



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE MICRORREDES
TRIFÁSICAS SUPRIDAS A PARTIR DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA COM POSSIBILIDADE DE OPERAÇÃO
EM MODO ILHADO OU CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

ROBERTO BUERGER

Florianópolis
2019

Roberto Buerger

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE MICRORREDES
TRIFÁSICAS SUPRIDAS A PARTIR DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA COM POSSIBILIDADE DE OPERAÇÃO EM
MODO ILHADO OU CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Denizar Cruz
Martins.

Coorientador: Prof. Dr. Roberto
Francisco Coelho.

Florianópolis
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Buerger, Roberto

Contribuição ao estudo de microrredes trifásicas
supridas a partir de geração fotovoltaica com
possibilidade de operação em modo ilhado ou
conectado à rede elétrica / Roberto Buerger ;
orientador, Denizar Cruz Martins, coorientador,
Roberto Francisco Coelho, 2019.
262 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes. 3.
Impedância virtual. 4. Controle. 5. Fontes
renováveis de energia. I. Martins, Denizar Cruz.
II. Coelho, Roberto Francisco. III. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Roberto Buerger

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE MICRORREDES
TRIFÁSICAS SUPRIDAS A PARTIR DE GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA COM POSSIBILIDADE DE OPERAÇÃO EM
MODO ILHADO OU CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em *Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Florianópolis, 05 de abril de 2019.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, PhD.
Coordenador do Curso

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador, UFSC

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Coorientador, UFSC

Banca Examinadora:

Prof. Humberto Pinheiro, Dr.
UFSM

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.
UDESC

Prof. Joabel Moia, Dr.
IFSC

Dedico este trabalho aos meus pais
Ivone e Irineu e à minha esposa
Roselaine e ao nosso filho Júnior.

AGRADECIMENTOS

Este documento não poderia ser publicado sem a ajuda de várias pessoas que fizeram parte durante o tempo de desenvolvimento deste trabalho.

Primeiramente eu agradeço aos meus pais Ivone e Irineu por todo o carinho, apoio e educação possibilitando chegar até este ponto na vida.

Agradeço a minha esposa Roselaine por sua presença em minha vida, mesmo nos momentos mais difíceis, e desejo que ela permaneça ainda por muito tempo ao meu lado. Deixo também meus sinceros agradecimentos ao meu filho Junior pelos momentos felizes que passamos juntos que me ajudaram a enfrentar todas as dificuldades.

Eu gostaria agradecer ao meu orientador Professor Denizar Cruz Martins por ter me aceitado como orientado e pela orientação durante o doutorado. Agradeço também ao meu coorientador Professor Roberto Francisco Coelho, por todo apoio e suporte sem os quais eu não teria realizado este trabalho. Muito obrigado!

Gostaria de agradecer, em especial ao orientador durante o mestrado Professor Adriano Péres que possibilitou o início da caminhada acadêmica no doutorado.

Agradeço também ao Professor Ivo Barbi pelas excelentes aulas, das quais tive de prazer de participar.

Gostaria agradecer aos Professores do Inep pelas aulas e pela transmissão de conhecimento na área de eletrônica de potência, os quais foram essenciais para a realização deste trabalho. Deixo também, meu agradecimento ao secretário Diogo Duarte Luiz e aos técnicos Luiz Marcellus Coelho e Antônio Luiz Schalata Pacheco pela assistência na realização desta tese.

Agradeço a LUG Power Electronics, da qual tive a oportunidade de fazer parte, em especial aos colegas Lucas Munaretto e Eduardo Eller Behr.

Aos meus amigos Daniel Maruszczak, Pierre Yves Meumeu Deumo e Veselin Vachev.

Deixo também o meu agradecimento a todos os alunos do INEP, por inúmeras conversas, troca de conhecimento ou comemorações. Em especial agradeço aos colegas Cesar Augusto Arbuseri, Francisco José Viglus, Gean Jaques Maia de Souza, Gilberto Valentim Silva, José Augusto Arbuseri, Julio Cesar Dias, Luiz Carlos Gili, Marcelo Dias Pedroso, Marcos Antonio Salvador, Marcos José Jacoboski, Murilo Koerich Lohn, Murilo Scarpa Sitionio, Nuno Miguel Martins da Rocha,

Paulo Júnior Costa Silva, Ronny Glauber de Almeida Cacao, Victor Ferreira Gruner.

Gostaria agradecer a todos que eu esqueci e que contribuíram de forma direta ou indireta a este trabalho.

RESUMO

Nesta tese de doutorado apresentam-se os resultados provenientes da análise de uma microrrede trifásica alimentada por geração fotovoltaica. O estágio cc da referida microrrede é formado por três arranjos fotovoltaicos, cujas potências são processadas por conversores cc-cc independentes com 3 kW e 2 kW totalizando 8 kW. A energia gerada é enviada a um barramento cc capacitivo, compartilhado entre as saídas dos conversores do estágio cc e a entrada do estágio ca, que consiste de um inversor trifásico responsável por realizar a interface do sistema fotovoltaico com a rede elétrica por meio de um filtro LCL passivamente amortecido. O sistema é concebido de maneira a permitir o suprimento de energia elétrica a uma carga trifásica alocada no lado ca da microrrede, podendo operar tanto no modo ilhado quanto interligado à rede elétrica. No modo interligado, a alimentação da carga é assegurada através da rede elétrica, que atua no balanço de potência de todo sistema, absorvendo a energia gerada pelos arranjos fotovoltaicos (em caso de geração superior à demanda) ou complementando-a (em caso de geração inferior à demanda). Nesta condição, os conversores cc-cc funcionam como rastreadores do ponto de máxima potência (*MPPT*), maximizando a geração fotovoltaica, enquanto o inversor é controlado no modo corrente, assegurando a injeção de corrente na rede elétrica com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência. No modo ilhado, todavia, a rede elétrica é desconectada e o inversor passa ser controlado no modo de tensão, visando impor em sua saída tensões senoidais adequada às necessidades da carga. Para assegurar o balanço de potência, os conversores cc-cc deixam de operar como *MPPT*, e passam a regular a tensão do barramento cc. Além da metodologia de projeto e dimensionamento dos conversores que compõem os estágios de processamento de energia e dos componentes do filtro LCL, discutem-se nesta tese as estratégias de controle do fluxo de potência, a técnica de emulação de impedância virtual, as técnicas de rastreamento e compartilhamento de potência e a modelagem orientada ao controle da microrrede. Como forma de validar a teoria, resultados de simulação são também apresentados e discutidos, considerando-se um sistema de 8 kW modelado a partir da transformada dq0.

Palavras-chave: Microrredes; Impedância virtual; Controle; Conversores estáticos; Fontes renováveis de energia; Fluxo de potência.

ABSTRACT

In this Ph.D. Thesis are presented the results from the theoretical analysis of a three-phase microgrid powered by photovoltaic generation. The cc stage of said microgrid consists of three photovoltaic arrays, whose powers are processed by independent dc-dc converters with 3 kW and 2 kW and a total power of 8 kW. The energy generated is sent to a capacitive dc bus, shared between the outputs of the dc stage converters and input of the ca stage. The ca stage consists of a three-phase inverter, which realizes the interface between the photovoltaic system and the power grid, using for this purpose a passively damped LCL filter. The system is designed so as to allow the uninterrupted supply of electricity to a critical load phase allocated in ac side of microgrid and can operate in both, isolated as connected to the grid. In connected mode, the load supply is ensured by the electrical grid, which operates in the power balance of the whole system, absorbing the energy generated by the photovoltaic arrays (in case of higher generation than load demanded) or supplementing it (in case of generation lower than load demanded). In this condition, the dc-dc converters serve as maximum power point trackers (*MPPT*), maximizing the photovoltaic generation, while the inverter is controlled in current mode, ensuring the injection of current in the electrical grid with low harmonic distortion and high power factor rating. In islanded mode, however, the grid is disconnected and the inverter will be controlled in voltage mode, aiming to impose on its output suitable sinusoidal voltage to the load requirements. To ensure the balance of power, the dc-dc converters no longer operate in *MPPT* and regulate the voltage of the dc bus. In addition to the design methodology and design of the converters that make up the power processing stages and LCL filter components, are discussed in this dissertation the power flow control strategies, the virtual impedance emulation technique, tracking techniques and the power sharing oriented control modeling microgrid. In order to validate the theory, simulation results are presented and discussed, considering a 8 kW system modeled from the dq0 transformation.

Keywords: Microgrid. Power converters. Control. Power flow. Renewable energy sources. Stability.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1.1: Quantidade de artigos publicados no banco de dados da <i>IEEE</i> para as palavras chaves <i>grid-connected microgrid</i> , <i>virtual impedance</i> e <i>photovoltaic microgrid</i> | 40 |
| Figura 1.2: Estágios de potência do sistema proposto. | 41 |
| Figura 1.3: Possível microrrede após a norma RN 687..... | 42 |
| Figura 1.4: Sistema fotovoltaico composto por inversor central. | 46 |
| Figura 1.5: Estruturas de sistemas fotovoltaicos com: (a) Inversor string; (b) Inversor multi-string; (c) Módulo ca..... | 47 |
| Figura 1.6: Diferenciação de topologias de sistema fotovoltaico em função da presença da rede elétrica: (a) e (b) conectado à rede elétrica; (c) ilhado..... | 48 |
| Figura 1.7 Classificação das diversas técnicas de elevação de tensão aplicáveis a conversores cc-cc. | 51 |
| Figura 1.8: Conversor cc-cc elevador clássico: <i>Boost</i> | 53 |
| Figura 1.9: Níveis de controle separados por controles locais e coordenados [91]. | 54 |
| Figura 1.10: Controle hierárquico com indicação de controles de níveis..... | 55 |
| Figura 1.11: Compartilhamento de potência: (a) relativo ao ponto de máxima potência individual e (b) corrente de saída de cada conversor igual..... | 56 |
| Figura 1.12: Inversor trifásico em ponte completa a três fios. | 57 |
| Figura 1.13: Estruturas de filtragem utilizadas em microrrede: (a) filtro L; (b) filtro LC; (c) filtro LCL. | 59 |
| Figura 1.14: Método de sincronismo com a rede elétrica: <i>SRF-PLL</i> | 61 |
| Figura 1.15: Aplicações da informação do ângulo ωt ; (a) sincronismo com a rede elétrica; (b) transformadas de sequência ($\alpha\beta 0$ ou $dq0$); (c) Decomposição de sinais (aqui <i>multiple synchronous reference frames</i> – MSRF). | 62 |
| Figura 1.16: Microrrede proposta com as indicações das estratégias de controle. | 63 |

| | |
|--|----|
| Figura 2.1: Simplificação da representação do estágio cc..... | 65 |
| Figura 2.2: Sistema proposto com indicação do sentido de fluxo de potência..... | 66 |
| Figura 2.3: Aplicação do conversor cc-ca como filtro ativo paralelo (FAP). | 68 |
| Figura 2.4: Estratégia de controle proposta no modo conectado à rede elétrica..... | 68 |
| Figura 2.5: Estratégia de controle proposta no modo ilhado. ... | 69 |
| Figura 2.6: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} > P_{carga}$ | 70 |
| Figura 2.7: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} < P_{carga}$ | 71 |
| Figura 2.8: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} = P_{carga}$ | 72 |
| Figura 2.9: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} = 0$ | 72 |
| Figura 2.10: Sentido de fluxo de energia no modo ilhado para o caso $P_{PV}^{MPP} > P_{carga}$ | 73 |
| Figura 2.11: Sentido de fluxo de energia no modo ilhado para o caso $P_{PV}^{MPP} < P_{carga}$ | 74 |
| Figura 2.12: Fluxo de potência para a condição $P_{PV}^{MPP} = P_{carga}$ no modo ilhado. | 74 |
| Figura 2.13: Fluxo de potência para a condição $P_{PV}^{MPP} = 0$ no modo ilhado. | 75 |
| Figura 3.1: Sistema completo com destaque para os estágios cc e ca. | 78 |
| Figura 3.2: Relação entre célula, módulo e arranjo fotovoltaico. | 78 |
| Figura 3.3: Conversor <i>Boost</i> com a inclusão de elementos parasitas. | 83 |
| Figura 3.4: Curvas de ganho estático com perdas do conversor <i>Boost</i> com indicação do ganho necessário para o arranjo PV de dez módulos. | 83 |

| | |
|---|-----|
| Figura 3.5: Curvas de ganho estático com perdas do conversor <i>Boost</i> com indicação do ganho necessário para o arranjo <i>PV</i> de quinze módulos. | 84 |
| Figura 3.6: Conversor <i>Boost</i> representado pelo modelo médio de grandes sinais..... | 85 |
| Figura 3.7: Estrutura do conversor cc-ca em ponte completa bidirecional trifásico..... | 86 |
| Figura 3.8: Portadora, moduladora, tensão de fase v_{an} | 86 |
| Figura 3.9: <i>VSI</i> trifásico representado pelo modelo médio de grandes sinais. | 87 |
| Figura 3.10: Circuito equivalente para o cálculo do capacitor de barramento cc. | 88 |
| Figura 3.11: Filtro LC e LCL em sistemas conectados à rede elétrica. | 89 |
| Figura 3.12: Possíveis posições do resistor de amortecimento no filtro LCL: (a) amortecedor paralelo, (b) amortecedor série e (c) amortecedor <i>shunt</i> RC. | 91 |
| Figura 3.13: Microrrede com inserção dos capacitores de acoplamento entre carcaça do módulo <i>PV</i> e terra. | 91 |
| Figura 3.14: Filtro LCL modificado proposto por [165] para a diminuição de tensões em modo comum. | 92 |
| Figura 3.15: Circuito equivalente do conversor cc-ca, filtro LCL e rede elétrica para o modo conectado à rede elétrica. ... | 94 |
| Figura 3.16: Circuito equivalente de fase a para a análise da ondulação de corrente no modo conectado à rede elétrica..... | 94 |
| Figura 3.17: Ondulação de corrente no indutor L_c para o modo conectado à rede elétrica com vários índices de modulação... | 95 |
| Figura 3.18: Capacitância C_f parametrizada em função de a_L . 97 | |
| Figura 3.19: Funções parametrizadas de f_{res} para mudanças paramétricas em L_r e L_c | 98 |
| Figura 3.20: Atenuação da corrente i_{Lc} para i_{Lr} em função da relação a_L para diversos valores de C_f | 99 |
| Figura 3.21: Tensão no capacitor C_f , corrente entrando no capacitor C_f e os sinais de gatilho das chaves S_1 , S_2 e S_3 | 100 |

