_{v_{CIS}}$  e  $G_{i_{GCC}}$  são definidas em (64) e (65).

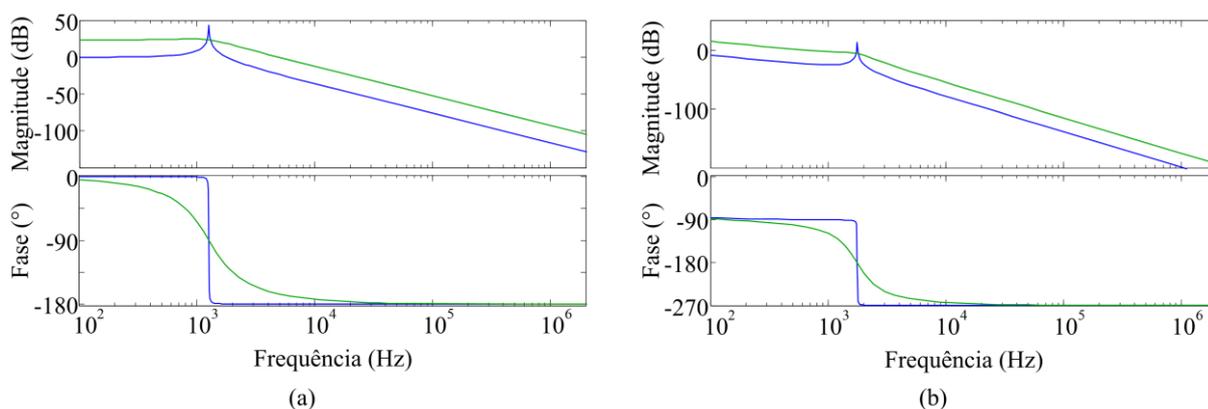
$$G_{v_{CIS}}(s) = \frac{K}{L_1Cs^2 + (R_1 + K)Cs + 1} \quad (64)$$

$$G_{i_{GCC}}(s) = \frac{K}{L_1L_0Cs^3 + (L_0R_1 + L_1R_2 + L_0K)Cs^2 + (R_1R_2C + L_1 + L_0 + R_2CK)s + R_1 + R_2} \quad (65)$$

Observa-se que, as funções de transferência obtidas são parecidas com as correspondentes à utilização do método da resistência série com o capacitor de filtro. Neste caso o termo  $K$  modifica diretamente o fator de amortecimento do sistema. Para analisar este efeito, são apresentados os respectivos diagramas de bode na figura 23. Consideram-se os parâmetros de sistema listados na tabela 2 e  $K$  igual ao valor de  $R_d$  obtido com o método 1 de amortecimento passivo. Destacam-se em azul os diagramas correspondentes ao sistema original conforme (62) e (63) e em verde os obtidos após a realimentação da corrente do capacitor conforme (64) e (65). Verifica-se assim o efeito de amortecimento ainda sem a perda das capacidades de filtragem, resultando em plantas mais fáceis de controlar mediante a realimentação da variável de saída na malha externa.

Um trabalho semelhante ao de (LOH; HOLMES, 2005) , porém considerando controladores PI na malha externa, é apresentado em (DANNEHL et al., 2010). No entanto, neste trabalho a análise do efeito da realimentação das variáveis na malha interna é realizado no tempo discreto. Assim, chega-se à conclusão que compensadores que implicam na utilização de derivadas de variáveis comprometem a estabilidade do sistema em altas frequências.

**Figura 23** - Resposta em frequência do sistema não amortecido e amortecido: (a) função de transferência de tensão no modo IS; (b) função de transferência de corrente no modo GC.



Fonte: Elaboração do próprio autor

Observa-se que método da realimentação da corrente do capacitor na malha interna tem um efeito similar ao da inclusão de um resistor série com o capacitor de filtro, por este motivo é conhecido como método da resistência virtual e foi introduzido inicialmente em (DAHONO et al., 2001). A generalização desta proposta leva ao conceito de impedância virtual utilizado em (LI, 2009) para inversores tipo fonte de corrente, e em (HE; LI, 2011; LI; KAO, 2009) onde impedâncias virtuais são alocadas como interfase com a rede para evitar o acoplamento entre inversores que operam em paralelo, situação comum em aplicações como

UPSs e microrredes. Assim, impedâncias virtuais podem ser inclusas mediante malhas de controle adicionais com propósitos de atenuação da ressonância do filtro LCL ou de prever acoplamento entre inversores. Um procedimento geral para o projeto de um sistema de controle de múltiplas malhas é apresentado em (HE; LI, 2012). Este trabalho introduz também uma classificação para as malhas de impedância virtual segundo o seu propósito. Impedância virtual interna, aquela introduzida para atenuação da ressonância; e impedância virtual externa, projetada com propósitos de conexão com a rede tais como supressão de harmônicos ou interação com outros inversores.

O filtro LCL, caracteriza-se por ter um comportamento de terceira ordem. Logo, para descrever totalmente a sua dinâmica precisam-se três variáveis de estado, já no caso de operação autônoma, duas. No entanto, os métodos de controle de múltiplas malhas visam controlar o sistema sem precisar do sensoriamento de todas as variáveis de estado. Os métodos mencionados utilizam a realimentação (sensoriamento) de duas variáveis (por fase) e funções de transferência para deduzir a informação total da dinâmica do sistema (LIU et al., 2009), alternativamente é possível realizar modificações no filtro para obter variáveis que permitem descrever o sistema com um modelo de ordem menor, como apresentado em (SHEN et al., 2008, 2010). Embora estes métodos tenham um desempenho aceitável, apresentam elevada complexidade na hora de sintonizar as diversas malhas de controle, o que pode comprometer a estabilidade do sistema (MOHAMED, 2011). O sensoriamento de três variáveis (por fase), que descrevam completamente a dinâmica do sistema, facilitaria o projeto dos controladores, mas sob o critério de múltiplas malhas, a dificuldade da sintonia se manteria. Ainda, a estratégia de controle em múltiplas malhas impõe restrições na frequência de cruzamento de cada malha. Assim, a malha interna deve ter frequência de cruzamento superior à da malha externa, tipicamente entre 5 e 10 vezes (HE; LI, 2012). Isto, no caso de sistemas de controle digital, pode implicar em frequências de cruzamento reduzidas na malha externa, limitando a resposta dinâmica da variável controlada. Estas limitações levam a considerar como alternativa o controle por realimentação de estados.

Conforme com (LOH; HOLMES, 2005), para garantir o melhor desempenho do sistema na operação autônoma, precisa-se realimentar na malha interna de controle a corrente do capacitor, já na operação conectada à rede recomenda-se a realimentação da tensão do capacitor. Alternativamente, resultados aceitáveis são obtidos mediante a realimentação da corrente  $i_1$  no caso ilhado, e da corrente do capacitor no modo conectada à rede. Logo, há necessidade de medir três variáveis do filtro para garantir o controle em ambos os modos de operação mediante técnicas ativas de amortecimento. No caso da operação autônoma, o vetor

de estados inclui a corrente  $i_1$ , facilitando assim a estabilização do sistema. Já, no caso da operação conectada à rede, a corrente do capacitor pode ser obtida mediante uma simples combinação linear das correntes  $i_1$  e  $i_2$  inclusas no vetor de estado. Logo, é possível realizar o amortecimento ativo do sistema VSI+LCL mediante a utilização de um controlador por realimentação de estados conforme (66), onde  $u$  é o sinal de controle,  $x$  é o vetor de estados, e  $K$  é o ganho de realimentação.

$$u = Kx \quad (66)$$

A vantagem desta estratégia é a possibilidade de sintetizar o ganho proporcional utilizando diversos critérios e procedimentos analíticos disponíveis na literatura. No entanto, a realimentação dos estados unicamente garante a atenuação da ressonância e, conseqüentemente, a estabilização do sistema, mas não o rastreamento de sinais senoidais de referência. Uma alternativa é a utilização de malhas externas adicionais como em (WU; LEHN, 2006), onde o sistema é controlado digitalmente, considerado realimentação dos estados e um controle *dead-beat* da corrente de saída. Um caso similar é apresentado em (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009) onde a realimentação parcial dos estados é utilizada para atenuar a ressonância, e uma malha adicional de controle ressonante é utilizada para o rastreamento das referências senoidais e supressão de harmônicos. Neste caso, os ganhos, tanto da realimentação de estados quanto das componentes de controle ressonante, são obtidos mediante desigualdades matriciais lineares (LMIs). Deve-se destacar que em ambos os trabalhos mencionados o sistema é representado em tempo discreto, considerando os atrasos e os efeitos da amostragem na síntese dos controladores. No entanto, ao considerar duas malhas de controle, o problema da sintonização aparece toda vez que estas malhas são projetadas por separado e em alguns casos, a dinâmica de uma pode influenciar na estabilidade da outra tornando a sintonização um processo iterativo.

Esta limitação é superada quando o comportamento dinâmico das malhas externas de controle é representado em espaço de estados e incluído em uma representação ampliada da planta. Assim, o projeto da sintonia de múltiplas malhas pode ser representado como um único problema de realimentação de estados. Este critério é utilizado em (MACCARI et al., 2014) para sintetizar um controlador por realimentação de estados para um sistema monofásico VSI + LCL que opera conectado à rede. Neste caso, incluem-se componentes ressonantes na frequência fundamental e para os três primeiros harmônicos ímpares. Um

destaque importante deste trabalho é que a síntese do controlador é realizada num único procedimento utilizando LMIs levando em conta a incerteza no valor da indutância da rede.

A representação de problemas de controle mediante desigualdades matriciais lineares traz importantes vantagens na hora de sintetizar o controlador. Por um lado, problemas representados como LMIs podem ser resolvidos mediante procedimentos computacionais (GAHINET et al., 1995) o que é muito útil em sistemas de elevada ordem. Por exemplo, no caso apresentado em (MACCARI et al., 2014) após a inclusão dos estados do controle ressonante o sistema é de ordem doze. Por outro lado, a representação do problema de controle mediante LMIs permite considerar diversos objetivos de desempenho simultaneamente para a síntese de um único controlador (BOYD, 1994). Ainda, no caso de controladores por realimentação dos estados, estão disponíveis na literatura LMIs específicas para critérios como a minimização das normas  $H_2$ ,  $H_\infty$ , alocação de polos, e estabilidade robusta frente a variações paramétricas entre outras; tanto para sistemas em tempo contínuo quanto em tempo discreto. Além disso, no caso em que não seja possível a medição de todas as variáveis de estado, as LMIs podem ser modificadas mediante a inclusão de variáveis auxiliares para impor determinadas características no ganho do controlador, tais como valores nulos em determinadas componentes, o que leva ao caso de realimentação parcial de estados. Por estas considerações, é importante conhecer o procedimento de síntese de controladores mediante LMIs, assunto que é abordado numa secção posterior.

#### 3.4.4 Outras estratégias de controle

O objetivo principal de controle no modo conectado à rede é o fornecimento das potências ativa e reativas solicitadas. As estratégias de controle aqui apresentadas, consideram que estas demandas de potência podem ser representadas mediante uma corrente de referência e, portanto, o controle da potência injetada é realizável mediante o controle da corrente de saída (TWINING; HOLMES, 2003). Para a realização das tarefas de rastreamento, tanto os métodos ativos e passivos de amortecimento, consideram compensadores tipo PR (ou PI em alguns casos). Todavia, a grande maioria destas estratégias são apresentadas no tempo contínuo. Logo, a sua realização mediante plataformas digitais pode implicar numa degradação do desempenho esperado, ou ainda em instabilidade, ao não levar em conta os atrasos e os efeitos da amostragem. Uma alternativa consiste em limitar a dinâmicas das malhas projetadas no tempo contínuo em função da frequência de amostragem, mas isto poderia levar à subutilização da capacidade de cômputo disponível. Alternativamente, alguns

autores propõem a abordagem do projeto de controladores para sistema VSI+LCL no tempo discreto.

Wu e Lehn em (2006), apresentam uma proposta completa para o modelamento do sistema trifásico operando no modo conectado à rede, mediante a representação em espaço de estados no tempo discreto utilizando o sistema de referência síncrona girante. São considerados neste modelo os efeitos do modulador PWM e os atrasos relativos aos cálculos, sendo representados mediante um atraso unitário no sinal de controle. Já a estratégia de controle consiste em duas malhas. A malha interna com um controlador linear quadrático (*Linear Quadratic Regulator*) projetado para realizar ativamente o amortecimento do sistema enquanto a malha externa realiza a tarefa de rastreamento do sinal de referência mediante um controlador *deadbeat*, garantindo erro nulo e uma resposta rápida. Deve-se destacar, que o projeto de ambos os controladores, é realizado visando garantir a estabilidade ainda frente a mudanças na indutância da rede. No entanto, os resultados experimentais apresentados evidenciam certa distorção na corrente de saída (na frequência de chaveamento modulada pela sexta harmônica), porém esta não é avaliada em função dos limites impostos pelas normas.

O controle *deadbeat* é também utilizado por Espí et al. em (2011), considerando um modelo distinto baseado na representação complexa das variáveis no sistema de referência síncrona girante. Neste modelamento, as variáveis em primeiro lugar são levadas a tempo discreto antes de se aplicar a transformação de  $dq0$ . Isto leva a uma representação mais precisa dos atrasos evitando assim que estes ocasionem possíveis distorções na corrente de saída. Nos resultados experimentais verifica-se que a resposta dinâmica do sistema é rápida, realizando-se o rastreamento do sinal de referência com erro nulo e sem que a corrente de saída apresente a distorção vista em (WU; LEHN, 2006). Deve-se mencionar que estes dois métodos consideram configurações em duas malhas (realimentando a corrente do capacitor na malha interna), porém os procedimentos de projeto garantem a estabilidade do sistema desacoplando as dinâmicas das malhas de controle.

Outras estratégias de controle no tempo discreto são apresentadas em (MOHAMED, 2011; MOHAMED; A-RAHMAN; SEETHAPATHY, 2012). Estas consideram configurações em múltiplas malhas, porém, com dinâmicas desacopladas o que facilitaria a sínteses dos respectivos controladores. Em ambos os casos o amortecimento é realizado mediante uma malha interna de realimentação da corrente do capacitor, e o controle da corrente de saída é realizado mediante compensadores PR com componentes adicionais para supressão de harmônicos. No entanto, para compensar possíveis atrasos na corrente de saída, em (MOHAMED; A-RAHMAN; SEETHAPATHY, 2012) inclui-se um controlador *deadbeat* na

malha respectiva. Ainda neste trabalho, o sistema prescinde de sensoriamento das tensões de rede, realizando-se o sincronismo mediante apenas o conhecimento da frequência da rede (obtida mediante um PLL) e a utilização de um controlador adaptativo de modelo interno.

Uma estratégia de controle preditivo no tempo discreto, também sem sensoriamento das tensões de rede, é apresentada em (AHMED et al., 2011). Neste caso a estimativa é realizada mediante a utilização do algoritmo de controle adaptativo *steepest descent*. O sistema apresenta robustez frente a distúrbios na rede e baixa distorção harmônica na corrente saída. Em (MASSING et al., 2012) é apresentada uma estratégia de controle adaptativo em tempo discreto mediante realimentação de estados. Esta estratégia leva em conta a variação da indutância de rede e apresenta elevada rejeição de distúrbios e rápida resposta dinâmica frente a variações na referência.

Por outro lado, estratégias de controle deslizante são apresentadas em (TAI; CHEN, 2002), para o caso de sistemas VSI+LC utilizados como UPS, e em (HAO et al., 2013), para o caso de sistemas VSI+LCL monofásicos conectados à rede.

Alternativamente ao controle da corrente, é possível obter um modelo do sistema onde a variável de saída é a própria potência, como apresentado em (SERPA et al., 2007) e (SAMPAIO et al., 2016). Em ambos os trabalhos, o sistema é modelado nas coordenadas  $dq$  no tempo contínuo. Destaca-se que em (SAMPAIO et al., 2016) os controladores são sintetizados mediante LMIs.

### 3.4.5 Síntese de controladores por realimentação dos estados mediante LMIs

Como mencionado, a síntese de controladores mediante LMIs apresenta importantes vantagens. Entre as fundamentais destaca-se a possibilidade de sintetizar controladores que atendam simultaneamente a diversos objetivos de controle, ainda frente a variações em alguns parâmetros do sistema.

Aplicações de LMIs em tempo contínuo para a síntese de controladores de conversores CC-CC são apresentadas em (OLALLA et al., 2009, 2010). Uma abordagem similar é aplicado para o sistema VSI+LCL monofásico em (PEÑA et al., 2014), sintetizando-se controladores robustos numa lógica de duas malhas fazendo possível a operação ilhada e conectada à rede. Todavia, os controladores obtidos apresentam uma dinâmica muito rápida e de difícil realização em sistemas digitais. Também mediante LMIs em tempo contínuo, Sampaio (2016) propõe um sistema de controle da potência injetada à rede por um VSI+LCL

trifásico. No entanto, abordagens no tempo discreto aplicados a sistemas VSI+LCL são apresentados (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009) e (MACCARI et al., 2014).

A seguir são apresentadas equações correspondentes à representação mediante LMIs do problema de síntese de controladores por realimentação de estados. A fim de levar em conta o efeito das incertezas, considera-se que estas são politópicas. Isto significa que as respectivas expressões da representação em espaço de estados são funções afins do parâmetro incerto (BARTLETT; HOLLOT; LIN, 1988). Desta forma os valores extremos dos intervalos de incerteza definem vértices de um politopo. Em cada um destes vértices o sistema tem uma determinada dinâmica, cuja representação em espaço de estados no tempo discreto pode ser apresentada conforme (67). Neste caso, se todos os vértices do politopo atenderem às desigualdades respectivas, as LMIs são válidas ao longo de todo o intervalo de incerteza (BARTLETT; HOLLOT; LIN, 1988; LIANG; GONG, 2009).

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{(k+1)} &= \mathbf{A}_j \mathbf{x}_{(k)} + \mathbf{H}_j \mathbf{w}_{(k)} + \mathbf{B}_j \mathbf{u}_{(k)} \\ \mathbf{z}_{(k)} &= \mathbf{C} \mathbf{x}_{(k)} + \mathbf{D} \mathbf{u}_{(k)}\end{aligned}\quad (67)$$

As variáveis envolvidas são listadas na tabela 4, onde considera-se que o sistema é de ordem  $n$ , há  $m$  entradas de controle,  $l$  perturbações e  $q$  saídas de desempenho. O subíndice  $j$  indica que a representação corresponde a um determinado vértice do politopo.

**Tabela 4** - Parâmetros da representação em espaço de estados (67)

| Definição                        | Variável | Dimensões    |
|----------------------------------|----------|--------------|
| Matriz de sistema                | <b>A</b> | $n \times n$ |
| Matriz de entrada de controle    | <b>B</b> | $n \times l$ |
| Matriz de entrada de perturbação | <b>H</b> | $n \times m$ |
| Matriz de saída                  | <b>C</b> | $q \times n$ |
| Matriz de <i>feedforward</i>     | <b>D</b> | $q \times l$ |
| Vetor de estados                 | <b>x</b> | $n \times 1$ |
| Entrada de controle              | <i>u</i> | $l \times 1$ |
| Distúrbio                        | <i>w</i> | $m \times 1$ |
| Saída de desempenho              | <i>z</i> | $q \times 1$ |

Fonte: Elaboração do próprio autor.

O primeiro objetivo de controle é garantir a estabilidade do sistema ainda frente a variações nos parâmetros. Isto leva ao conceito de estabilidade robusta (DE OLIVEIRA; BERNUSSOU; GEROMEL, 1999) que pode ser representado como uma LMI, a partir do critério de estabilidade de Lyapunov, mediante o teorema 1.

**Teorema 1** (DE OLIVEIRA; BERNUSSOU; GEROMEL, 1999): O sistema incerto definido em (67) é estável dentro do intervalo de incerteza se existirem as matrizes simétricas  $\mathbf{P}_j$ , e as matrizes  $\mathbf{S}$  e  $\mathbf{L}$  que atendem (68) para todos os valores de  $j$ .

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_j & \mathbf{A}_j\mathbf{S} + \mathbf{B}_j\mathbf{L} \\ \mathbf{S}'\mathbf{A}_j' + \mathbf{L}'\mathbf{B}_j' & \mathbf{S} + \mathbf{S}' - \mathbf{P}_j \end{bmatrix} > 0 \quad (68)$$

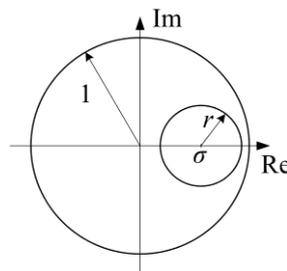
Se (68) é factível, a lei de controle robusto por realimentação de estados, conforme definido em (66), é dada por (69).

$$\mathbf{K} = \mathbf{L}\mathbf{S}^{-1} \quad (69)$$

O conceito de estabilidade no tempo discreto leva a alocação dos polos do sistema em malha fechada na circunferência de raio unitário no plano complexo. Isto significa que os polos podem apresentar frequências de até a metade da frequência da amostragem (OGATA, 1995). Esta situação pode levar a problemas considerando o critério de aproximação mediante o modelo médio num período de chaveamento. Logo, considera-se a possibilidade modificar a LMI (68) com a finalidade de garantir a estabilidade robusta do sistema e restringir os polos em malha fechada a uma determinada região do plano complexo. Isto é realizado mediante o critério de  $D$ -Estabilidade no tempo discreto (FURUTA; KIM, 1987). Para este propósito considera-se a região  $D$  definida em (70). Esta região corresponde ao disco de raio  $r$  e centro em  $\sigma$  no plano complexo apresentada na figura 24.

$$\begin{aligned} D &= \{z \in \mathbf{C} / \|z - \sigma\| < r\} \\ r, \sigma &\in \mathfrak{R} \\ 0 < r < 1 \\ |\sigma| + r &\leq 1 \end{aligned} \quad (70)$$

**Figura 24** - Região  $D$  no plano complexo conforme definida em (70).



Fonte: Elaboração do próprio autor

Logo, para sintetizar um controlador robusto por realimentação de estados que garanta que os polos em malha fechada estejam dentro da região  $D$  considera-se o teorema 2.

**Teorema 2** (MONTAGNER; LEITE; PERES, 2003): Se existirem as matrizes simétricas  $\mathbf{P}_j$ , e as matrizes  $\mathbf{S}$  e  $\mathbf{L}$  que atendem (71) para todos os valores de  $j$ , logo, existe a lei de controle conforme (69) que estabiliza o sistema incerto (67) e restringe os polos em malha fechada à região  $D$  definida em (70).

$$\begin{bmatrix} r(\mathbf{S} + \mathbf{S}' - \mathbf{P}_j) & \mathbf{S}'\mathbf{A}'_j + \mathbf{L}'\mathbf{B}'_j - \sigma\mathbf{S}' \\ \mathbf{A}_j\mathbf{S} + \mathbf{B}_j\mathbf{L} - \sigma\mathbf{S} & r\mathbf{P}_j \end{bmatrix} > 0 \quad (71)$$

A síntese de controladores mediante LMIs permite considerar objetivos de desempenho tais como a minimização do efeito das perturbações numa determinada saída. Isto pode ser feito mediante a consideração das LMIs para redução da norma  $H_2$ . Assim, o controlador projetado visa minimizar o valor rms da saída escolhida em função das perturbações. Para tal propósito considera-se o teorema 3, onde a norma  $H_2$  da saída  $z$  em função das perturbações  $\mathbf{w}$  é mantida menor ao valor  $\mu$ .

**Teorema 2** (DE OLIVEIRA; GEROMEL; BERNUSSOU, 2002; MONTAGNER; LEITE; PERES, 2003): Existe um controlador da forma (69) que garante a desigualdade (72) se, somente se existirem as matrizes simétricas  $\mathbf{P}_j$ , e as matrizes  $\mathbf{S}$  e  $\mathbf{L}$  tal que a LMI (73) é atendida para todos os valores de  $j$ .

$$\|\mathbf{H}_{wz}\|_2 < \mu \quad (72)$$

$$\begin{aligned} & \text{traço}(\mathbf{W}) < \mu \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{CS} + \mathbf{DL} \\ \mathbf{S}'\mathbf{C}' + \mathbf{L}'\mathbf{D}' & \mathbf{S} + \mathbf{S}' - \mathbf{P}_j \end{bmatrix} > 0 \\ & \begin{bmatrix} r\mathbf{P}_j & \mathbf{A}_j\mathbf{S} + \mathbf{BL} - \sigma\mathbf{S} & \mathbf{H} \\ \mathbf{S}'\mathbf{A}'_j + \mathbf{L}'\mathbf{B}'_j - \sigma\mathbf{S}' & r(\mathbf{S} + \mathbf{S}' - \mathbf{P}_j) & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}' & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} > 0 \end{aligned} \quad (73)$$

Deve-se mencionar que, caso não se considerar a incerteza nos sistemas, as LMIs apresentadas podem ser simplificadas retirando o subíndice  $j$ . Ainda, a variável  $\mathbf{S}$  é de utilidade unicamente para sistemas incertos, portanto esta poderia ser retirada do equacionamento mediante (74). Obtendo-se assim LMIs com menos variáveis e, conseqüentemente, de uma síntese mais rápida.

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}' = \mathbf{P} \quad (74)$$

### 3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

No presente capítulo abordou-se o estudo dos sistemas VSI com filtro de saída LCL, tanto monofásicos quanto trifásicos. Foram revisados os critérios para o projeto dos componentes assim como para a descrição da dinâmica dos sistemas mediante modelos linearizados obtidos a partir da aproximação dos valores médios num período de chaveamento. Assim, foram obtidas funções de transferência das principais grandezas e descrições em espaço de estados.

No caso de sistemas trifásicos, optou-se por representar as variáveis nas coordenadas  $\alpha\beta$ , toda vez que isto facilita a análise e proposta de estratégias de controle aplicáveis a ambos os sistemas, monofásicos e trifásicos, ao obter-se modelos equivalente que diferem apenas em um ganho.

A dinâmica dos sistemas estudados caracteriza um comportamento ressonante que pode comprometer a estabilidade. Ainda, a frequência de ressonância depende da indutância da rede cujo valor é incerto. Além disso, os sistemas, tanto na operação autônoma quanto conectada à rede estão expostos a perturbações externas e variações em alguns parâmetros do modelo, fatos que devem ser tomados em conta no projeto do sistema de controle.

Apresentou-se uma revisão dos principais métodos utilizados para controlar sistemas VSI com filtros LC e LCL, sendo estes métodos classificados a partir do critério utilizado para realizar o amortecimento da ressonância característica dos filtros.

Analisaram-se os métodos passivos de amortecimento mais utilizados, os seus efeitos e procedimentos de projeto. Entre os critérios considerados destaca-se o projeto dos componentes do ramo de amortecimento com objetivos de controle, isto é, de modificação do sistema inicial a fim de facilitar a realização de uma determinada estratégia de controle. Todavia, observou-se que, excetuando o método de inserção de um resistor em série com o capacitor de filtro, os métodos e critérios de projeto estudados apenas visam amortecer a ressonância na operação conectada à rede.

Os métodos ativos de amortecimento foram também analisados em detalhe. Entre estes, resulta especialmente interessante o método de amortecimento mediante a realimentação da corrente no capacitor de filtro, toda vez que se precisa de apenas um ganho proporcional para amortecer a ressonância em ambos os modos de operação. Destaca-se que esta variável não precisa ser diretamente medida toda vez que o seu efeito pode ser

reproduzido considerando a corrente no indutor  $L_1$ , na operação autônoma, ou mediante a combinação linear das correntes de ambos os indutores, para a operação conectada à rede.

Ainda, deve se mencionar que, a maioria de métodos ativos estudados consideram a realização da estratégia de controle numa configuração de duas malhas, sendo a análise apresentada no tempo contínuo. Isto leva a dificuldade no projeto dos ganhos dos controladores, devido à influência de uma malha na dinâmica da outra, além de impor limitações na frequência de cruzamento da malha externa que; por sua vez, é a malha que controla a variável de interesse. Ainda, a abordagem no tempo contínuo apresenta limitações que podem ser críticas na realização digital dos controladores projetados. Entre estas limitações estão a desconsideração do efeito da modulação PWM e, eventualmente, das transformações aplicadas às variáveis em sistemas trifásicos. Destaca-se que esta última limitação não aparece quando o sistema é modelado nas coordenadas  $\alpha\beta$ , já que esta transformação corresponde apenas à aplicação de ganhos e combinações lineares entre variáveis. Foram revisados também métodos de controle cuja abordagem é apresentada em tempo discreto.

Devido à necessidade de medir três variáveis do filtro a fim de realizar o controle do sistema em ambos modos de operação mediante técnicas ativas, considerou-se a possibilidade de utilizar controle por realimentação de estados. Ainda, esta alternativa é atrativa devido à conhecida efetividade da realimentação da corrente do capacitor, que pode ser realizada mediante as variáveis de estados. Além disso, existem na literatura diversos métodos para a síntese de controladores por realimentação de estados que podem ser utilizados. Entre estes métodos, destaca-se a representação dos objetivos de controle mediante desigualdades matriciais lineares. Desta forma, é possível não só especificar determinados objetivos de desempenho do controlador tais como rejeição de distúrbios, ou determinada resposta dinâmica; mas também levar em conta as variações de parâmetros do sistema, facilitando assim a síntese de controladores robustos.

Todavia, os métodos apresentados não consideram a operação do sistema em ambos os modos.

## CAPÍTULO 4

### 4 CONTROLE ROBUSTO DE SISTEMAS VSI COM FILTRO LCL

#### 4.1 INTRODUÇÃO

No presente capítulo são apresentadas e detalhadas duas estratégias para controlar inversores tipo fonte de tensão com filtro LCL capazes de operar conectados à rede e em modo ilhado com transições suaves entre os modos de operação. Estas estratégias constituem a proposta principal do presente trabalho de doutorado.

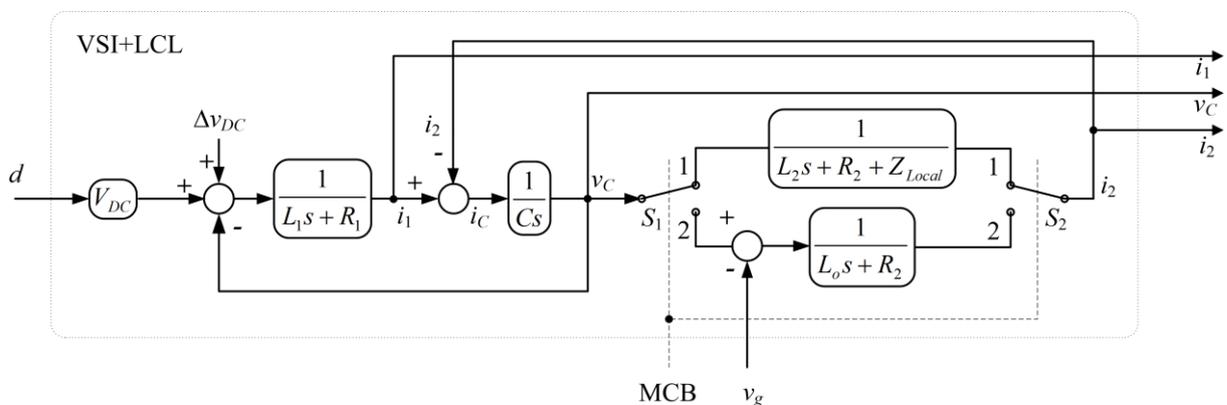
A primeira proposta considera um método de amortecimento passivo de segunda ordem. Já a segunda proposta considera o amortecimento do sistema mediante métodos ativos. Controladores tipo PR com componentes adicionais para supressão de harmônicos são considerados nas duas propostas de controle. Cada uma das propostas inclui a definição de um esquema de controle em malha fechada, assim como objetivos de desempenho, critérios de coordenação e geração de referências (sendo alguns comuns às duas propostas) e procedimento de sínteses dos controladores. A seguir são listados os principais objetivos a serem atendidos pelas estratégias de controle propostas (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009; MASSING et al., 2012).

- Capacidade de rastreamento de sinais senoidais de referência com reduzido conteúdo harmônico: de corrente no caso conectado à rede, e de tensão no caso da operação autônoma.
- Capacidade de rejeição de distúrbios
- Estabilidade ainda em frente de variações em parâmetros do sistema
- Atenuação da ressonância ainda frente a incerteza nos parâmetros do sistema
- Capacidade de transição suave entre modos de operação

Como mencionado anteriormente, as propostas são apresentadas em relação a sistemas monofásicos, realizando-se posteriormente a adequação das mesmas para aplicações trifásicas. Para tal propósito é apresentado um modelo que considera ambos os modos de operação a partir do estado do dispositivo de conexão MCB. Assim, chega-se ao diagrama de blocos da figura 25. O efeito do dispositivo MCB é representado mediante os seletores  $S_1$  e  $S_2$ , acionados conjuntamente, que definem o bloco utilizado para a geração da corrente de saída ( $i_2$ ). No caso de operação autônoma o dispositivo MCB permanece aberto, o que corresponde à posição “1” dos seletores. Aqui a corrente é definida pela tensão no capacitor e impedância

resultante da associação série da carga local, a indutância de saída do filtro  $L_2$  e a respectiva resistência série,  $R_2$ . Já no caso de operação conectada à rede, esta é definida pelo MCB fechado, fato representado mediante os seletores na posição “2”. Nesta situação a corrente de saída é definida pela queda de tensão na indutância de conexão  $L_o$  (considerando também a resistência série associada). Neste diagrama as entradas consideradas são a razão cíclica, a tensão da rede e o estado do MCB, definido como 0 para operação autônoma e 1 para operação conectada à rede.

**Figura 25** - Representação em diagrama de blocos para um VSI monofásico com filtro LCL com capacidade de operação ilhada e conectada à rede.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

## 4.2 CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA PASSIVA DE AMORTECIMENTO

### 4.2.1 Considerações iniciais

Em ambos os modos de operação requer-se de tensão senoidal no capacitor. No modo de operação autônoma a tensão deve atender as demandas da carga local, isto é, as especificações de amplitude e frequência da própria rede. Já no modo de operação conectado à rede a tensão deve garantir a corrente de saída solicitada. Logo, é interessante explorar a possibilidade de controlar o sistema a partir da tensão no capacitor, com sinais referência adequadamente geradas segundo o modo de operação.

Considere-se uma configuração em duas malhas onde na malha interna a variável controlada é a tensão do capacitor. No caso da operação conectada à rede o sinal de referência pode se considerar como composto por duas partes conforme (75)

$$v_{ref} = v_{sync} + v_2^* \quad (75)$$

O sinal  $v_{sync}$  reproduz a componente fundamental da tensão da rede, no entanto, o sinal  $v_2^*$  é a queda de tensão requerida no indutor de saída (associação série de  $L_2$ ,  $R_2$  e  $L_g$ ) que garante a corrente desejada. Logo, é assumido que a tensão da rede não apresenta componentes harmônicos e assim, o sinal  $v_{sync}$  reproduz perfeitamente a tensão da rede conforme (76). Considerando-se rastreamento com erro nulo a tensão no capacitor seria a própria tensão  $v_{ref}$ , substituindo em (3), chega-se a (77).

$$v_{sync} = v_g \quad (76)$$

$$L_o \frac{di_2}{dt} = -R_2 i_2 + v_2^* \quad (77)$$

Desta forma possibilita-se o controle da corrente de saída a partir do sinal  $v_2^*$ . Logo, no modo de operação conectada à rede, este componente deve ser gerado pela malha externa de controle. Já no modo de operação autônoma, este componente é nulo, sendo a única componente da referência o sinal  $v_{sync}$ . Conseqüentemente, na operação autônoma o sistema seria controlado unicamente pela malha interna de tensão.

Como foi visto no capítulo 3, a utilização de controladores PR permite o rastreamento de referências senoidais com erro nulo. Todavia, para realizar o controle da tensão, tanto no modo ilhado quanto no conectado à rede, precisa-se amortecer a ressonância do sistema. Ainda, as funções de transferência da razão cíclica para a tensão no capacitor mudam segundo o modo de operação, apresentando diferentes frequências de ressonância e ganhos de baixa frequência distintos.

Considerando a relação entre indutâncias definida em (42), é possível determinar a razão entre as respectivas frequências de ressonância conforme (78). Assim também, desconsiderando as resistências série com os indutores e a indutância da rede, a razão entre os respectivos ganhos de baixa frequência é calculada em (79).

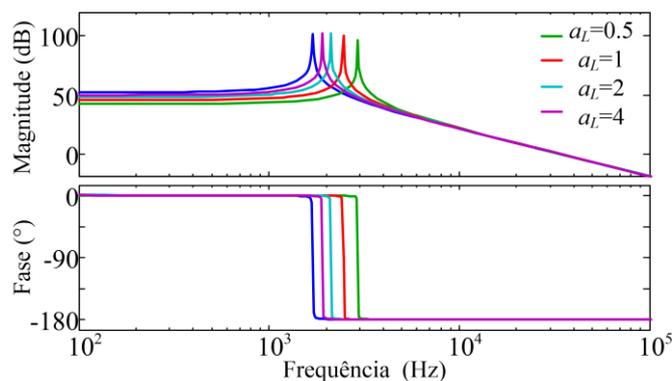
$$\frac{\omega_{GC}}{\omega_{IS}} = \sqrt{\frac{a_L + 1}{a_L}} \quad (78)$$

$$\frac{Gvd_{GC}}{Gvd_{IS}} = \frac{V_{DC} L_2 / (L_2 + L)}{V_{DC}} = \frac{a_L}{a_L + 1} \quad (79)$$

A influência do parâmetro  $a_L$  na diferença entre as respectivas funções de transferência de tensão pode ser visualizada nos diagramas de bode da figura 26, que correspondem às

funções de transferência da razão cíclica para a tensão no capacitor para operação autônoma (azul), e para operação conectada à rede considerando quatro valores possíveis de  $a_L$  (0,5, 1, 2 e 4).

**Figura 26** - Diagramas de bode genéricos da função de  $G_{vd}$  para operação autônoma e conectada à rede com diferentes valores de  $a_L$ .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

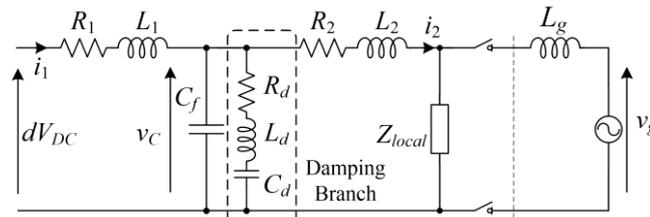
Observa-se que, quanto maior o valor de  $a_L$ , mais próximas estão entre si as respostas em frequência. Isto significa que, quanto maior o indutor de conexão com a rede, a dinâmica da tensão no capacitor pode ser considerada independente do modo de operação. Este critério pode ser considerado no projeto do filtro. Todavia, valores elevados de  $L_2$  levam a maior peso e volume do sistema assim como à redução da tensão disponível para o controle da corrente de saída. Logo, o valor de  $a_L$  deve ser selecionado com um compromisso entre estas limitações e a necessidade de simplificar o controle da tensão no capacitor.

Assim, a estratégia de controle do sistema em ambos modos de operação mediante a tensão no capacitor apresenta a dificuldade de plantas diferentes, com diferentes frequências ressonância a serem amortecidas. Para este propósito, a flexibilidade dos métodos ativos de amortecimento pode parecer atrativa. Porém, com a estratégia de controle de duas malhas, a escolha de um método ativo de amortecimento levaria a um total de três malhas de controle cuja sintonização pode ser complexa. Ainda, as limitações na frequência de cruzamento das malhas, impostas pela realização digital da estratégia de controle, podem levar a dinâmicas reduzidas na malha externa, o que pode implicar em uma resposta lenta e a impossibilidade de incluir componentes de supressão de harmônicos. Logo, considera-se a utilização de técnicas passivas de amortecimento.

### 4.2.2 Técnica passiva de amortecimento

Como foi analisado na secção 3.4.2, a técnica passiva de amortecimento mediante um resistor em série com o capacitor de filtro garante a atenuação do ganho ao redor da frequência de ressonância para ambos os modos de operação. Todavia, esta técnica leva a consideráveis perdas e a degradação da capacidade de filtragem para frequências maiores à de ressonância (PEÑA-ALZOLA et al., 2013; WU et al., 2013). Para garantir a atenuação, o ramo de amortecimento a inserir deve apresentar comportamento resistivo ao redor de ambas as frequências de ressonância. No entanto, fora de esta faixa de frequências o efeito do ramo de amortecimento deve ser mínimo, mantendo-se a capacidade de filtragem desejada. Para este propósito, a proposta é utilizar um ramo de amortecimento do tipo RLC série, em paralelo com o capacitor de filtro conforme apresentado na figura 27.

**Figura 27** - Circuito equivalente do sistema considerando um ramo de amortecimento RLC em paralelo com o capacitor de filtro.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Esta configuração, apresentada inicialmente em (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007), caracteriza uma impedância  $Z_d$  cuja representação no domínio de Laplace é definida em (80). Este comportamento, permite projetar os componentes a fim de obter um comportamento resistivo na faixa de frequências de interesse e uma elevada impedância fora desta.

$$Z_d(s) = \frac{L_d C_d s^2 + R_d C_d s + 1}{C_d s} \quad (80)$$

O procedimento de projeto aqui apresentado, constitui umas das contribuições do presente trabalho. Define-se a frequência de ressonância do ramo de amortecimento  $\omega_d$  conforme (81), sendo que ao redor desta frequência a impedância  $Z_d$  apresenta um comportamento resistivo. A fim de obter a atenuação desejada para ambas os modos de operação, escolhe-se o valor de  $\omega_d$  na média geometria das respectivas frequências de ressonância, conforme (82).

$$\omega_d = \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} \quad (81)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_{IS} \omega_{GC}} \quad (82)$$

A associação em paralelo do ramo de amortecimento e o capacitor de filtro caracteriza a impedância  $Z_f$ , cuja dinâmica pode ser representada no domínio de Laplace conforme (83) e (84).

$$Z_f(s) = \frac{L_d C_d s^2 + R_d C_d s + 1}{(L_d C_p s^2 + R_d C_p s + 1)(C_d + C_f)s} \quad (83)$$

$$C_p = \frac{C_d C_f}{C_d + C_f} \quad (84)$$

A partir de (83) espera-se que em baixa frequência o comportamento da associação seja semelhante ao obtido mediante um ramo RC em paralelo com o capacitor de filtro, isto leva a que o sistema apresente uma capacitância equivalente  $C$  conforme (85). Já para altas frequências, o ramo de amortecimento apresenta uma elevada impedância devido à indutância  $L_d$ .

$$C = C_d + C_f \quad (85)$$

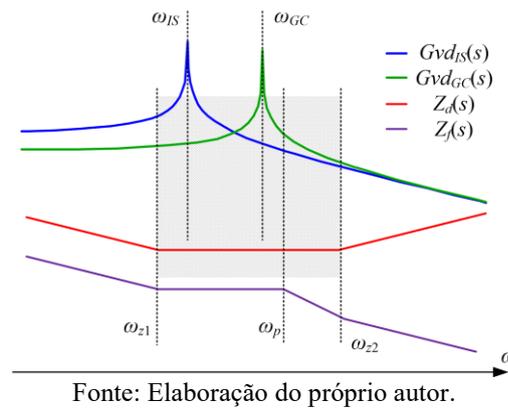
A fim de projetar a capacitância de amortecimento  $C_d$ , considera-se a variável  $\lambda$  que representa a razão entre as capacitâncias de amortecimento e filtro conforme (86).

$$C_d = \lambda C_f \quad (86)$$

Para facilitar o projeto dos componentes considera-se a abordagem gráfica apresentada na figura 28. Aqui são apresentadas as magnitudes da resposta em frequência das funções de transferência de tensão dos modos de operação autônoma e conectada à rede, em azul e verde respectivamente, conjuntamente com as aproximações assintóticas desejadas para  $Z_d(s)$  e  $Z_f(s)$ , em vermelho e roxo respectivamente. As outras variáveis apresentadas são  $\omega_{z1}$  e  $\omega_{z2}$ , as frequências dos zeros de  $Z_d(s)$ ; e  $\omega_p$ , a frequência dos polos de  $Z_f(s)$ . Ainda nesta figura, destacam-se as frequências de ressonância de cada modo de operação assim como a faixa de frequências onde deseja-se obter o comportamento resistivo da impedância de amortecimento.

A resposta em frequência apresentada mediante à aproximação assintótica destacada em roxo, garante que as capacidades de filtragem sejam mantidas após a inclusão do ramo de amortecimento. Este comportamento é caracterizado mediante a imposição de polos complexos conjugados em  $Z_f$ . Ainda, a frequência destes polos deve ser maior que a frequência de ressonância do sistema em modo conectado à rede. Considerando (81), (82), (86) e o parâmetro do projeto de filtro LCL,  $a_L$  definido em (42), o mencionado critério de projeto leva as expressões (87) a (89).

**Figura 28** - Abordagem gráfica para o projeto dos componentes do ramo de amortecimento.



$$R_d < 2 \sqrt{\frac{L_d}{C_p}} \quad (87)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_d C_p}} \quad (88)$$

$$\lambda + 1 > \sqrt{\frac{a_L + 1}{a_L}} \quad (89)$$

A partir de (89) é possível projetar a capacitância  $C_d$ . Observa-se que para filtros com  $a_L$  maior à unidade praticamente não existe restrição no valor de  $C_d$ . Um critério válido é adotar  $\lambda$  unitário, porém, maiores valores podem ser utilizados visando reduzir o valor de  $L_d$ . Ainda, valores muito reduzidos de  $L_d$  levam a um limite baixo para a escolha de  $R_d$  o que se traduz em maiores perdas no ramo de amortecimento.

Uma consideração para ter uma adequada faixa de frequência com comportamento resistivo, é que os zeros de (80) sejam reais negativos. Isto leva à restrição (90). Logo, as frequências dos zeros de  $Z_d$  são definidas pelas expressões (90) e (91).

$$R_d > 2\sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \quad (90)$$

$$\omega_{z1} = \frac{\frac{R_d}{L_d} - \sqrt{\left(\frac{R_d}{L_d}\right)^2 - \frac{4}{L_d C_d}}}{2} \quad (91)$$

$$\omega_{z2} = \frac{\frac{R_d}{L_d} + \sqrt{\left(\frac{R_d}{L_d}\right)^2 - \frac{4}{L_d C_d}}}{2} \quad (92)$$

Todavia, a condição (90) não garante que ambas as frequências de ressonância estejam dentro da faixa comportamento resistivo. Para isto deve-se alocar as frequências dos zeros de  $Z_d$  conforme (93) e (94).

$$\omega_{z1} < \omega_{IS} \quad (93)$$

$$\omega_{z2} > \omega_p > \omega_{GC} \quad (94)$$

Considerando as restrições (82) e (90), o mencionado critério de alocação dos zeros de  $Z_d$  leva as expressões (95) e (96).

$$R_d > R_{d1} = \frac{1}{\omega_{IS} C_d} + \omega_{IS} L_d \quad (95)$$

$$R_d > R_{d2} = \frac{1}{\omega_p C_d} + \omega_p L_d \quad (96)$$

Logo, é possível definir uma cota inferior para o valor de  $R_d$  conforme (97).

$$R_d > \max\left\{2\sqrt{\frac{L_d}{C_d}}, R_{d1}, R_{d2}\right\} \quad (97)$$

Com base nas expressões (97) e (87) define-se a faixa de valores admissíveis para  $R_d$ . Desta forma, os componentes do ramo de amortecimento podem ser projetados a fim de atenuar a ressonância em ambos os modos de operação.

Uma característica importante do método proposto é que, a variação da indutância da rede não implica na perda do efeito de amortecimento. Isto se deve a que, aumentando o valor de  $L_g$ , a frequência de ressonância no modo conectado à rede se reduz e, conseqüentemente,

se mantem dentro da faixa de frequências onde a ressonância é amortecida. Assim, o presente método atende o objetivo apresentado na secção 4.1.

Uma vez incluído o ramo de amortecimento no sistema, a dinâmica da tensão do capacitor pode ser expressa mediante as funções de transferência  $Dvd_{IS}(s)$  e  $Dvd_{GC}(s)$ , definidas em (98) e (99) a (102), correspondentes ao modo de operação autônoma e conectada à rede, respectivamente.

$$Dvd_{IS}(s) = \frac{V_{DC}(L_d C_d s^2 + R_d C_d s + 1)}{L_d L_1 C_f C_d s^4 + L_1 C_f C_d R_d s^3 + (L_1 C_f + L_d C_d + L_1 C_d) s^2 + R_d C_d s + 1} \quad (98)$$

$$Dvd_{GC}(s) = \frac{V_{DC} L_O (L_d C_d s^2 + R_d C_d s + 1)}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + (L_1 + L_O) R_d C_d s + L_1 + L_O} \quad (99)$$

$$a_4 = L_1 L_2 L_d C_f C_d \quad (100)$$

$$a_3 = L_1 L_2 C_f C_d R_d \quad (101)$$

$$a_2 = L_1 L_2 C_f + (L_1 + L_2) L_d C_d + L_1 L_2 C_d \quad (102)$$

Um fator importante a ser considerado é a potência dissipada pelo ramo de amortecimento. Toda vez que o ramo é inserido em paralelo com o capacitor de filtro, as perdas associadas podem ser expressas em função da tensão no capacitor. Logo, com o propósito de estimar as perdas associadas à utilização do método proposto, as perdas são classificadas em três tipos: perdas na frequência fundamental, perdas devido à componentes harmônicos e perdas devido à ondulação na frequência de chaveamento.

Nas condições nominais de operação, dada a utilização de controladores ressonantes para supressão de harmônicos, espera-se que as perdas devido a componentes harmônicos na tensão no capacitor sejam mínimas. Portanto, estas são desconsideradas na estimativa. Por outro lado, mediante a adoção da modulação unipolar a ondulação da tensão tem como componente fundamental o dobro da frequência de chaveamento. Para esta frequência o ramo de amortecimento apresenta uma alta impedância, conseqüentemente, estas perdas são reduzidas e podem ser desconsideradas na estimativa. Assim, para realizar a estimativa de perdas no ramo de amortecimento considera-se unicamente a componente fundamental da tensão do capacitor.

Considerando-se notação mediante fasores, a tensão no capacitor ( $V_C$ ) na operação conectada à rede vem definida conforme (103), onde as variáveis envolvidas são a tensão da rede ( $V_g$ ), a corrente de saída  $I_2$  e a impedância de conexão com a rede  $Z_2$ , definida em (104).

$$\mathbf{V}_C = \mathbf{V}_g + \mathbf{I}_2 \mathbf{Z}_2 \quad (103)$$

$$\mathbf{Z}_2 = R_2 + j\omega_0 L_O \quad (104)$$

Logo, a potência dissipada no resistor de amortecimento ( $P_d$ ) pode ser expressa mediante as expressões (105) e (106).

$$\mathbf{I}_d = \frac{\mathbf{V}_C}{R_d + j\left(L_d\omega_0 - \frac{1}{C_d\omega_0}\right)} \quad (105)$$

$$P_d = \|\mathbf{I}_d\|^2 R_d \quad (106)$$

As expressões anteriores evidenciam que a condição de maiores perdas corresponde ao fornecimento de reativos indutivos, situação na qual a amplitude da tensão no capacitor é máxima.

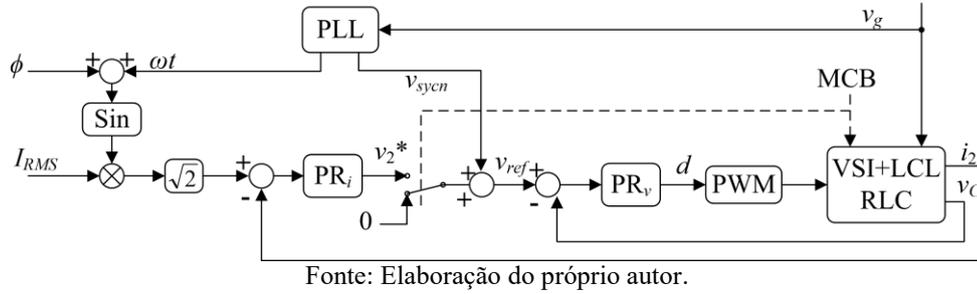
### 4.2.3 Sistema de controle

A estratégia de controle proposta é apresentada no esquema da figura 29. Esta estratégia consiste em uma configuração de duas malhas. Na malha interna a tensão no capacitor é controlada mediante a razão cíclica. Já na malha externa, a variável controlada é a corrente de saída. A malha interna trabalha em ambos os modos de operação, no entanto a malha externa é habilitada unicamente no modo de operação conectada à rede. Cada malha inclui um controlador do tipo PR, sendo representados no esquema mediante os blocos  $PR_v$ , para o controlador da malha interna (também chamado controlador de tensão), e  $PR_i$  para a malha externa (também referido como controlador de corrente). O sistema a controlar é representado mediante o bloco VSI+LCL+RCL, enfatizando assim que este tem sido modificado mediante a inclusão do ramo de amortecimento. Neste esquema, o modo de operação é definido mediante o estado de MCB.

Como explicado anteriormente, o sinal de referência da malha interna ( $v_{ref}$ ) é composto por duas partes:  $v_{sync}$  e  $v_2^*$  conforme (75). O sinal  $v_{sync}$  é gerado mediante um PLL para reproduzir a componente fundamental da tensão da rede. Este sinal está sempre disponível e, em caso de ausência da rede, é gerado com base em valores previamente definidos de amplitude e frequência. Por outro lado, a componente  $v_2^*$  é a saída do controlador da malha externa. Este sinal reproduz a queda de tensão requerida no indutor do lado da rede ( $L_O$ ) a fim de obter a corrente de saída desejada. Logo, o sinal  $v_2^*$  apenas é gerado no modo de operação

conectado à rede. O sinal de referência da malha externa de controle é a corrente desejada, definida pelo usuário mediante os valores de fase ( $\phi$ ) e corrente eficaz ( $I_{RMS}$ ).

**Figura 29** - Representação da estratégia de controle proposta.



Controladores do tipo PR são adotados para as duas malhas com o propósito de garantir o rastreamento dos sinais de referência com erro mínimo e suprimir harmônicos de baixa ordem na corrente de saída. No entanto, deve-se destacar que para facilitar o projeto dos controlados as dinâmicas destes devem ser desacopladas, isto pode ser realizado mediante a adequada escolha das frequências de cruzamento. Logo, o controlador da malha de tensão é projetado considerando a função de transferência do sistema amortecido (99). Este projeto é realizado visando obter a maior frequência de cruzamento possível. Isto é necessário para garantir dinâmica rápidas em ambas as malhas. Além disso, uma frequência de cruzamento alta na malha interna facilita a rejeição de distúrbios de baixa frequência. Em caso de cargas locais não lineares, componentes ressonantes adicionais podem ser incluídos com controlador para suprimir harmônicos de baixa ordem na tensão no capacitor. Considerando  $PR_v(s)$  como a função de transferência do controlador da malha interna, a correspondente função de transferência de tensão em malha fechada ( $G_v(s)$ ) é definida em (107).

$$G_v(s) = \frac{PR_v(s)D_{GC}(s)}{1 + PR_v(s)D_{GC}(s)} \quad (107)$$

Logo, é possível caracterizar a dinâmica do sistema visto pelo controlador de corrente mediante a função de transferência  $G_{iv}(s)$ , definida em (108).

$$G_{iv}(s) = \frac{G_v(s)}{L_0s + R_2} \quad (108)$$

Com base nesta função de transferência, o controlador da malha externa é projetado. Neste caso, limita-se a respectiva frequência de cruzamento a um quinto do valor obtido na

malha interna. Componentes adicionais são considerados no controlador PR a fim de suprimir harmônicos de baixa ordem e atender aos limites das norma IEEE 1547.

Este procedimento, permite projetar os controladores com relativa facilidade, porém devido às considerações na frequência de cruzamento, a malha externa pode ter uma dinâmica reduzida. Como alternativa, o projeto dos controladores pode ser abordado no tempo discreto, levando em conta os efeitos dos atrasos, obtendo uma descrição mais precisa do sistema. Todavia, a dificuldade da sintonização das duas malhas se manteria.

#### 4.2.4 Geração e coordenação de sinais

Para garantir a transição entre modos de operação é necessário que o sistema de controle tenha um critério para geração e coordenação de sinais. O critério utilizado como parte da estratégia de controle proposta é similar ao apresentado em (PEÑA et al., 2014).

##### **Operação autônoma**

Considera-se que o sistema opera inicialmente no modo ilhado. A única componente da referência de tensão é o sinal  $v_{sync}$ , no entanto o controlador da malha externa permanece desabilitado.

##### **Transição ao modo de operação conectada à rede**

Confirmada a disponibilidade de rede (mediante uma instância superior de controle) o sistema é comandado para gerar  $v_{sync}$  rastreado a componente fundamental da tensão de rede. Uma vez que se verificar que esta componente é reproduzida no capacitor, o sistema é acionado para passar à operação conectada à rede. Para este propósito o dispositivo MCB é fechado no instante correspondente ao pico positivo da tensão da rede. Este procedimento requiere de coordenação com o dispositivo de conexão, sendo necessário conhecer o tempo de acionamento deste. A seguir, o controlador de corrente é habilitado, porém, o respectivo sinal de referência permanece nulo. Nestas condições não deve haver fluxo de corrente entre o sistema e a rede, caso contrário, procede a desconexão mediante a abertura de MCB. Se durante doze ciclos de rede a condição de corrente nula é atendida, o sistema habilita a referência de corrente mediante uma rampa, assim, o sistema encontra-se operando no modo conectado à rede.

### Operação conectada à rede

Nestas condições o sinal  $v_{sync}$  reproduz a componente fundamental da tensão da rede, no entanto ambos os controladores permanecem habilitados.

### Transição ao modo de operação autônoma (ilhamento)

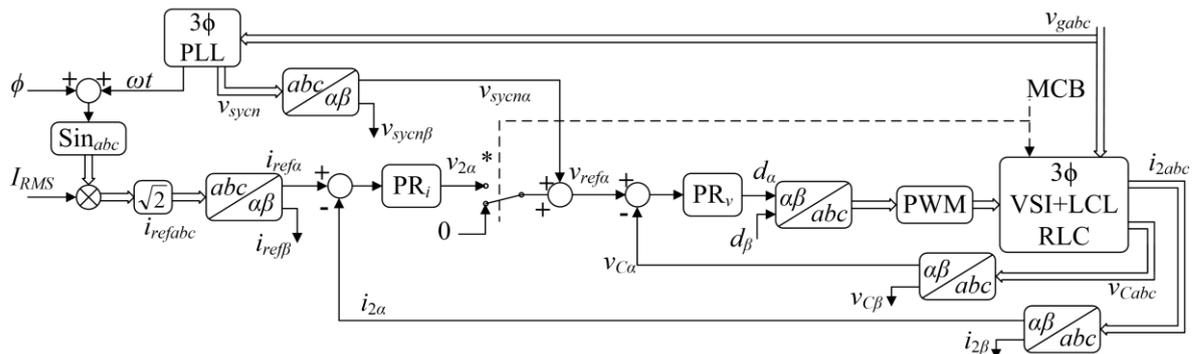
Se um distúrbio acontecer na rede, uma instância superior de controle comanda o sistema para passar ao modo de operação ilhada. Isto é realizado mediante a abertura de MCB no cruzamento por zero da corrente de saída. A seguir o controlador de corrente é desabilitado. Desta forma, o sistema opera no modo ilhado.

#### 4.2.5 Considerações finais

A presente proposta de controle do sistema VSI+LCL com técnica passiva de amortecimento pode ser adequada para aplicações trifásicas. Para tal propósito as funções de transferências  $Gvd_{IS}$  e  $Gvd_{GC}$  são modificadas mediante a inclusão de um ganho de 0,5, representando assim a dinâmica do sistema trifásico em coordenadas  $\alpha\beta$ . Logo, os componentes do ramo de amortecimento seriam projetados sob o procedimento aqui descrito.

O procedimento de síntese dos controladores seria idêntico ao correspondente ao sistema monofásico. No entanto são necessários dois sistemas de controle, um para cada componente no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ . Os sinais de referência devem ser também expressos nas coordenadas  $\alpha\beta$ . Cada sistema de controle gera uma componente da razão cíclica nas coordenadas  $\alpha\beta$ , portanto uma transformação inversa deve ser aplicada para obter as razões cíclicas a utilizar no acionamento do sistema trifásico. Logo, a estratégia de controle proposta pode ser aplicada a sistemas trifásicos mediante o esquema apresentado na figura 30.

**Figura 30** - Adequação a sistemas trifásicos da estratégia de controle mediante técnica passiva de amortecimento.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

### 4.3 CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA ATIVA DE AMORTECIMENTO

As técnicas passivas de amortecimento têm como principal desvantagem o fato de introduzir perdas adicionais no sistema. Em aplicações de alta potência estas perdas podem ser consideráveis, levando à necessidade de um sistema próprio para dissipação da potência associada.

No entanto, a técnica passiva apresentada requer unicamente o sensoriamento de duas variáveis do filtro, o que pode ser crítico em aplicações de baixo custo e potência, tais como sistemas monofásicos. Todavia, a configuração proposta impõe limitações na frequência de cruzamento da malha externa que, em caso de implementação digital com taxas de amostragem inferiores aos 30kHz, pode levar a uma dinâmica baixa no controle da corrente de saída. Estes motivos levam a considerar alternativas distintas para aplicações onde não resulta crítico o custo associado a sensores adicionais a fim de obter uma descrição completa do sistema. Nestas condições propõe-se uma estratégia de controle mediante realimentação de estados, onde o amortecimento do sistema é realizado por métodos ativos.

Toda vez que a estratégia de controle é realizada mediante plataformas digitais, o sistema é representado em espaço de estado no tempo discreto. A partir de estas representações são sintetizados controladores mediante LMIs, levando em conta a incerteza no valor da indutância da rede. A seguir, descreve-se em detalhe a estratégia de controle proposta assim como o procedimento de síntese dos controladores.