| | |
|---|-----|
| Figura 3.22: Circuito equivalente para a análise de ondulação de tensão no capacitor C_f | 100 |
| Figura 3.23: Circuito equivalente do filtro LCL para a análise da corrente i_{Lc} | 101 |
| Figura 3.24: Todos os oito estados topológicos possíveis do VSI | 101 |
| Figura 3.25: Estado topológico para os vetores (111) e (000). | 102 |
| Figura 3.26: Circuito equivalente de Thévenin para os estados topológicos do VSI | 102 |
| Figura 3.27: Circuito equivalente de Thévenin para os estados topológicos (000) e (111)..... | 103 |
| Figura 3.28: Moduladoras m_a , m_b e m_c e o sinal da portador triangular..... | 104 |
| Figura 3.29: (a) Região 1; (b) Região 2; (c) Região 3; (d) Região 4; (e) Região 5; (f) Região 6..... | 105 |
| Figura 3.30: Exemplo de perfil da corrente dentro da região R_3 com os vetores aplicados. | 105 |
| Figura 3.31: Ondulação parametrizada da corrente i_{Lca} para vários valores de M | 106 |
| Figura 3.32: Resultado da ondulação da corrente sobre L_{ca} para $M = 0,797$ obtido por meio de simulação para $L_c = 383 \mu\text{H}$ e $f_{sw} = 19,98 \text{ kHz}$ | 107 |
| Figura 3.33: Tensão no capacitor C_f , corrente circulando pelo capacitor C_f e os sinais de gatilho das chaves S_1 , S_2 e S_3 | 108 |
| Figura 3.34: Circuito equivalente do VSI , filtro LCL com ramo de amortecimento e a rede elétrica. | 109 |
| Figura 3.35: Circuito equivalente do ramo de amortecimento. | 110 |
| Figura 3.36: Diagrama de Bode para a impedância equivalente da Figura 3.35. | 110 |
| Figura 4.1: Sistema completo com indicação dos estágios cc e ca para o modo conectado à rede elétrica. | 113 |
| Figura 4.2: Estratégia de controle no modo conectado com as variáveis comuns medidas. | 114 |

| | |
|--|-----|
| Figura 4.3: Determinação dos sinais de referências para o controle das correntes de saída do filtro LCL: (a) coordenada d ; e (b) coordenada q . | 116 |
| Figura 4.4: Estágio ca com a malha para o controle da corrente de saída. | 117 |
| Figura 4.5: Circuito equivalente do VSI , filtro LCL e rede elétrica na sequência abc . | 118 |
| Figura 4.6: Circuito equivalente do VSI , rede elétrica e filtro LCL representado por fase. | 119 |
| Figura 4.7: Circuito equivalente do VSI , filtro LCL e rede elétrica na sequência $\alpha\beta 0$. | 121 |
| Figura 4.8: Circuito equivalente do VSI , filtro LCL e rede elétrica na sequência $dq0$. | 122 |
| Figura 4.9: Diagrama de Bode das funções de transferência da primeira linha de (4.33) teóricos e simulados. | 125 |
| Figura 4.10: Diagrama de magnitude do acoplamento provocado pelos indutores (azul), os capacitores (preto) e total (vermelho). | 125 |
| Figura 4.11: Diagrama de blocos do VSI e filtro LCL para o controle de corrente i_{Lr} nas coordenadas dq . | 126 |
| Figura 4.12: Diagrama de blocos do VSI e filtro LCL com deslocamento da corrente i_{Lc} . | 126 |
| Figura 4.13: Diagrama de blocos com o desacoplamento implementado para o indutor L_c . | 127 |
| Figura 4.14: Diagrama de blocos com os fatores de desacoplamento para os indutores $L_c + L_r$ e os capacitores C_f . | 127 |
| Figura 4.15: Diagrama de blocos do VSI e da planta G_i com a técnica de desacoplamento implementado. | 128 |
| Figura 4.16: Diagrama de Bode da planta desacoplada entre os eixos diretos e em quadratura; simulado (X) e planta teórica (linha). | 128 |
| Figura 4.17: Estágio ca e a malha para o controle da tensão de barramento adicionado à malha de controle da corrente de saída. | 129 |

| | |
|---|-----|
| Figura 4.18: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída na coordenada d para (a) duas malhas e (b) equivalente em baixas frequências. | 130 |
| Figura 4.19: Circuito equivalente com a corrente dos conversores cc-cc e a corrente na entrada do <i>VSI</i> | 131 |
| Figura 4.20: Diagrama de Bode de ganho e fase da função de transferência da planta para o controle de tensão de barramento teórico (X) e simulado (linha). | 134 |
| Figura 4.21: Diagrama de Bode de ganho e fase do compensador ressonante de harmônicas. | 136 |
| Figura 4.22: Diagrama de Bode da FTLA compensada da malha de controle de corrente de saída. | 137 |
| Figura 4.23: Diagrama de Bode do ganho e fase da FTLA compensada da malha de controle da tensão de barramento. | 138 |
| Figura 4.24: Circuito equivalente de pequenos sinais do filtro LCL. | 139 |
| Figura 4.25: Diagrama de Bode da FTLA que relaciona a corrente e a tensão de rede elétrica. | 141 |
| Figura 4.26: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente com a inserção da perturbação da tensão da rede. | 141 |
| Figura 4.27: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com <i>feedforward</i> | 142 |
| Figura 4.28: Diagrama de blocos equivalente para a malha de controle de corrente com <i>feedforward</i> da tensão de rede. | 142 |
| Figura 4.29: Diagrama de Bode da FTMF da admitância i_{Lrdq}/v_{rdq} no modo conectado à rede elétrica. | 143 |
| Figura 4.30: Funcionamento do PLL em dq0. | 144 |
| Figura 4.31: Definição dos sentidos dos eixos da transformada dq0 utilizada. | 144 |
| Figura 4.32: Diagrama de Bode de ganho e fase do PLL em FTLA compensado. | 145 |
| Figura 5.1: Microrrede proposta equivalente para o modo ilhado. | 147 |
| Figura 5.2: Circuito equivalente simplificado para o barramento em função das potências. | 148 |

| | |
|--|-----|
| Figura 5.3: Diagrama de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} e razão cíclica δ . | 149 |
| Figura 5.4: Curvas características da potência gerada nos arranjos em função da razão cíclica e da tensão do módulo fotovoltaico. | 150 |
| Figura 5.5: Curva de inclinação da tensão V_{cc} em função da razão cíclica δ . | 151 |
| Figura 5.6: Diagrama de blocos da proposta de controle em modo ilhado. | 151 |
| Figura 5.7: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão v_{cf} . | 152 |
| Figura 5.8: Estágio ca com apresentação da malha de controle da tensão v_{cf} . | 153 |
| Figura 5.9: Circuito equivalente do VSI , filtro LCL e carga no modo isolado. | 153 |
| Figura 5.10: Circuitos equivalente do VSI , filtro LCL e carga para a sequência dq. | 155 |
| Figura 5.11: Diagrama de Bode das plantas v_{cfd}/d_d e v_{cfd}/d_q com o resultado da simulação numérica. | 156 |
| Figura 5.12: Diagrama de Bode referente ao laço de acoplamento gerado pelos capacitores, pelos indutores e por ambos. | 157 |
| Figura 5.13: Diagrama de Bode de ganho e Fase da planta utilizada para o projeto do compensador $C_v(s)$ de tensão em modo ilhado. | 158 |
| Figura 5.14: Diagrama de Bode da FTLA compensada para $C_{vcf}(s)$. | 159 |
| Figura 5.15: Circuito simplificado para o filtro LCL controlado em tensão. | 160 |
| Figura 5.16: Simulação para validar a estratégia de controle da tensão v_{Lr} . | 161 |
| Figura 5.17: Resultados da simulação da Figura 5.16. | 161 |
| Figura 5.18: Circuito simplificado para o filtro LCL controlado em tensão com inserção da impedância virtual. | 162 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.19: Diagrama das impedâncias Z_{Lr} e Z_{Cv} (a); da corrente i_{Lr} (b) e da tensão resultante em (c). | 163 |
| Figura 5.20: Simulação para validação do conceito da impedância virtual. | 164 |
| Figura 5.21: Resultado da simulação de validação do conceito da impedância virtual..... | 164 |
| Figura 5.22: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão com impedância virtual Z_{iv} | 165 |
| Figura 5.23: Diagrama de Bode de um integrador puro e o filtro passa baixa utilizado de (a) magnitude e (b) fase. | 168 |
| Figura 5.24: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão v_{Cf} com a inserção da impedância virtual. | 168 |
| Figura 5.25: Diagrama de Bode da impedância virtual e da impedância de saída do filtro LCL. | 170 |
| Figura 6.1: Carga crítica não linear utilizada para os ensaios simulados e experimentais. | 175 |
| Figura 6.2: Correntes para a carga 1: (a) modo conectado e (b) modo ilhado obtidos por ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; corrente: 10 A/div. | 176 |
| Figura 6.3: Correntes para a carga 2: (a) modo conectado e (b) modo ilhado obtidos por ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; corrente: 10 A/div. | 176 |
| Figura 6.4: Sistema completo com destacação dos estágios de processamento de energia e a carga crítica. | 177 |
| Figura 6.5: Estágio cc composto pelos conversores <i>Boost</i> , a placa de controle e placa de alimentação. | 177 |
| Figura 6.6: Estágio ca composto por o inversor, barramento cc, filtro LCL, placa de controle e contator..... | 178 |
| Figura 6.7: Carga crítica não linear utilizada para os ensaios experimentais. | 178 |
| Figura 6.8: Perfil das potências envolvidas para o Cenário 1 no modo conectado à rede elétrica obtido por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div. | 179 |

| | |
|---|-----|
| Figura 6.9: Tensões e correntes na rede elétrica para o cenário 1 no modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div..... | 180 |
| Figura 6.10: Tensões e correntes das três fases em detalhe para o Cenário 1 no modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas – tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div. | 180 |
| Figura 6.11: Perfil da tensão de barramento para o Cenário 1 no modo conectado à rede elétrica obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div..... | 181 |
| Figura 6.12: Perfil da tensão de barramento para o Cenário 1 no modo conectado à rede elétrica obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div..... | 181 |
| Figura 6.13: Perfil das potências do gerador fotovoltaico e consumida pela carga. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div. | 182 |
| Figura 6.14: Tensões e correntes na rede elétrica para o Cenário 2 no modo conectado à rede elétrica obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div..... | 182 |
| Figura 6.15: Tensões e correntes das três fases na rede elétrica para o cenário 2 no modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div. | 183 |
| Figura 6.16: Tensão de barramento para o tempo total de 10 s no Cenário 2 para (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div. | 183 |
| Figura 6.17: Tensão de barramento em detalhe no cenário 2 obtido por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div. | 183 |

| | |
|---|-----|
| Figura 6.18: Perfil das potências sob as condições do Cenário 3 obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div..... | 184 |
| Figura 6.19: Tensões e correntes na rede elétrica para o Cenário 3 no modo conectado à rede elétrica obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div. | 184 |
| Figura 6.20: Tensões e correntes das três fases na rede elétrica no Cenário 3. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div. | 185 |
| Figura 6.21: Tensão de barramento para o tempo de 10 s obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div. | 185 |
| Figura 6.22: Tensão de barramento em detalhe obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div. | 185 |
| Figura 6.23: Perfil das potências envolvidas para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica obtido por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div. | 186 |
| Figura 6.24: Tensões e correntes na rede elétrica para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div..... | 186 |
| Figura 6.25: Tensões e correntes na rede elétrica para o modo conectado à rede elétrica no Cenário 4. Escalas: tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div. | 187 |
| Figura 6.26: Tensão de barramento para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica. Escalas: tempo 1 s/div; tensão: 100 V/div. | 187 |
| Figura 6.27: Tensão de barramento para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica no instante da perturbação. Escalas: tempo 100 ms/div; tensão: 15 V/div. | 188 |
| Figura 6.28: Perfil das potências envolvidas no Cenário 1 no modo ilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div...188 | 188 |

| | |
|--|-----|
| Figura 6.29: Tensões aplicadas à carga e a corrente de uma fase de carga crítica para o Cenário 1 no modo ilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div. | 189 |
| Figura 6.30: As três tensões da carga crítica em detalhe para o Cenário 1 obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div. | 189 |
| Figura 6.31: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div..... | 190 |
| Figura 6.32: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div. | 190 |
| Figura 6.33: Perfil das potências envolvidas no cenário 2 no modo ilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div. . | 191 |
| Figura 6.34: Tensões aplicadas à carga e a corrente de uma fase de carga crítica para o cenário 2 no modo ilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div. | 191 |
| Figura 6.35: As três tensões da carga crítica em detalhe para o Cenário 1 obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div. | 192 |
| Figura 6.36: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div..... | 192 |
| Figura 6.37: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div. | 193 |
| Figura 6.38: Perfil das potências envolvidas no Cenário 3 em modo ilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div. . | 193 |
| Figura 6.39: Tensões aplicadas e a corrente de uma fase de carga crítica para o Cenário 3 no modo ilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div. | 194 |

| | |
|--|-----|
| Figura 6.40: As três tensões da carga crítica em detalhe para o Cenário 3 obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div..... | 194 |
| Figura 6.41: Tensão de barramento para o Cenário 3 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div..... | 195 |
| Figura 6.42: Tensão de barramento para o Cenário 3 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div..... | 195 |
| Figura 6.43: Perfil das potências envolvidas no Cenário 4 no modoilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div.... | 196 |
| Figura 6.44: Tensões aplicadas à carga e a corrente de uma fase de carga crítica para o Cenário 4 no modoilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div..... | 196 |
| Figura 6.45: As três tensões da carga crítica em detalhe para o Cenário 4 obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div..... | 196 |
| Figura 6.46: Tensão de barramento para o Cenário 4 obtida por (a) simulação e (b) por ensaio experimental..... | 197 |
| Figura 6.47: Tensão de barramento para o Cenário 4 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div..... | 197 |
| Figura 6.48: Fluxograma para a transição de ilhamento..... | 198 |
| Figura 6.49: Tensões aplicadas à carga crítica acima e abaixo as três correntes de rede..... | 199 |
| Figura 6.50: Resultados de ilhamento (a) tensão de barramento e (b) potências. Escalas: tempo: 50 ms/div; tensão: 15 V/div; poteência: 500 W/div..... | 199 |
| Figura 6.51: Fluxograma para a transição de reconexão à rede elétrica..... | 200 |
| Figura 6.52: Tensões de carga e corrente na rede elétrica para o ensaio de reconexão à rede elétrica. | 201 |
| Figura 6.53: Tensões aplicadas à carga crítica acima e correntes das três fases na rede elétrica abaixo. | 201 |

| | |
|--|-----|
| Figura 6.54: Resultados do ensaio experimental para a reconexão à rede elétrica: (a) tensão de barramento e (b) potências. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div; potência: 500 W/div..... | 201 |
| Figura 6.55: Perfil das potências do ensaio <i>MPPT</i> para o modo conectado à rede elétrica obtido por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 50 ms/div; potência: 500 W/div. | 202 |
| Figura 6.56: Resultado de tensões e correntes de rede elétrica para o <i>MPPT</i> em modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div. | 202 |
| Figura 6.57: Tensão de barramento para o <i>MPPT</i> em modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div. | 203 |
| Figura 6.58: Resultados do ensaio experimental para a função de FAP do inversor: (a) tensão de barramento e (b) potências. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div; potência: 500 W/div. | 203 |
| Figura 6.59: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para o ensaio experimental para a função do inversor como FAP..... | 204 |
| Figura 6.60: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para o ensaio de função como FAP. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div. | 204 |
| Figura 6.61: Correntes e tensões das três fases de rede elétrica sem função FAP obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental; Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div..... | 205 |
| Figura 6.62: Correntes e tensões das três fases sem função FAP e sem carga obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental; Escalas: tempo: 5ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div..... | 205 |