#### 4.3.1 Considerações iniciais

Tal como foi analisado, é possível controlar a corrente de saída mediante a imposição no capacitor de uma tensão  $v_{ref}$  conforme (75). Logo, a presente estratégia de controle tem como princípio a possibilidade de representar a razão cíclica (entrada de controle) como a soma de duas componentes conforme (109). Sendo cada uma destas gerada em função de uma das componentes da tensão de referência. Assim, a componente  $d_{sync}$  é gerada para que a tensão no capacitor reproduza a tensão  $v_{sync}$ , já a componente  $d_{i2}$  é utilizada para levar a tensão no capacitor do valor  $v_{sync}$  a  $v_{ref}$ .

$$d = d_{sync} + d_{i2} \quad (109)$$

Cada uma destas componentes é gerada por uma malha de controle numa configuração de duas malhas que, diferente da proposta anterior, operam independentemente uma de outra.

Todavia, já que o requerimento de tensão senoidal no capacitor é independente do modo de operação, a componente  $d_{sync}$  é gerada e utilizada tanto no modo autônomo quanto no conectado à rede. O controlador responsável pela geração deste sinal é designado como controlador de tensão. Já a componente  $d_{i2}$  é gerada pelo controlador de corrente unicamente no modo de operação conectado à rede.

### 4.3.2 Estrutura dos controladores e esquema de controle

A fim de sintetizar controladores mediante LMIs precisa-se da representação dos sistemas em espaço de estados no tempo discreto no formato apresentado em (67). Para tal propósito as equações (8) e (13) são levadas a tempo discreto mediante o critério apresentado em (OGATA, 1995). Os parâmetros envolvidos neste processo são apresentados na tabela 5. Consideraram-se variáveis genéricas para os parâmetros da representação em tempo discreto. No entanto, para diferenciar o modo de operação, utiliza-se o subíndice  $v$  para designar a operação autônoma e o subíndice  $i$  para a operação conectada à rede.

Um procedimento similar é aplicado ao controlador ressonante a partir da representação em espaço de estados apresentada em (48). Já no tempo discreto, a correspondente matriz de sistema do controlador é  $\mathbf{A}_C$ , a matriz de entrada é  $\mathbf{B}_C$ , e o vetor de estado é  $\xi$ .

Para obter uma representação do sistema que leve em conta o efeito do modulador PWM este é modelado como um atraso unitário, similar ao apresentado em (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009; MACCARI et al., 2014; WU; LEHN, 2006). Logo, são elaboradas as representações (110) e (111) para a operação autônoma e conectada à rede respectivamente. Nestas os vetores de estados incluem as variáveis físicas ( $\mathbf{x}_v$  e  $\mathbf{x}_i$ ), o efeito do atraso unitário ( $d_{sync}$  e  $d$ ) e os estados correspondentes aos controladores ressonantes ( $\xi_v$  e  $\xi_i$ ). As variáveis de saída são, respectivamente, a tensão no capacitor para a operação autônoma e a corrente  $i_2$  para a operação conectada à rede. Para ambos controladores ressonantes, consideraram-se componentes na frequência fundamental e nos três primeiros componentes harmônicos adicionais.

Considerando a lei de controle por realimentação de estados (66) definem-se os ganhos dos controladores. O ganho  $\mathbf{K}_v$  corresponde ao controlador de tensão e é obtido a partir de (110). No entanto o ganho  $\mathbf{K}_{sys}$ , a ser obtido com base em (111), é o ganho correspondente à ação conjunta dos controladores de corrente e tensão na operação conectada

à rede. Para explicar este fato considere-se que os ganhos podem ser representados conforme (112) e (113).

**Tabela 5** - Variáveis da representação em espaço de estados

| Definição                        | Representação em tempo contínuo  |   | Representação em tempo discreto |
|----------------------------------|--|---|---------------------------------|
|                                  | Operação autônoma  | Operação conectada à rede   |                                 |
| Matriz de sistema                | $\begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_o} & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix}$ | <b>A</b>                        |
| Matriz de entrada de controle    | $\begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}$                              | $\begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$  | <b>B</b>                        |
| Matriz de entrada de perturbação | $\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$                | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \end{bmatrix}^T$  | <b>H</b>                        |
| Matriz de saída                  | $[0 \ 1]$  | $[0 \ 0 \ 1]$   | <b>C</b>                        |
| Vetor de estados                 | $\begin{bmatrix} i_1 \\ v_C \end{bmatrix}$   | $[i_1 \ v_C \ i_2]^T$   | <b>x</b>                        |
| Perturbação                      | $\begin{bmatrix} i_2 \\ \Delta v_{DC} \end{bmatrix}$                                 | $v_g$   | <b>w</b>                        |

Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_v \\ d_{sync} \\ \xi_v \end{bmatrix}_{(k+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_v & \mathbf{B}_v & \mathbf{0}_{2 \times 8} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 8} \\ -\mathbf{B}_{cv} \mathbf{C}_v & \mathbf{0}_{8 \times 1} & \mathbf{A}_{cv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_v \\ d_{sync} \\ \xi_v \end{bmatrix}_{(k)} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ 1 \\ \mathbf{0}_{8 \times 1} \end{bmatrix} u_v + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_v \\ 0 \\ \mathbf{0}_{8 \times 1} \end{bmatrix} i_2 + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ 0 \\ \mathbf{H}_{cv} \end{bmatrix} v_{sync} \quad (110)$$

$$z_{v(k)} = [\mathbf{C}_v \ 0 \ \mathbf{0}_{1 \times 8}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_v \\ d_{sync} \\ \xi_v \end{bmatrix}_{(k)}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_i \\ d \\ \xi_i \end{bmatrix}_{(k+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{B}_i & \mathbf{0}_{3 \times 8} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 8} \\ -\mathbf{H}_{ci} \mathbf{C}_i & \mathbf{0}_{8 \times 1} & \mathbf{A}_{ci} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_i \\ d \\ \xi_i \end{bmatrix}_{(k)} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \\ \mathbf{0}_{8 \times 1} \end{bmatrix} u_i + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_i \\ 0 \\ \mathbf{0}_{8 \times 1} \end{bmatrix} v_g + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 0 \\ \mathbf{H}_{ci} \end{bmatrix} i_{ref} \quad (111)$$

$$z_{i(k)} = [\mathbf{C}_i \ 0 \ \mathbf{0}_{1 \times 8}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_i \\ d \\ \xi_i \end{bmatrix}_{(k)}$$

$$\mathbf{K}_v = [\mathbf{K}_{xv} \ K_{dv} \ \mathbf{K}_{\xi v}] \quad (112)$$

$$\mathbf{K}_{sys} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{xsys} & K_{i2} & K_{dsys} & \mathbf{K}_{\xi_i} \end{bmatrix} \quad (113)$$

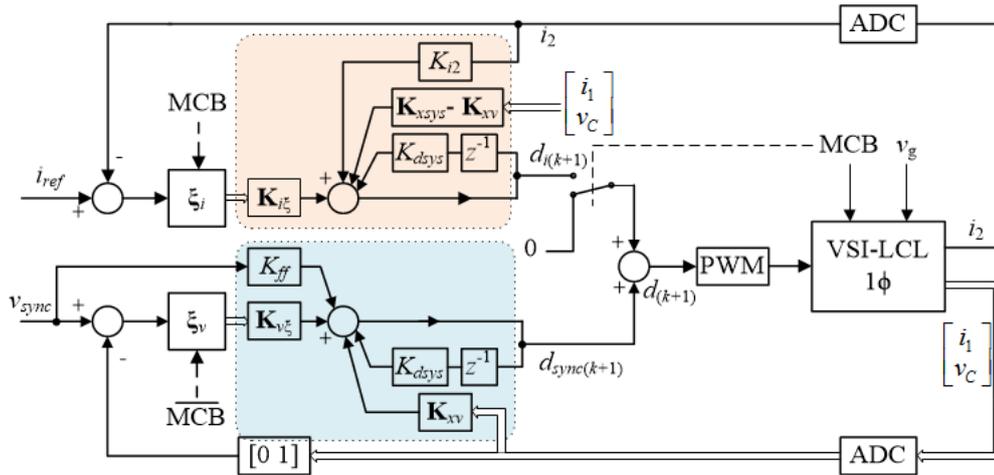
Nesta representação, os ganhos da lei de controle são separados em componentes segundo as variáveis realimentadas. Assim, no caso do ganho  $\mathbf{K}_v$ , este considera componentes para a realimentação das variáveis de estado ( $\mathbf{K}_{xv}$ ), do sinal de controle ( $K_{dv}$ ) e dos estados do controlador ressonante ( $\mathbf{K}_{\xi_v}$ ). As mesmas componentes são consideradas no ganho  $\mathbf{K}_{sys}$ , neste caso apresentadas com o subíndice *sys*. Todavia, o ganho aplicado à realimentação das variáveis do filtro tem sido convenientemente apresentado mediante duas componentes, isolando assim o ganho correspondente à corrente  $i_2$ . Desta forma, as componentes da razão cíclica são geradas conforme (114) e (115).

$$d_{sync(k+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{xv} & K_{dv} & \mathbf{K}_{\xi_v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_v \\ d_{sync} \\ \xi_v \end{bmatrix}_{(k)} \quad (114)$$

$$d_{i(k+1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{xsys} & K_{i2} & K_{dsys} & \mathbf{K}_{\xi_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_v \\ i_2 \\ d_i \\ \xi_i \end{bmatrix}_{(k)} \quad (115)$$

A realização dos ganhos de realimentação é feita mediante o esquema de controle da figura 31, onde os controladores de corrente e tensão são destacados em rosa e azul respectivamente. As variáveis de estado do filtro são medidas e digitalizadas. Os erros de rastreamento de corrente e tensão são aplicados como entrada dos blocos de controle ressonante de corrente ( $\xi_i$ ) e tensão ( $\xi_v$ ). Logo, os sinais de controle são gerados a partir das variáveis de estado e os ganhos de realimentação conforme (114) e (115). Como mencionado, a componente de controle  $d_i$ , só é gerada e utilizada na operação conectada à rede. Isto é conseguido mediante a inclusão de um seletor na saída do controlador de corrente e um sinal de habilitação no bloco de controle ressonante. No caso do controlador de tensão, deve-se destacar que, conforme (75), na operação conectada à rede a tensão no capacitor é diferente do sinal  $v_{sync}$ , consequentemente, o erro de rastreamento permanece, levando a saída do controlador ressonante a crescer. Para resolver esta situação, neste modo de operação, o controlador ressonante  $\xi_v$  é desabilitado e substituído com uma componente *feedforward* mediante o ganho  $K_{ff}$ .

Figura 31 - Esquema geral de controle.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

### 4.3.3 Geração e coordenação de sinais

Os critérios para a geração e coordenação de sinais desta estratégia de controle são semelhantes aos utilizados na proposta mediante técnica passiva de amortecimento.

#### Operação autônoma

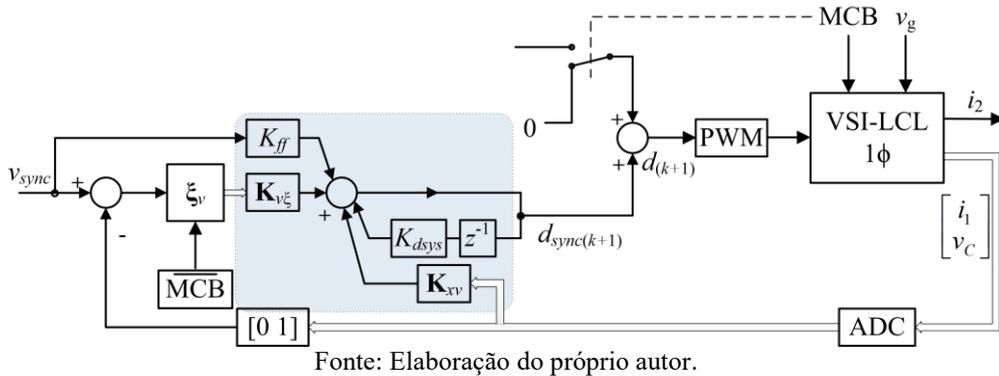
Considera-se que o sistema opera inicialmente no modo autônomo. Nestas condições o sistema de controle regula a tensão no capacitor para seguir o sinal de referência  $v_{sync}$ . O controlador de corrente permanece desabilitado. O sinal de referência é gerado internamente para atender os requerimentos da carga local em base à informação previamente estabelecida. O controlador de tensão é projetado para rejeitar o efeito de distúrbios na corrente de carga, isto é realizado mediante as componentes de controle ressonante que neste modo de operação permanecem habilitadas. Logo, a tensão é regulada frente às variações na carga e perturbações na tensão do barramento CC. O correspondente esquema equivalente de controle é apresentado na figura 32. Verifica-se que nestas condições a única componente do sinal de controle é  $d_{sync}$ , gerada conforme (114).

#### Transição ao modo de operação conectada à rede

Uma vez que o restabelecimento da rede é confirmado, o sistema de geração da referência de tensão sincroniza  $v_{sync}$  para rastrear a tensão da rede. Como consequência a tensão do PCC é reproduzida no capacitor do filtro LCL. A seguir, no instante de pico da tensão de rede, o dispositivo MCB é fechado e o controlador de corrente é restituído, porém o sinal  $i_{ref}$  permanece com valor nulo. No entanto, o controle ressonante de tensão é

desabilitado. Neste ponto, o ganho efetivo da ação conjunta dos controladores de tensão e corrente é  $\mathbf{K}_{sys}$ . A corrente de  $i_2$  deve manter valor nulo, caso contrário procede-se à abertura de MCB.

**Figura 32** - Esquema de controle equivalente na operação conectada à rede.

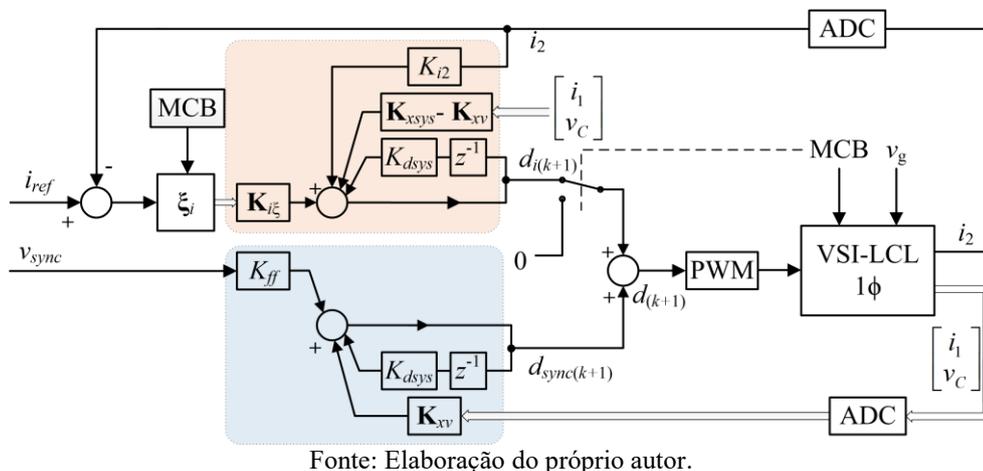


A referência de corrente é mantida em zero durante doze ciclos de rede e, a seguir, é levada ao valor desejado mediante uma rampa. Assim, o sistema está no modo de operação conectada à rede.

### Operação conectada à rede

Nestas condições o sistema deve ser controlado como uma fonte de corrente, seguindo a referência senoidal ( $i_{ref}$ ) estabelecida pelo usuário (TWINING; HOLMES, 2003). Ambos os controladores operam estabelecendo o ganho de realimentação de estados  $\mathbf{K}_{sys}$ . No entanto, os controladores ressonantes de tensão são desabilitados. Nestas condições o esquema de controle resultante é o apresentado na figura 33.

**Figura 33** - Esquema de controle equivalente na operação conectada à rede.



### Transição ao modo de operação autônoma (ilhamento)

No caso de ausência da rede o sistema deve passar a operar no modo ilhado. O sinal  $v_{sync}$  preserva os valores de frequência, fase inicial e amplitude anteriores à desconexão. O seletor de controle leva o valor de  $d_i$  para zero, os controladores ressonantes de corrente são desabilitados e o sinal de referência de corrente é levado à zero. No entanto, os controladores ressonantes de tensão são habilitados. Devido à abertura do MCB a corrente de saída é definida unicamente pela carga local e, portanto, o sistema passa a ser controlado como uma fonte de tensão, operando assim no modo ilhado.

#### 4.3.4 Síntese dos controladores mediante LMIs

Uma vez definidas as representações em espaço de estados, é possível calcular os ganhos para a realização dos controladores mediante realimentação de estados. Para tal propósito consideram-se as LMIs apresentadas na secção 3.4.5.

##### Determinação do ganho $K_v$

No caso da operação autônoma considera-se que o sistema não apresenta incerteza. Logo, as LMIs podem ser simplificadas conforme (74). A fim de obter controladores que atendam à limitação de largura de banda imposta pela aproximação dos valores médios num período de chaveamento, utiliza-se o critério de alocação de polos, limitando as frequências de cruzamento destes até a metade da frequência de chaveamento.

Nestas condições, a LMI para minimização da norma  $H_2$  é utilizada considerando como variável de saída a tensão do capacitor, e como perturbações a componente alternada na tensão do barramento CC e a corrente de saída.

##### Determinação do ganho $K_{sys}$

Na operação conectada à rede deve se considerar a incerteza na indutância da rede, logo define-se o intervalo de incerteza apresentado em (116), sendo  $L_{gmax}$  o máximo valor da indutância da rede. Esta consideração leva a definição de um politopo de dois vértices.

$$L_o \in [L_2; L_2 + L_{gmax}] \quad (116)$$

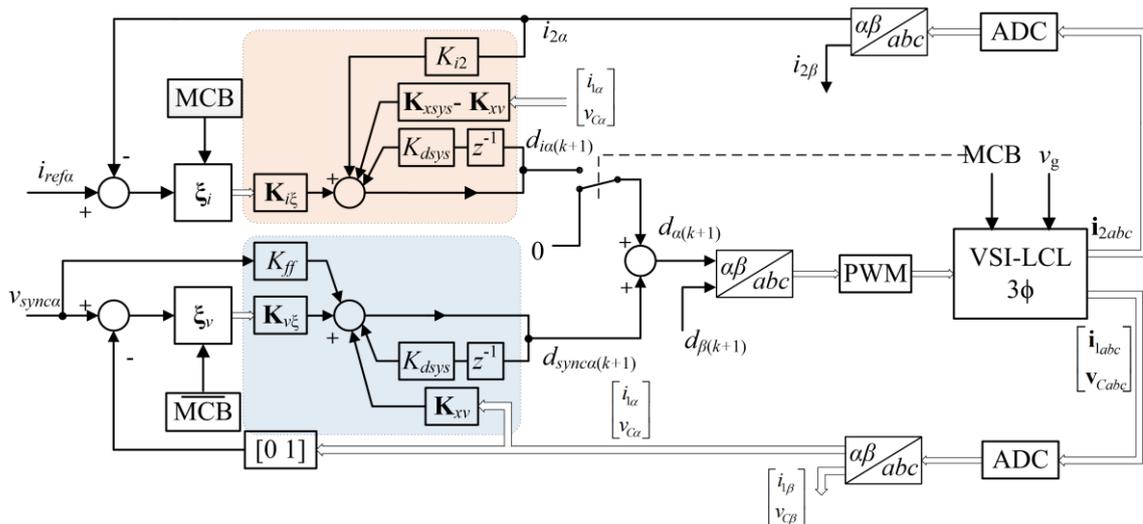
Logo para garantir a estabilidade robusta utiliza-se a LMI de alocação de polos, devendo esta restrição ser atendida em todos os vértices do politopo. Similar ao caso do ganho

$K_v$ , o critério de alocação de polos é utilizado para atender à limitação imposta pela aproximação dos valores médios, conseqüentemente, considera-se a mesma região que no caso da operação autônoma. Já a LMI de minimização da norma  $H_2$  é realizada considerando os efeitos da tensão de rede na corrente injetada.

### 4.3.5 Adequação a sistemas trifásicos

Similar ao caso da proposta de controle mediante método passivo de amortecimento, a presente estratégia de controle pode ser facilmente adequada a sistemas trifásicos mediante a representação destes no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ . Logo, considera-se esquema da figura 34, onde blocos de transformação  $abc-\alpha\beta$  são incluídos. Neste caso o procedimento de síntese dos controladores pode ser aplicado sem necessidade de consideração adicional

Figura 34 - Esquema geral de controle para o sistema trifásico.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

## 4.4 EXEMPLO DE PROJETO

### 4.4.1 Especificações do sistema

Na tabela 6 são listados os principais parâmetros dos sistemas de conversão a serem controlados. Deve-se mencionar que, embora não seja exigida por norma para as potências especificadas, a capacidade de fornecer reativos à rede é considerada nas estratégias de controle que são apresentadas.

**Tabela 6 - Parâmetros dos sistemas**

| Definição                 | Variável | Monofásico                  | Trifásico                   |
|---------------------------|----------|-----------------------------|-----------------------------|
| Potência Nominal          |          | 2000 VA                     | 4000 VA                     |
| Tensão de rede            | $v_g$    | 220 V <sub>rms</sub> @60 Hz | 220 V <sub>rms</sub> @60 Hz |
| Tensão do barramento CC   | $V_{DC}$ | 450 V                       | 480 V                       |
| Frequência de chaveamento | $f_s$    | 18 kHz                      | 15 kHz                      |

Fonte: Elaboração do próprio autor.

As estratégias de controle propostas são aplicadas aos sistemas, monofásico e trifásico, especificados na tabela 1. Para ambos os sistemas se considerou que a rede apresenta indutância incerta, porém dentro da faixa de valores (117).

$$L_g \in [0;500]\mu\text{H} \quad (117)$$

#### 4.4.2 Projeto do filtro

##### Sistema monofásico

Com base em (38), determina-se a faixa de valores admissíveis para a frequência de ressonância do filtro.

$$600\text{Hz} < f_{res} < 9\text{kHz} \quad (118)$$

Com base nas especificações da tabela 1, determina-se a corrente eficaz de saída para operação nominal ( $I_{NOM}$ ). Este valor é utilizado em (41) para determinar a soma das indutâncias do filtro conforme (120).

$$I_{NOM} = 9,09\text{A} \quad (119)$$

$$L_1 + L_2 < 28,6\text{mH} \quad (120)$$

Considerado-se uma ondulação máxima de  $\pm 10\%$  na corrente, logo com base em (43) o valor de  $L_1$  é determinado (121).

$$L_1 = 1,2\text{mH} \quad (121)$$

A partir da limitação da potência reativa no capacitor de filtro em condições nominais (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), determina-se o valor máximo da capacitância (122).

$$C < 5,48\mu\text{F} \quad (122)$$

Logo, o valor escolhido é de 3  $\mu\text{F}$ .

A seguir, adota-se o valor de  $a_L=3,3$ , obtendo-se assim uma indutância  $L_2=4$  mH. Este valor atende a limitação (120) e leva a uma frequência de ressonância de 3 kHz, atendendo-se assim a condição (118).

### Sistema trifásico

A faixa de valores para a frequência de ressonância é igual que no caso monofásico, apresentada em (118). Seguindo um procedimento similar ao caso monofásico, obtém-se a restrição para a soma de indutâncias (123), assim como o valor de  $L_1$  (124).

$$L_1 + L_2 < 10,8\text{mH} \quad (123)$$

$$L_1 = 2\text{mH} \quad (124)$$

Mediante o critério de limitar a potência reativa no capacitor de filtro ao 5% da potência nominal de saída o valor máximo da capacitância seria de 11  $\mu\text{F}$ . No entanto, por questões de disponibilidade escolheu-se o valor de 15  $\mu\text{F}$ .

A indutância do lado da rede é escolhida considerando um fator  $a_L=1,7$ , que corresponde a  $L_2=3,4\text{mH}$ , valor que está de conformidade com (123). Assim, a frequência de ressonância do filtro seria de 1,16 kHz, dentro da faixa de valores definida em (118).

Os valores projetados para os respectivos filtros LCL dos sistemas monofásico e trifásico são listados na tabela 7.

**Tabela 7 - Parâmetros dos filtros LCL**

| Definição                      | Variável  | Monofásico      | Trifásico        |
|--------------------------------|-----------|-----------------|------------------|
| Indutância do lado do inversor | $L_1$     | 1,2 mH          | 2 mH             |
| Indutância do lado do inversor | $L_2$     | 4 mH            | 3,4 mH           |
| Capacitância de filtro         | $C$       | 3 $\mu\text{F}$ | 15 $\mu\text{F}$ |
| Frequência de ressonância      | $f_{res}$ | 3 kHz           | 1,16 kHz         |

Fonte: Elaboração do próprio autor.

### 4.4.3 Estratégia de controle mediante técnica passiva de amortecimento

#### Sistema monofásico

A partir dos valores de  $L_1$  e  $C$  determina-se a frequências de ressonância para operação autônoma e conectada à rede. Conhecidas as frequências de ressonância de ambos os modos de operação, utiliza-se (82) para determinar o valor de  $\omega_d$  (125).

$$\omega_d = 17,8 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (125)$$

Considera-se  $C_d = 5 \mu\text{F}$ , com o qual a indutância de amortecimento é  $631 \mu\text{H}$ . Com estes valores, a frequência dos polos de  $Z_f$  é  $\omega_p = 29,06 \times 10^3 \text{ rad/s}$ . Conhecidos os parâmetros envolvidos, utiliza-se (87) e (97) para determinar a faixa de valores admissíveis de  $R_d$  conforme (126).

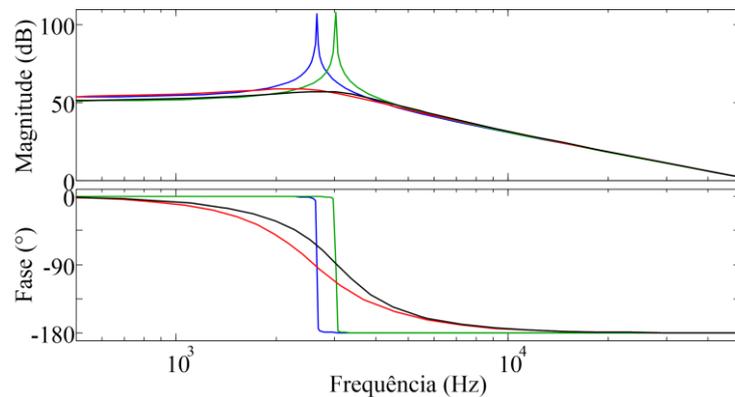
$$25,2 \Omega < R_d < 36,7 \Omega \quad (126)$$

Logo, escolhesse  $R_d = 35 \Omega$ .

O efeito de amortecimento obtido com ramo RLC projetado pode ser visualizado nos diagramas de bode apresentados na figura 34. Estes correspondem às funções de transferência da razão cíclica para a tensão de saída do sistema sem amortecimento ( $Gvd_{IS}$  em azul, e  $Gvd_{GC}$  em verde) e do sistema amortecido ( $Dvd_{IS}$  em vermelho, e  $Dvd_{GC}$  em preto). Observa-se que o alto ganho ao redor de ambas as frequências de ressonância é atenuado e a mudança de fase é suavizada. Ainda, a atenuação em alta frequência permanece igual que no sistema original.

Os diagramas de figura 35 facilitam o projeto do controlador por realimentação da saída. Deve-se destacar que, o controlador a projetar deve garantir a estabilidade do sistema em ambos os modos de operação. Todavia, o critério de maximizar a largura de banda é aplicado apenas à operação conectada à rede, toda vez que a configuração em duas malhas unicamente é válida para este modo de operação. Considerando a realização digital da estratégia de controle com uma frequência de amostragem de duas vezes a frequência de chaveamento (HOLMES; LIPO, 2003) a largura de banda da malha interna de controle está limitada a 3,6 kHz.

**Figura 35** - Diagramas de bode da função e transferência de tensão do sistema sem amortecimento e do sistema amortecido mediante a técnica proposta.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

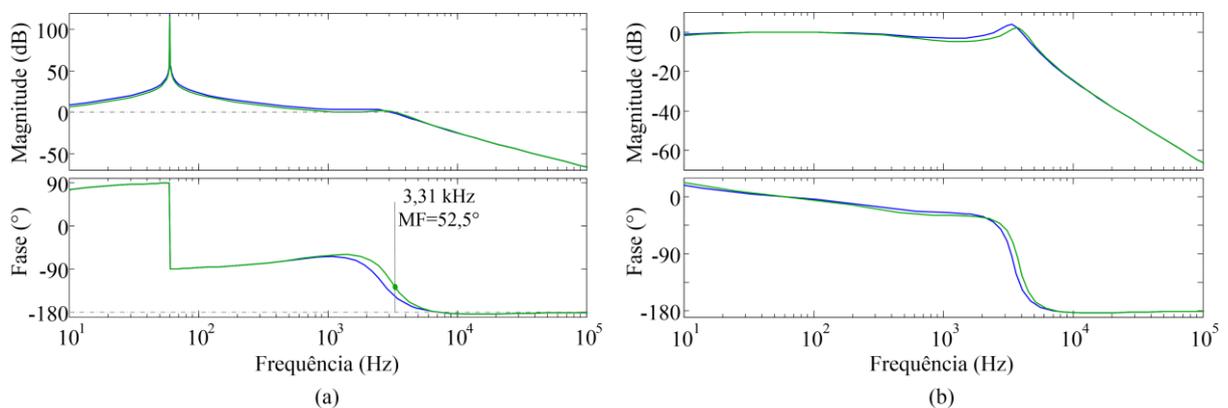
Projeta-se um controlador PR com apenas um componente ressonante, sintonizado na frequência fundamental. Os ganhos correspondentes são apresentados em (127) e (128).

$$K_{Pv} = 1 \times 10^3 \quad (127)$$

$$K_{Rv} = 13 \quad (128)$$

Mediante o controlador projetado, obtém-se os diagramas de bode apresentados na figura 36. Estes correspondem às funções de transferência de tensão em malha aberta após a inclusão do controlador (a) e às funções de transferência de tensão em malha fechada (b). Os diagramas apresentados em azul correspondem à operação ilhada, no entanto os apresentados em verde correspondem à operação conectada à rede.

**Figura 36** - Diagramas de bode para análise do efeito do controlador de tensão: (a) Malha aberta; (b) malha fechada.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

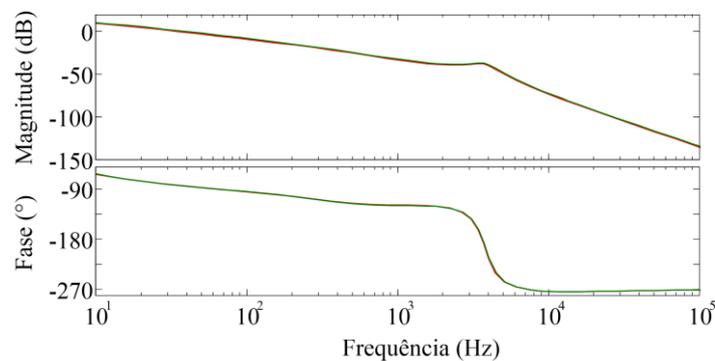
Nestas condições, a frequência de cruzamento obtida foi de 3,31 kHz na operação conectada à rede, com uma margem de fase de 52,5°. Já no caso de operação autônoma a

frequência de cruzamento é de 3,1 kHz com uma margem de fase de 40°. Assim, a estabilidade da malha de controle de tensão é garantida para ambos os modos de operação. No entanto, deve-se destacar que, devido ao efeito da indutância da rede, poderiam reduzir-se a largura de banda assim como a margem de fase, porém estes sempre seriam maiores que os correspondentes à operação autônoma, garantindo-se assim a estabilidade do sistema frente a variações paramétricas.