| | |
|--|-----|
| Figura 6.63: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para a função como FAP. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 /div; corrente: 5 A/div..... | 206 |
| Figura 6.64: Resultado da análise harmônica para a corrente drenada da rede com a carga 1..... | 207 |
| Figura 6.65: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para a função como FAP e carga 2. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div. | 207 |
| Figura 6.66: Resultado da análise harmônica para a corrente drenada da rede com a carga 2..... | 208 |
| Figura 6.67: Tensões aplicadas à carga 1 sem a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div. | 208 |
| Figura 6.68: Tensões aplicadas à carga 1 com a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div. | 209 |
| Figura 6.69: Resultado da análise harmônica para a tensão aplicada à carga 1 sem e com a malha de impedância virtual. | 209 |
| Figura 6.70: Tensões aplicadas à carga 2 sem a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div. | 210 |
| Figura 6.71: Tensões aplicadas à carga 2 com a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div. | 210 |
| Figura 6.72: Resultado da análise harmônica para a tensão aplicada à carga 2 sem e com a malha de impedância virtual. | 211 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 1.1: Limites recomendados pela <i>IEEE</i> [108]–[110].... | 58 |
| Tabela 1.2: Distorção máxima da tensão no PCC para SGD menor do que 1 kV. | 62 |
| Tabela 3.1: Especificações do módulo fotovoltaico disponível no laboratório. | 79 |
| Tabela 3.2: Especificações da <i>string</i> fotovoltaica para dez módulos. | 80 |
| Tabela 3.3: Especificações da <i>string</i> fotovoltaica para quinze módulos. | 80 |
| Tabela 3.4: Valores dos componentes parasitas do conversor <i>Boost</i> | 83 |
| Tabela 3.5: Esforços dos interruptores do inversor de ponte completa para a função como filtro ativo paralelo. | 88 |
| Tabela 3.6: Tensões v_{Lca} para cada estado topológico. | 103 |
| Tabela 4.1: Resumo das harmônicas apresentadas em sequência dq0 e abc. | 137 |
| Tabela 6.1: Valores respectivos para o estágio cc. | 174 |
| Tabela 6.2: Informações do modelo dos semicondutores do estágio cc. | 174 |
| Tabela 6.3: Dimensionamento do inversor e barramento cc. | 174 |
| Tabela 6.4: Valores dos componentes do filtro LCL. | 175 |
| Tabela 6.5: Valores dos componentes da carga crítica. | 175 |
| Tabela 6.6: Limites máximos de corrente na rede elétrica para componentes harmônicos de ordem ímpar. | 206 |
| Tabela 6.7: Limites máximos de corrente na rede elétrica para componentes harmônicos de ordem par. | 206 |

SÍMBOLOS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

Símbolos

| | |
|------------------------|---|
| μ_{Isc} | Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito |
| μ_{Vmp} | Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência |
| μ_{Voc} | Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto |
| C_{cc} | Capacitor de barramento cc |
| C_d | Capacitor de amortecimento |
| C_f | Capacitor de filtro |
| C_{fmax} | Capacitor de filtro máximo |
| C_o | Capacitor de saída do conversor cc-cc geral |
| G | Ganho estático |
| i_a, i_b, i_c | Corrente de saída de fase do <i>VSI</i> |
| I_{cc} | Corrente na saída do gerador fotovoltaico |
| i_{Ccc} | Corrente de capacitor de barramento |
| I_{cc}^{STC} | Corrente de curto circuito |
| I_D | Corrente de diodo geral |
| $i_{in}; I_{in}$ | Corrente na entrada do <i>VSI</i> |
| I_L | Corrente no indutor do conversor cc-cc |
| i_{LCL} | Corrente de filtro LCL |
| I_{MPP}^{STC} | Corrente de máxima potência para <i>STC</i> |
| I_{PV} | Corrente de arranjo fotovoltaico |
| i_{rede} | Corrente na rede elétrica |
| I_{reddep} | Corrente de pico de rede |
| L_c | Indutância de filtro (lado inversor) |
| L_r | Indutância de filtro (lado rede elétrica) |
| M | Índice de modulação |
| P_{carga} | Potência de carga |
| P_{cc} | Potência entrando/saindo no capacitor de barramento |
| P_{inv} | Potência de inversor |
| P_{MPP}^{STC} | Máxima potência para <i>STC</i> |
| $P_{PV}; P_{PV}$ | Potência instantânea do gerador fotovoltaico |
| $P_{PV}^{MPP}; P_{mp}$ | Potência no ponto de máxima potência |
| P_{rede} | Potência injetando/retirando da rede |
| r_L | Resistência série equivalente de indutor |
| R_o | Resistor de saída do conversor cc-cc |

| | |
|--------------------------|---|
| r_S | Resistência série equivalente da chave semicondutor |
| R_{SA} | Resistência série do arranjo fotovoltaico |
| R_{SM} | Resistência série do módulo fotovoltaico |
| S | Chave semicondutora |
| S^{STC} | Irradiância solar para condições STC |
| T_{atual} | Temperatura atual |
| t_{hold} | Tempo utilizado para o projeto do capacitor de barramento |
| T_{max} | Temperatura máxima |
| T_{min} | Temperatura mínima |
| T_s | Período de comutação |
| v_{ab}, v_{bc}, v_{ca} | Tensões de linha |
| V_{cc} | Tensão de barramento cc |
| V_E, V_e | Tensão de entrada do conversor cc-cc geral |
| v_{mod} | Sinal de moduladora |
| V_{mpmax}, V_{PVmp} | Tensão máxima de módulo fotovoltaico para STC |
| V_{mpmin} | Tensão mínima de módulo fotovoltaico |
| V_{MPP}^{STC} | Tensão de máxima potência para STC |
| V_o | Tensão de saída do conversor cc-cc geral |
| V_o | Tensão de saída do conversor cc-cc geral |
| V_{ocmax} | Tensão de circuito aberto máximo |
| V_{ocmin} | Tensão de circuito aberto mínimo |
| V_{oc}^{STC} | Tensão de circuito aberto em STC |
| V_{PV}, V_{pv} | Tensão do arranjo fotovoltaico |
| V_{PVmax} | Tensão máxima de painel fotovoltaico |
| V_{PVmin} | Tensão mínima de painel fotovoltaico |
| v_{rd} | Tensão de rede em eixo direto |
| v_{rede} | Tensão da rede elétrica |
| V_{rp} | Tensão de rede de pico |
| v_{rq} | Tensão de rede em eixo de quadratura |
| V_s | Tensão de bloqueio do semicondutor geral |
| v_{tr} | Sinal triângulo da portadora |
| Z_{iv} | Impedância virtual |
| δ | Razão cíclica |
| ω | Frequência angular |
| ω_r | Frequência angular em modo ilhado |
| ω_{ref} | Frequência angular de referência |

Siglas e Acrônimos

| | |
|-----------------|---|
| AM | <i>Air Mass Coefficient</i> |
| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica |
| ANF | Adaptive Notch Filter |
| CI | Condutância incremental |
| CO ₂ | Dióxido de carbono |
| ESR | <i>Equivalent Series Resistance</i> ; Resistência série equivalente |
| EUA | Estados Unidos do América |
| FAP | Filtro ativo paralelo |
| GC | Geração Centralizada |
| GD | Geração Distribuída |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> |
| IV | Impedância Virtual |
| MPP | <i>Maximum power point</i> |
| MPPT | <i>Maximum Power Point Tracker</i> |
| MSRF | <i>Multiple synchronous reference frames</i> |
| P&O | Método Perturba e Observa |
| PCC | Ponto de conexão comum |
| PID | Controlador proporcional integral derivativo |
| PLL | <i>Phase Locked Loop</i> ; Malha de travamento de fase |
| PV | Fotovoltaico |
| <i>PWM</i> | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| REI | Rede elétrica inteligente |
| RN | Resolução Normativa |
| SEP | Sistema Elétrico de Potência |
| SG | <i>Smart Grid</i> |
| SGD | Sistema de Geração Distribuída |
| SRF | <i>Synchronous Rotating Frame</i> ; Eixos de referência síncrona |
| STC | <i>Standard Test Conditions</i> |
| <i>SVM</i> | <i>Space Vector Modulation</i> |
| THD | <i>Total harmonic distortion</i> |
| UPS | <i>Uninterruptible Power Source</i> |
| VMQI | Valor médio quase instantâneo |
| VSI | <i>Voltage source inverter</i> |
| ZND | Zona de não detecção |

SUMÁRIO

| | |
|---|----|
| 1 Introdução | 39 |
| 1.1 Trabalhos publicados | 43 |
| 1.2 Sistemas Fotovoltaicos | 43 |
| 1.3 Classificação de sistemas fotovoltaicos | 46 |
| 1.3.1 Conversores cc-cc não isolados de alto ganho e de alto rendimento | 50 |
| 1.4 Estratégias de controle para conversores cc-cc conectados em paralelo..... | 53 |
| 1.5 Conversores cc-ca para interface entre o barramento cc e a rede elétrica..... | 56 |
| 1.6 Comentários finais do Capítulo 1 | 63 |
| 2 Análise do fluxo de potência e estratégia de controle do sistema proposto | 65 |
| 2.1 Estratégia de controle no modo conectado à rede elétrica | 67 |
| 2.2 Estratégia de controle no modo ilhado..... | 68 |
| 2.3 Cenários de balanço de potências | 69 |
| 2.3.1 Modo conectado à rede elétrica..... | 70 |
| 2.3.2 Modo ilhado | 73 |
| 2.4 Comentários finais do Capítulo 2 | 75 |
| 3 Projeto e dimensionamento dos estágios de potência cc e ca | 77 |
| 3.1 Definição do gerador fotovoltaico | 78 |
| 3.2 Projeto do conversor cc-cc..... | 81 |
| 3.2.1 Modelo médio de grandes sinais | 84 |
| 3.3 Projeto do conversor cc-ca..... | 85 |
| 3.3.1 Esforços do conversor cc-ca..... | 87 |
| 3.3.2 Projeto do capacitor de barramento cc | 88 |
| 3.4 Projeto do filtro LCL | 89 |
| 3.4.1 Índice de modulação | 92 |
| 3.4.2 Projeto do indutor L_c | 93 |

| | |
|---|-----|
| 3.4.3 Projeto do indutor L_r e do capacitor C_f | 96 |
| 3.4.4 Projeto do capacitor C_f para o modo ilhado..... | 99 |
| 3.4.5 Projeto do ramo de amortecimento passivo..... | 109 |
| 3.5 Comentários finais do Capítulo 3..... | 111 |
| 4 Concepção e controle dos estágios de potência cc e ca no modo conectado à rede elétrica..... | 113 |
| 4.1 Estratégia de controle do conversor cc-cc no modo conectado à rede elétrica..... | 113 |
| 4.2 Estratégia de controle do conversor cc-ca no modo conectado à rede elétrica..... | 115 |
| 4.2.1 Obtenção do modelo da planta para controle da corrente de saída em sequência dq0..... | 118 |
| 4.2.2 Estratégia de desacoplamento no modo conectado à rede elétrica | 125 |
| 4.2.3 Obtenção do modelo da planta para controle da tensão de barramento..... | 129 |
| 4.2.4 Projeto dos compensadores da malha de corrente de saída e tensão de barramento no modo conectado à rede elétrica..... | 134 |
| 4.2.5 Discretização dos compensadores..... | 138 |
| 4.2.6 Projeto do compensador <i>feedforward</i> da tensão de rede..... | 139 |
| 4.2.7 Sincronismo com a rede elétrica..... | 143 |
| 4.3 Comentários finais do Capítulo 4..... | 145 |
| 5 Concepção e controle dos estágios de potência cc e ca no modo ilhado | 147 |
| 5.1 Estratégia de controle para o estágio cc no modo ilhado..... | 147 |
| 5.2 Estratégia de controle para o estágio ca no modo ilhado..... | 152 |
| 5.2.1 Estratégia de desacoplamento no modo ilhado..... | 157 |
| 5.2.2 Projeto do compensador da malha de controle da tensão de saída no modo ilhado..... | 158 |
| 5.2.3 Impedância virtual aplicada à malha de controle..... | 160 |
| 5.2.4 Transformada de Park aplicada à impedância virtual..... | 165 |
| 5.3 Comentários finais do Capítulo 5..... | 170 |
| 6 Resultados experimentais e simulados..... | 173 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 6.1 | Dimensionamento do sistema | 174 |
| 6.1.1 | Protótipos | 176 |
| 6.2 | Resultados do fluxo de potência referente ao modo conectado à rede elétrica..... | 179 |
| 6.2.1 | Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 1 | 179 |
| 6.2.2 | Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 2 | 181 |
| 6.2.3 | Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 3 | 184 |
| 6.2.4 | Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 4 | 186 |
| 6.3 | Resultados do fluxo de potência referente ao modo ilhado | 188 |
| 6.3.1 | Resultados no modo ilhado para o Cenário 1 | 188 |
| 6.3.2 | Resultados no modo ilhado para o Cenário 2..... | 190 |
| 6.3.3 | Resultados no modo ilhado para o Cenário 3..... | 193 |
| 6.3.4 | Resultados no modo ilhado para o Cenário 4..... | 195 |
| 6.4 | Resultados de transição..... | 197 |
| 6.4.1 | Reconexão à rede elétrica..... | 199 |
| 6.5 | Resultados adicionais..... | 202 |
| 6.5.1 | Resultados do ensaio de <i>MPPT</i> para o modo conectado à rede elétrica..... | 202 |
| 6.5.2 | Resultados função FAP..... | 203 |
| 6.5.3 | Análise harmônica da corrente com função FAP..... | 206 |
| 6.5.4 | Análise harmônica da tensão aplicada à carga crítica | 208 |
| 6.6 | Comentários finais do Capítulo 6 | 211 |
| 7 | Conclusão..... | 213 |
| | Apêndice | 241 |

INTRODUÇÃO

A expansão dos sistemas de geração de energia elétrica, que vem ocorrendo desde a instalação da primeira usina baseada em Geração Concentrada (GC) no século 19 [1], estabeleceu-se a partir do uso de fontes primárias que utilizam combustíveis fósseis, cuja queima resulta na emissão de gases poluentes e na escassez ainda maior destes combustíveis. Tal fato, nas últimas décadas [2], é utilizado como principal argumento em prol da diversificação da matriz energética por meio da inclusão de fontes renováveis, principalmente a solar fotovoltaica e a eólica, ditas não poluentes.

Os esforços para disseminação da geração renovável intensificaram-se a partir da década de 70, período marcado pela crise energética mundial. Não obstante, ocorrências isoladas como as catástrofes de Chernobyl e Fukushima aumentaram a aversão às usinas nucleares e ajudaram a impulsionar o conceito de Geração Distribuída (GD), que aproxima as centrais de geração dos centros consumidores, leva à redução dos impactos ambientais (usinas hidroelétricas) e das perdas em linhas de transmissão e de distribuição e faz uso predominante de fontes renováveis [3].

No Brasil, os incentivos à geração distribuída foram intensificados depois das crises energéticas de 2000/2001 e 2014/2015, ocasionadas por secas prolongadas e consequente redução dos níveis dos reservatórios das usinas hidroelétricas, responsáveis por gerar cerca de 60,14% da energia elétrica do país [4].

Como forma de minimizar a dependência energética brasileira das fontes convencionais, e tendo em vista as tendências de uso crescentes de geração renovável, a ANEEL publicou em 2012, a Resolução Normativa (RN) nº 482 [5], que estabeleceu as condições gerais para o acesso de micro e minigeradores individuais aos sistemas de distribuição de energia elétrica. O sistema de compensação de energia elétrica, assim como é chamado, permite ao consumidor fornecer a energia excedente, proveniente de fontes renováveis, à rede da concessionária e utilizar os créditos sob a forma de compensação da fatura em meses subsequentes [6]. Ainda em 2015, a Resolução Normativa nº 687 [7], que aplicou mudanças à RN nº 482, estabeleceu novas regras para adesão à micro e minigeração, dentre elas, a possibilidade de operação ilhada [7], vetada até então.

Em virtude da quantidade cada vez maior de consumidores [8] que vêm aderindo ao conceito de microgeração, grande esforço tem sido feito por parte das agências regulatórias para criar normas, definições e procedimentos que definam como a conexão com a rede deve ser estabelecida. De acordo com a RN nº 687, a microgeração distribuída é definida como:

“Central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.”

As políticas de iniciativas e o desenvolvimento de novas técnicas voltadas à difusão dos sistemas de geração distribuída e, secundariamente, ao processamento da energia proveniente de fontes renováveis, com destaque à fotovoltaica, tornam-se quantitativamente visíveis a partir do crescente número de publicações relacionadas ao tema na plataforma da *IEEE*, conforme exposto na Figura 1.1.

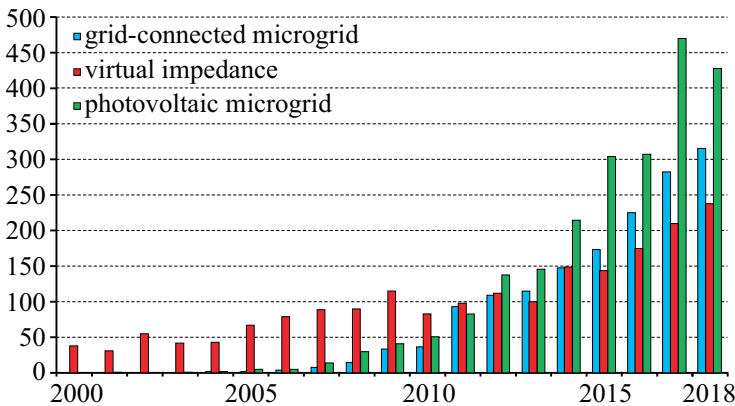


Figura 1.1: Quantidade de artigos publicados no banco de dados da *IEEE* para as palavras chaves *grid-connected microgrid*, *virtual impedance* e *fotovoltaica microgrid*.

A resolução RN nº 687, ao permitir a produção de energia elétrica pelo consumidor, contribui para solidificar o conceito de microrrede [9]:

A microrrede é um agrupamento localizado de fontes e cargas que normalmente operam conectadas e sincronizadas com a rede elétrica tradicional centralizada, mas pode desconectar-se e funcionar de forma autônoma de acordo com as condições físicas e/ou econômicas.

É notório salientar que pela atualização constante das normas, os conceitos de microgeração e microrrede ainda se encontram em fase de amadurecimento, assim como os equipamentos e dispositivos utilizados para tal finalidade, havendo espaço para novas ideias, conceitos e investigações no que diz respeito a topologias, controle, proteção, etc.

É neste contexto que se propõe o tema desta tese, que tem como cerne principal conceber, projetar, dimensionar e avaliar experimentalmente uma microrrede solar fotovoltaica voltada à geração distribuída, capaz de operar tanto no modo conectado à rede elétrica quanto no modo ilhado de forma autônoma (*stand-alone*), de maneira que se possa investigar estratégias de controle de fluxo de potência e as melhores condições de operação do sistema sob diversos cenários de geração e de demanda.

O sistema a ser estudado, apresentado na Figura 1.2, será concebido de forma que, no modo conectado à rede elétrica, a energia proveniente de arranjos fotovoltaicos é processada por dois conversores cc-cc de 3 kW e por um conversor cc-ca de 2 kW, totalizando 8 kW de potência. Tais conversores atuam, nesta condição, como rastreadores do ponto de máxima potência e devem apresentar elevado ganho e elevado rendimento.

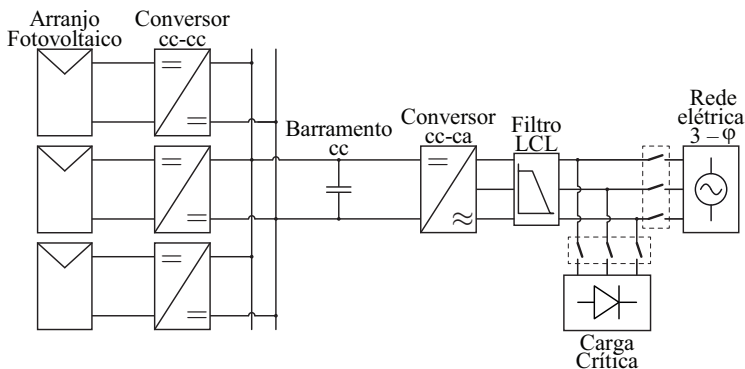


Figura 1.2: Estágios de potência do sistema proposto.

A energia gerada pelos referidos arranjos será entregue a um

barramento cc capacitivo comum a todos os conversores cc-cc e a um conversor cc-ca trifásico em ponte completa, responsável por processar a energia gerada e fornecê-la à rede elétrica, por meio de filtros LCL passivamente amortecidos.

A transição para o modo ilhado leva à desconexão física do conversor cc-ca da rede elétrica, enquanto a estratégia de controle é modificada para que a tensão na carga crítica alocada no lado ca da microrrede (e não mais a corrente injetada ou drenada na/da rede) seja regulada, garantido que tal carga seja suprida ininterruptamente. Nesta condição, será adotada uma estratégia de controle que permita a compensação da queda instantânea de tensão no indutor do filtro LCL próximo da rede elétrica, melhorando a qualidade da tensão de saída com o conversor cc-ca.

Um exemplo de aplicação da nova regra colocada em pauta na RN 687 está apresentado na Figura 1.3, em que a energia fotogerada é injetada na rede por meio de um inversor fotovoltaico. No caso de uma falha na rede, apenas a carga crítica continua sendo alimentada pelo sistema de geração renovável, que opera de forma autônoma até que as condições da rede elétrica permitam a reconexão do sistema.

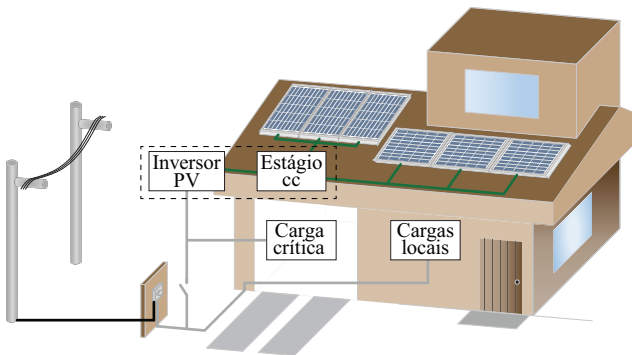


Figura 1.3: Possível microrrede após a norma RN 687.

Na Figura 1.2, representam-se de forma simplificada, os estágios de potência e de controle da microrrede proposta nesta tese. As contribuições deste trabalho são incrementais, dentre as quais se citam:

- 1) Identificação dos possíveis cenários de operação em função dos patamares instantâneos de geração e de demanda e dos modos de operação (conectado à rede e ilhado);
- 2) Contribuição ao estudo e aplicação das técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência baseadas na estimativa da temperatura de operação dos arranjos fotovoltaicos a partir da

- leitura periódica da tensão de circuito aberto;
- 3) Aplicação de técnicas de compartilhamento de potência entre os conversores cc-cc quando a operação ocorre no modo ilhado;
 - 4) Aplicação de técnicas de regulação de tensão na saída de conversores cc-cc quando a operação ocorre no modo ilhado;
 - 5) Aplicação dos métodos de emulação de impedâncias virtuais como forma de mitigar o efeito da queda instantânea de tensão no segundo indutor do filtro LCL, quando a operação ocorre no modo ilhado;
 - 6) Integração da função de filtro ativo paralelo ao inversor fotovoltaico;
 - 7) Modelagem e controle dos diversos conversores presentes na microrrede.

1.1 Trabalhos publicados

A partir dos estudos realizados durante o período de doutoramento foram publicados dois artigos, sendo um em conferência e um em periódico relacionados ao tema de pesquisa:

- R. Buerger, R. F. Coelho, T. P. Horn, D. C. Martins, “PV-Power System with Possible Grid-Connected and Isolated Operation Mode and Smooth Transition”, 10th Seminar on Power Electronics and Control (Sepoc 2017), out. 2017;
- R. Buerger, F. Costa dos Santos, M. Scarpa Sitonio, D. Cruz Martins, e R. Francisco Coelho, “Controle e Análise de Estabilidade de Conversores cc-cc em Modo de Compartilhamento de Potência”, *Eletrônica Potência*, vol. 24, no 1, p. 1–10, fev. 2018.

1.2 Sistemas Fotovoltaicos

Nesta secção será apresentada uma breve revisão bibliográfica referente a sistemas fotovoltaicos com foco em aplicação envolvendo microrredes que operem tanto no modo conectado à rede quanto no modo ilhado. São apresentados tópicos relacionados às fontes fotovoltaicas propriamente ditas, topologia de conversores, modos de operação, fluxo de potência, modelagem orientada ao controle, estratégias de controle, filtros com saída em corrente e tensão, conceito de impedâncias virtuais, técnicas de rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking – MPPT*), entre outros. A base desta revisão bibliográfica é a plataforma do *IEEE*.

Historicamente, o primeiro artigo de interesse referente ao tema

data de 1960, e trata da viabilidade econômica e tecnológica relacionada ao emprego de fontes fotovoltaicas em aplicações residenciais [10]. Os autores do artigo chegaram à conclusão de que a implantação de sistemas fotovoltaicos em locais remotos requereria a metade do investimento empregado para realizar a expansão das linhas de transmissão até o local. Tal conclusão já evidenciava o fato de que, com a produção de módulos fotovoltaicos em escala, tanto a microgeração como os sistemas de geração distribuída tornar-se-iam cada vez mais competitivos.

A quantidade de publicações descrevendo o uso de fontes renováveis em sistemas ilhados cresceu de forma vertiginosa nos anos seguintes. Em 1975, a título de exemplo, a *Siemens AG* apresentou um estudo sobre a possibilidade de alimentação de centrais telefônicas instaladas em locais remotos a partir de fontes fotovoltaicas [11]. Trabalhos semelhantes foram publicados até o ano de 1988, e podem ser encontrados em [12], [13].

Embora até a década de 80 predominassem os trabalhos concernentes a sistemas ilhados e ao estudo da célula fotovoltaica propriamente dita [14], [15], artigos pioneiros vislumbravam o emprego de conversores comutados para conectar fontes renováveis à rede elétrica [16], [17]. Em [16], por exemplo, a conexão de um arranjo fotovoltaico com a rede foi realizada por meio de um inversor monofásico a tiristores alimentado em corrente com um par LC ressonante. Neste artigo, os autores enfatizam a impossibilidade de alimentar a carga em modo ilhado.

Por sua vez, os autores de [18], em 1981, propuseram injetar a energia gerada por um arranjo fotovoltaico na rede elétrica por meio de um conversor cc-ca, contudo, nenhum conversor cc-cc foi utilizado como estágio de entrada e, tampouco, foram abordadas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência.

No ano seguinte, em [19], foi apresentado um conversor cc-ca para a interligação de uma fonte fotovoltaica à rede elétrica, comentando-se da possibilidade de utilizar inversores de tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*), em substituição aos inversores a tiristores alimentados em corrente. Ambas as publicações apontavam para os primeiros indícios de que sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica seriam uma realidade.

Outro trabalho precursor foi publicado em 1983 por [20], sendo destacado o efeito da injeção da energia elétrica gerada por módulos fotovoltaicos na qualidade da tensão da rede. A conclusão dos autores foi de que a injeção não implicava aumento (acima dos patamares permitidos) da distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion –*

THD), caso ficasse limitada a 7% da potência total da barra. Atualmente, diversos trabalhos vêm sendo realizados nessa direção, haja vista que a disseminação da geração distribuída no Sistema Elétrico de Potência (SEP) pode degradar a qualidade de energia no ponto de conexão comum (PCC) e causar carregamento das linhas de distribuição [21]–[27].

No mesmo ano, [28] propôs a utilização de um inversor de dois estágios como interface entre fontes fotovoltaicas e rede elétrica comercial. Este artigo destaca-se por abordar tópicos até então pouco discutidos na literatura, tais como: malhas de travamento de fase (*Phase Locked Loop – PLL*), técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, utilização de microcontroladores e de filtros para o acoplamento dos estágios de processamento de energia com a rede elétrica. Ainda, apresentou resultados de dois sistemas, um monofásico e outro trifásico, com potências de 10 kW e 100 kW, respectivamente. Cabe ressaltar que, assim como na maioria dos trabalhos desenvolvidos até o início da década de 90, os inversores eram alimentados em corrente.

Em 1984, publicações relacionadas ao uso de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência também começaram a surgir. Em [29], [30], por exemplo, foram realizadas análises da operação de sistemas fotovoltaicos com *MPPT* e sobre a conexão destes sistemas à rede elétrica por conversores cc-ca alimentados em corrente e com transformador de acoplamento para elevar a tensão após do filtro de saída.

Ainda em 1984, segundo [31], foi inaugurada nos EUA a primeira vila do mundo alimentada exclusivamente com fontes fotovoltaicas. Com capacidade instalada de 3,5 kW_p, o sistema autônomo alimentava geladeiras, uma bomba de água, a iluminação da vila, entre outras cargas. Os autores mencionaram que o custo da energia elétrica produzida não poderia ser reduzido com a cogeração¹ de outras fontes, como eólica ou hidrelétrica e apontavam para a possibilidade de utilização de microcontroladores, ao invés de controles eletromecânicos.

Durante os anos subsequentes, entre 1989 e 2000, houve um aumento significativo da quantidade de publicações descrevendo resultados provenientes de práticas envolvendo sistemas fotovoltaicos.

¹A cogeração, no contexto abordado no artigo, tratava da utilização de fontes intermitentes conectadas a um barramento infinito, sem necessidade de haver controle de tensão e de frequência. No contexto atual, cogeração qualificada trata do reaproveitamento do calor gerado para elevar a eficiência de determinado processo.

Nesse período, os autores de [32], [33] concluíram que a disseminação de geração distribuída no SEP deveria ocorrer de forma controlada, para que não causasse instabilidade no sistema; tal fato já havia sido pioneiramente relatado por [20]. Em 1989, [34] resumiu em uma só publicação os conversores cc-ca empregados na época para conectar sistemas fotovoltaicos à rede elétrica, enquanto outros autores propuseram novas topologias de inversores aplicados com a mesma finalidade [35], [36].

Apesar de a quantidade de publicações ter se mantido ascendente, os trabalhos subsequentes voltaram-se ao objetivo de classificar e definir adequadamente a quantidade cada vez maior de topologias e estratégias de controle utilizadas em sistemas fotovoltaicos [37], [38]. Além disso, como resultados do esforço de diversos pesquisadores ao longo de quase cinco décadas, foram definidas variações de sistemas fotovoltaicos, topologias de conversores, critérios de segurança entre outros fatores, que fizeram a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica, em larga escala, tornar-se realidade.