Para projetar o controlador da malha externa considera-se a função de transferência da tensão de referência para a corrente de saída, definida em (108). Devido a variação na indutância da rede, devem se considerar duas funções de transferência correspondentes aos valores extremos definidos em (117). Os diagramas de bode das funções de transferência obtidas são apresentados na figura 37, em verde para o mínimo valor de indutância da rede e em vermelho para o valor máximo desta.

A limitação da frequência de cruzamento na malha externa impõe um valor máximo de 600 Hz, isto na situação crítica de máximo valor na indutância da rede. Com este valor é possível utilizar componentes ressonantes para supressão de até o sétimo harmônico. No entanto, consideraram-se unicamente a fundamental, a terceira e a quinta harmônicas. Logo, os ganhos do controlador de corrente são apresentados em (129)-(131).

**Figura 37** - Diagramas de bode da função de transferência  $G_{vi}(s)$  para valores extremos de  $L_g$ .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$K_{Pi} = 18 \quad (129)$$

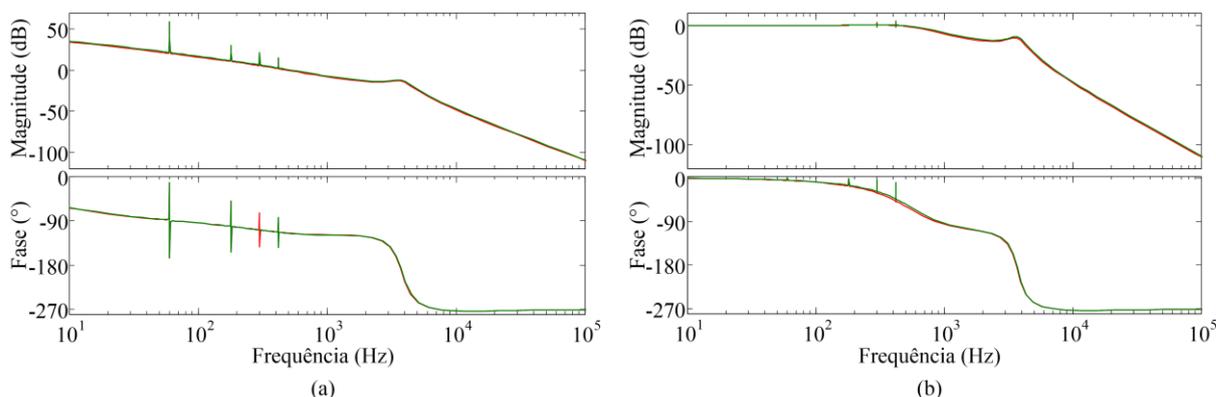
$$K_{Rli} = 10 \quad (130)$$

$$K_{R3i} = K_{R5i} = 3 \quad (131)$$

Similar ao caso da malha interna, para visualizar o efeito do controlador projetado, na figura 38 apresentam-se os diagramas de bode das funções de transferência em malha aberta e malha fechada. As frequências de cruzamento foram 530 Hz para indutância da rede mínima e

490 Hz para o valor máximo, já as correspondentes margens de fase foram  $63^\circ$  e  $65^\circ$  respectivamente. Assim, a estabilidade do sistema é garantida ainda frente a variações na indutância da rede.

**Figura 38** - Diagramas de bode para análise do efeito do controlador corrente: (a) Malha aberta; (b) malha fechada.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Sistema trifásico

Como mencionado, o procedimento para o projeto do sistema de controle para aplicações trifásicas é igual ao apresentado para o caso monofásico. No entanto, pela configuração do sistema espera-se que não exista componente harmônica de terceira ordem na corrente de saída (HOLMES; LIPO, 2003), conseqüentemente o controlador ressonante não inclui o termo respectivo. Todavia, ensaios preliminares na plataforma experimental evidenciaram a aparição do segundo harmônico na corrente injetada, devido ao efeito de modulação com frequência de amostragem diferente a um múltiplo inteiro da frequência de chaveamento (HOLMES; LIPO, 2003). Para resolver esta situação considerou-se a inclusão da componente correspondente ao segundo harmônico no controlador de corrente. No entanto, a limitação da largura de banda restringe as dinâmicas da malha externa até 290 Hz, sendo possível incluir unicamente componentes para a frequência fundamental e o segundo harmônico.

Logo, os parâmetros dos sistemas de controle para ambas as aplicações são listados na tabela 8.

#### 4.4.4 Estratégia de controle mediante realimentação de estados

No presente trabalho as desigualdades matriciais lineares para síntese dos controladores foram descritas mediante o complemento Yalmip® na plataforma MatLab®,

sendo o *solver* escolhido o LMILab®. Considerou-se uma frequência de amostragem de 36 kHz.

**Tabela 8** - Parâmetros dos sistema de controle mediante técnica passiva de amortecimento

| Subsistema              | Variável  | Monofásico      | Trifásico       |
|-------------------------|-----------|-----------------|-----------------|
| Ramo de amortecimento   | $R_d$     | 35 $\Omega$     | 28 $\Omega$     |
|                         | $L_d$     | 631 $\mu$ H     | 1,6 mH          |
|                         | $C_d$     | 5 $\mu$ F       | 15 $\mu$ F      |
| Controlador de tensão   | $K_{Pv}$  | $1 \times 10^3$ | $5 \times 10^3$ |
|                         | $K_{Rv}$  | 13              | 5               |
|                         | $BW_v$    | 3,31 kHz        | 1,5 kHz         |
| Controlador de corrente | $K_{Pi}$  | 18              | 2               |
|                         | $K_{R1i}$ | 10              | 5               |
|                         | $K_{R2i}$ | --              | 5               |
|                         | $K_{R3i}$ | 3               | --              |
|                         | $K_{R5i}$ | 3               | --              |
|                         | $BW_i$    | 530 Hz          | 290 Hz          |

Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Sistema monofásico

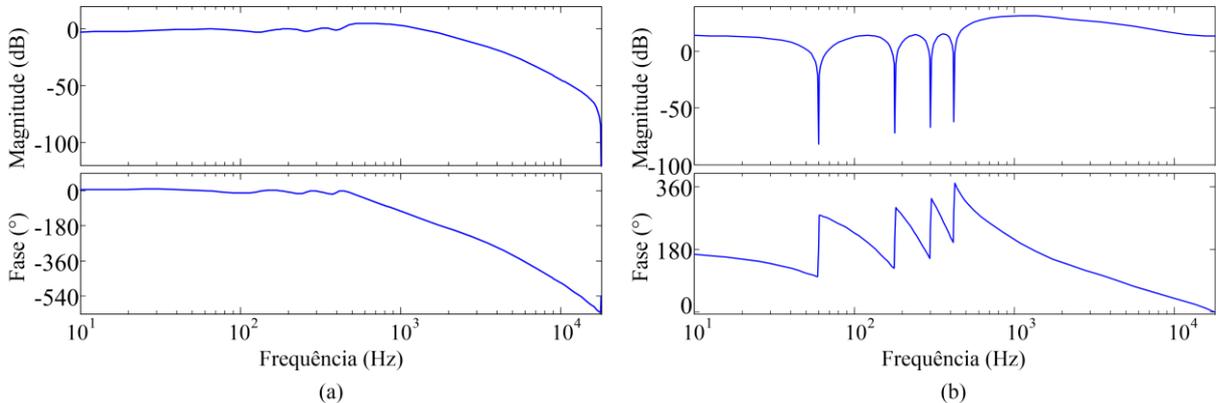
Considerando os parâmetros listados nas tabelas 6 e 7, assim como o procedimento detalhado na seção 4.3.4, obteve-se o ganho (132) para o controlador de tensão.

$$\mathbf{K}_v = [-0.03704 \quad 8,43 \times 10^{-4} \quad -0,232 \quad 201,38 \quad 3,45 \quad 1,81 \times 10^3 \dots \dots 3,0211 \quad 4,798 \times 10^3 \quad 1,952 \quad 6,676 \times 10^3 \quad -0,1393] \quad (132)$$

Na figura 39 são apresentados os diagramas de bode em malha fechada. Verifica-se o rastreamento de sinais de referência com erro mínimo na frequência de 60Hz no entanto a influência dos distúrbios na corrente de saída é fortemente rejeitada nesta frequência e nos três primeiros harmônicos ímpares.

Para a determinação do ganho  $\mathbf{K}_{sys}$  deve-se considerar a incerteza na indutância de rede dentro do intervalo definido. Isto leva à definição de um politopo de dois vértices. Com a finalidade de reduzir o tempo de cômputo da solução, a LMI de minimização da norma  $H_2$  é utilizada apenas para condições de indutância mínima da rede. Logo, o ganho obtido foi:

**Figura 39** - Diagramas de bode em malha fechada em operação autônoma: (a) Transferência, (b) sensibilidade a distúrbios.

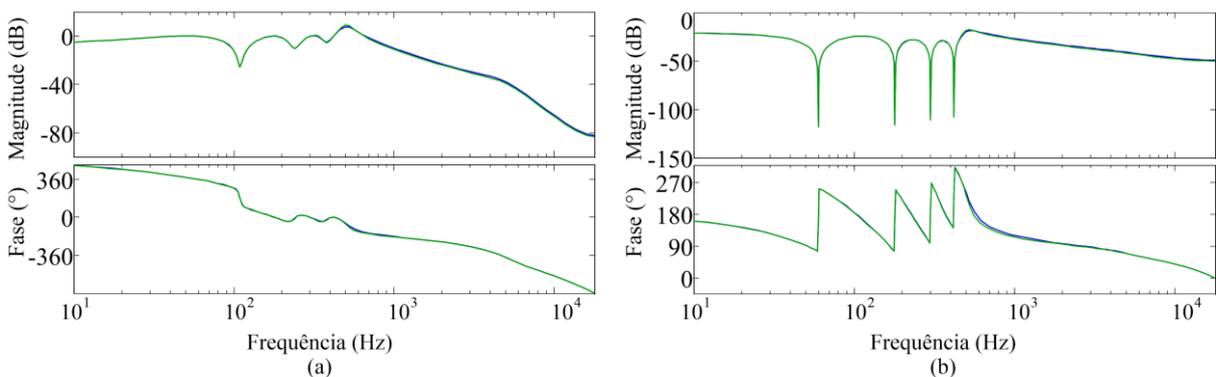


Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$\mathbf{K}_{\text{sys}} = \begin{bmatrix} -0,0637 & -4,394 \times 10^{-4} & 5,022 \times 10^{-4} & -0,5256 & -2,505 \times 10^3 & 21,87 \\ \dots & -1,63 \times 10^4 & 33,88 & -7,732 \times 10^3 & 50,50 & 7,789 \times 10^4 & 40,15 \end{bmatrix} \quad (133)$$

O efeito do controlador pode ser observado nos diagramas de bode em malha fechada apresentados na figura 40 que correspondem aos valores extremos do intervalo de incerteza. A figura 40(a) apresenta o seguimento do sinal de referência, observa-se que o sistema apresenta erro reduzido para a frequência de ressonância e os três primeiros harmônicos ímpares. No entanto, na figura 40(b) pode-se ver que o efeito do distúrbio na corrente de saída é reduzido e ainda, altamente rejeitado para a frequência de ressonância, o nas componentes harmônicas consideradas. Desta forma possibilita-se, ao longo do intervalo de valores possíveis para a indutância da rede, o rastreamento do sinal de referência e a supressão de harmônicos de baixa ordem devido a distúrbios na rede.

**Figura 40** - Diagramas de bode em malha fechada em operação conectada à rede: (a) Transferência, (b) sensibilidade a distúrbios.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Sistema trifásico

No caso do sistema trifásico o controlador de tensão pode ser sintetizado com as mesmas considerações que no caso monofásico. O ganho obtido é apresentado em (134).

$$\mathbf{K}_v = [-0.03704 \quad -0,0167 \quad -0,4243 \quad 981,7837 \quad 24,74 \quad 9,079 \times 10^3 \dots \dots 23,09 \quad 2,636 \times 10^4 \quad 18,58 \quad 4,766 \times 10^4 \quad 6,939] \quad (134)$$

Já para a síntese do ganho do controlador em operação conectada à rede deve-se considerar a necessidade de suprimir a componente harmônica de segunda ordem que aparece por causa da modulação. No entanto, se espera que não exista componente harmônica de terceira ordem na corrente de saída. Assim, o vetor de estados na aplicação trifásica conectada à rede considera componentes de controle ressonante na fundamental, segundo e quinto harmônico. O ganho obtido é apresentado em (135).

$$\mathbf{K}_{sys} = [-0,11 \quad -4,532 \times 10^{-3} \quad -8,491 \times 10^{-3} \quad -0,1437 \quad -8,718 \times 10^3 \quad 26,22 \dots 1,053 \times 10^4 \quad 40,72 \quad -7,656 \times 10^4 \quad 39,19 \quad -3,782 \times 10^4 \quad 65,31] \quad (135)$$

## 4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas em detalhe as estratégias de controle que constituem a proposta fundamental do presente trabalho de doutorado. Com base em modelos linearizados, previamente estudados, foram propostas duas estratégias: uma que realiza o amortecimento do sistema mediante técnicas passivas, e outra que considera a utilização de técnicas ativas de amortecimento.

Cada uma das propostas apresentadas é realizada mediante um esquema de controle que considera a possibilidade de operar o sistema tanto no modo ilhado quanto conectado à rede, sendo este modo de operação definido por uma instância superior de controle. As propostas detalham os critérios para a geração de sinais de referência e a coordenação que estas devem ter com os controladores a fim de atender os objetivos de cada modo de operação e garantir transições suaves entre estes.

A proposta mediante técnica passiva de amortecimento considera a inclusão de um ramo RLC em paralelo com o capacitor de filtro a fim de modificar a dinâmica da planta sem perda das capacidades de filtragem desejadas. Nestas condições é possível realizar o controle do sistema mediante realimentação da saída utilizando uma configuração de duas malhas,

sendo a malha interna responsável pelo controle da tensão, e a malha externa pelo controle da corrente. Todavia, devido à configuração adotada a frequência de cruzamento da malha externa pode ser reduzida limitando as dinâmicas do controle da corrente injetada à rede. Como alternativa se introduz a proposta de controle mediante realimentação de estados, realizando o amortecimento da ressonância por meios ativos. Esta proposta considera também duas malhas de controle que operam em paralelo, resolvendo assim a limitação de largura de banda na configuração antes mencionada. Ainda, esta estratégia de controle propõe a síntese dos ganhos de realimentação por método de LMIs, considerando simultaneamente os critérios de estabilidade robusta, alocação de polos e rejeição de distúrbios.

Diferente das estratégias de controle estudadas, as propostas apresentadas consideram a operação do sistema tanto no modo autônomo quanto no modo conectado à rede.

O efeito dos controladores obtidos foi estudado mediante os diagramas de bode em malha fechada, verificando-se a atenção dos objetivos definidos.

## CAPÍTULO 5

### 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

---

#### 5.1 INTRODUÇÃO

Uma vez obtidos os parâmetros de ambas as estratégias de controle, estas são avaliadas mediante a simulação computacional dos sistemas. Para este propósito escolheram-se as plataformas Matlab® Simulink e PSIM®. A primeira plataforma é utilizada para descrever os sistemas de controle, considerando a realização digital dos mesmos. Já a segunda plataforma é utilizada para a simulação dos sistemas físicos a serem controlados, ou seja, os sistemas VSI+LCL (monofásico e trifásico).

O sistema de controle é realizado a partir de blocos funcionais elementares disponíveis na plataforma. São considerados componentes digitais e os efeitos da amostragem e quantização. Ainda, no modelo do estágio de potência foram inclusos os efeitos do tempo morto, considerando um valor de 625ns. As simulações foram realizadas considerando quatro cenários correspondentes aos dois modos de operação e as duas transições entre estes.

#### 5.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA PASSIVA DE AMORTECIMENTO

##### 5.2.1 Sistema monofásico

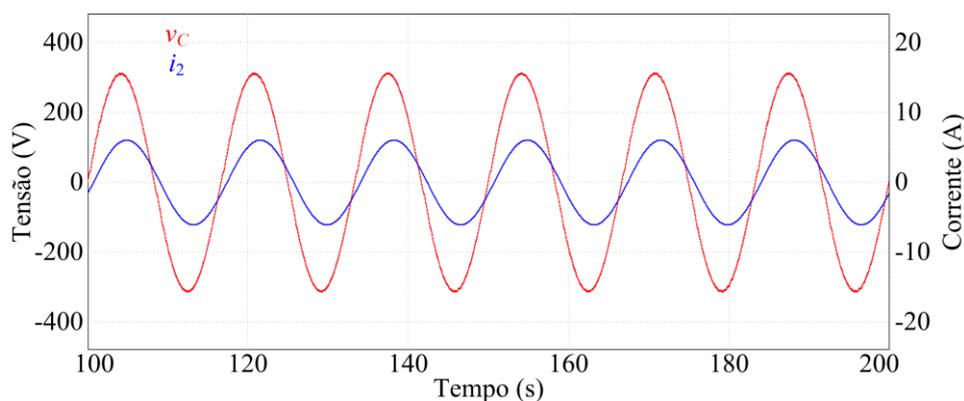
###### **Operação no modo ilhado**

Considera-se que o sistema opera de maneira autônoma fornecendo energia a uma carga local linear de 850 VA e fator de potência 0,97 (indutivo). As formas de onda da tensão no capacitor (vermelho) e corrente no indutor  $L_2$  (azul) são apresentadas na figura 41. A tensão obtida apresenta um valor eficaz de 220V com  $THD_v=0,94\%$ . Nestas condições a potência dissipada no ramo de amortecimento foi 6,05 W.

Para verificar a resposta dinâmica do controlador projetado e a rejeição de distúrbios na corrente  $i_2$ , aplicaram-se sucessivamente dois degraus de carga, levando esta do valor inicial para 1700 VA, mantendo o fator de potência, e depois reestabelecendo o valor inicial. Ainda, o degrau é aplicado em instantes que correspondem ao pico da tensão ( $t=120,8$  ms e  $t=170,8$  ms). As respectivas formas de onda são apresentadas na figura 42. Observa-se que, no

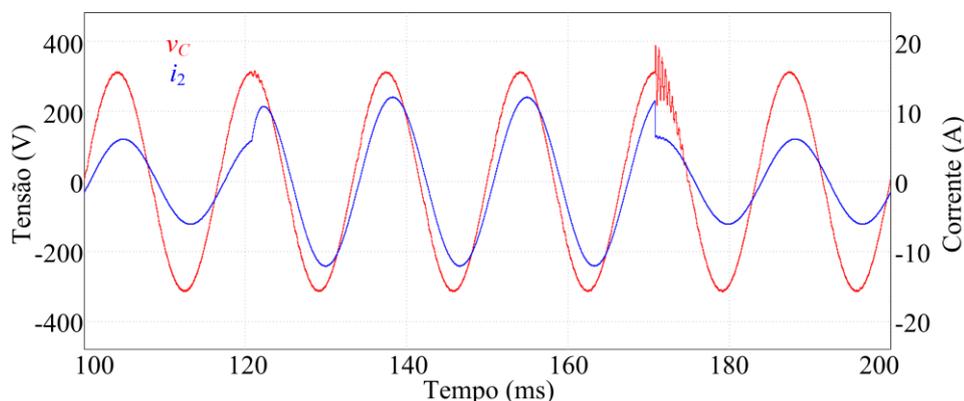
degrau de aumento da carga, a tensão do capacitor praticamente não experimenta afundamento, evidenciando assim a rápida ação do controlador. Já no degrau de diminuição da carga, a tensão no capacitor experimenta uma oscilação, com pico de 75 V a 2,3 kHz, que é resolvida em menos de um quarto de período.

**Figura 41** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  na operação ilhada (850 VA, FP=0,97).



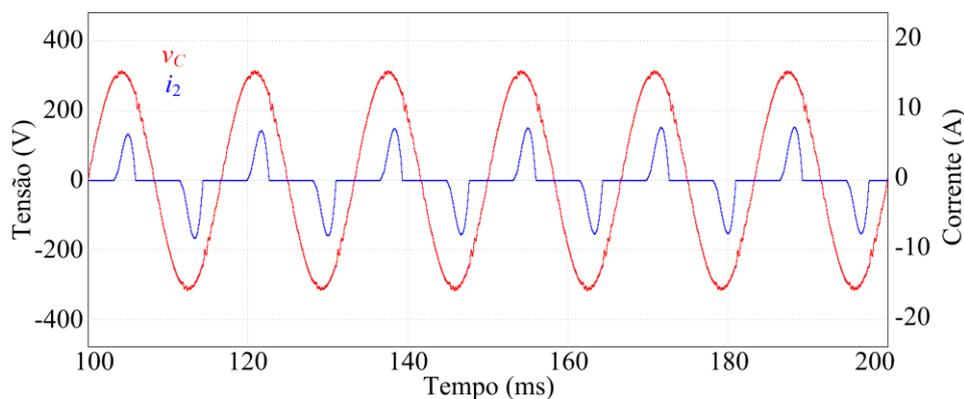
Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 42** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$ , degrau de carga na operação ilhada.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

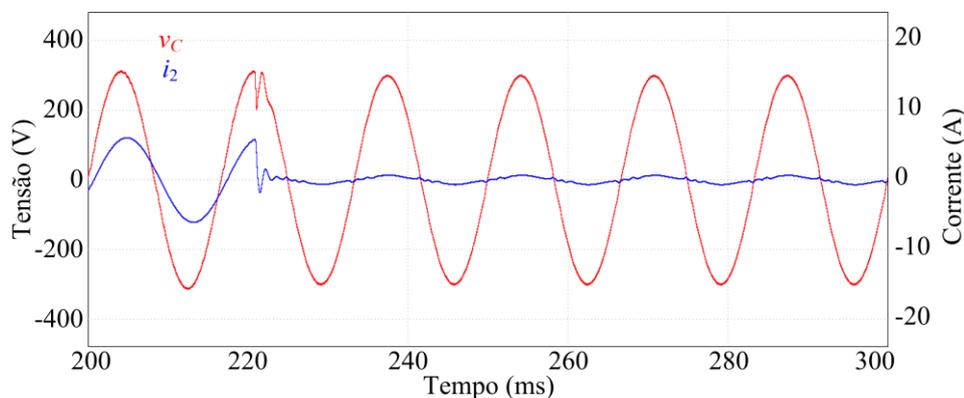
A capacidade de atender a demanda de uma carga local não linear foi analisada considerando como carga um retificador em ponte completa com filtro capacitivo de 400  $\mu\text{F}$  e saída de 500 W, correspondente a 1340 VA. As formas de onda de tensão no capacitor (vermelho) e corrente no indutor  $L_2$  (azul) são apresentadas na figura 43. Nestas condições a tensão obtida apresenta um valor eficaz de 220V com  $\text{THD}_v=2,04\%$ , observa-se o elevado conteúdo harmônico da corrente, que apresenta  $\text{THD}_i=86,6\%$ . Já a potência dissipada no ramo de amortecimento foi de 6,46 W.

**Figura 43** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  na operação ilhada com carga não linear.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

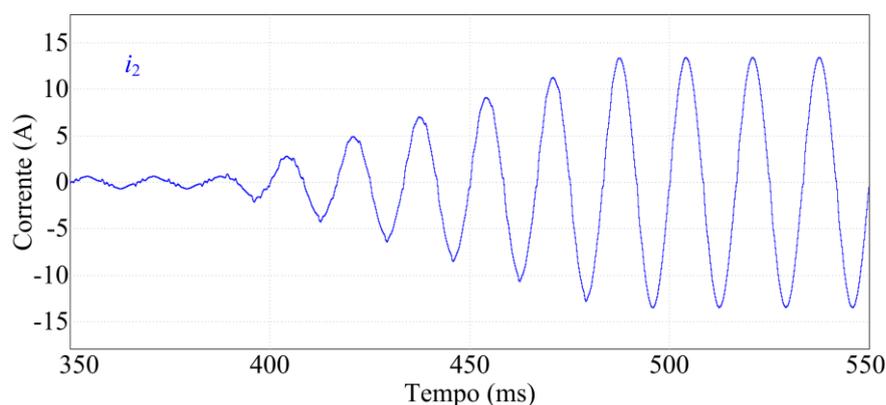
### Transição ao modo de operação conectada à rede

Uma vez confirmada a disponibilidade da rede o sistema é acionado para passar ao modo de operação conectada à rede. Confirmada a sincronização, o dispositivo MCB é fechado no instante correspondente ao pico da tensão da rede, a corrente de referência é mantida nula. As correspondentes formas de onda de tensão no capacitor (vermelho) e corrente  $i_2$  (azul) são apresentadas na figura 44.

**Figura 44** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$ , conexão à rede.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

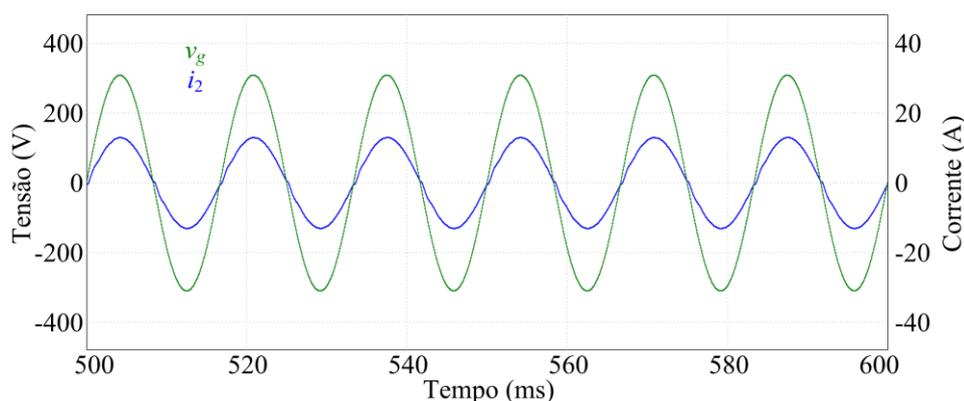
Depois de manter a condição de corrente nula durante doze ciclos de rede, a referência de corrente é levada gradativamente ao valor desejado, correspondente a uma potência de 2 kW. A forma de onda da corrente  $i_2$  é apresentada na figura 45.

**Figura 45** - Corrente  $i_2$ , rampa no sinal de referência.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Operação conectada à rede

Considera-se uma referência de corrente correspondente a uma potência de 2 kW. As formas de onda da tensão de rede (verde) e da corrente  $i_2$  (azul) são apresentadas na figura 46.

**Figura 46** - Tensão de rede e corrente  $i_2$ , operação conectada à rede com potência nominal (2 kW).

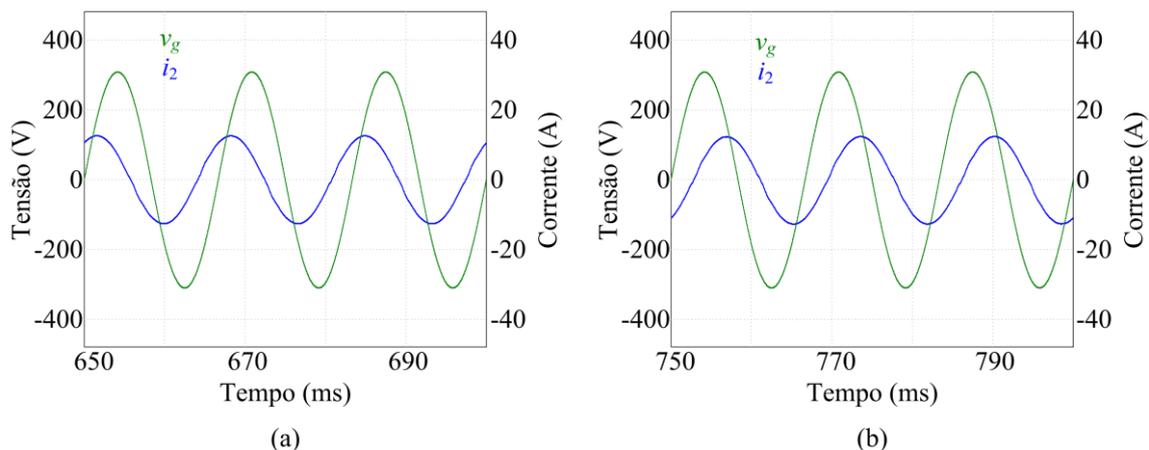
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Nestas condições a corrente apresentou um THD=1,9%. A potência injetada à rede foi de 2007,8 VA com FP=0,999, que corresponde a 2006,3 W. Assim o erro na potência injetada é de apenas 0,32%. No entanto, a potência dissipada no ramo de amortecimento é de 6,74 W.

Foi analisada a possibilidade de controlar a injeção de potências ativa e reativa. Na figura 47 são apresentadas as formas de onda de tensão de rede e corrente  $i_2$  para condições de operação conectada à rede com referências capacitiva e indutiva respectivamente. As referências foram de 2000VA com FP= $\pm 0,5$ , que corresponde a um ângulo de fase de  $\pm 60^\circ$ . No caso capacitivo a potência aparente gerada foi de 1980,8 VA com FP= 0,55, a distorção harmônica na corrente foi de apenas 1,43% e a potência dissipada no ramo de amortecimento

foi 5,61 W. Já no caso indutivo obteve-se  $S = 1969,5$  VA e  $PF = 0,51$  com  $THD_i = 1,65$  %, e uma potência dissipada de 6,75 W.

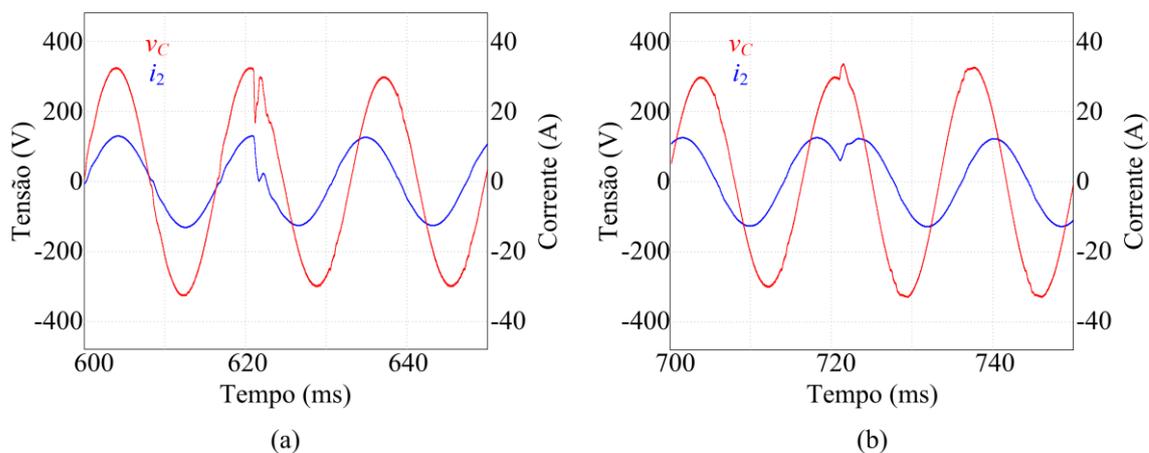
**Figura 47** - Tensão de rede e corrente  $i_2$ , operação conectada à rede com potência de 2 kVA,  $FP = \pm 0,5$ : (a) corrente capacitiva, (b) corrente indutiva.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A resposta dinâmica frente a variações na corrente de referência é analisada mediante a aplicação sucessiva de dois degraus no ângulo de fase, levando este desde  $0^\circ$  para  $60^\circ$  e finalmente para  $-60^\circ$ . As correspondentes formas de onda de tensão no capacitor e corrente  $i_2$  são apresentadas na figura 48. Verifica-se que para ambas as situações, o sistema de controle age rapidamente, sendo os transitórios na tensão do capacitor resolvidos em menos de um quarto de ciclo.

**Figura 48** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$ , operação conectada à durante degrau na fase da referência: (a)  $0^\circ$  a  $60^\circ$ , (b)  $60^\circ$  a  $-60^\circ$ .

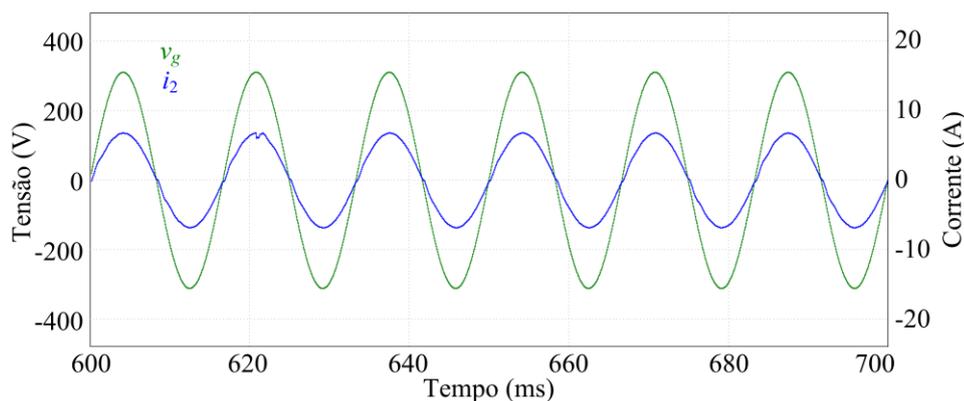


Fonte: Elaboração do próprio autor.

A atenção dos objetivos de controle frente a variações na indutância de rede é analisada mediante a aplicação sucessiva de dois degraus no respectivo valor, levando-a de 0

a 500  $\mu\text{H}$ , que correspondem aos valores extremos do intervalo de incerteza. Estas mudanças são aplicadas nos instantes  $t=620,8$  ms e  $t=670,8$  ms respectivamente. As correspondentes formas são apresentadas na figura 49. Observa-se que, o sistema opera normalmente atendendo a referência de corrente e sem apresentar transitórios consideráveis.

**Figura 49** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  na operação conectada à rede durante variações na indutância de rede.

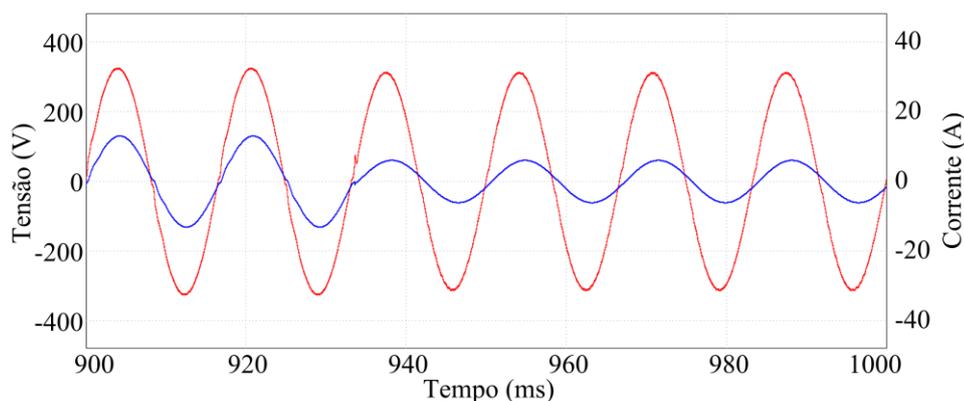


Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento)

Para verificar o processo de ilhamento, considera-se que inicialmente o sistema opera no modo conectado à rede com uma referência de potência puramente ativa de 2000 W. Devido a distúrbios na rede, o sistema é comandado para passar ao modo de operação ilhada. Isto é realizado mediante a abertura do dispositivo MCB no seguinte cruzamento por zero da corrente  $i_2$ . As formas de onda da corrente  $i_2$  e tensão no capacitor são apresentadas na figura 50. Observa-se que o sistema realiza uma transição rápida ao modo de operação ilhada, sem transitórios consideráveis na tensão no capacitor.

**Figura 50** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  durante o ilhamento.



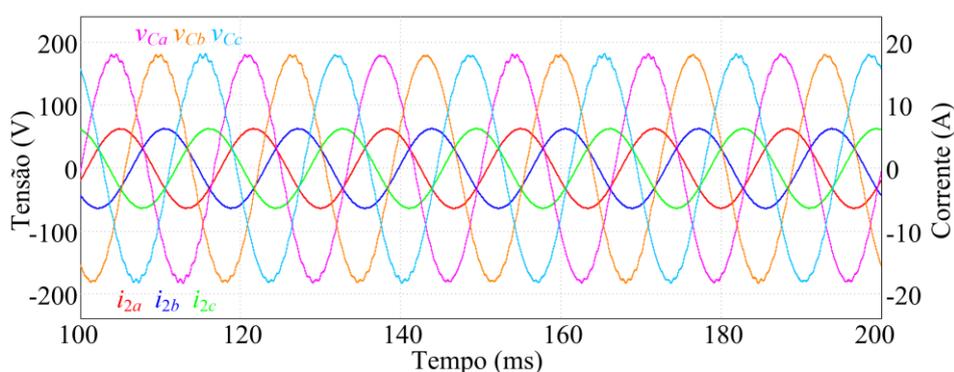
Fonte: Elaboração do próprio autor.

## 5.2.2 Sistema trifásico

### Operação no modo ilhado

Considera-se que o sistema opera de maneira autônoma fornecendo energia a uma carga local lineal de 1700 VA e fator de potência 0,97 (indutivo). As formas de onda das tensões nos capacitores e das correntes  $i_2$  são apresentadas na figura 51. As tensões têm valor eficaz de 127 V com  $\text{THD}_v$  inferiores a 1,33%. Nestas condições a potência total dissipada nos ramos de amortecimento foi de 42,67 W.

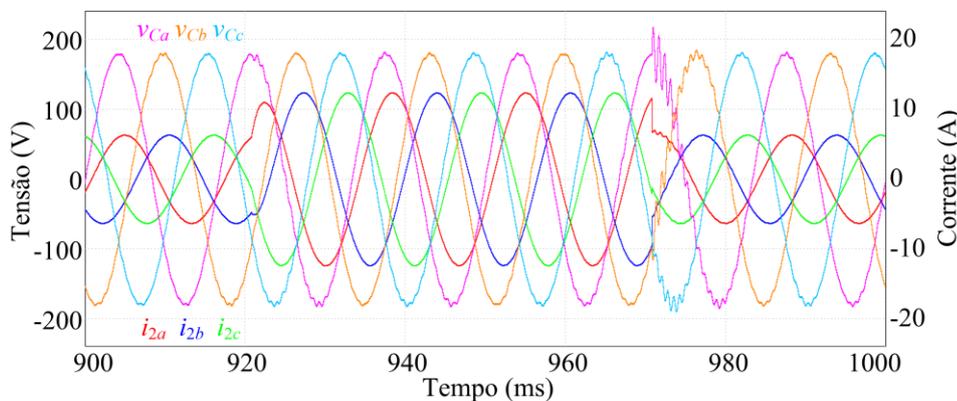
**Figura 51** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase na operação ilhada (1700 VA,  $\text{FP}=0,97$ ).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A resposta frente ao degrau de carga foi analisada similar ao caso monofásico, considerando cargas de 1700 VA e 3400 VA, com fator de potência 0,97. As correspondentes formas de onda são apresentadas na figura 52.

**Figura 52** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, degrau de carga na operação ilhada.

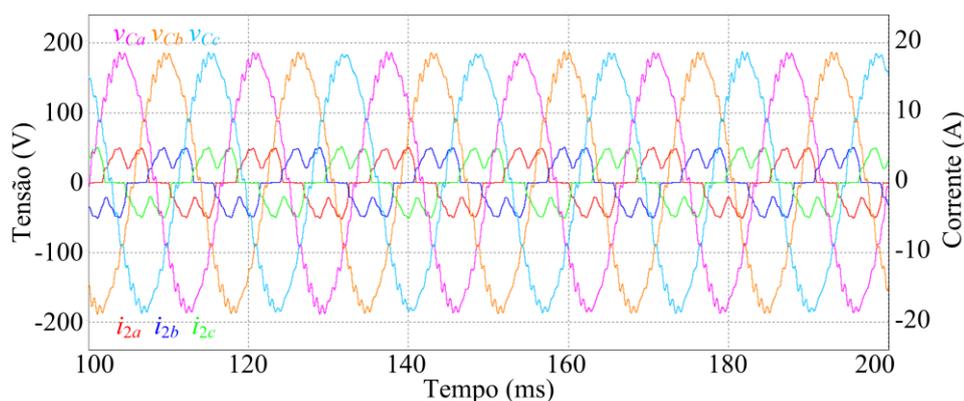


Fonte: Elaboração do próprio autor.

No degrau de aumento da carga as tensões nos capacitores praticamente não apresentam transitórios, evidenciando assim a rápida ação do controlador. Já no degrau de diminuição da carga, as tensões experimentam oscilações, com pico máximo de 37,9 V a 1,33 kHz, todas elas resolvidas em menos de meio ciclo.

Similar ao caso monofásico, o sistema foi analisado operando com uma carga local não linear. Considerou-se uma retificar em ponte completa com filtro capacitivo de 1 mF e saída de 1 kW, o que corresponde a uma carga de 1120 VA. As correspondentes formas de onda são apresentadas na figura 53. Verifica-se que, ainda frente a condições de carga com elevado conteúdo harmônico, as tensões têm valor eficaz de 127 V com  $THD_v$  inferiores a 4,5%. Nestas condições a potência dissipada no ramo de amortecimento foi 47,99 W.

**Figura 53** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, operação autônoma com carga não linear.

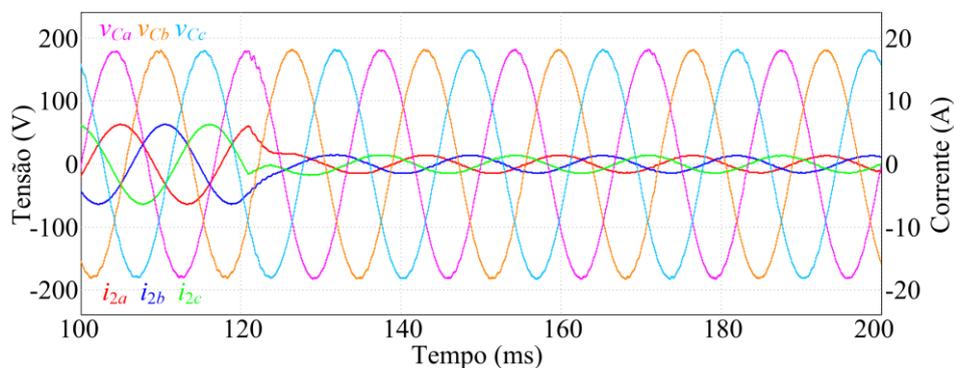


Fonte: Elaboração do próprio autor.

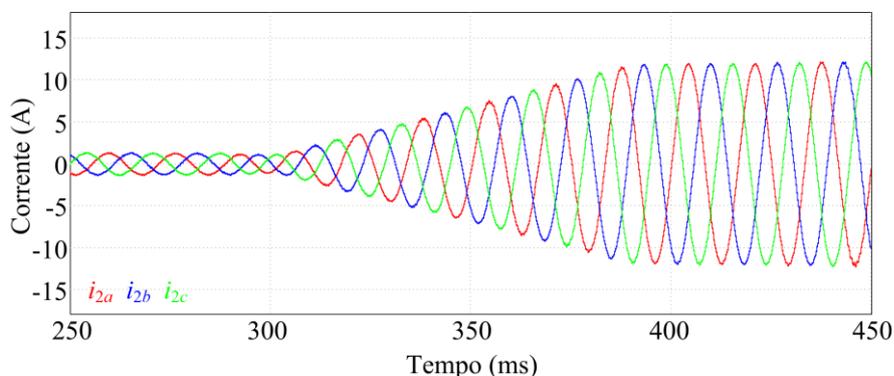
### Transição ao modo de operação conectada à rede

Considera-se o mesmo critério que para o caso monofásico, mas fechando o dispositivo MCB no instante de pico na tensão na fase  $a$ . As correspondentes formas de onda são apresentadas na figura 54. Já as formas de onda das correntes de saída durante a rampa nas referências são apresentadas na figura 55.

Observa-se que a condição de corrente nula não é atendida, isto devido à limitada dinâmica do controlador da malha externa. Ainda, esta limitação leva a que, terminada a rampa nos sinais de referência, as correntes não atendam ainda as condições de amplitude e fase. Assim, as correntes desejadas são obtidas ao redor de dois segundos depois de estabelecidas as referências.

**Figura 54** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, conexão à rede.

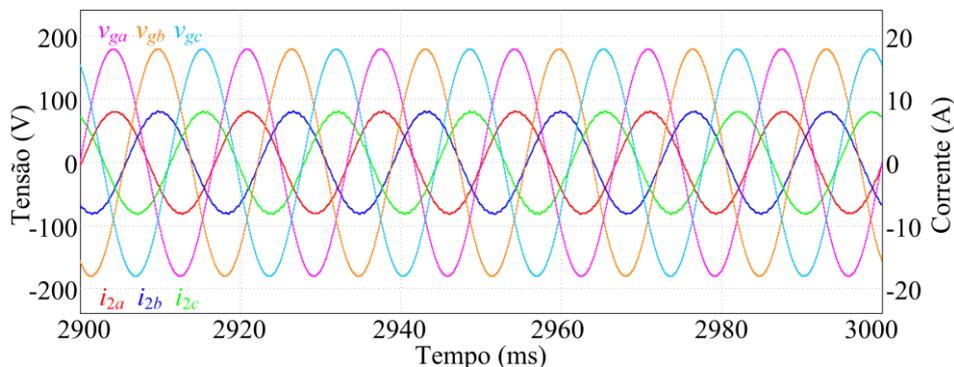
Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 55** - Correntes  $i_2$  em cada fase, rampa no sinal de referência.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Operação conectada à rede

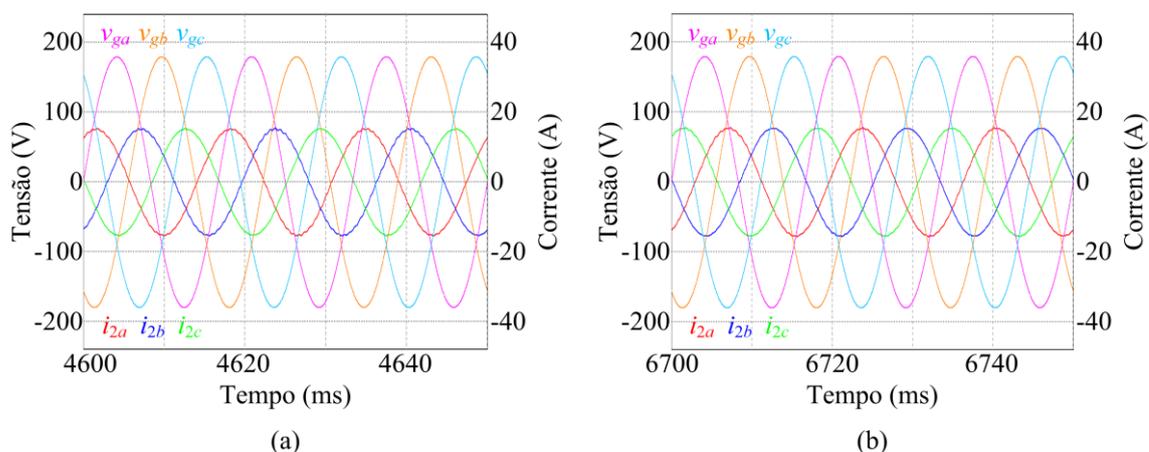
Consideram-se referências de corrente que correspondem a uma potência de 4 kW. As formas de onda das tensões de rede e correntes  $i_2$  são apresentadas na figura 56. As correntes apresentaram um valor máximo de  $THD_i=1,12\%$ . A potência injetada à rede foi 4113,3 W. No entanto, a potência dissipada no ramo de amortecimento é de 47,66 W.

**Figura 56** - Tensões de rede e correntes  $i_2$  em cada fase, operação conectada à rede.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Considerou-se também a operação conectada à rede fornecendo reativos, as referências foram 4000VA com  $FP=\pm 0,5$ . No caso capacitivo a potência aparente gerada foi de 4109,2 VA com  $FP=-0,56$ , a distorção harmônica nas correntes foi inferior a 1,1% e a potência dissipada no ramo de amortecimento foi 38,9 W. Já no caso indutivo obteve-se  $S=4159,2$  VA e  $PF=0,48$  com máxima  $THD_i=1,1\%$ , e uma potência dissipada de 54,25 W. As formas de onda correspondentes são apresentadas na figura 57.

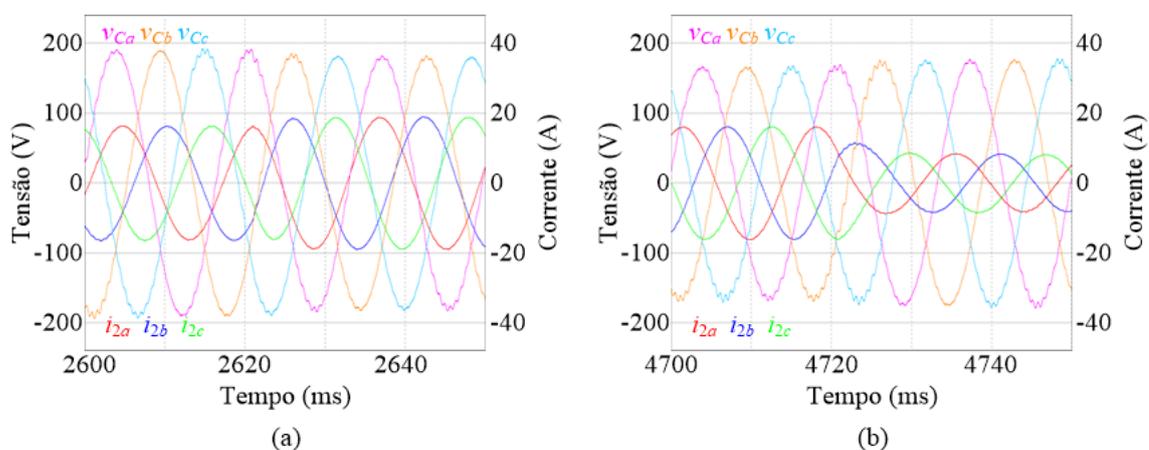
**Figura 57** - Tensões de rede e correntes  $i_2$  em cada fase, operação conectada à rede fornecendo 4 kVA,  $FP=\pm 0,5$ : (a) corrente capacitiva, (b) corrente indutiva.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Similar ao caso monofásico, aplicam-se dois degraus sucessivos na fase do sinal de referência ( $0^\circ$  a  $60^\circ$  e de  $60^\circ$  a  $-60^\circ$ ), mantendo as condições nominais de potência aparente. As principais formas de onda são apresentadas na figura 58.

**Figura 58** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, operação conectada à rede durante degrau na fase da referência: (a)  $0^\circ$  a  $60^\circ$ , (b)  $60^\circ$  a  $-60^\circ$ .



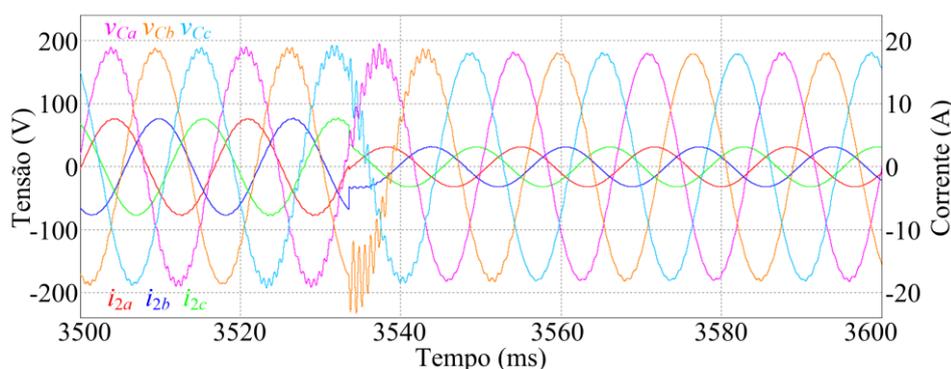
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Observa-se que, ainda com uma dinâmica lenta no controle da corrente, as tensões nos capacitores não apresentam transientes consideráveis. Isto devido a que a dinâmica respectiva está definida pelo projeto do controlador da malha interna.

### Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento)

As formas de onda das tensões nos capacitores e correntes  $i_2$  em cada fase são apresentadas na figura 59. Observa-se que durante a transição, as tensões nos capacitores experimentam transitórios de até 52 V com frequência de 1,53 kHz. No entanto, estas oscilações são resolvidas em menos de meio ciclo.

**Figura 59** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase durante o ilhamento.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

## 5.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE MEDIANTE TÉCNICA ATIVA DE AMORTECIMENTO

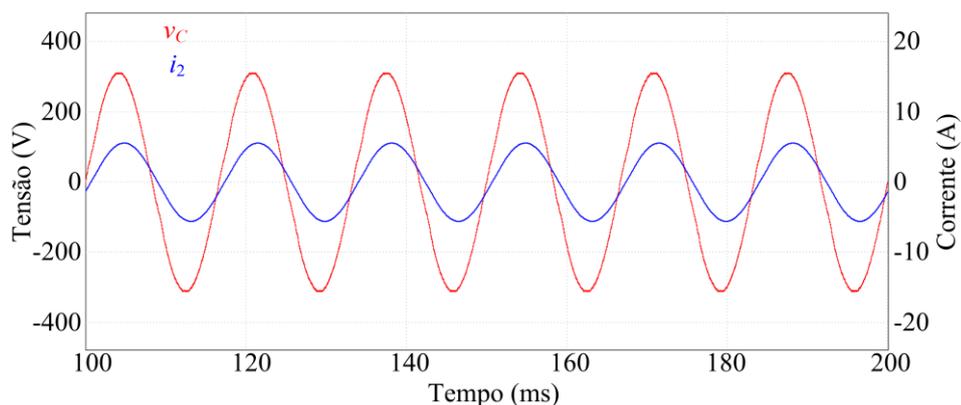
Consideraram-se as mesmas condições simuladas para as aplicações monofásica e trifásica da estratégia de controle mediante técnica passiva de amortecimento.

### 5.3.1 Sistema monofásico

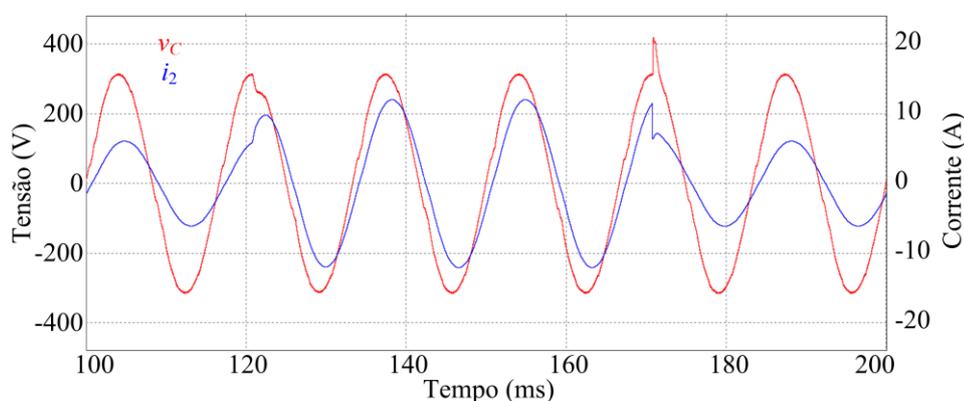
#### Operação no modo ilhado

As formas de onda de tensão no capacitor e corrente  $i_2$  para operação ilhada são apresentadas na figura 60. A tensão obtida apresenta valor eficaz de 220V com  $THD_v = 1,45\%$ .

Na figura 61 são apresentadas as formas de onda de tensão no capacitor e corrente de saída durante a aplicação de sucessivos degraus de carga. Verifica-se a rápida ação do sistema de controle restabelecendo a tensão requerida em menos de um quarto de ciclo.

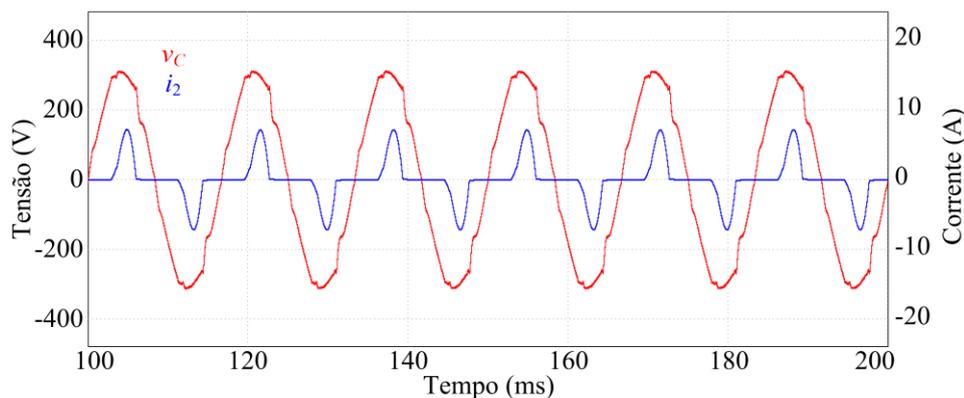
**Figura 60** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  na operação ilhada.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 61** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$ , degrau de carga na operação ilhada.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

As formas de onda na operação ilhada com carga não linear, com a mesma especificação apresentada no caso do método de controle mediante técnica passiva de amortecimento, são apresentadas na figura 62. Neste caso a tensão apresentou  $THD_v=4,24\%$ .

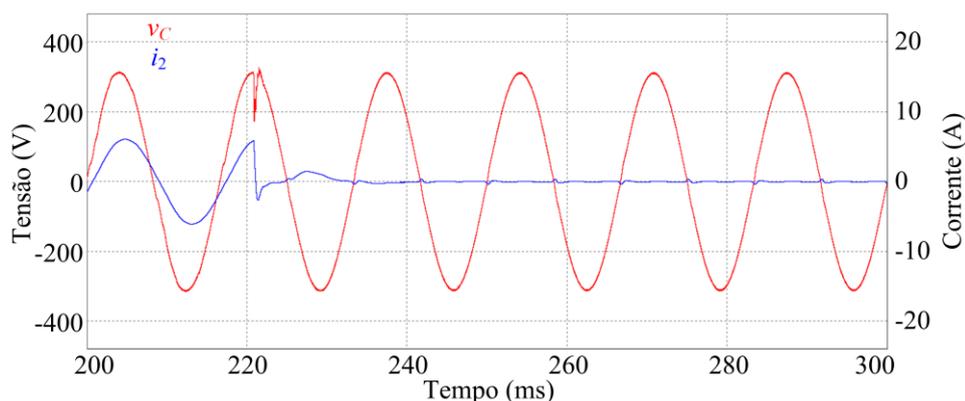
**Figura 62** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  na operação ilhada com carga não linear.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Transição ao modo de operação conectada à rede

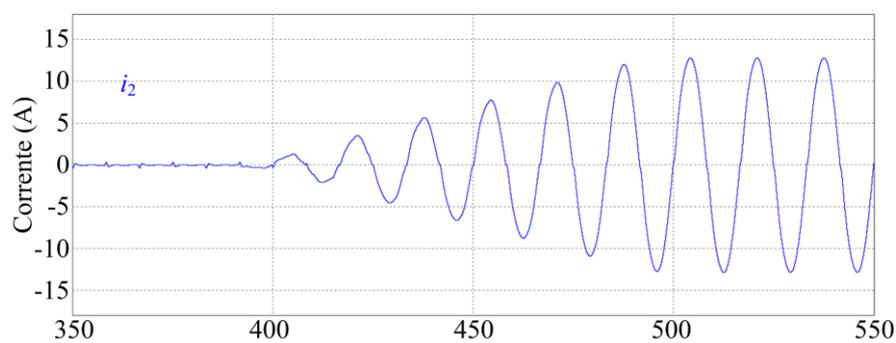
As formas de onda durante a conexão à rede são apresentadas nas figuras 63 e 64. Observa-se que o procedimento de conexão é realizado sem se apresentar transitórios consideráveis de corrente ou tensão e que condição de corrente nula é atendida.

**Figura 63** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$ , conexão à rede.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

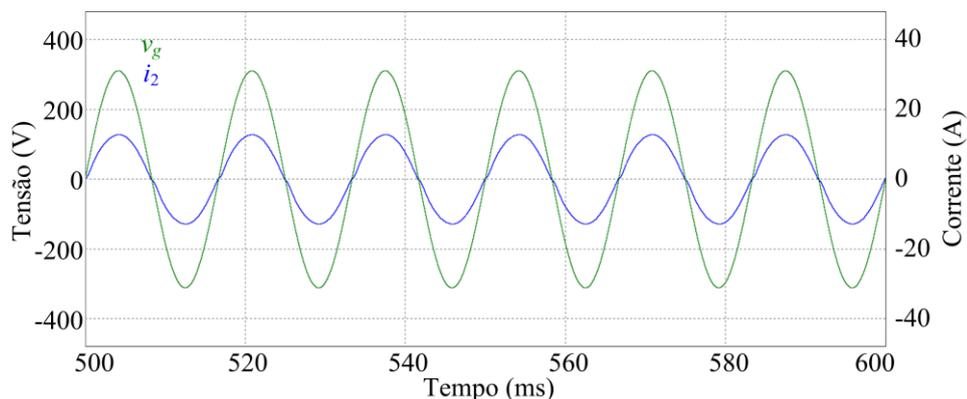
**Figura 64** - Corrente  $i_2$ , rampa no sinal de referência.