Em virtude de haver vários fatores que podem ser utilizados para agrupar tipos distintos de sistemas fotovoltaicos, é comum encontrar na literatura mais de uma classificação.

1.3 Classificação de sistemas fotovoltaicos

Em uma primeira abordagem, os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados quanto à maneira como os módulos são conectados na entrada do estágio de processamento de energia: sistema com inversor central, sistema com inversor *string* e sistema com inversor *multi-string*. Serão apresentadas as possíveis variações empregadas em sistemas fotovoltaicos, nos casos em que os arranjos fotovoltaicos são compostos por mais de um módulo [37].

A composição do arranjo fotovoltaico para o sistema com inversor central está exposta na Figura 1.4.

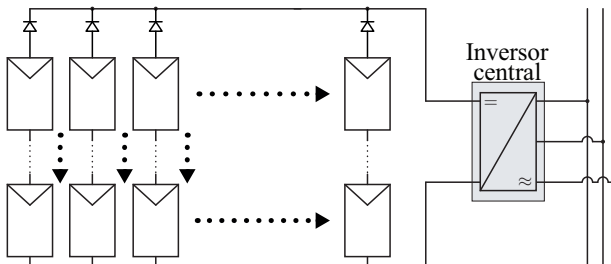


Figura 1.4: Sistema fotovoltaico composto por inversor central.

Consideram-se sistemas com inversor central aqueles onde um único inversor (normalmente trifásico) é utilizado para processar a energia proveniente de várias *strings* em paralelo, sendo cada *string* obtida da conexão de módulos fotovoltaicos em série. Tipicamente, essa topologia é utilizada em aplicações envolvendo elevada potência [39] e apresenta como desvantagens a necessidade de utilização de cabos com elevada secção e capacidade de isolamento. Além disso, o arranjo fotovoltaico (conjunto de *strings*) operará no ponto de máxima potência global, que não necessariamente coincidirá com o ponto ótimo individual de cada um dos módulos que o compõe, havendo perdas nos diodos de bloqueio, adicionados para evitar que uma *string* se torne carga para a outra, caso operem em condições climáticas diferentes ou sejam formadas por módulos de modelos variados [38], [40]–[42].

Por sua vez, o chamado inversor *string*, ilustrado na Figura 1.5 (a), é caracterizado por processar a energia de uma única *string* de módulos. Em virtude da baixa potência fornecida pelo arranjo, quando comparada ao sistema com inversor central, neste tipo de sistema o inversor é, usualmente, monofásico. Tal arquitetura melhora a eficiência de rastreamento do ponto de máxima potência em relação à de inversor central, em detrimento do surgimento de pulsação de potência, inerente aos inversores monofásicos [39], [41], [43].

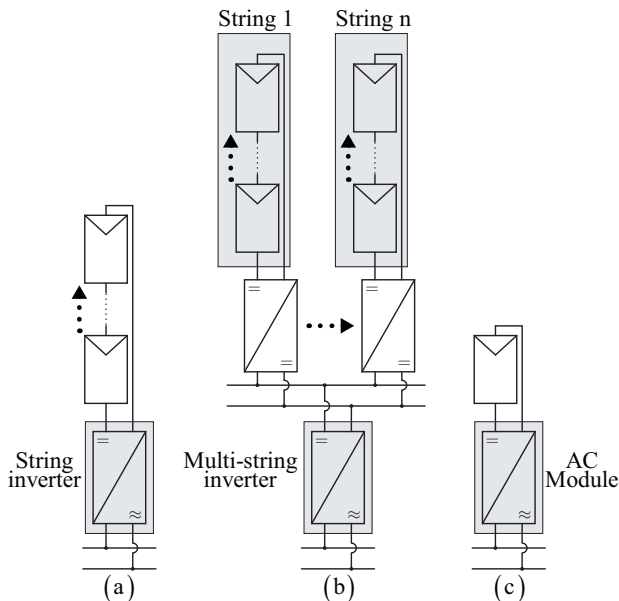


Figura 1.5: Estruturas de sistemas fotovoltaicos com: (a) Inversor string; (b) Inversor multi-string; (c) Módulo ca.

A estrutura na Figura 1.5 (b) é denominada de inversor *multi-string*. Nela, a energia proveniente de cada *string* é processada por conversores cc-cc individuais, que adequam a tensão da *string* ao valor do barramento e realizam o rastreamento do ponto de máxima potência. Um único inversor realiza a interface entre o barramento cc e o barramento ca [37], [38], [41]. Esta configuração inclui o paralelismo de conversores cc-cc, que precisa, principalmente em modo ilhado, de uma estratégia de controle adaptada para não prejudicar a estabilidade do sistema [1], [44]–[47].

A última estrutura na Figura 1.5 (c) é denominada de módulo ca, por processar a energia proveniente de um único módulo. São empregados inversores com capacidade de baixa potência, chamados de microinversores. As vantagens dessa estrutura são a mobilidade, robustez, melhor exploração da energia solar e menor custo de aquisição [48], [49].

Outra forma de classificar os sistemas fotovoltaicos está relacionada ao fato de operarem de forma ilhada ou conectado à rede elétrica, conforme é ilustrado na Figura 1.6 [50], [51].

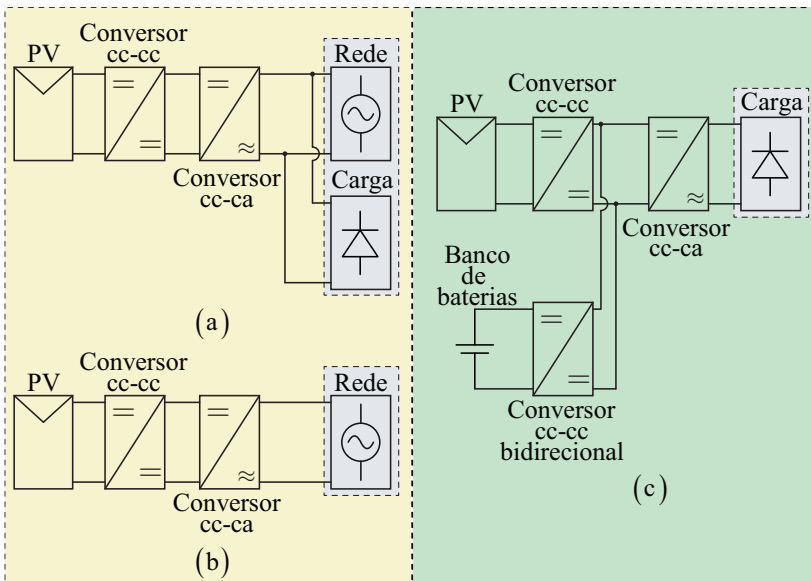


Figura 1.6: Diferenciação de topologias de sistema fotovoltaico em função da presença da rede elétrica: (a) e (b) conectado à rede elétrica; (c) ilhado.

Sistemas ilhados tipicamente são constituídos por módulos fotovoltaicos, por um controlador de carga e um banco de baterias, caso sejam empregados para alimentar cargas cc [50], conforme Figura 1.6

(c). Adiciona-se a esta composição um inversor com saída em tensão, caso a necessidade seja a alimentação de cargas ca [52]–[56]. Com desvantagem evidente deste tipo de aplicação, cita-se o uso de bancos de baterias, que tendem a se tornar volumosos quando elevada autonomia é requerida. Ressalta-se que novas tecnologias têm melhorado as expectativas deste tipo de sistema [1], [50], [57], [58].

Por outro lado, os sistemas conectados à rede elétrica, na Figura 1.6 (a) e (b), demandam por estágios de processamento de energia e estratégias de controle mais complexos, em prol da possibilidade de utilizar a rede elétrica como uma forma de *backup*, a exemplo da função exercida pelas baterias nos sistemas ilhados. Atualmente, a tendência é de que um mesmo sistema seja capaz de migrar do modo conectado à rede para o ilhado, e vice-versa, em função da disponibilidade da rede elétrica da concessionária. Este fato, todavia, torna as estratégias de controle e topologias de filtragem cada vez mais elaboradas [1].

Uma terceira maneira de classificação de sistemas fotovoltaicos se dá pela quantidade de estágios de processamento de energia cascadeados, que geralmente resulta em um ou dois estágios, tal como é ilustrado na Figura 1.5.

Sistemas de estágio único têm como vantagem a menor quantidade de componentes e o menor volume; contudo, aplicações típicas exigem que a tensão contínua de entrada seja superior ao valor de pico da tensão alternada de saída, fato que requer a associação de uma grande quantidade de módulos em série, muitas vezes inviabilizando seu uso. Além disso, para que o arranjo fotovoltaico opere no ponto de máxima potência, este tipo de sistema exige que a tensão do barramento cc seja variável [59].

Em contrapartida, sistemas de dois estágios permitem maior flexibilidade quanto à quantidade de módulos fotovoltaicos conectados em sua entrada, pois permitem elevar ou reduzir a tensão de entrada ao patamar da tensão do barramento cc por meio do ajuste do ganho estático do conversor cc-cc (primeiro estágio). Em sistemas de dois estágios, a divisão da fonte fotovoltaica em arranjos menores melhora a determinação do ponto de máxima potência (*maximum power point – MPP*). Adicionalmente, nestes sistemas, a tensão do barramento cc é mantida constante, o que leva o conversor cc-ca (segundo estágio) a operar com índice de modulação fixo, ao mesmo tempo em que o arranjo fotovoltaico opera no *MPP* [1].

Ainda dentro das topologias de dois estágios, é possível realizar uma subclassificação, tendo em vista o fato de que o conversor cc-cc pode ser do tipo isolado ou não isolado fisicamente por um transformador. Não se questiona aqui se tais conversores são elevadores

ou abaixadores, haja vista que o tipo de aplicação requer, quase que de maneira unânime, tensões de saída maiores que a de entrada.

Apesar de o ganho estático dos conversores isolados ser facilmente ajustado pela relação de espiras do transformador, o que configura uma vantagem, geralmente o uso de elementos magnéticos implica redução da eficiência, o que se caracteriza como uma significativa desvantagem [60]. No sentido oposto, conversores não isolados têm como vantagem um maior rendimento (pela ausência de transformador), mas o ganho estático máximo que alcançam é limitado e a quantidade de interruptores tende a ser tão maior quanto o ganho requerido [61].

No Brasil a ANEEL regulamentou, via RN nº 687 [7] e via Prodist [62] no Módulo 3, que um sistema fotovoltaico com potência maior que 75 kW precisa de um transformador de acoplamento entre a unidade consumidora e a rede de distribuição.

Na literatura, primando pela elevação da eficiência, a maior parte dos trabalhos desenvolve-se com base no uso de conversores cc-cc não isolados no primeiro estágio, conforme destacado a seguir.

1.3.1 Conversores cc-cc não isolados de alto ganho e de alto rendimento

Evidentemente, sabendo-se que módulos fotovoltaicos típicos (com 60 ou 72 células) disponibilizam tensões na faixa de 30 V a 40 V na sua saída e a tensão de cada *string PV* pode chegar a tensões na faixa de 120 V e 400 V, e que a tensão do barramento contínuo típico de entrada de inversores trifásicos estabelece-se entre 740 e 800 V, conclui-se que o conversor cc-cc deve ser capaz de operar com elevadas taxas de conversão, ou seja, ganho estático até 6 vezes.

O conversor *Boost* convencional é uma opção amplamente difundida para elevação de tensão em casos que não há exigência de isolamento galvânico. Tal fato está correlacionado ao seu reduzido número de componentes e à simplicidade de dimensionamento, modelagem e controle. Idealmente, o conversor *Boost* oferece ganho de tensão ilimitado, porém na prática, quando sua razão cíclica se aproxima da unidade, seu ganho de tensão e seu rendimento são drasticamente reduzidos, o que compromete o emprego deste conversor em aplicações que requeiram elevadas taxas de conversão [60].

Alternativamente, existem diversas técnicas utilizadas para elevação de tensão por meio de conversores cc-cc, as quais foram elencadas de forma concisa em [63], [64]. Na mais recente delas [64], os autores realizam uma abrangente abordagem das técnicas de elevação de

tensão junto a conversores cc-cc e sugerem a classificação ilustrada na Figura 1.7.

Examinando cada uma dessas técnicas, é possível detectar suas particularidades e, assim, vantagens e desvantagens associadas. No caso das técnicas de elevação de tensão com acoplamento magnético, por exemplo, seja utilizando transformadores ou indutores acoplados, é possível obter elevados ganhos alterando a relação de espiras [63], [65], [66]. A indutância de dispersão dos elementos magnéticos desses conversores, contudo, pode causar aumento dos esforços de tensão sobre os interruptores e degradação da eficiência.

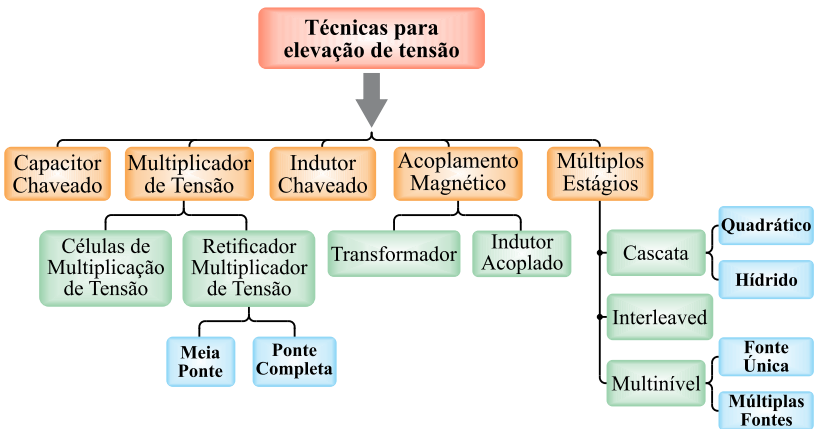


Figura 1.7 Classificação das diversas técnicas de elevação de tensão aplicáveis a conversores cc-cc.

O princípio de elevação de tensão implementado na categoria dos conversores a capacitor chaveado (*SC* do inglês *Switched Capacitor*) está fundamentado em arranjos constituídos por interruptores e capacitores [67]–[70] tais como as células de *Dickson*, *Fibonacci*, *Ladder*, entre outros. O uso dessa técnica representa um desafio no que tange a regulação de sua tensão de saída mediante variações da tensão da fonte de entrada ou de carga [69]. O elevado valor eficaz da corrente através do capacitor chaveado é outro problema a ser considerado ao optar por utilizar essa técnica. Recentemente, os conversores a capacitor chaveado ganharam nova abordagem com sua integração a células convencionais de comutação, originando os conversores híbridos [71]–[74], em que capacitores são comutados em alta frequência para alcançar elevadas taxas de conversão.

Similarmente, o princípio conhecido como indutor chaveado (*SL* do inglês *Switched Inductor*) consiste na incorporação de múltiplos

indutores e interruptores (passivos e ativos) à estrutura do conversor. Aos serem magnetizados em paralelo e, posteriormente, desmagnetizados em série, os indutores chaveados promovem o incremento do ganho de tensão de conversores cc-cc clássicos [75]–[78], entretanto, estão suscetíveis a sobretensões destrutivas, havendo necessidade de uso de interruptores de maior tensão ou de circuitos grampeadores.