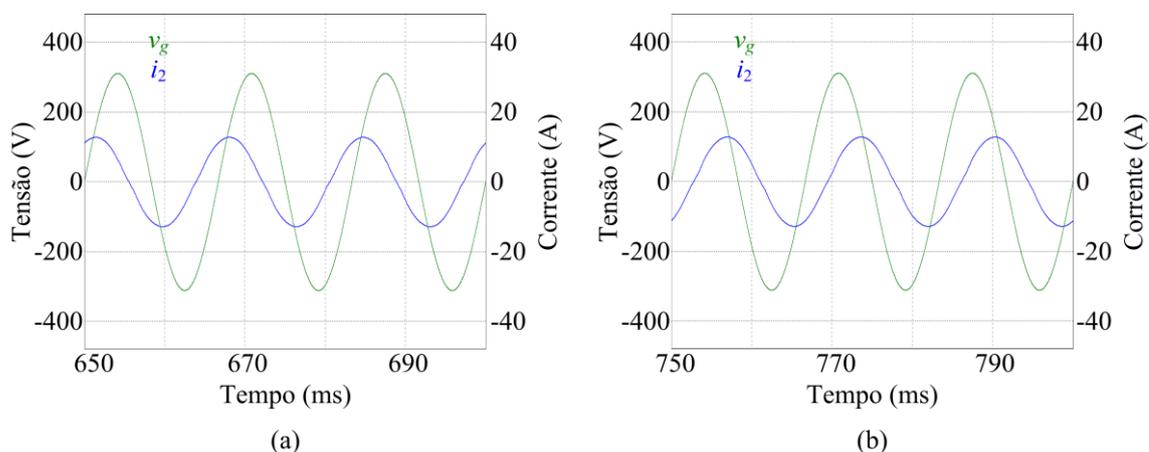
Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Operação conectada à rede

Considera-se a operação conectada à rede operando tanto com potência nominal, como fornecendo reativos com potência aparente de 2000 VA e  $FP = \pm 0,5$ . As formas de onda para operação nominal são apresentadas na figura 65. Nesta condição, a potência gerada é 2001,3 W. A corrente injetada atende as especificações de amplitude e fase com  $THD_i = 1,98\%$ . As formas de onda para operação conectada à rede com referências capacitiva e indutiva são apresentadas na figura 66. No caso capacitivo a potência injetada foi de 2001,2 VA com  $FP = -0,498$  e  $THD_i = 1,41\%$ . Já no caso indutivo a potência injetada foi 2001,5 VA com  $PF = 0,501$  e  $THD_i = 1,45\%$ .

**Figura 65** - Tensão de rede e corrente  $i_2$ , operação conectada à rede com potência nominal.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

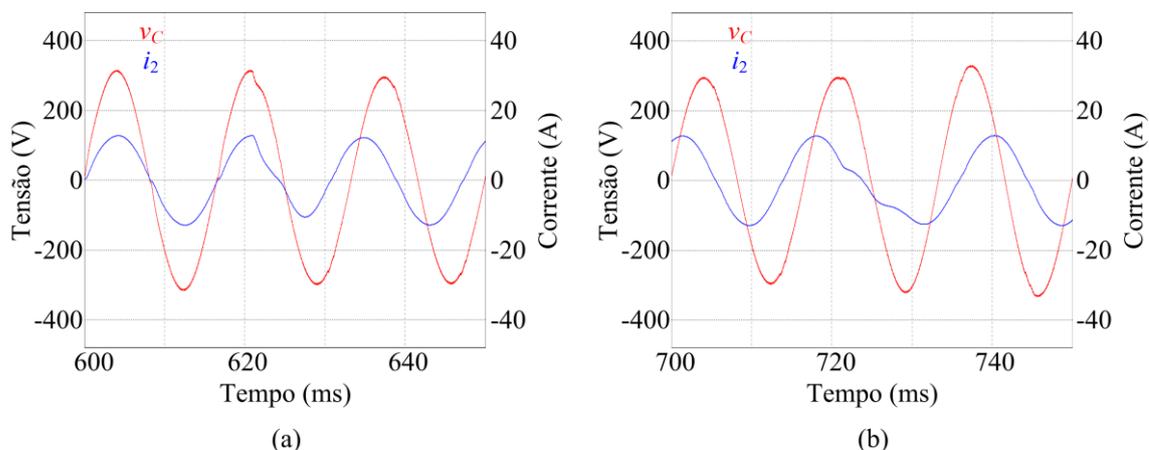
**Figura 66** - Tensão de rede e corrente  $i_2$ , operação conectada à rede fornecendo 2 kVA,  $FP=\pm 0,5$ : (a) corrente capacitiva, (b) corrente indutiva.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

As formas de onda correspondentes à resposta ao degrau na referência são apresentadas na figura 67. Verifica-se que, para ambas as situações, o sistema de controle age rapidamente, sendo os transitórios na tensão do capacitor resolvidos em menos de um quarto de ciclo.

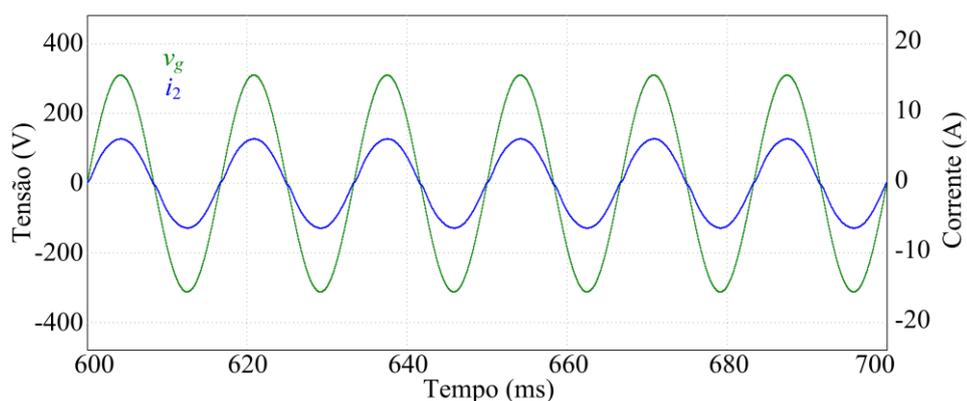
Similar ao caso do método mediante técnica passiva de amortecimento, verificou-se o desempenho do sistema de controle frente a variações na indutância de rede, considerando a mesma situação descrita para o método anterior. As correspondentes formas de onda de tensão da rede e corrente  $i_2$  são apresentadas na figura 68. Observa-se que o sistema de controle garante a estabilidade e o rastreamento do sinal de referência sem evidenciar transitório algum. Na condição de máxima indutância de rede apenas o teve-se um aumento no conteúdo harmônico, chegando-se a  $THD_i=1,97\%$ .

**Figura 67** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  em operação conectada, resposta ao degrau na fase da referência: (a)  $0^\circ$  a  $60^\circ$ , (b)  $60^\circ$  a  $-60^\circ$ .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 68** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  na operação conectada à rede durante variações na indutância de rede.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

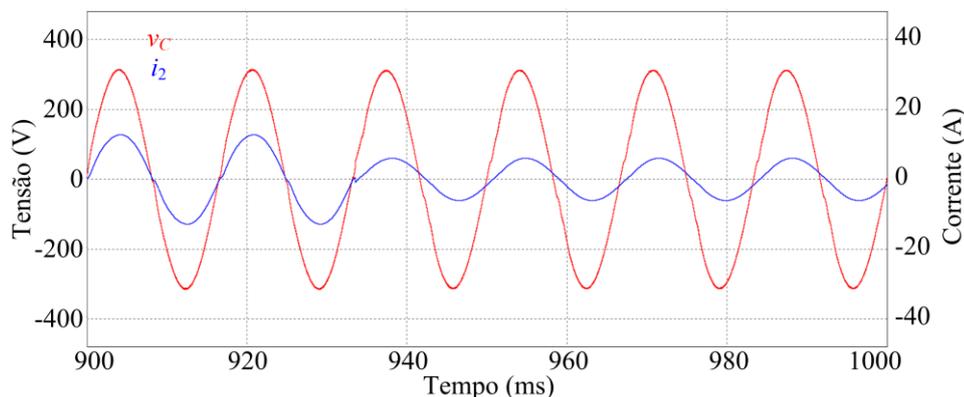
### Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento)

As formas de onda da corrente de saída e tensão no capacitor durante o ilhamento são apresentadas na figura 69. Similar ao caso do método passivo de amortecimento, o sistema realiza uma transição suave, sem variações consideráveis na tensão ou corrente.

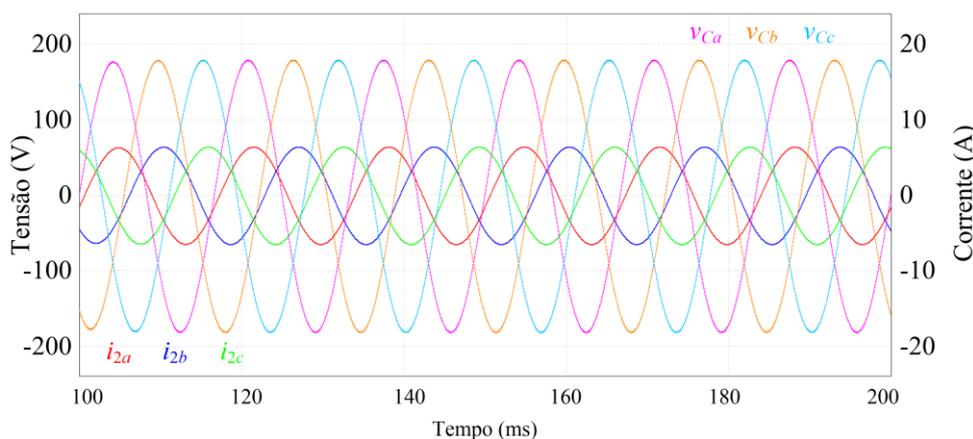
## 5.3.2 Sistema trifásico

### Operação no modo ilhado

O sistema opera no modo autônomo com uma carga local de 1700 VA, FP=0,97 (indutivo). As formas de onda das tensões nos capacitores e as correntes de saída são apresentadas na figura 70. Nestas condições o valor eficaz das tensões nos capacitores é de 127 V com conteúdo harmônico inferior ao 1,1%.

**Figura 69** - Tensão no capacitor e corrente  $i_2$  durante o ilhamento.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

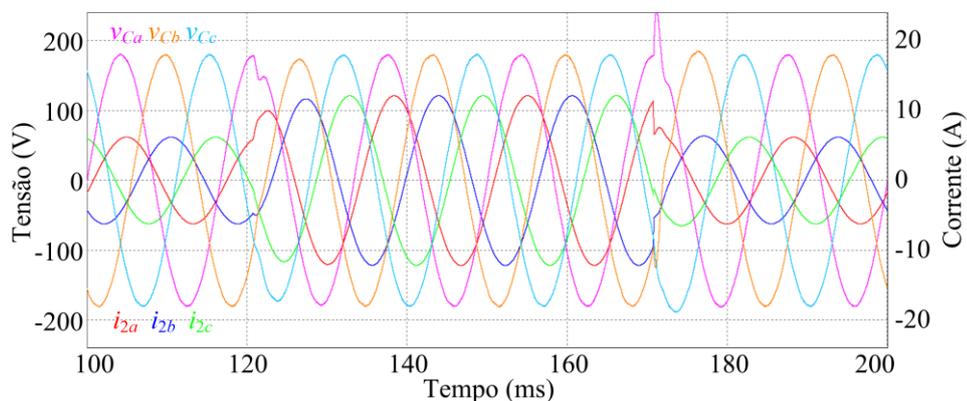
**Figura 70** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, operação ilhada (1700 VA, FP=0,97).

Fonte: Elaboração do próprio autor.

As formas de onda correspondentes à aplicação sucessiva de dois degraus de carga são apresentadas na figura 71. Verifica-se a rápida ação do sistema de controle para garantir o rastreamento das referências senoidais. No caso do degrau de diminuição de carga, a tensão experimentou valores de até 440 V, no entanto os transitórios são rapidamente resolvidos, restabelecendo-se as tensões desejadas em menos de um quarto de ciclo.

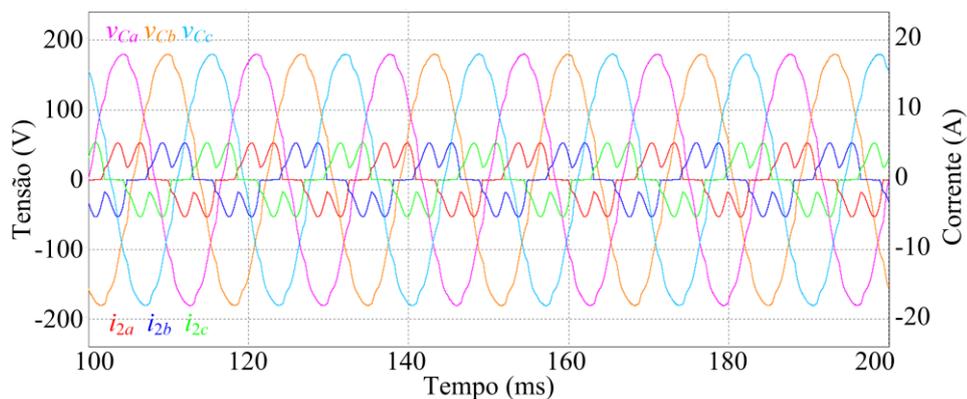
A operação com carga local não linear foi analisada considerando as mesmas especificações de carga que no método de controle mediante técnica passiva de amortecimento. As correspondentes formas de onda de tensão no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase são apresentadas na figura 72. Nestas condições as tensões no capacitor apresentaram um  $THD_v$  inferior a 4,21%.

**Figura 71** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, degrau de carga na operação ilhada.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 72** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, operação autônoma com carga não linear.



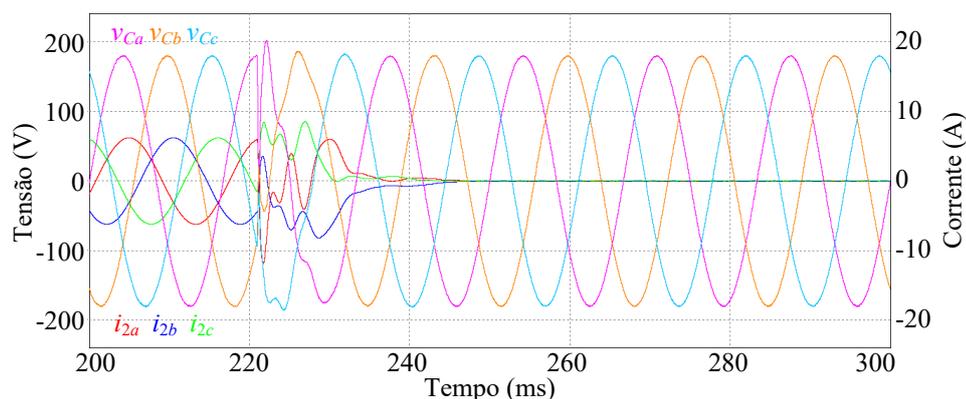
Fonte: Elaboração do próprio autor.

### Transição ao modo conectado à rede

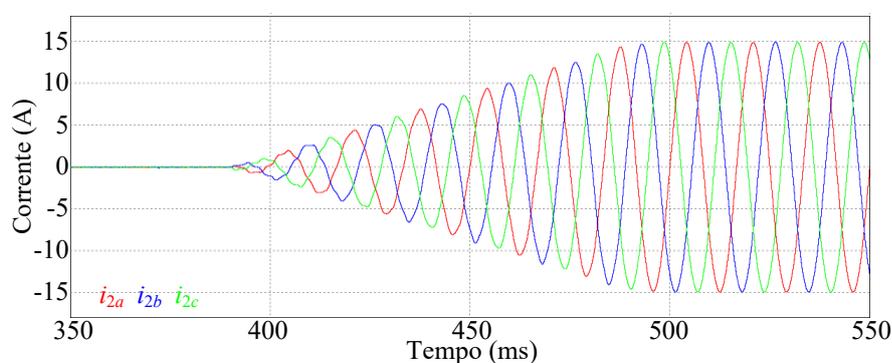
As correspondentes formas de onda durante a conexão são apresentadas nas figuras 73 e 74. Verifica-se que mediante esta estratégia de controle a condição de correntes nulas é atendida. No entanto, as tensões nos capacitores experimentam afundamentos consideráveis, mesmos que são resolvidos meio ciclo depois.

### Operação conectada à rede

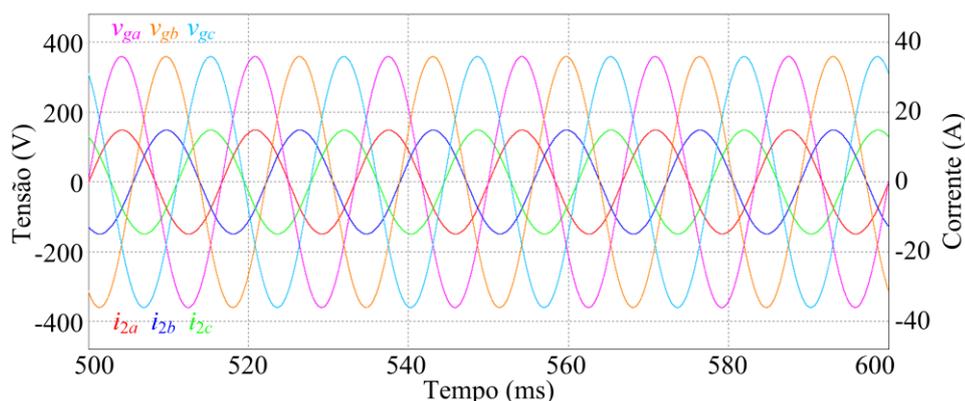
Na figura 75 são apresentadas as formas de onda das tensões de rede e das correntes  $i_2$  em cada fase durante a operação conectada à rede com referências de corrente correspondentes a uma potência de 4000 W. Nestas condições a potência fornecida à rede foi 4000.3 VA com FP= 0.9997. No entanto, as correntes apresentam uma distorção harmônica total inferior aos 0.5%.

**Figura 73** - Tensões no capacitor e correntes  $i_2$  em cada fase, conexão à rede.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 74** - Correntes  $i_2$  em cada fase, rampa no sinal de referência.

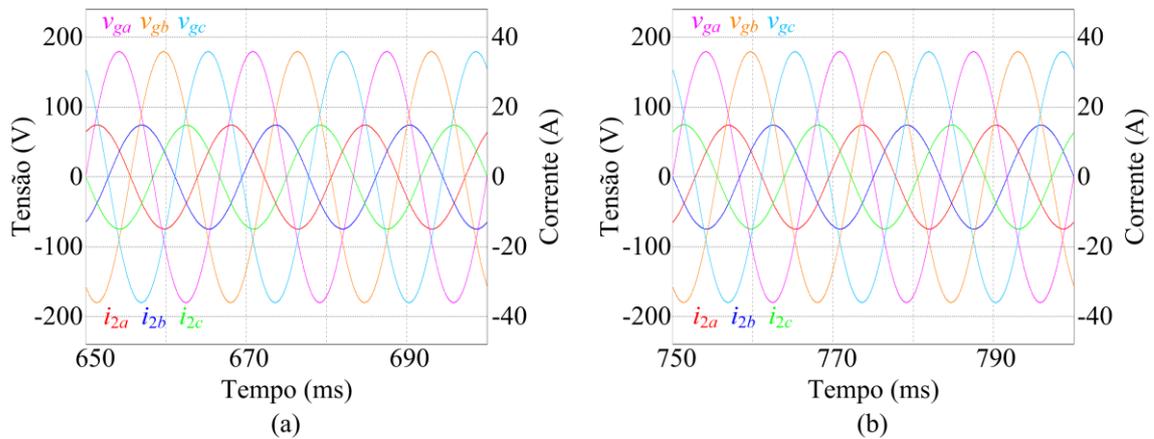
Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 75** - Tensões de rede e correntes  $i_2$  em cada fase para operação conectada à rede com potência nominal (4 kW)

Fonte: Elaboração do próprio autor.

A capacidade de controle da injeção de potência reativa é analisada mediante a imposição de referências de 4000 VA com  $FP = \pm 0,50$ . As formas de onda obtidas para ambos os casos são apresentadas na figura 76. No caso capacitivo a potência gerada foi de 4071,9 VA com  $FP = -0,507$ , a distorção harmônica na corrente foi de apenas 0,5%. Já no caso indutivo obteve-se  $S = 4002,3$  VA e  $PF = 0,481$  com similar THD nas correntes injetadas.

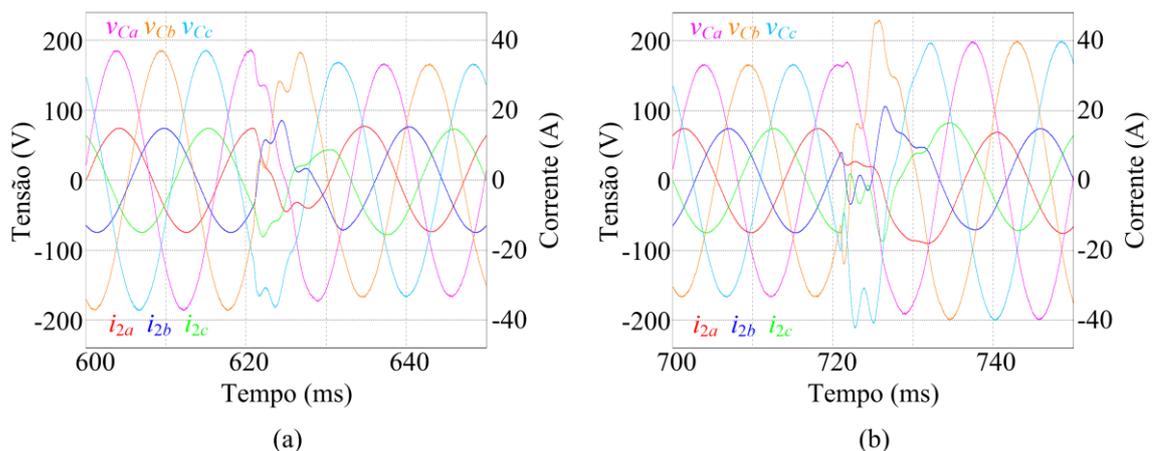
**Figura 76** - Tensões de rede e correntes  $i_2$  em cada fase para operação conectada à rede fornecendo 4 kVA, FP=±0,5: (a) corrente capacitiva, (b) corrente indutiva.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Similar aos casos anteriores, para verificar a resposta dinâmica da corrente aplicaram-se sucessivamente dois de graus na fase do sinal de referência. As formas de onda obtidas são apresentadas na figura 77. Observa-se a ação do controlador ao levar as correntes de saída aos valores desejados em menos de um ciclo. No entanto, as tensões nos capacitores experimentam transitórios consideráveis chegando à valores de 460V. Todavia, estes transitórios são resolvidos em meio ciclo.

**Figura 77** - Tensões de rede e correntes  $i_2$  em cada fase, operação conectada à rede durante degrau na fase da referência: (a)  $0^\circ$  a  $60^\circ$ , (b)  $60^\circ$  a  $-60^\circ$ .



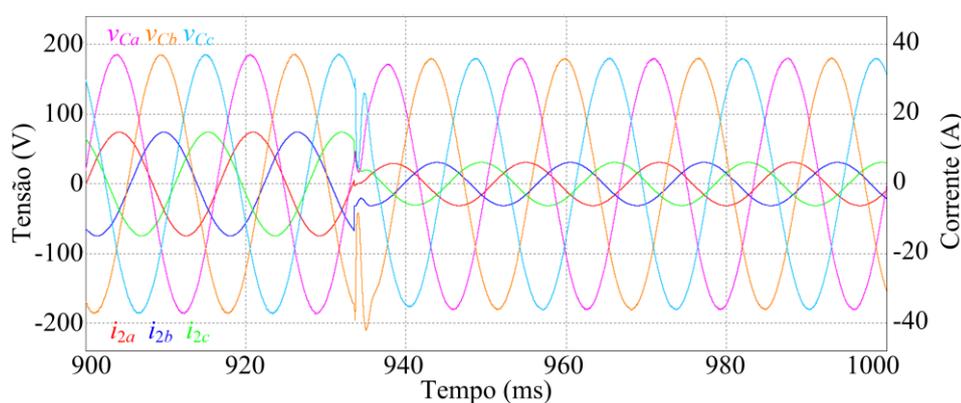
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Similar ao caso monofásico, analisou-se o desempenho do sistema frente a variações na indutância de rede. Verificou-se que não se apresentam transitórios consideráveis mesmo frente a variações instantâneas da indutância dentro do intervalo de incerteza. No entanto, quando o valor da indutância é máximo, incrementa-se o conteúdo harmônico, chegando-se a  $THD_i$  de 0,88%, mantendo-se as correntes dentro dos limites estabelecidos por norma.

### Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento)

O procedimento é realizado com as considerações já mencionadas, dando-se a abertura do dispositivo MCB no cruzamento por zero da corrente  $i_2$  na fase  $a$ . As formas de onda obtidas são apresentadas na figura 78. Observa-se que a transição é realizada sem transitórios consideráveis na corrente de saída, porém com afundamentos de até 100 V nas tensões nos capacitores. Ainda, estes transitórios são rapidamente resolvidos

**Figura 78** - Tensões de rede e correntes  $i_2$  em cada fase durante o ilhamento.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

## 5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

No presente capítulo foram apresentados os principais resultados obtidos mediante a simulação computacional dos sistemas, monofásico e trifásico, controlados com as estratégias propostas.

Estes resultados validam parcialmente as estratégias, verificando-se a atenção dos objetivos definidos no capítulo 4.

Ambas as estratégias propostas permitiram o controle dos sistemas nos modos de operação autônoma e conectada à rede, com transições suaves entre estes. As referências senoidais foram atendidas com reduzido conteúdo harmônico. Ainda, no caso da operação conectada à rede, foram atendidos os limites impostos pela norma IEEE 1547. Todavia, a estratégia de controle mediante técnica passiva de amortecimento apresentou um desempenho inferior quando aplicada ao sistema trifásico. Isto se evidenciou nas respostas frente a degraus tanto de carga, no modo ilhado, quanto de referência no modo conectado à rede. Ainda, a potência dissipada no ramo de amortecimento supera os 40 W, podendo requerer de um sistema próprio de dissipação em uma eventual implementação experimental.

## Capítulo 6

### 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 6.1 INTRODUÇÃO

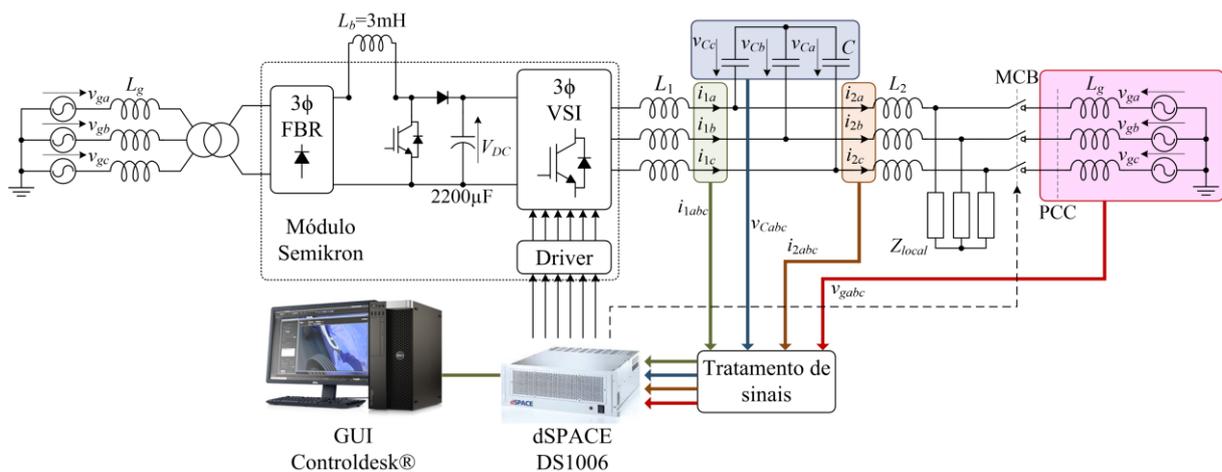
As estratégias de controle propostas foram implementadas em laboratório, mediante protótipos conforme as especificações das tabelas 6 e 7.

Os sistemas de controle foram realizados digitalmente mediante a plataforma de controle em tempo real dSpace® DS1006 a qual permite representar o sistema de controle a partir de um modelo de blocos no ambiente computacional Simulink® de MatLab®. Ainda, a plataforma dSpace® DS1006 disponibiliza o aplicativo ControlDesk® que permite ao usuário desenvolver uma interfase gráfica, a partir da qual é possível enviar os comandos e monitorar o sistema em tempo real.

Pelas características de cada método, e considerando os desempenhos obtidos na simulação computacional dos mesmos, optou-se por aplicar a estratégia de controle mediante técnica passiva de amortecimento unicamente ao sistema monofásico. Já a estratégia de controle mediante técnica ativa de amortecimento foi aplicada apenas no sistema trifásico.

Para facilitar o entendimento da montagem experimental considera-se o diagrama apresentado na figura 79, correspondente ao caso trifásico.

**Figura 79 - Diagrama funcional da montagem experimental**



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Como estágio inversor utilizou-se o módulo Semikron®. Este módulo está conformado por um estágio *boost*, que possibilita a regulação da tensão do barramento CC, e um inversor trifásico em ponte completa realizado a partir do IGBT SKM50GB123D. Desta forma, a montagem considera um barramento CC regulado, alimentado pela própria rede de distribuição mediante um transformador de isolamento. Já a energia gerada é injetada diretamente na rede de distribuição. Assim, a montagem experimental considera condições reais de operação, com uma rede cuja indutância não é conhecida, onde o sistema está exposto a perturbações.

Fotografias da montagem experimental dos sistemas monofásico e trifásico são apresentadas na figura 80.

**Figura 80** - Montagem experimental: (a) monofásico, (b) trifásico



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Realizaram experiências para os dois modos de operação e as transições entre estes. No caso das medições de corrente, considera-se como sentido positivo o correspondente à injeção de potência na rede.

## 6.2 SISTEMA MONOFÁSICO

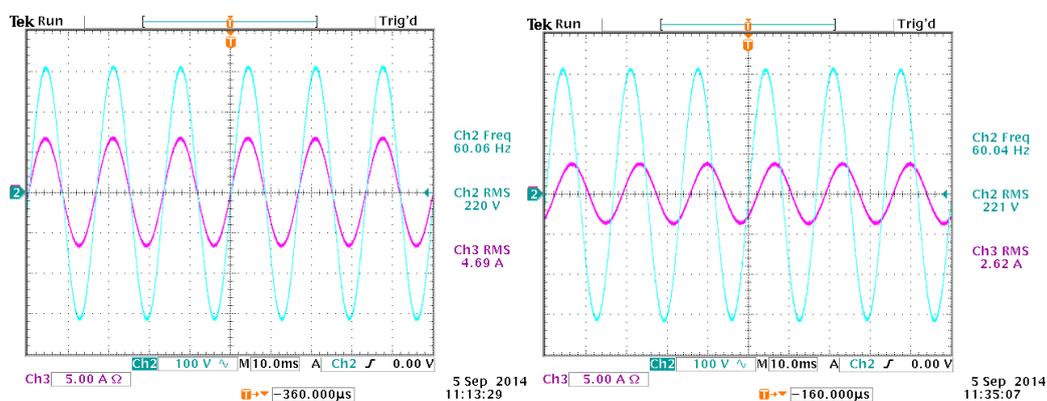
Para especificação do controlador e do ramo de amortecimento, consideram-se os parâmetros listados na tabela 8. A fim de visualizar melhor as grandezas, estas são destacadas em cores. A tensão no capacitor é apresentada em cor ciano, a corrente  $i_2$  em cor magenta e a tensão da rede em azul. Quando não se mencionar, as escalas de tempo e tensão são 10 ms/div e 100 V/div respectivamente.

### 6.2.1 Operação no modo ilhado

As formas de onda da tensão no capacitor e da corrente  $i_2$  para operação no modo ilhado são apresentadas na figura 81, considerando uma escala de corrente de 5 A/div. Estas

correspondem à operação com carga resistiva de  $46 \Omega$  (a), e com carga indutiva de  $570 \text{ VA}$ ,  $\text{FP}=0,74$  (b).

**Figura 81** - Formas de onda para operação ilhada: (a) carga resistiva, (b) carga indutiva.

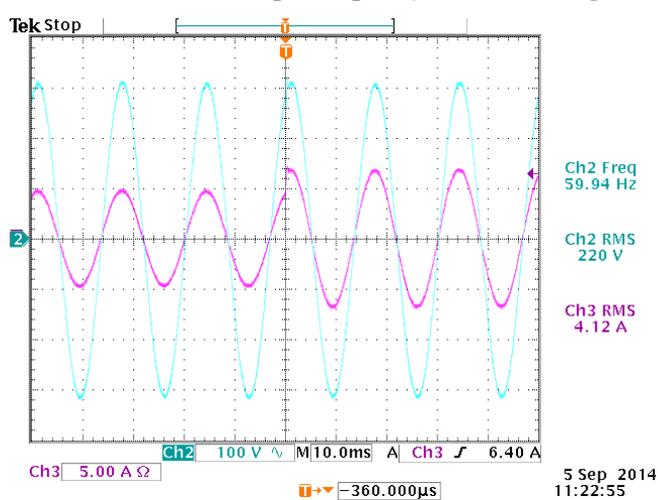


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Nestas duas condições a tensão no capacitor apresenta a amplitude e fase especificados. No caso de operação com carga resistiva a tensão apresentou uma distorção harmônica total de apenas 0,376%. Já na operação com carga indutiva obteve-se  $\text{THD}_v=0,454\%$ .

Foi avaliada a resposta do sistema de controle frente ao degrau de carga. Considerou-se uma carga inicial de  $770 \text{ W}$  e uma carga final de  $1050 \text{ W}$ . As respectivas formas de onda são apresentadas na figura 82, a escala de corrente é de  $5 \text{ A/div}$ .

**Figura 82** - Formas de onda para operação ilhada, degrau de carga.



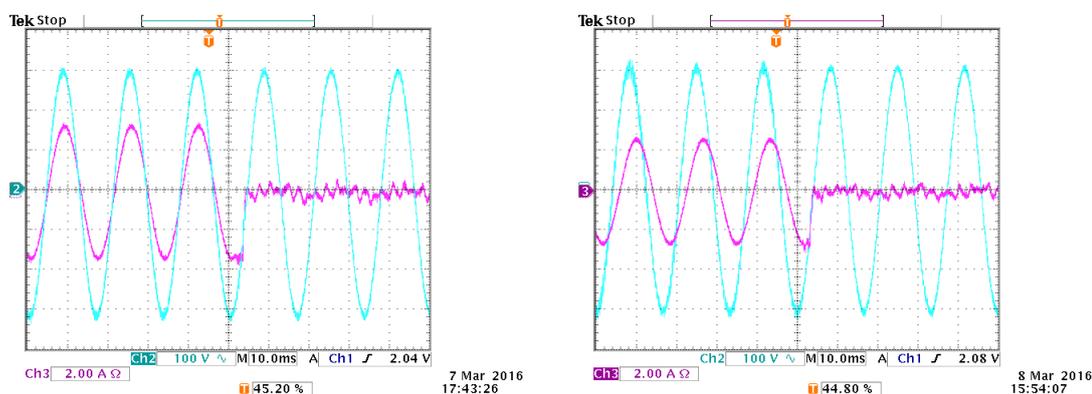
Fonte: Elaboração do próprio autor.

## 6.2.2 Transição ao modo de operação conectada à rede

O procedimento de conexão à rede é realizado segundo as especificações da secção 4.2.4. Consideraram-se duas situações iniciais correspondentes à operação ilhada com carga resistiva de 520 W, e com carga indutiva de 440 VA e FP=0.8.

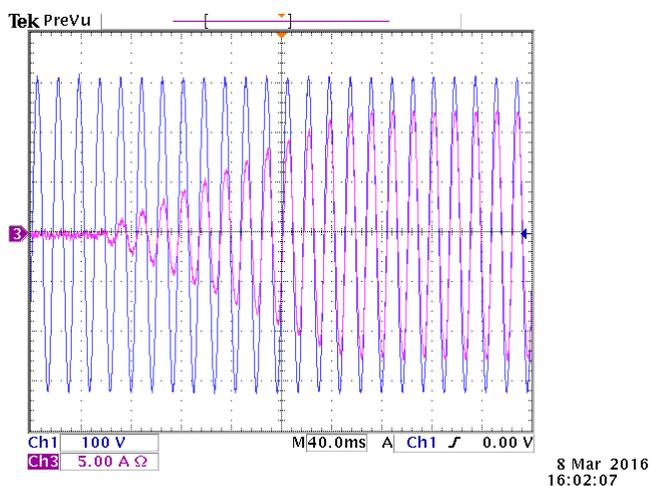
As formas de onda da tensão no capacitor e corrente  $i_2$  durante a conexão são apresentadas na figura 83, considerando uma escala de corrente de 2 A/div. Observa-se um atraso devido ao tempo de fechadura do dispositivo MCB. No entanto, a tensão no capacitor não experimenta transitórios consideráveis e a condição de corrente nula é atendida em ambos os casos. A seguir realizou-se a aplicação da referência de corrente mediante uma rampa levando está até o valor nominal, correspondente a uma potência de 2 kW. As formas de onda da tensão da rede e corrente  $i_2$ , com escala de 5 A/div, durante a rampa na referência de corrente são apresentadas na figura 84.

**Figura 83** - Formas de onda durante a transição ao modo de operação conectado à rede: (a) carga inicial resistiva, (b) carga inicial indutiva.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 84** - Formas de onda durante a rampa na referência de corrente

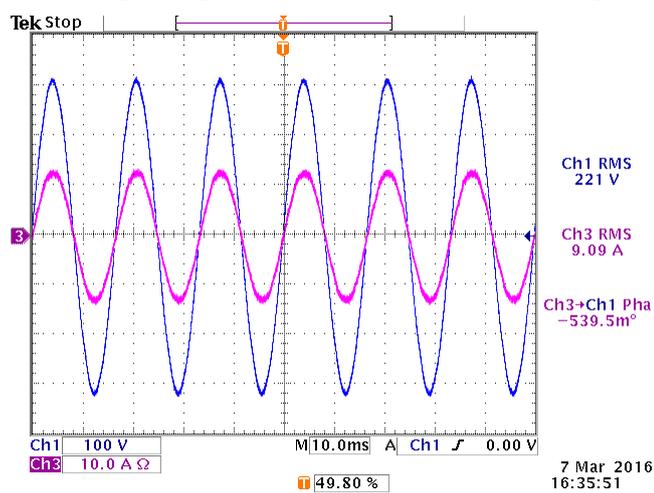


Fonte: Elaboração do próprio autor.

### 6.2.3 Operação conectada à rede

As formas de onda de tensão na rede e corrente  $i_2$  para operação conectada à rede com potência nominal (2 kW) são apresentadas na figura 85.

**Figura 85** - Formas de onda para operação conectada à rede com potência nominal (2 kW)



Fonte: Elaboração do próprio autor.

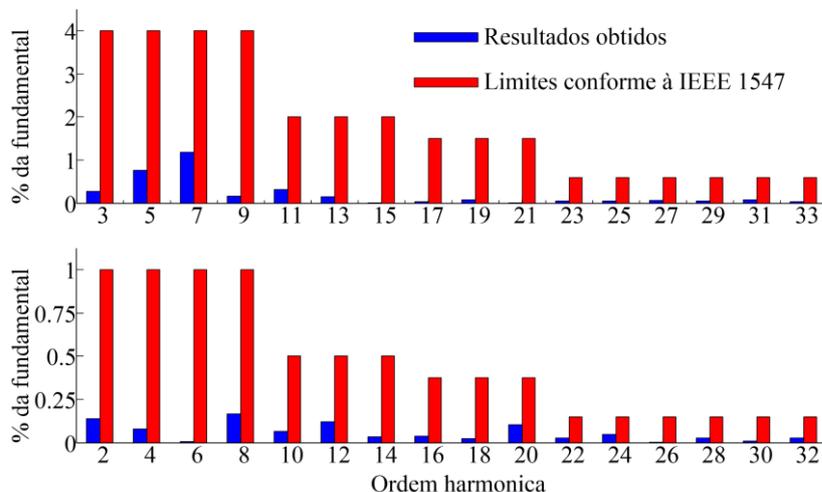
Nestas condições a potência injetada foi 2024,8 W (2030,4 VA com  $FP=0,9972$ ), valor levemente superior ao solicitado devido à uma condição de tensão de rede superior à nominal. A corrente apresentou uma distorção harmônica total de 1,524%, no entanto a potência dissipada no ramo de amortecimento foi 19,93W.

Para verificar que a corrente esteja de conformidade com as especificações da norma IEEE 1547, as respectivas componentes harmônicas (até a trigésimo terceira) são apresentadas, em comparação com os limites impostos pela referida norma, nos diagramas de barras da figura 86. Observa-se que as componentes harmônicas, tanto pares quanto ímpares, estão dentro dos limites definidos pela norma.

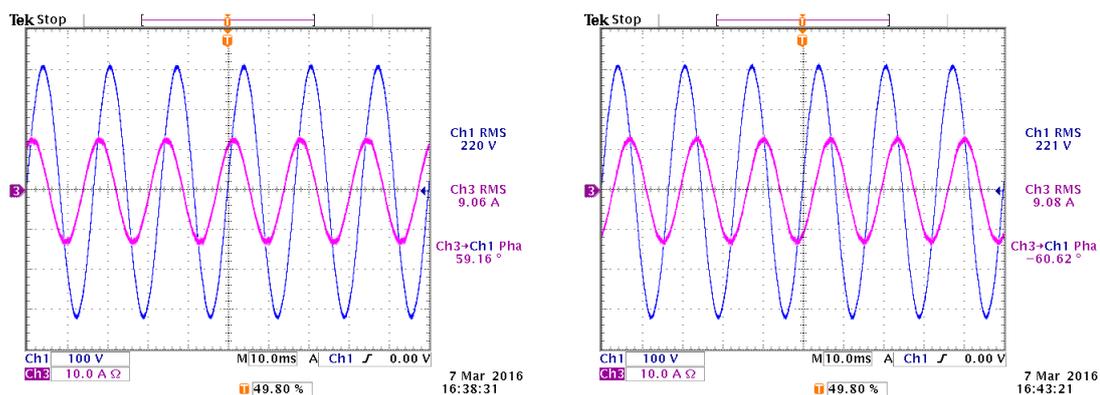
A capacidade de injeção de potência reativa foi verificada mediante a consideração de correntes de referência correspondentes a 2000 VA com  $FP=\pm 0,5$ , que corresponde a ângulos de fase de  $\pm 60^\circ$ . As formas de onda de tensão de rede e corrente  $i_2$  são apresentadas na figura 87.

Para a operação fornecendo corrente capacitiva a potência foi 1997,4 VA com  $FP=-0,56$ ; a corrente de saída apresentou  $THD_i=2,196\%$ , no entanto, a potência dissipada no ramo de amortecimento foi 17,13 W. No caso de operação fornecendo corrente indutiva obteve-se  $S=1998,7$  VA com  $FP=0,491$ , corrente com  $THD_i=1,81\%$  e perdas de 20,83 W no ramo de amortecimento.

**Figura 86** - Componentes harmônicos da correntes de saída para operação conectada à rede com potência nominal

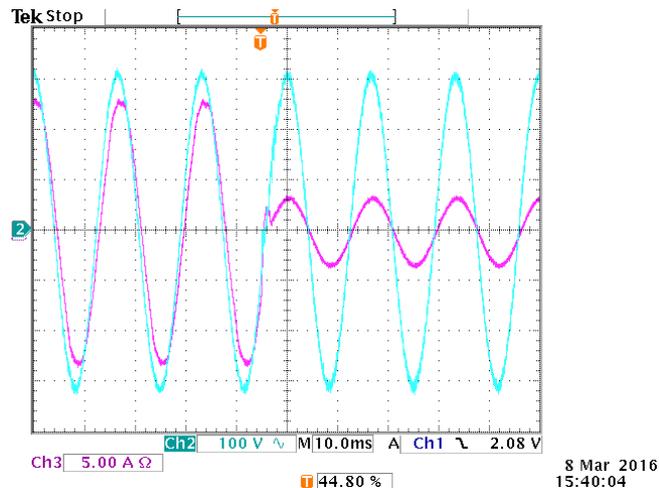


**Figura 87** - Formas de onda para operação conectada à rede fornecendo 2 kVA, FP=±0,5: (a) corrente capacitiva, (b) corrente indutiva.

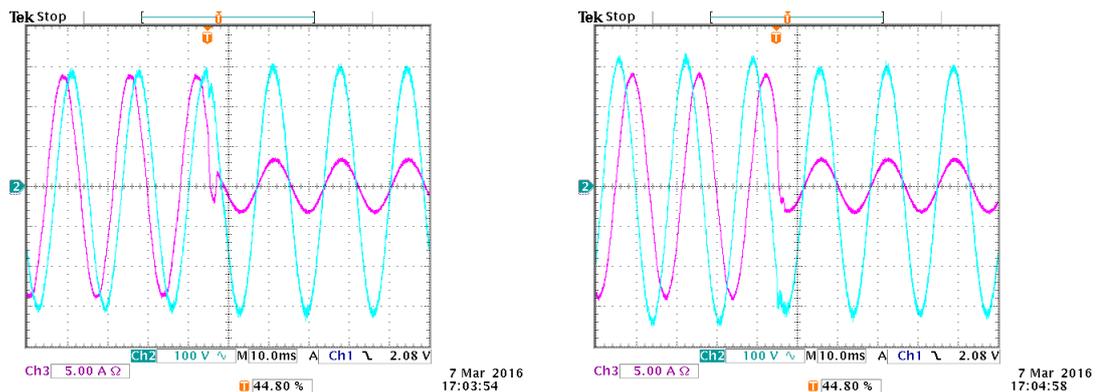


#### 6.2.4 Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento)

A situação de desconexão intencional da rede foi verificada experimentalmente considerando três cenários, correspondentes à condição inicial de operação conectada à rede fornecendo 2000 VA com fatores de potência unitário, -0,5 e 0,5. As formas de onda da tensão no capacitor e corrente  $i_2$  para cada um destes cenários são apresentadas nas figuras 88 e 89. Similar ao caso da transição ao modo de operação conectada à rede, o instante de abertura do dispositivo apresenta um atraso. No entanto, os transitórios na tensão do capacitor são rapidamente resolvidos, caracterizando uma transição suave.

**Figura 88** - Formas de onda durante o ilhamento, potência nominal

Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 89** - Formas de onda durante o ilhamento: (a) corrente inicial capacitiva, (b) corrente inicial indutiva

Fonte: Elaboração do próprio autor.

## 6.3 SISTEMA TRIFÁSICO

Foram considerados os controladores por realimentação de estados mediante os ganhos definidos em (134) e (135). As escalas de tempo e tensão, quando não mencionadas, são respectivamente 10 ms/div e 50 V/div. Assim também, as formas de onda destacadas em cores azul, verde e vermelho, correspondem às tensões, no capacitor ou rede conforme seja indicado, nas fases *a*, *b* e *c* respectivamente. Já as formas de onda destacadas com as cores ciano, amarelo e magenta correspondem às correntes  $i_2$  em cada fase.

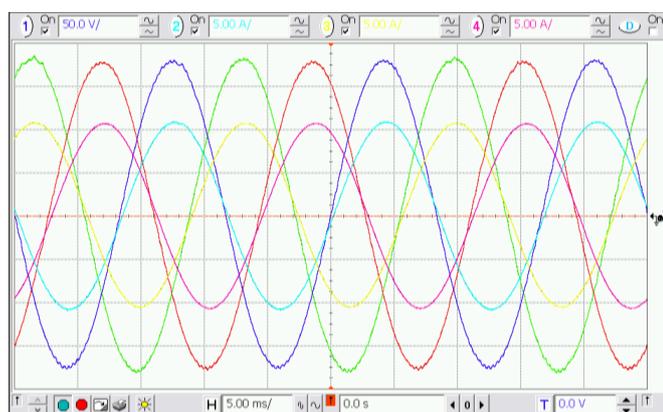
### 6.3.1 Operação no modo ilhado

As formas de onda das tensões nos capacitores e correntes  $i_2$  para operação no modo ilhado são apresentadas na figura 90 e 91, as respectivas escalas de corrente são 5 A/div e 2

A/div. Estes resultados correspondem à operação com carga resistiva de 3 kW e com carga indutiva de 1300 VA com  $FP=0,26$ .

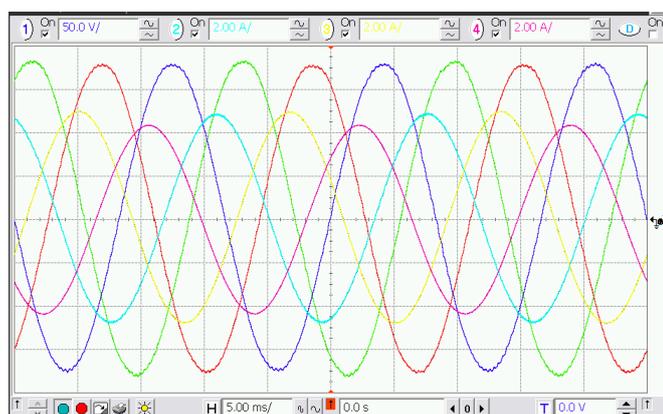
Nestas duas condições as tensões apresentam a amplitude e fase especificados. No caso de operação com carga resistiva as tensões apresentaram distorções harmônicas totais de apenas 0,532%, 0,540% e 0,565%. Já na operação com carga indutiva obtiveram-se  $THD_v$  de 0,690%, 0,785% e 0,633% em cada uma das tensões.

**Figura 90** - Formas de onda para operação ilhada com carga resistiva de 3 kW (Escala de 5 A/div).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 91** - Formas de onda para operação ilhada com carga indutiva de 1300 VA,  $FP=0,26$  (Escala de 2 A/div).



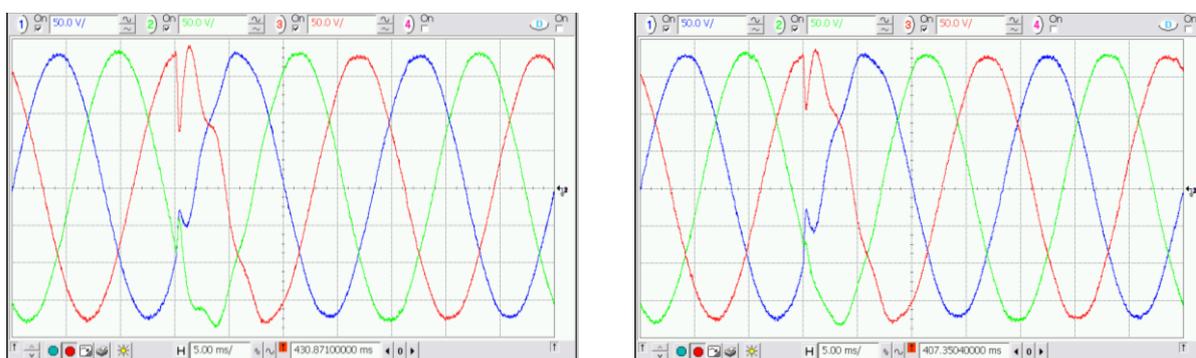
Fonte: Elaboração do próprio autor.

### 6.3.2 Transição ao modo de operação conectada à rede

O procedimento de conexão à rede é realizado segundo as especificações da secção 4.3.3. Consideraram-se duas situações iniciais correspondentes à operação ilhada com carga resistiva e com carga indutiva.

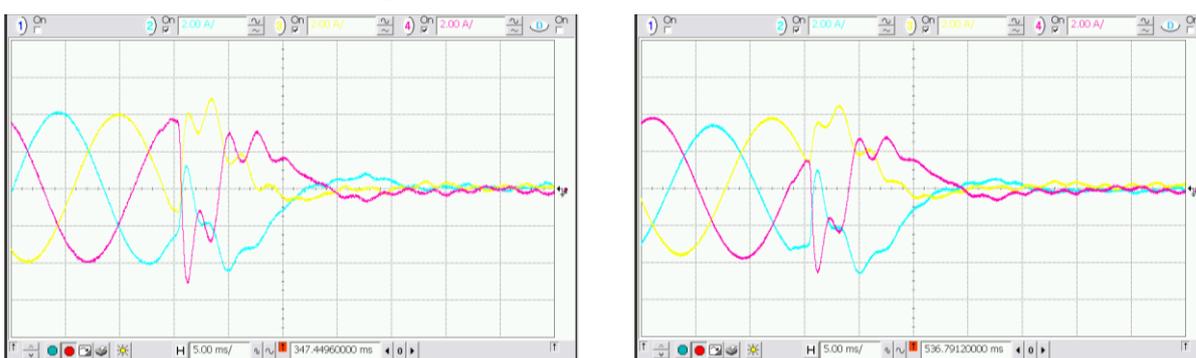
As formas de onda das tensões nos capacitores e correntes  $i_2$  em cada fase durante esta transição são apresentadas nas figuras 92 e 93 respectivamente, considerando uma escala de corrente de 2 A/div. Observa-se que para ambas as transições as tensões experimentam afundamentos, sendo o maior de 100 V, na fase  $a$ , para condições iniciais de carga resistiva. No entanto, estes transitórios são resolvidos em meio ciclo. Deve-se destacar que as formas de onda obtidas neste ensaio são muito próximas as obtidas mediante a simulação computacional do sistema. Uma situação similar acontece com as correntes, que experimentam transitórios que caracterizam um fluxo de potência reverso (da rede para o inversor), porém estes são resolvidos em aproximadamente um ciclo de rede, para atender a condição de corrente nula.

**Figura 92** - Tensões nos capacitores durante a conexão à rede: (a) carga inicial resistiva, (b) carga inicial indutiva.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 93** - Correntes  $i_2$  em cada fase durante a conexão à rede: (a) carga inicial resistiva, (b) carga inicial indutiva (escala de 2 A/div).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na figura 94 são apresentadas as formas de onda das correntes  $i_2$  em cada fase durante a aplicação da rampa na referência, sendo a escala de 10 A/div. Considerou-se um valor final correspondente a uma potência injetada de 4 kW.

**Figura 94** - Correntes  $i_2$  em cada fase, rampa no sinal de referência (Escala de 10 A/div).

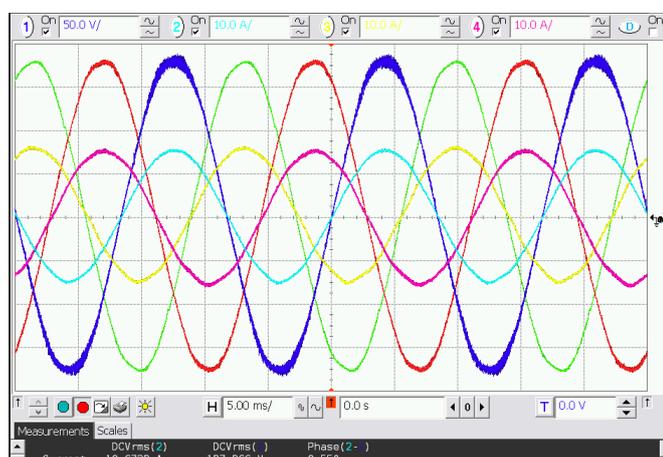


Fonte: Elaboração do próprio autor.

### 6.3.3 Operação conectada à rede

As formas de onda correspondentes à operação conectada à rede com potência nominal são apresentadas na figura 95, sendo a escala de corrente 10 A/div. Nestas condições a potência injetada foi 4088.2 W (4092,7 VA com FP=0,999). Já a THD<sub>i</sub> medida em cada fase foi 1,16% na fase *a*, 1,648% na fase *b* e 1,461% na fase *c*.

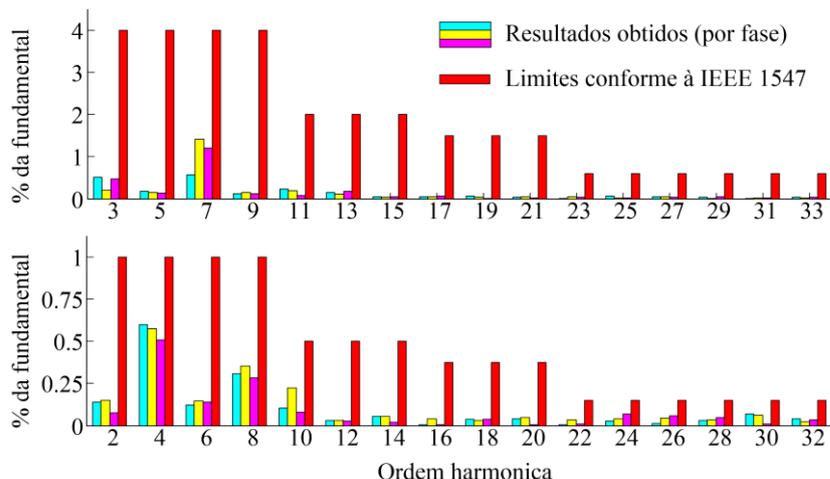
**Figura 95** - Formas de onda para operação conectada à rede com potência nominal (4 kW, escala de 10 A/div)



Fonte: Elaboração do próprio autor.

As componentes harmônicas (até a trigésimo terceira), pares e ímpares, das correntes  $i_2$  em cada fase são comparadas com os limites impostos pela norma IEEE 1547. Os resultados são apresentados nos diagramas de barras da figura 96. Verifica-se que as componentes harmônicas estão dentro dos limites definidos pela norma. Ainda, é possível observar que, para as três fases, a componente harmônica expressiva de menor ordem é a sétima.

**Figura 96** - Componente harmônicas das correntes de saída para operação conectada à rede com potência nominal



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A capacidade de fornecer potência reativa capacitiva foi verificada experimentalmente considerando duas situações correspondentes a potência aparente nominal e fatores de potência de  $-0,5$  ( $60^\circ$ ) e  $0$  ( $90^\circ$ ). As formas de onda de tensão de rede e corrente  $i_2$  em cada fase são apresentadas na figura 97, considerando a escala de  $10 \text{ A/div}$ . Para as condições de operação com fase de  $60^\circ$  a potência reativa fornecida foi  $3513,5 \text{ VAR}$ . As taxas de distorção harmônica nas correntes de saída foram  $0,99\%$ ,  $1,392\%$  e  $1,348\%$ . Já no caso de operação com fase de  $90^\circ$  a potência reativa foi  $4070,9 \text{ VAR}$  com correntes de saída que apresentaram taxas de distorção harmônica de  $0,87\%$ ,  $1,275\%$  e  $1,240\%$  respectivamente.

**Figura 97** - Formas de onda para operação conectada à rede fornecendo potência reativa capacitiva ( $4 \text{ kVA}$ , escala de  $10 \text{ A/div}$ ): (a) fase de  $60^\circ$ , (b) fase de  $90^\circ$ .

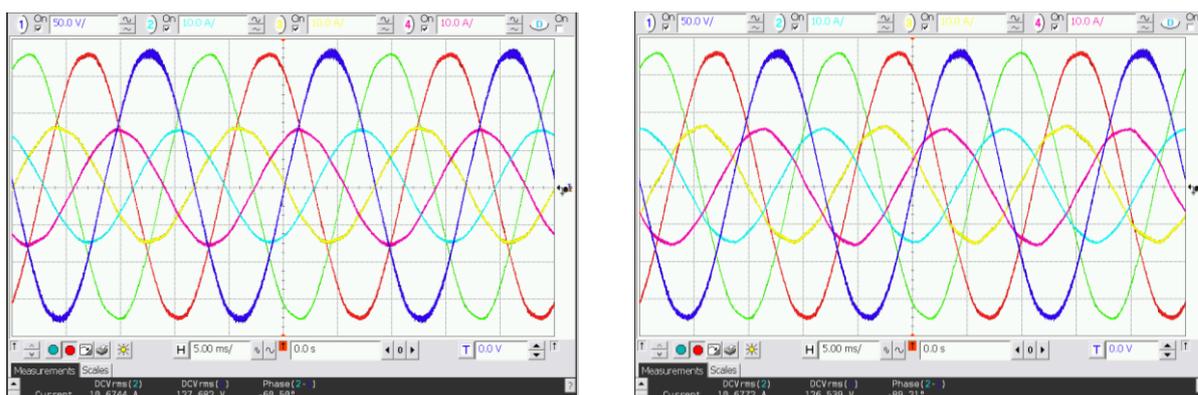


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Similares ensaios foram realizados para verificar a capacidade de fornecer potência reativa indutiva, considerando-se fatores de potência de  $0,5$  ( $-60^\circ$ ) e  $0$  ( $-90^\circ$ ). As respectivas formas de onda são apresentadas na figura 98. No primeiro caso a potência reativa foi  $3643,9$

VAR, apresentando as correntes de saída taxas de distorção harmônica de 0,789%, 1,747% e 1,44%. Já na operação com ângulo de fase de  $90^\circ$  a potência reativa foi 4085,2 VAR. No entanto, as taxas de distorção harmônica nas correntes foram de 1,262%, 2,132% e 1,683% respectivamente.

**Figura 98** - Formas de onda para operação conectada à rede fornecendo potência reativa indutiva (4 kVA, escala de 10 A/div): (a) fase de  $-60^\circ$ , (b) fase de  $-90^\circ$ .