Adicionalmente, existem várias células multiplicadoras de tensão (*VMC* do inglês *Voltage Multiplier Cell*), constituídas por capacitores, diodos e, em alguns casos, indutores [73], [78], [79]. Apesar de promoverem elevado ganho, as *VMCs* requerem um número bastante elevado de componentes.

Existe ainda o subgrupo dos conversores cc-cc de múltiplos estágios, que se apresenta subdividido nas categorias cascata, *interleaved* e multiníveis. A conexão de conversores cc-cc em cascata [80], [81] consiste em uma maneira simples de obter elevados ganhos de tensão, no entanto, como o fluxo de energia atravessa ambos os conversores, há degradação do rendimento [63]. Também é possível realizar a integração de componentes em conversores cascadeados para reduzir o número de interruptores ativos, fato que origina os chamados conversores quadráticos [82], [83].

As estruturas *interleaved*, por sua vez, possibilitam amenizar os esforços de corrente dos componentes de entrada e, assim, suas perdas por condução, além de contribuir com a redução do tamanho dos componentes passivos.

Por fim, os conversores cc-cc multiníveis compõem a última categoria de conversores da classificação apresentada. O conversor *Boost* multinível é um exemplo de topologia multinível [71] de alto ganho.

Logicamente, existem inúmeras outras opções de conversores cc-cc disponíveis na literatura técnica, contudo, mediante as topologias analisadas, verifica-se que os conversores não isolados tendem a se tornarem complexos, à medida que o ganho aumenta. Por isso optou-se por utilizar o conversor *Boost* convencional, exposto na Figura 1.8 com o ganho estático dado em (1.1), para compor o estágio cc da presente tese, tal como será detalhado no Capítulo 3.

Dentre os conversores cc-cc clássicos não isolados, a topologia básica com características de elevação é o conversor *Boost* [57], [84], [85] ilustrado na Figura 1.8 e matematicamente descrito por (1.1), onde G representa o ganho estático, V_o a tensão de saída, V_e a tensão de entrada e δ a razão cíclica aplicada ao conversor. Esta topologia se destaca pela simplicidade e pela baixa quantidade de componentes.

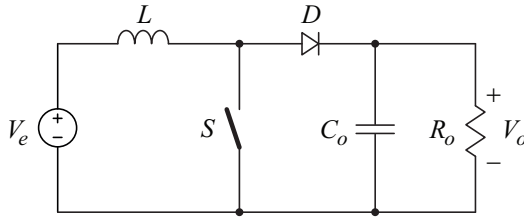


Figura 1.8: Conversor cc-cc elevador clássico: *Boost*.

$$G = \frac{V_o}{V_e} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (1.1)$$

1.4 Estratégias de controle para conversores cc-cc conectados em paralelo

No modo conectado à rede, os conversores cc-cc que compõem o estágio de entrada de sistemas fotovoltaicos têm a função de executar o rastreamento do ponto de máxima potência, de maneira a garantir a operação do arranjo fotovoltaico no ponto de máxima potência, independente das condições de irradiância solar e de temperatura. Na literatura técnica são propostos diversos algoritmos para tal finalidade, dentre eles os métodos perturba e observa [86], condutância incremental [86] e os baseados na temperatura [87].

Em [64] e [71], o *MPPT* baseado na temperatura do módulo fotovoltaico foi substituído pelo método de estimação da temperatura do módulo. Tal método substitui o sensor de temperatura por um sensor de tensão, com a finalidade de medir a tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico e estimar a temperatura de superfície do módulo. O controle como *MPPT* somente é viável no modo conectado à rede, pois toda energia gerada pode ser fornecida à rede que, desta forma, garante o balanço de energia e a estabilidade do sistema.

Contudo, no modo ilhado, a estratégia de controle dos conversores cc-cc do primeiro estágio deve ser alterada de modo a regular a tensão do barramento cc. Com os conversores cc-cc operando no *MPPT* não haveria como garantir o balanço de energia, devido a decisão de não utilizar um armazenamento por baterias, o que acarretaria em uma elevação ou redução excessiva da tensão do referido barramento [1], [89], [90]. Em grande parte das aplicações, o estágio de entrada é composto por mais de um conversor cc-cc conectado em paralelo ao barramento cc, como ilustrado na Figura 1.5 (b). Apesar de tal configuração facilitar a extração da máxima potência dos arranjos no modo conectado à rede, o controle da tensão no modo ilhado torna-se

complexo, exigindo o uso de técnicas de compartilhamento de potência.

As estratégias de controle para conversores cc-cc com barramento compartilhado requerem a regulação da tensão e o compartilhamento de potência entre os conversores. Estas estratégias de controle podem ser divididas em dois níveis: controle local e controle coordenado [91], conforme ilustrado na Figura 1.9.

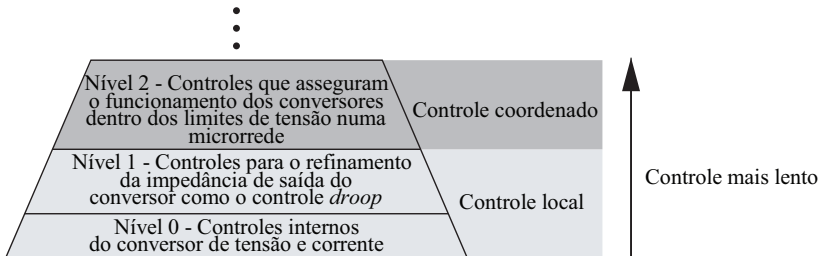


Figura 1.9: Níveis de controle separados por controles locais e coordenados [91].

Além da diferença nos objetivos de controle entre os níveis, os controles locais não necessitam de um *link* de comunicação, o que permite a operação dos conversores de forma modular e independente, enquanto os controles coordenados precisam de um meio de comunicação para realizar as respectivas regulações.

Os chamados controles coordenados de nível 2 precisam de uma linha de comunicação para a troca de informações entre os conversores com o objetivo de realizar controles globais dentro de uma microrrede. Os controles coordenados podem ser divididos em três tipos: descentralizado, centralizado e distribuído [45], [46]. Enquanto no controle descentralizado as informações adquiridas pelos conversores são transmitidas somente pelas linhas de potência, nos controles centralizado e distribuído é necessário um *link* de comunicação adicional à linha de potência. Entre as mais conhecidas estratégias de controle centralizado presentes na literatura pode-se citar o controle mestre-escravo [92] e o controle hierárquico [93]. O controle descentralizado emprega a linha de potência do próprio barramento como meio de comunicação e utiliza, por exemplo, o nível de tensão do barramento para ocupar uma determinada função no sistema. As estratégias de controle descentralizado mais conhecidas são o *DC bus signaling (DBS)* [94], *droop* adaptivo [95] e *power line signaling (PLS)* [96].

Uma das técnicas de controle local mais encontrada na literatura é o *droop control* [90], [91], [93]. Nesta técnica, o compartilhamento de potência entre os conversores é realizado por meio de uma malha

externa que corrige a referência de tensão, onde a corrente de saída de cada conversor deve ser multiplicada por uma resistência virtual, conforme ilustrado na Figura 1.10.

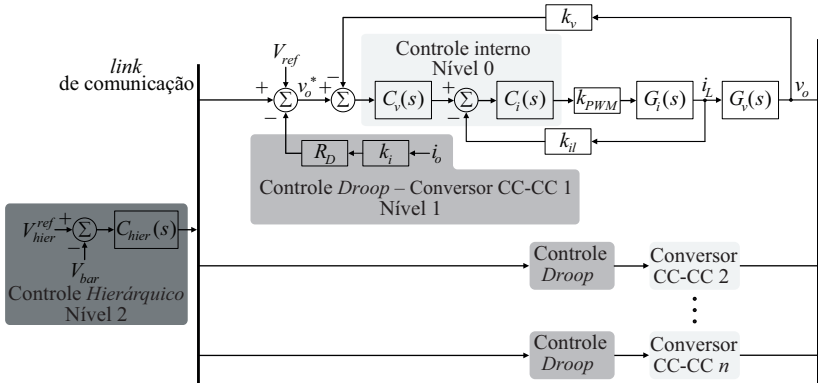


Figura 1.10: Controle hierárquico com indicação de controles de níveis.

O popular controle *droop* tem um bom desempenho para o compartilhamento de potência entre os conversores, mas não proporciona uma boa regulação de tensão, uma vez que a variação do nível de tensão depende da potência consumida pela carga [91]. Ainda assim, esta estratégia mostra uma excelente modularidade e boa robustez para o controle de conversores cc-cc conectados em paralelo a um barramento único [46].

Para melhorar a resposta do controle *droop* pode ser implementado um controle de nível superior como o controle hierárquico [93] situado no nível 2. A Figura 1.10 ilustra o funcionamento de uma microrrede com controle hierárquico. Como o erro compensado entre tensão de referência e tensão de barramento é transmitido por meio do *link* de comunicação aos conversores da microrrede para ser adicionado ao sinal de referência de cada respectivo conversor, a variação de tensão de barramento provocado pelo controle *droop* é eliminado, caso o controlador utilizado realize a ação integradora.

Todas as estratégias de controle apresentadas possuem como características comuns a regulação da tensão de barramento e o compartilhamento de potência igualitário entre os conversores, conforme ilustrado na Figura 1.11 (b). A estratégia de controle proposta em [89] regula a tensão de barramento V_{bar} por meio de uma técnica do *droop*.

Em [89] são considerados arranjos fotovoltaicos da mesma configuração e quantidade de módulos *PV* conectados. Desta forma, a

potência compartilhada entre os conversores depende das condições de temperatura e da radiação aplicada ao arranjo fotovoltaico conectado a cada um dos conversores, conforme ilustrado na Figura 1.11 (a).

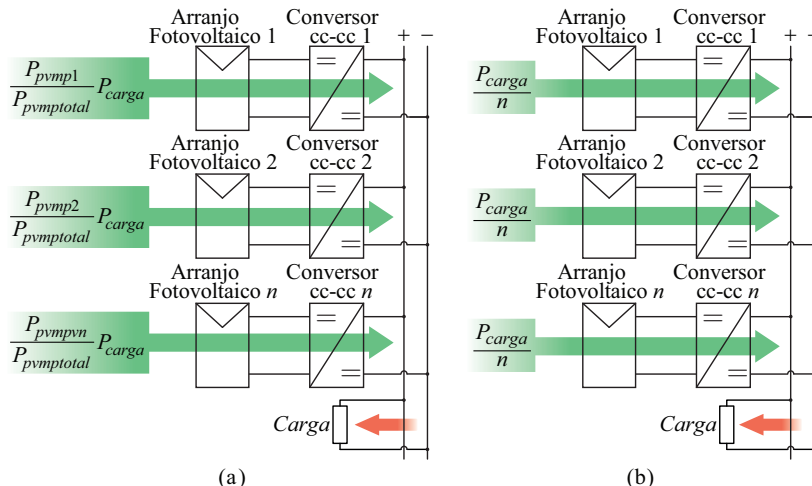


Figura 1.11: Compartilhamento de potência: (a) relativo ao ponto de máxima potência individual e (b) corrente de saída de cada conversor igual.

Nesta tese é utilizada uma versão modificada da técnica apresentada em [89], a qual possui melhor desempenho para o compartilhamento de potência entre os conversores com diferentes configurações de fontes de entrada, conforme apresentado em [97].

1.5 Conversores cc-ca para interface entre o barramento cc e a rede elétrica

A função primária de um conversor cc-ca de tensão, na literatura técnica conhecido como *VSI – Voltage Source Inverter* [98], é a conversão de uma tensão cc na entrada para uma tensão alternada controlada em frequência e amplitude na saída [99].

O *VSI* em ponte completa trifásico, ilustrado na Figura 1.12, é amplamente utilizado na faixa de potência considerada nesta tese (8 kW) [59], [98], [100]–[105]. O conversor é composto por 6 (seis) interruptores comandados, onde 2 (dois) formam um par complementar. Cada interruptor apresenta um diodo de roda livre em antiparalelo, resultando em bidirecionalidade em corrente.

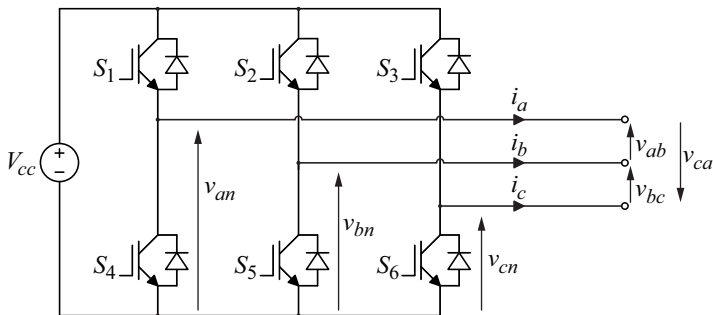


Figura 1.12: Inversor trifásico em ponte completa a três fios.

Devido à simplicidade de controle deste conversor, ele é amplamente utilizado em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede elétrica [59], [101] e em microrredes [106].

A modulação deste conversor provoca uma tensão elevada de modo comum, que pode ser problemática para aplicações em sistemas fotovoltaicos não isolados, devido ao acoplamento entre os terminais do módulo fotovoltaico e a referência de terra [103], [104]. Além disso, a baixa quantidade de interruptores pode ser um problema em aplicações de alta potência, por não haver o compartilhamento de corrente. Tais interruptores também bloqueiam sobre a elevada tensão aplicada ao barramento cc. Diante disso, a conexão de interruptores em série e paralelo é requisito para altas potências [99], [107].

Em virtude de a tensão de saída deste conversor ser de dois níveis, apresenta uma considerável quantidade de componentes harmônicas, o que acarreta um volumoso filtro passa-baixa, que serve como interface com a rede elétrica [105].

Cabe ressaltar que o emprego de filtros passa-baixa é crucial na saída do conversor cc-ca, pois atenuam as componentes de alta frequência para atender os limites de conteúdo harmônico de corrente estabelecidos pela Resolução Normativa nº 687 ANEEL [7], que segue os limites estabelecidos pela norma *IEEE 1547 “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”* [108].

Vale destacar, que no modo ilhado a tensão sintetizada pelo inversor também deve estar de acordo com as normas vigentes. Neste caso, a qualidade de tensão é imposta pelo Módulo número 8 da Prodist [62] – “Qualidade de Energia Elétrica”.

Tabela 1.1: Limites recomendados pela *IEEE* [108]–[110].

| Harmônicas individuais (Ímpares) | Valor [%] |
|-------------------------------------|-----------|
| $h < 11$ | 4,0 |
| $11 \leq h < 17$ | 2,0 |
| $17 \leq h < 23$ | 1,5 |
| $23 \leq h < 35$ | 0,6 |
| $35 \leq h$ | 0,3 |
| <i>THD</i> | 5,0 |
| Harmônicas pares | |
| $2 \leq h < 8$ | < 1,0 |
| $10 \leq h < 32$ | < 0,5 |

As normas também sugerem que a corrente cc não seja maior que 0,5% da corrente nominal.

Dentre os filtros passa-baixa com saída em corrente, apesar do filtro L ter se difundido em aplicações conectadas à rede [111] e o filtro LC em aplicações isoladas [112], [113], trabalhos recentes vêm evidenciando as vantagens relacionadas ao filtro LCL [114], [115], em ambos os casos. Dentre estas vantagens, citam-se a atenuação de 60 dB/década e o volume reduzido que o filtro LCL apresenta em comparação com os filtros L e LC. Limitações deste filtro estão relacionadas à sua tendência à instabilidade na ausência de amortecimento, seja passivo ou ativo [116], [117], e à queda de tensão no indutor ao lado da carga, principalmente em sistemas controlados em tensão [56], [118]–[120]. A Figura 1.13 ilustra algumas estruturas de filtragem utilizadas em inversores aplicadas em microrredes.

Do ponto de vista de controle, devido aos variados cenários em que sistemas fotovoltaicos podem operar em função das constantes variações das condições climáticas e das oscilações da rede e da carga, diferentes estratégias vêm sendo propostas na literatura. Em publicação anterior [121] há uma boa descrição sobre técnicas de controle destinadas a conversores cc-ca aplicados em microrredes.

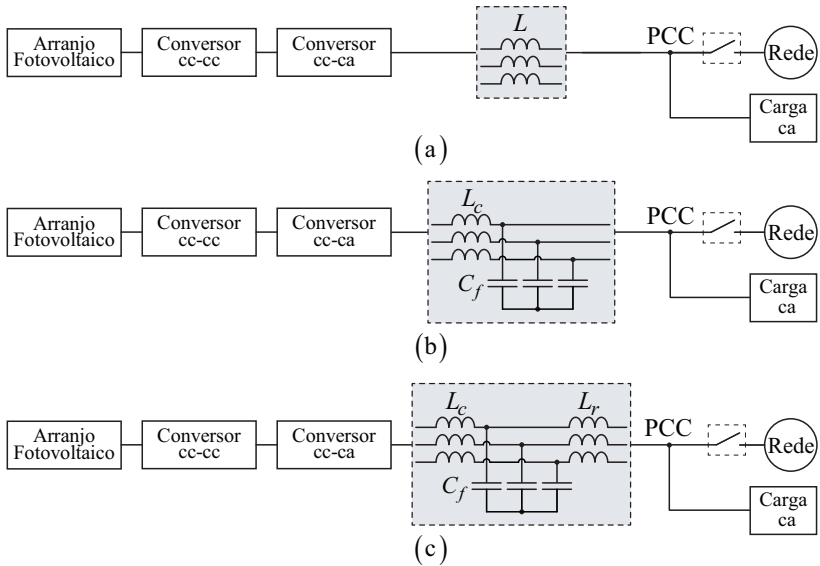


Figura 1.13: Estruturas de filtragem utilizadas em microrrede: (a) filtro L; (b) filtro LC; (c) filtro LCL.

Quando operando no modo conectado à rede elétrica, os conversores cc-ca são, usualmente, controlados em corrente, de maneira a injetarem a potência proveniente do estágio cc na rede elétrica, respeitando-se, logicamente, os requisitos de qualidade de energia exigidos por norma [110], [122]–[124], resumidas na Tabela 1.1. Em contrapartida, no modo ilhado, são controlados em tensão, visando disponibilizarem tensões senoidais em suas saídas, para o suprimento de cargas no sistema [52], [56], [106], [125], [126].

Para controle da corrente são utilizados desde controladores convencionais, como o PI, até estruturas multi-ressonantes, com intuito de reduzir o conteúdo harmônico da corrente e a qualidade da energia fornecida à rede [127]–[129]. Tipicamente, o controle é realizado em coordenada $\alpha\beta$ [127], [130] ou $dq0$ [106], [131], mas trabalhos que realizaram o controle nas coordenadas abc também são encontrados [52], [132], [133]. A geração da referência para o controle de corrente pode ser realizada de várias formas, que se diferenciam em quantidade de variáveis, flexibilidade, simplicidade, etc. [102].

O controle da tensão de saída destes inversores é normalmente requerido em aplicações ilhadas para garantir o suprimento ininterrupto de cargas alocadas no lado ca do sistema. Como os filtros utilizados nestas aplicações (L ou LCL) apresentam saída em corrente (para cumprir os requisitos de filtragem requeridos no modo conectado) o

controle da tensão de saída torna-se complexo, pois há a necessidade de compensação da queda de tensão no segundo indutor do filtro, sobretudo, quando cargas não lineares são consideradas, pois a circulação de corrente com elevado conteúdo harmônico através destes indutores causa quedas de tensão acentuadas [56], [100]. Na atualidade existem trabalhos que sugerem uma indutância ao lado da rede elétrica maior do que ao lado do conversor cc-ca para garantir uma maior estabilidade à variação da indutância de rede [56], [134], [135]. A desvantagem de uma elevada indutância do lado da rede em aplicação em microrredes com possível operação em modo ilhado é a queda de tensão sobre este indutor.

Uma primeira solução para este problema é a localização da carga diretamente em paralelo com o capacitor de filtro C_f [136], [137], de acordo com a Figura 1.13 (b). Desta forma, a tensão imposta ao capacitor C_f em modo ilhado é também aplicada à carga. Obviamente, em modo conectado, o problema volta a existir, pois o indutor L_r , alocado entre a rede e a carga, impede que a carga seja submetida à tensão da rede, conforme ilustrado na Figura 1.13 (c).

Assim sendo, na presente tese, optou-se por alocar a carga crítica na saída do filtro. Em escolha similar, o trabalho apresentado em [135] não compensa a queda de tensão no indutor L_r , mesmo havendo uma possível elevação do *THD* de tensão acima do valor de 5%. Desta forma, a solução aqui adotada consiste da emulação de uma impedância virtual [23], [119], [120] combinada com controladores multi-ressonantes [138], [139], a fim de mitigar o efeito físico de L_r na operação ilhada. O conceito da impedância virtual é cada vez mais empregado para controlar *VSI*s, impulsionado principalmente pelo rápido crescimento de sistemas de geração distribuída (SGD) de energias renováveis. Com a aplicação da técnica da impedância virtual, a dinâmica do filtro pode ser moldada para um perfil dinâmico desejado [140]. As aplicações da impedância virtual vão desde o controle do fluxo de potência [21], [101], [141], compensação de harmônicas e desequilíbrios de tensão [23], [106], [119], [120], [142], compartilhamento de potência em modo ilhado [100], melhora da estabilidade do SGD [143], [144] até a utilização para amortecimento ativo com filtros LCL [144], [145]. Além do modo ilhado, sistemas no modo conectado também são beneficiados com a estratégia de controle impedância virtual [143], [145]. Para filtros do tipo LCL, a queda de tensão sobre o indutor do lado da rede pode ser compensada, mas para isso torna-se necessário medir um número maior de variáveis [23], [119], [120], [146].

Nesta tese apresenta-se uma estratégia de controle para a

compensação da tensão no indutor com a técnica de impedância virtual implementada em forma de capacitâncias virtuais nas coordenadas dq.

Microrredes com possível participação da rede elétrica precisam de sistemas de controle auxiliares para garantir um funcionamento especificado pelas normas [109], [147] e garantir uma alimentação ininterrupta da carga. Por exemplo, para que o sistema no modo conectado à rede elétrica opere com alto fator de potência, deve-se garantir que a corrente injetada na rede seja senoidal e esteja em fase com a tensão, ou seja, que haja sincronismo entre o SGD e o SEP, havendo necessidade de implementação de estratégias de sincronismo.

O sincronismo com as tensões da rede pode ser realizado de várias formas, sendo que a mais simples emprega a detecção da passagem das tensões de fase por zero. Esta estratégia é simples e de baixo custo e pode ser implementada de forma analógica, contudo, é vulnerável a ruídos e distorções da tensão da rede [108].

Uma estratégia amplamente empregada na literatura para a obtenção do ângulo ωt é o laço de travamento de fase (*Phase Locked Loop – PLL*). Como o nome sugere, trata-se no *PLL* de uma malha fechada capaz de produzir um sinal na sua saída que representa o ângulo ωt relacionado à frequência e fase do sinal na entrada.

O método de controle do *PLL* baseado na *SRF* (*Synchronous Rotating Frame*), segundo [148], tem o melhor desempenho sob distorções das tensões de rede e tem sido utilizado amplamente para esta finalidade. No *SRF-PLL* as tensões instantâneas em referência abc são transformadas para a sequência rotacional dq0 através da transformada de Park. A amplitude dos valores em eixo direto e em quadratura é controlada através do ângulo ωt . Para o ângulo objetivo a componente em quadratura é nula [149]. A constante ω_{ref} melhora a dinâmica do *PLL* e é escolhida como a frequência angular esperada da rede elétrica. Para tensões desequilibradas [149] sugere a utilização de *SRF-PLLs* avançados, como o duplo *SRF-PLL* desacoplado [150], [151].

O funcionamento do *SRF-PLL* é exposto de forma simplificada na Figura 1.14. O princípio de funcionamento está baseado no fato de que, para o ângulo ωt certo, a tensão de eixo em quadratura é nula, em um sistema trifásico equilibrado.

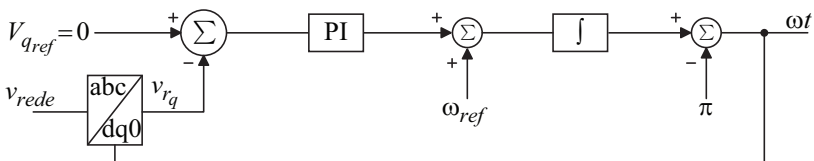


Figura 1.14: Método de sincronismo com a rede elétrica: *SRF-PLL*.

Outra aplicação do ângulo ωt , obtido por meio do *PLL*, é a obtenção da informação de harmônicas em sinais distorcidos. O sinal ωt na saída do *PLL* na Figura 1.14 é multiplicado com o número da harmônica de interesse e utilizado para a transformada dq0. Logo, o sinal transformado passa por um filtro passa-baixa, ilustrado na Figura 1.15 (c), e o sinal cc resultante corresponde à amplitude da harmônica [152].

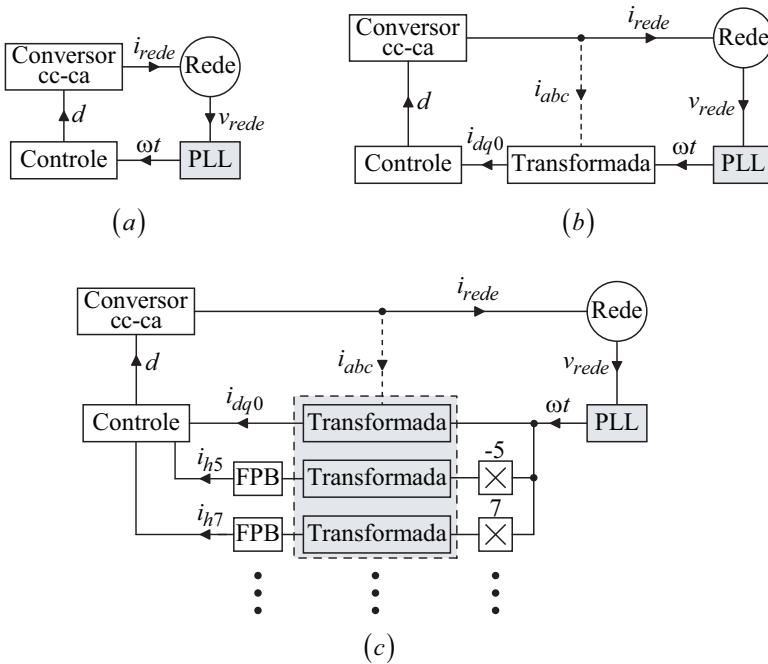


Figura 1.15: Aplicações da informação do ângulo ωt ; (a) sincronismo com a rede elétrica; (b) transformadas de sequência ($\alpha\beta 0$ ou dq0); (c) Decomposição de sinais (aqui *multiple synchronous reference frames* – MSRF).

Entre os requisitos para a conexão do SGD com o SEP resumidos na *IEEE 1547* [147], na *IEEE Std 519 - 2014* [110] e na *Prodist* [62] – Módulo número 8, a recomendação de distorção para a tensão apresentada na Tabela 1.2 como mostra [110].

Tabela 1.2: Distorção máxima da tensão no PCC para SGD menor do que 1 kV.

| Harmônica individual (%) | Total harmonic Distortion THD (%) |
|--------------------------|-----------------------------------|
| 5,0 | 8,0 |

1.6 Comentários finais do Capítulo 1

Este capítulo teve como objetivo a apresentação dos conceitos importantes na concepção de uma microrrede com geração de energia a partir de fontes fotovoltaicas.

A proposta apresentada na Figura 1.16 é um sistema fotovoltaico que consiste em uma microrrede com possibilidade de funcionar em modo ilhado (*stand-alone*) e conectado. Será utilizado um sistema *multi-string* com conversores cc-cc injetando a potência de cada arranjo fotovoltaico a um barramento capacitivo cc, sendo a conversão da tensão cc em ca realizada através de um conversor cc-ca e um filtro LCL passivamente amortecido utilizando o método da impedância virtual.

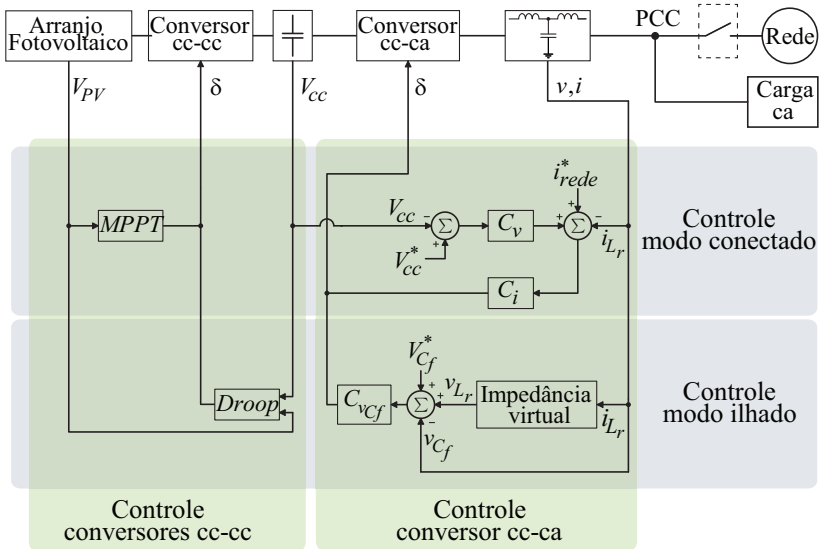


Figura 1.16: Microrrede proposta com as indicações das estratégias de controle.

ANÁLISE DO FLUXO DE POTÊNCIA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO SISTEMA PROPOSTO

A microrrede estudada opera em diferentes cenários, que diferenciam-se em função da oferta de energia pelas fontes fotovoltaicas, da presença ou ausência da rede elétrica e da energia drenada pela carga. Assim, a fim de garantir a operação estável em todos os cenários, uma análise criteriosa do fluxo de potência deve ser realizada.

De modo a simplificar o sistema proposto, ilustrado na Figura 1.2, as fontes fotovoltaicas e seus respectivos estágios de processamento (conversores cc-cc) serão reduzidos a um único estágio, conforme ilustrado na Figura 2.1, sem haver prejuízo ao entendimento de como se estabelece a análise do fluxo de potência.