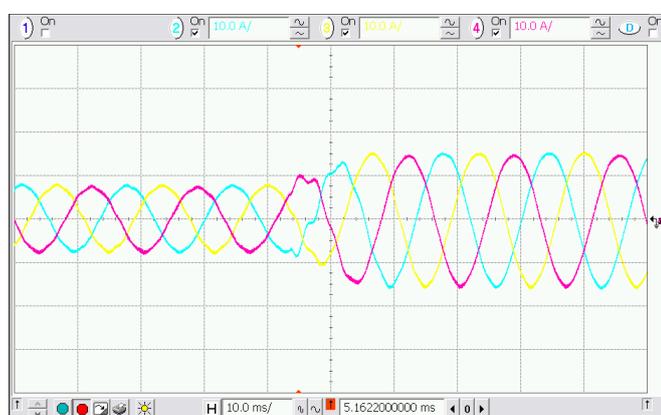


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Ainda no modo de operação conectada à rede, analisou-se a resposta do sistema de controle frente a variações na referência. Consideraram-se degraus tanto na amplitude quanto na fase da referência de corrente.

Na figura 93 são apresentadas as formas de onda das correntes  $i_2$  em cada fase durante um degrau de amplitude no sinal de referência. Este degrau corresponde a um aumento de 50% ao 100% do valor nominal (10.5 A). Nesta figura é possível visualizar a rápida ação do sistema de controle, sendo o rastreamento da referência restabelecido antes de um ciclo.

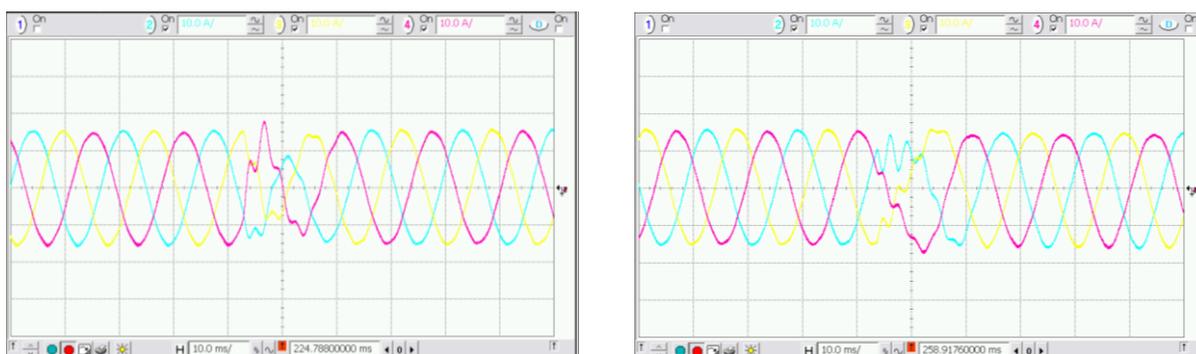
**Figura 99** - Correntes  $i_2$  em cada fase na operação conectada à rede, degrau na amplitude do sinal de referência (Escala de 10 A/div)



Fonte: Elaboração do próprio autor.

As formas de onda da corrente  $i_2$  durante a aplicação sucessiva de dois degraus de fase são apresentadas na figura 100. Os degraus aplicados correspondem a mudança de fase de  $0^\circ$  a  $90^\circ$  e de  $90^\circ$  a  $0^\circ$ . Observa-se que as correntes experimentam transitórios que são resolvidos em menos de um ciclo de rede.

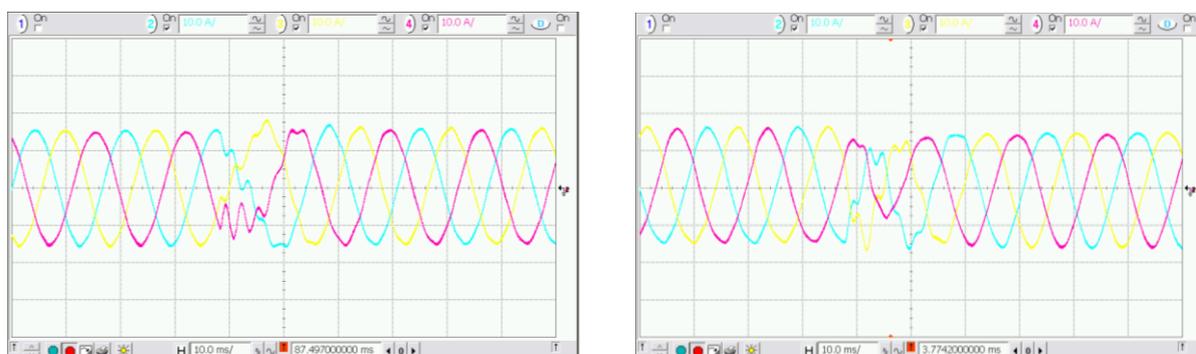
**Figura 100** - Correntes  $i_2$  em cada fase na operação conectada à rede, degrau na fase do sinal de referência (Escala de 10 A/div): (a) de  $0^\circ$  a  $90^\circ$ , (b) de  $90^\circ$  a  $0^\circ$ .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Foram também aplicados degraus de  $0^\circ$  a  $-90^\circ$  e de  $-90^\circ$  a  $0^\circ$ . As correspondentes formas de onda são apresentadas na figura 101.

**Figura 101** - Correntes  $i_2$  em cada fase na operação conectada à rede, degrau na fase do sinal de referência (Escala de 10 A/div): (a) de  $0^\circ$  a  $-90^\circ$ , (b) de  $-90^\circ$  a  $0^\circ$ .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

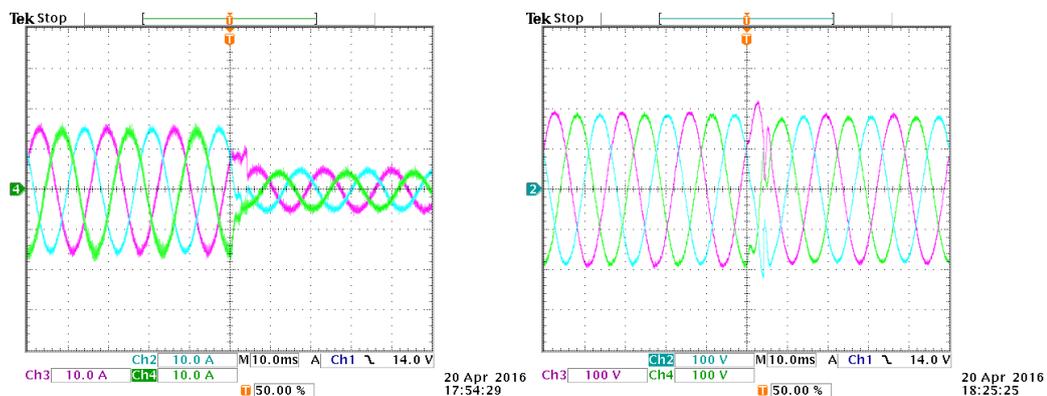
Similar ao caso anterior, as correntes experimentam transitórios com variações consideráveis e ainda oscilações. No entanto estas são resolvidas em menos de um ciclo de rede, confirmado assim a rápida resposta do sistema de controle.

#### 6.3.4 Transição ao modo de operação ilhada (ilhamento)

Foram realizados cinco ensaios de transição ao modo de operação ilhada, definidos pelas condições de operação antes da desconexão. Estas condições correspondem ao

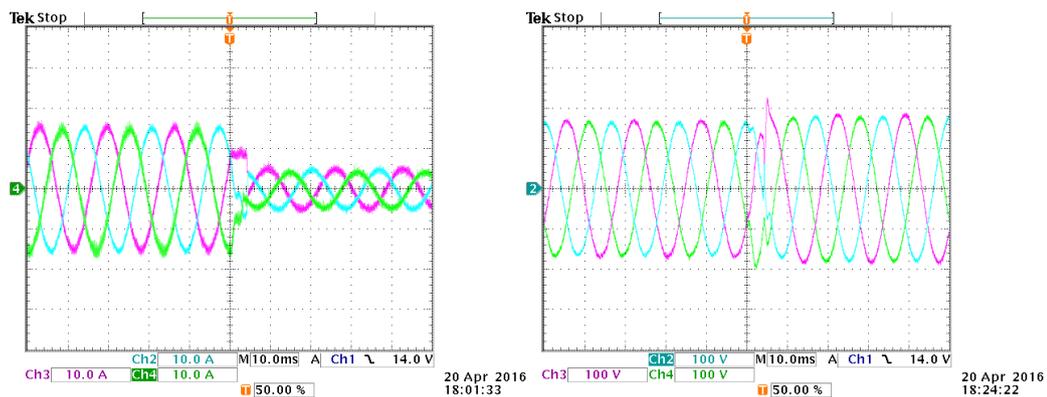
fornecimento de: potência puramente ativa, potência reativa com ângulo de fase de  $60^\circ$ , potência reativa com ângulo de fase de  $90^\circ$ , potência reativa com ângulo de fase de  $-60^\circ$  e potência reativa com ângulo de fase de  $-90^\circ$ . As formas de onda das correntes  $i_2$  e as tensões nos capacitores em cada fase durante o ilhamento, para cada uma das condições iniciais mencionadas, são apresentadas nas figuras 102 até 106. Nestas figuras as formas de onda são destacadas em cores segundo a fase correspondente. As grandezas na fase  $a$  são apresentadas em ciano, as da fase  $b$  em magenta, e as da fase  $c$  em verde. As correntes são apresentadas na escala de 10 A/div

**Figura 102** - Formas de onda durante o ilhamento, potência inicial puramente ativa (4 kW): (a) correntes  $i_2$ , (b) tensões nos capacitores.



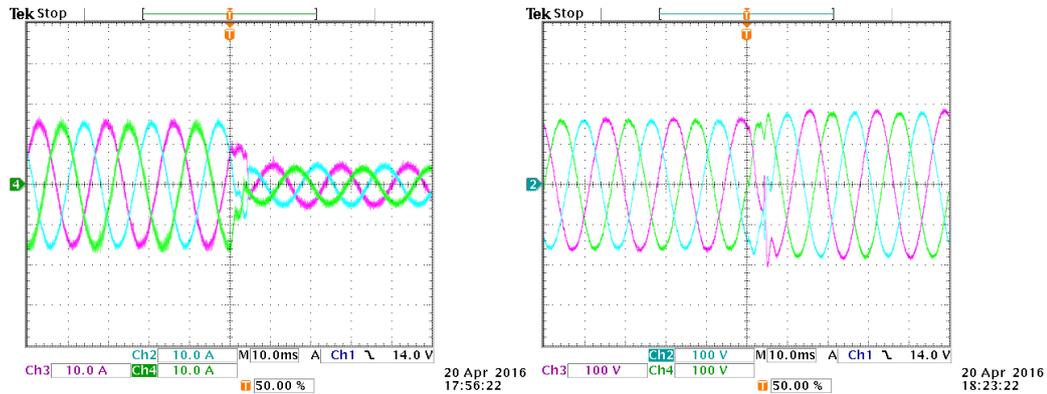
Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 103** - Formas de onda durante o ilhamento, corrente inicial capacitiva (4 kVA, FP=-0,5): (a) correntes  $i_2$ , (b) tensões nos capacitores.



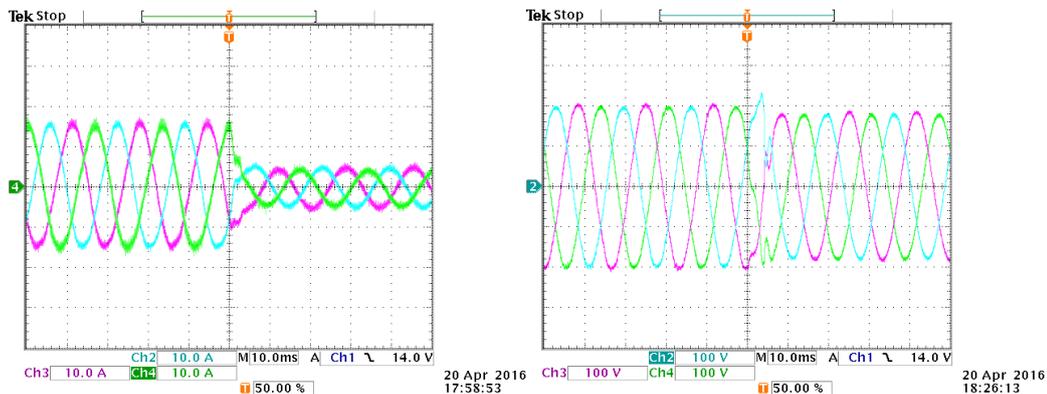
Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 104** - Formas de onda durante o ilhamento, corrente inicial capacitiva (- 4kVAr): (a) correntes  $i_2$ , (b) tensões nos capacitores.



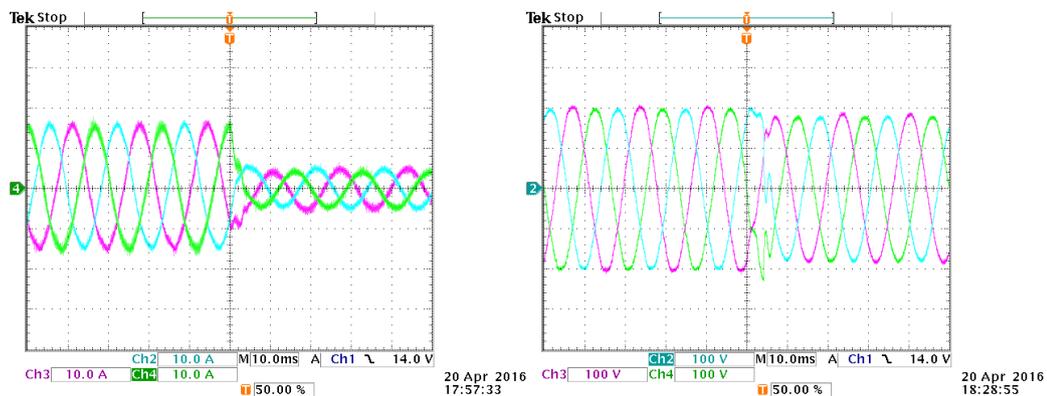
Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 105** - Formas de onda durante o ilhamento, corrente inicial indutiva (4 kVA, FP=0,5): (a) correntes  $i_2$ , (b) tensões nos capacitores.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

**Figura 106** - Formas de onda durante o ilhamento, corrente inicial indutiva (4kVAr): (a) correntes  $i_2$ , (b) tensões nos capacitores.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Em todos os cenários avaliados, as tensões nos capacitores apresentam transitórios tanto de sobre tensão quanto de afundamento, com valores que de até 220 V pico. No entanto, estes transitórios são resolvidos pelo sistema de controle antes de completar um ciclo. No caso

das correntes, os transitórios que estas experimentam são menores aos das tensões sendo também resolvidos rapidamente como consequência da regulação da tensão.

Observa-se que, as formas de onda durante a transição considerando condições iniciais nominais, são muito parecidas às obtidas na simulação computacional do sistema e que foram apresentadas na figura 78.

### 6.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos mediante a implementação das estratégias de controle propostas. Estes resultados confirmam a validade das estratégias para realizar as tarefas de controle em atenção aos objetivos definidos na secção 4.1.

Os sistemas ensaiados, apresentaram estabilidade e capacidade de rastrear referencias senoidais com erro mínimo em ambos os modos de operação, com transferências suaves entre estes. No caso da operação conectada à rede verificou-se a capacidade de injetar potências ativa e reativa na rede, com correntes de reduzido conteúdo harmônico, que atendem aos limites impostos pela norma IEEE 1547.

No entanto, a potência dissipada pelo ramo de amortecimento nos ensaios monofásicos foi superior à esperada. Isto devido a oscilações na frequência de ressonância.

Ambas as estratégias permitiram realizar transições suaves entre os modos de operação. Todavia, comparando os transitórios de tensão e corrente, a estratégia mediante técnica passiva de amortecimento apresentou um melhor desempenho, sem afundamento nem sobre tensões consideráveis.

## Capítulo 7

### 7 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DO TRABALHO

---

O presente trabalho de doutorado apresentou duas propostas para realizar o controle de sistemas VSI com filtro de saída LCL, tanto monofásicos quanto trifásicos, para aplicações em geração distribuída no cenário de microrredes. Isto significa que os sistemas são capazes de operar tanto no modo conectado à rede quanto no modo ilhado, atendendo objetivos específicos em cada modo de operação e com transições suaves entre estes.

Ambas as estratégias de controle apresentadas foram elaboradas tendo como referência modelos linearizados do sistema, obtidos mediante o critério dos valores médios em um período de chaveamento. Estes modelos podem ser representados tanto mediante funções de transferência como mediante equações em espaço de estados. Para o caso trifásico utilizou-se a transformada  $\alpha\beta$  com o propósito de obter representações semelhantes às do sistema monofásico e assim facilitar tanto o estudo das estratégias de controle disponíveis na literatura, quanto a apresentação das estratégias propostas.

O estudo das técnicas passivas de amortecimento evidenciou a possibilidade de projetar o ramo respectivo visando facilitar o controle do sistema. Assim, a primeira estratégia proposta considerou a utilização de um ramo de amortecimento de segunda ordem, que permite atenuar a ressonância em ambos os modos de operação, sem perda das capacidades de filtragem desejadas. Apresentou-se um procedimento detalhado de projeto deste ramo a fim de obter dinâmicas simples na planta. Como resultado, o sistema pode ser controlado em ambos modos de operação com uma configuração de duas malhas mediante simples controladores tipo PR. O critério de projeto é tal, que a estabilidade do sistema é garantida ainda frente a variações na indutância da rede.

Os resultados experimentais obtidos no protótipo de 2kVA validam a metodologia de projeto do ramo de amortecimento e a estratégia de controle proposta. Na operação conectada à rede o sistema é capaz de controlar a corrente injetada atendendo aos limites da norma IEEE 1547, podendo fornecer tanto potência ativa quanto reativa. Já na operação ilhada, o sistema fornece tensão senoidal, com THD reduzida, às cargas locais. Em ambos os modos de operação a resposta dinâmica é rápida frente a variações de carga ou do sinal de referência. Ainda, as transições entre modos de operação foram suaves, sem transientes consideráveis.

Todavia, a potência dissipada no ramo de amortecimento foi superior à esperada chegando a valores de até 20 W, que correspondem ao 1% da potência nominal, no caso monofásico. Logo, no caso de aplicações de potências elevadas, a potência dissipada pode ser ainda maior, tornando pouco atrativa esta estratégia nas aplicações trifásicas. Ainda, em caso de plataformas digitais com frequência de amostragem limitada (menores a 30 kHz), a configuração em duas malhas e o projeto dos controladores no tempo contínuo podem levar a dinâmicas reduzidas na malha externa.

Como alternativa, apresentou-se a proposta de controle do sistema realizando o amortecimento mediante técnicas ativas, considerando o critério de impedância virtual. Nesta proposta, consideram-se controladores por realimentação de estados onde o vetor de estados é estendido a fim de incluir componentes de controle ressonante. Adotou-se nesta estratégia uma configuração de duas malhas, sendo estas utilizadas segundo o modo de operação e garantindo ganhos de realimentação adequados para cada caso. Para projetar os ganhos de realimentação, a representação dos sistemas foi levada a tempo discreto, considerando o efeito da modulação PWM, assim como a variação da indutância da rede e os efeitos das perturbações. Estas representações foram utilizadas para, mediante LMIs, sintetizar controladores robustos com elevada rejeição a perturbações.

Os resultados obtidos no protótipo trifásico de 4 kVA confirmam a validade da estratégia proposta. Similar aos resultados obtidos com a primeira proposta, o sistema foi capaz de controlar a corrente de saída, injetando potências ativas e reativas, e atendendo aos limites impostos pela norma IEEE 1547. Ainda, verificou-se a rápida resposta do sistema frente a variações severas nos sinais de referência. Foi confirmada também a capacidade de operação ilhada, e a realização de transições suaves entre os modos de operação. Durante estas últimas, os transitórios de tensão foram rapidamente resolvidos, porém experimentaram valores superiores aos obtidos com a estratégia proposta de controle mediante técnica passiva de amortecimento.

Desta forma, ambas as estratégias de controle foram validadas experimentalmente, atendendo-se os objetivos definidos. No entanto, ensaios adicionais poderiam ser realizados para analisar o desempenho frente a variações paramétricas durante a operação.

Como proposta de continuidade considera-se a possibilidade de realizar a abordagem do projeto dos controladores em tempo discreto na estratégia de controle mediante técnica passiva de amortecimento. Isto pode levar a um desempenho superior sem necessidade de frequências maiores de amostragem. Já no caso da estratégia mediante amortecimento ativo,

poderiam ser incluídos termos adicionais no vetor de estados a fim de obter determinadas características de saída, facilitando assim a operação em paralelo de vários inversores, situação comum no cenário de microrredes.

Deve-se destacar que, no presente trabalho, a transição ao modo de operação ilhada foi realizada a partir de um comando específico para tal propósito, sendo este gerado por uma instância superior de controle. No entanto, em condições práticas pode-se requerer de detecção da conformidade da rede por parte do próprio inversor, sendo necessário a inclusão de algoritmos para determinar o estado de operação. Neste mesmo sentido, as funcionalidades de proteção requeridas por norma podem ser incluídas no sistema de controle.

## REFERÊNCIAS

---

- ABDEL-RAHIM, N.; QUAICOE, J. E. Modeling and analysis of a feedback control strategy for three-phase voltage-source utility interface systems. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 1994, Denver. **Anais...** Denver: IEEE, 1994. v. 2, p. 895-902.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Banco de informações de geração:** fotovoltaica. Brasília: ANEEL, 2016. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>>. Acesso em: 10 abr. 2016.
- AHMED, K. H. et al. A modified stationary reference frame-based predictive current control with zero steady-state error for LCL coupled inverter-based distributed generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 58, n. 4, p. 1359–1370, 2011.
- AHMED, K. H.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W. Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation. **Electrical Power Quality and Utilisation**, Lodz, v. 13, n. 2, p. 49–58, 2007.
- BARNES, M. et al. Real-World microgrids - an overview. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SYSTEM OF SYSTEMS ENGINEERING, 2007, San Antonio. **Anais...** San Antonio: IEEE, 2007. v. 2, p. 37-44.
- BARTLETT, A. C.; HOLLOT, C. V.; LIN, H. Root locations of an entire polytope of polynomials: it suffices to check the edges. **Mathematics of Control, Signals and Systems**, Berlin, v. 1, n. 1, p. 61–71, 1988.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.
- BOLSENS, B. et al. Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 21, n. 4, p. 1032–1040, 2006.
- BOYD, S. **Linear matrix inequalities in system and control theory**. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1994. 205 p.
- CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter optimization for grid interactive voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 57, n. 12, p. 4106–4114, 2010.
- CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S. P.; CROSSLEY, P. **Microgrids and Active Distribution Networks**. London: IET, 2009. 320 p.
- DAHONO, P. A. et al. Damping of transient oscillations on the output LC filter of PWM inverters by using a virtual resistor. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS - IEEE PEDS, 4., 2001, Indonesia. **Anais...** Indonesia: IEEE, 2001. p. 403-407.
- DANNEHL, J. et al. Investigation of active damping approaches for PI-based current control

of grid-connected pulse width modulation converters with LCL filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, 2010.

DE OLIVEIRA, M. C.; BERNUSSOU, J.; GEROMEL, J. C. A new discrete-time robust stability condition. **Systems & Control Letters**, Amsterdam, v. 37, p. 261–265, 1999.

DE OLIVEIRA, M. C.; GEROMEL, J. C.; BERNUSSOU, J. Extended H<sub>2</sub> and H<sub>∞</sub> norm characterizations and controller parametrizations for discrete-time systems. **International Journal of Control**, London, v. 75, n. 9, p. 666–679, jan. 2002.

DUDLEY, B. **BP statistical review of world energy june 2015**. London: British Petroleum, 2015. 48 p.

DUESTERHOEFT, W.; SCHULZ, M.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. **American Institute of Electrical Engineers, Transactions of**, New York, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951.

ERICKSON, R. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2000. 883 p.

ESPI, J. M. et al. An Adaptive Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 58, n. 8, p. 3537–3546, 2011.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001.

FURUTA, K.; KIM, S. Pole assignment in a specified disk. **IEEE Transactions on Automatic Control**, Piscataway, v. 32, n. 5, p. 423–427, 1987.

GABE, I. J.; MONTAGNER, F.; PINHEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for VSI connected to the grid through an LCL filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, 2009.

GAHINET, P. et al. **LMI Control toolbox-for use with Matlab**. [S.l.]: The MathWorks, 1995. Disponível em:  
<<http://scholar.google.com/scholar?hl=en&btnG=Search&q=intitle:LMI+Control+Toolbox+For+Use+with+MATLAB#2>>. Acesso em: 17 dez. 2013.

GUERRERO, J. M. et al. Advanced control architectures for intelligent microgrids — part II : power quality, energy storage, and AC/DC microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 60, n. 4, p. 1263–1270, 2013.

HAO, X. et al. A sliding-mode controller with multiresonant sliding surface for single-phase grid-connected VSI with an LCL filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 28, n. 5, p. 2259–2268, 2013.

HE, J.; LI, Y. W. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 47, n. 6, p. 2525–2538, 2011.

HE, J.; LI, Y. W. Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with LC or LCL filters. **IEEE Transactions on Power**

**Electronics**, Piscataway, v. 27, n. 4, p. 1850–1861, 2012.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation For Power Converters**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003. 715p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **IEC 61727**: International standard photovoltaic (PV) systems – characteristics of the utility interface. 2. ed. Geneva: IEC, 2004. 23 p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION - IEC. **IEC 62116**: International standard utility-interconnected photovoltaic inverters - test procedure of islanding prevention measures. 2. ed. Geneva: IEC, 2014. 51 p.

JÄGER-WALDAU, A. **JRC scientific and policy report: PV status report 2013**. Luxembourg: European Commission Joint Research Centre Institute for Energy and Transport, 2013. 52 p.

JIANG, Q.; XUE, M.; GENG, G. Energy management of microgrid in grid-connected and stand-alones modes. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 28, n. 3, p. 3380–3389, 2013.

KATIRAEI, F. et al. Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 20, n. 1, p. 248–257, 2005.

LASSETER, R. H. Microgrids. In: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING, 2002, New York. **Anais...** New York: IEEE, 2002. v. 1, p. 305-308.

LI, B. et al. Robust proportional resonant regulator for grid-connected voltage source inverter (VSI) using direct pole placement design method. **IET Power Electronics**, Stevenage, v. 5, n. 8, p. 1367–1373, 2012.

LI, Y. W. Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with LC filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 56, n. 5, p. 1511–1521, 2009.

LI, Y. W.; KAO, C. An Accurate Power Control Strategy for Power-Electronics-Interfaced Distributed Generation Units Operating in a Low-Voltage Multibus Microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 24, n. 12, p. 2977–2988, 2009.

LIANG, J.-R.; GONG, W.-Z. LMI conditions for robust stability of discrete-time uncertain singular systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON NETWORKING, SENSING AND CONTROL, 2009, Okayama. **Anais...** Okayama: IEEE, 2009. p. 345-350.

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

LIU, F. et al. Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system With LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 56, n. 11, p. 4483–4491, 2009.

LIU, X.; WANG, P.; LOH, P. C. A hybrid AC/DC microgrid and its coordination control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, Piscataway, v. 2, n. 2, p. 278–286, 2011.

LOH, P. C.; HOLMES, D. G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 41, n. 2, p. 644–654, 2005.

MACCARI, L. A. et al. LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, 2014.

MASSING, J. R. et al. Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 59, n. 12, p. 4681–4693, 2012.

MASSON, G.; ORLANDI, S.; REKINGER, M. **Global market outlook for photovoltaics 2014-2018**. Brussels: European Photovoltaic Industry Association, 2014. 58 p.

MOHAMED, Y. A. R. I. Suppression of low- and high-frequency instabilities and grid-induced disturbances in distributed generation inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 26, n. 12, p. 3790–3803, 2011.

MOHAMED, Y. A-R. I.; A-RAHMAN, M.; SEETHAPATHY, R. Robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL -filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 27, n. 1, p. 87–98, 2012.

MONFARED, M.; GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Analysis, design, and experimental verification of a synchronous reference frame voltage control for single-phase inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 61, n. 1, p. 258–269, 2014.

MONTAGNER, V.; LEITE, V.; PERES, L. Discrete-time switched systems: pole location and structural constrained control. In: IEEE CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, 42., 2003, Maui. **Anais...** Maui: IEEE, 2003. v. 6, p. 6242-6247.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. 2. ed. Englewood Cliffs: Paerson, 1995. 745 p.

OLALLA, C. et al. Robust LQR control for PWM converters : an LMI approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 56, n. 7, p. 2548–2558, 2009.

OLALLA, C. et al. LMI robust control design for boost PWM converters. **IET Power Electronics**, London, v. 3, n. 1, p. 75, 2010.

PEÑA, J. C. U. et al. Robust control of a single-phase VSI with LCL filter for grid-tie and islanded operation modes applied to PV distributed generation in microgrids environment. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION - ECCE, 6., 2014, Pittsburgh. **Anais...** Pittsburgh: IEEE, 2014. p. 785-792.

PEÑA-ALZOLA, R. et al. Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, 2013.

REKINGER, M.; THIES, F. **Global market outlook for solar power 2015-2019**. Brussels: SolarPower Europe, 2014. 32 p.

SAMPAIO, L. P. et al. Grid-tie three-phase inverter with active power injection and reactive power compensation. **Renewable Energy**, Amsterdam, v. 85, p. 854–864, 2016.

SAWIN, J. L.; SVERRISSON, F.; RICKERSON, W. **Renewables 2015 global status report**. Paris: Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, 2015. 251 p.

SERPA, L. A. et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 43, n. 5, p. 1388–1400, 2007.

SHEN, G. et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an LCL filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 23, n. 4, p. 1899–1906, 2008.

SHEN, G. et al. A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 57, n. 6, p. 2033–2041, 2010.

TAI, T. L.; CHEN, J. S. UPS inverter design using discrete-time sliding-mode control scheme. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 49, n. 1, p. 67–75, 2002.

TANG, Y. et al. Exploring inherent damping characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 27, n. 3, p. 1433–1443, 2012.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, London, v. 153, n. 5, p. 750, 2006.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. West Sussex: John Wiley & Sons, 2011. 407 p.

THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS - IEEE. **1547 IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems**. New York: IEEE, 2008. 27 p.

TIBA, C. et al. **Atlas solarimétrico do Brasil: banco de dados solarimétricos**. Recife: UFPE, 2000. 111 p.

TWINING, E.; HOLMES, D. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 18, n. 3, p. 888–895, 2003.

WU, E.; LEHN, P. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 21, n. 5, p. 1364–1373, 2006.

WU, W. et al. A new design method for the passive damped LCL and LLCL filter-based single-phase grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 60, n. 10, p. 4339–4350, 2013.

WU, W.; HE, Y.; BLAABJERG, F. An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 27, n. 2, p. 782–789, 2012.

XUE, Y. et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators : an overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 19, n. 5, p. 1305–1314,

2004.

YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

YUEN, C.; OUDALOV, A.; TIMBUS, A. The provision of frequency control reserves from multiple microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 58, n. 1, p. 173–183, jan. 2011.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.