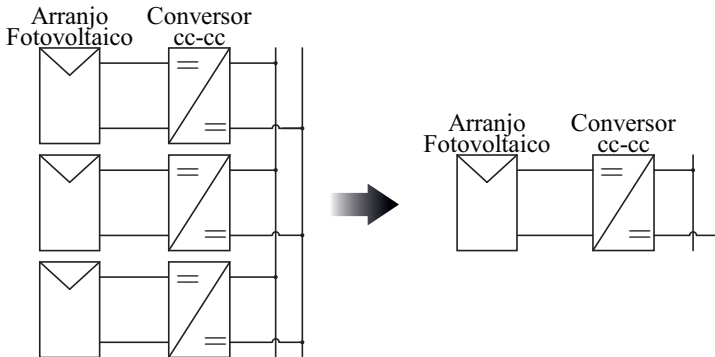


Figura 2.1: Simplificação da representação do estágio cc.

Para que se possa compreender a estratégia de controle a ser empregada, bem como a função que cada estágio de processamento de energia desempenha, apresentar-se-á, em seguida, uma breve descrição de cada bloco.

Primeiramente, define-se o gerador fotovoltaico que, conforme visualizado na Figura 1.2 e Figura 2.1, consiste de três arranjos fotovoltaicos conectados a conversores cc-cc independentes. Cada arranjo é projetado a gerar 3 kW ou 2 kW de pico nas condições padrão de teste (*Standard Test Conditions – STC*). As saídas dos referidos

conversores cc-cc estão conectadas em paralelo e fornecem energia a um barramento cc capacitivo. A interface entre o barramento cc e a rede elétrica é realizada por um inversor trifásico, projetado para processar a potência total dos arranjos, isto é, 8 kW. Por fim, para prover a filtragem das componentes de altas frequências provenientes da comutação e presentes na corrente de saída do inversor, utiliza-se um filtro passa-baixa, que faz a efetiva conexão do sistema à rede elétrica da concessionária.

Nota-se a existência de blocos que geram energia, como os arranjos fotovoltaicos e a rede elétrica; blocos que absorvem energia, como a carga e a rede elétrica, e outros que apenas processam energia, como os conversores cc-cc e cc-ca e o filtro de saída. O possível fluxo de potência para cada bloco é apresentado na Figura 2.2. As setas verdes representam a energia gerada no arranjo fotovoltaico e setas vermelhas a energia proveniente da rede elétrica.

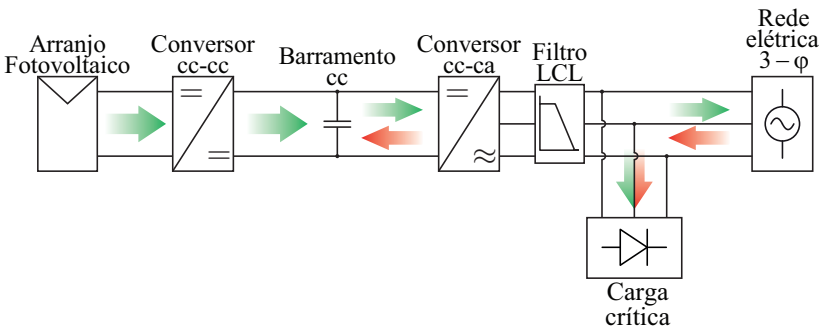


Figura 2.2: Sistema proposto com indicação do sentido de fluxo de potência.

Conforme mencionado, o fluxo de potência é diretamente dependente dos patamares gerados e consumidos de energia elétrica. Em seguida, será analisada a forma como o fluxo de potência se estabelece no sistema proposto, considerando-se um conjunto de todos os possíveis cenários de geração e de demanda, tanto no modo conectado quanto no modo ilhado. É importante ressaltar que, independentemente do cenário analisado, o balanço de potência no sistema tem que ser satisfeito, de maneira a evitar elevação ou redução da tensão do barramento cc para garantir a estabilidade. A equação (2.1) mostra que, no equilíbrio, a potência gerada deve ser igual à consumida, independentemente do cenário considerado.

$$\sum_{n=0}^n P_n = 0 \tag{2.1}$$

2.1 Estratégia de controle no modo conectado à rede elétrica

No modo conectado, que é caracterizado pela conexão da microrrede à rede elétrica, existe a possibilidade de utilização da rede como fonte de geração ou elemento de armazenamento infinito de energia. Na equação geral do balanço de potência, descrita por (2.2), assume-se P_{rede} como sendo positiva ($P_{PV} > P_{carga}$) ou negativa ($P_{PV} < P_{carga}$) conforme estabelece a convenção de sinal passivo: sinal positivo indica que a rede elétrica absorve energia da microrrede e sinal negativo que fornece energia à microrrede.

$$P_{PV} - P_{carga} = \pm P_{rede} \quad (2.2)$$

Considerando o exposto, no modo interligado os conversores cc-cc podem ser controlados de maneira a extrair a máxima potência das fontes fotovoltaicas, sem que isso cause elevação ou redução da tensão do barramento cc. Conversores que atuam dessa forma são denominados de rastreadores do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT), conforme será detalhado no Capítulo 4.

Por sua vez, o conversor cc-ca tem por função regular a tensão do barramento cc, por meio do controle do valor de pico da corrente injetada ou drenada na/da rede. Nota-se que para uma demanda de carga constante, o valor de pico da corrente define a quantidade de potência drenada do barramento cc.

Para entender o funcionamento da estratégia de controle no modo conectado à rede elétrica, as potências consumidas e geradas pela carga e o gerador fotovoltaico, respectivamente, são consideradas constantes e desta forma, o valor de pico da corrente da rede elétrica regula a corrente de entrada do inversor I_{in} proveniente do barramento cc: um aumento da corrente I_{in} causa um aumento da potência drenada do barramento e, portanto, uma diminuição da tensão V_{cc} .

Além da tensão do barramento cc, o conversor cc-ca controla a corrente na rede elétrica, seja injetada ou drenada, para garantir que a operação se estabeleça com um fator de potência próximo da unidade. Por inspeção da Figura 2.3, percebe-se que o conversor cc-ca opera como filtro ativo paralelo (FAP) para cargas não lineares. Para que a corrente na rede elétrica seja senoidal, o conversor cc-ca deve fornecer, dentro de suas limitações e potência, a soma das correntes que circula pela carga e pela rede elétrica, conforme estabelece (2.3).

$$i_{LCL} = i_{carga} + i_{rede} \quad (2.3)$$

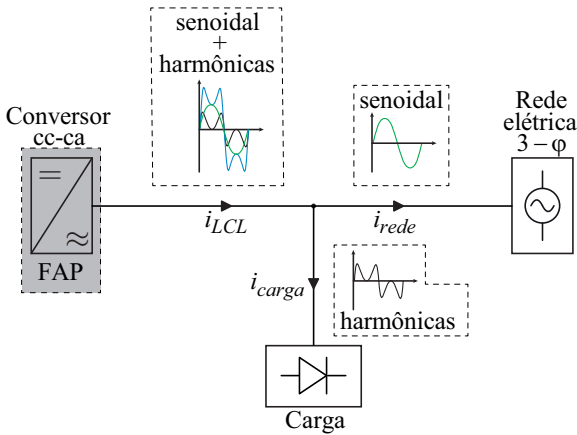


Figura 2.3: Aplicação do conversor cc-ca como filtro ativo paralelo (FAP).

Por fim, a Figura 2.4 ilustra a estratégia de controle a ser empregada no modo conectado, com indicação das formas de onda típicas de saída de cada estágio de processamento de energia e suas respectivas funções na microrrede.

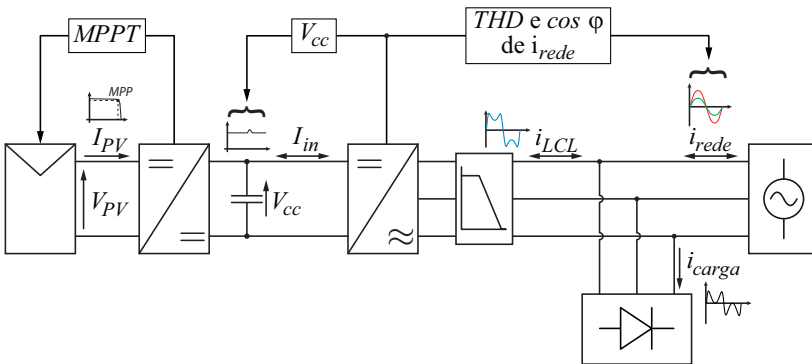


Figura 2.4: Estratégia de controle proposta no modo conectado à rede elétrica.

2.2 Estratégia de controle no modo ilhado

Durante a ausência da rede elétrica, a estratégia a ser adotada para controlar a microrrede muda substancialmente, pois neste modo, não há uma barra para absorver ou fornecer o excesso ou déficit de potência. Desta forma, a geração de energia por parte dos arranjos fotovoltaicos deve ser controlada para se equiparar à consumida pela carga, conforme (2.4).

$$P_{PV} = P_{carga} \quad (2.4)$$

A necessidade de adaptação da estratégia de controle à condição imposta por (2.4) faz com que os conversores cc-cc deixem de operar no *MPPT* e passem a regular a tensão de barramento cc. Com esta estratégia, a energia gerada pelas fontes fotovoltaicas tende a se igualar à consumida pela carga, enquanto a tensão do barramento cc é mantida constante e regulada.

A carga, em geral, requer tensões senoidais com valor eficaz e frequência constantes, tal como a tensão da rede elétrica, para operar corretamente. Com a ausência da rede elétrica, caberá ao conversor cc-cc impor a tensão na carga, devido ao fato de a tensão do barramento cc ser controlada pelos conversores cc-cc, assim como é representado na Figura 2.5.

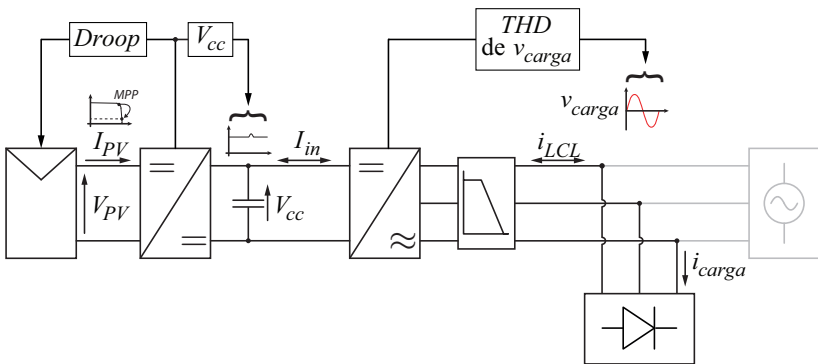


Figura 2.5: Estratégia de controle proposta no modo ilhado.

A seguir, serão apresentados os possíveis cenários de transmissão de potência no sistema, considerando-se as diferentes condições de oferta de energia pelas fontes fotovoltaicas e de demanda pela carga, com presença ou ausência da rede elétrica.

2.3 Cenários de balanço de potências

Independentemente do cenário considerado, o sistema somente operará estavelmente se (2.5), deduzido de (2.1), for satisfeita. Salienta-se que o símbolo \pm é usado para indicar que a rede elétrica pode gerar ou absorver energia para/do sistema.

$$P_{PV} - P_{carga} \pm P_{rede} = 0 \quad (2.5)$$

Vale ressaltar que a potência da carga P_{carga} , nesta análise, será considerada constante, assim, a soma das potências provenientes do

arranjo fotovoltaico P_{PV} e da rede P_{rede} devem ser definidas para garantir a estabilidade do sistema, isto é (2.6).

$$P_{PV} \pm P_{rede} = P_{carga} \tag{2.6}$$

Em cada modo de operação (conectado à rede ou ilhado) podem ser identificados quatro distintos cenários, que se estabelecem de acordo com as condições apresentadas em (2.7), sendo que o índice MPP representa a operação das fontes fotovoltaicas no ponto de máxima potência.

$$\begin{aligned} P_{PV}^{MPP} &> P_{carga} \\ P_{PV}^{MPP} &< P_{carga} \\ P_{PV}^{MPP} &= P_{carga} \\ P_{PV}^{MPP} &= 0 \end{aligned} \tag{2.7}$$

2.3.1 Modo conectado à rede elétrica

Em um primeiro cenário, considera-se que a energia gerada pelos arranjos fotovoltaicos é maior que a demandada pela carga, conforme é descrito em (2.8) e ilustrado na Figura 2.6. Nesta condição, o conversor cc-ca injeta a energia excessiva na rede elétrica, de acordo com (2.9), e controla a tensão do barramento cc, enquanto o conversor cc-cc mantém o arranjo fotovoltaico no MPP .

$$P_{PV}^{MPP} > P_{carga} \tag{2.8}$$

$$\underbrace{P_{PV}^{MPP}}_{\text{Fonte}} = \underbrace{P_{carga} + P_{rede}}_{\text{Carga}} \tag{2.9}$$

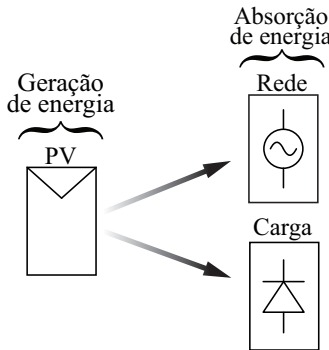


Figura 2.6: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} > P_{carga}$.

As setas da Figura 2.6 representam o sentido do fluxo de potência nas condições estabelecidas por (2.8).

No cenário em que a oferta de energia pela fonte fotovoltaica é insuficiente para suprir a carga, (2.10), a rede elétrica atua de forma a complementar a geração e satisfazer (2.11). O fluxo de potência do sistema, neste cenário, estabelece-se de acordo com a Figura 2.7, assim, o conversor cc-ca controla a corrente drenada da rede elétrica, para que haja elevado fator de potência e regulação da tensão do barramento cc.

$$P_{PV}^{MPP} < P_{carga} \quad (2.10)$$

$$\underbrace{P_{PV}^{MPP} + P_{rede}}_{\text{Fonte}} = \underbrace{P_{carga}}_{\text{Carga}} \quad (2.11)$$

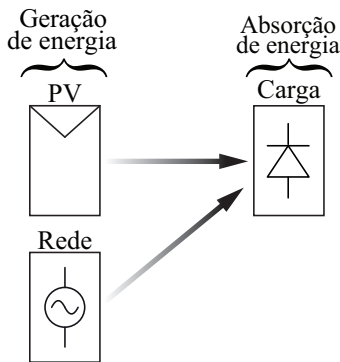


Figura 2.7: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} < P_{carga}$.

A equação (2.12) e a Figura 2.8 descrevem um terceiro possível cenário de operação do sistema, embora raro de acontecer na prática, já que a oferta de energia das fontes fotovoltaicas varia constantemente. Como a potência gerada pelas fontes fotovoltaicas e a consumida pela carga igualam-se, o fluxo de potência proveniente da rede elétrica é anulado, tal como é indicado em (2.13), mas o conversor cc-ca é ainda o responsável por manter a tensão do barramento cc regulada em seu valor nominal.

$$\underbrace{P_{PV}^{MPP}}_{\text{Fonte}} = \underbrace{P_{carga}}_{\text{Carga}} \quad (2.12)$$

$$P_{rede} = 0 \quad (2.13)$$

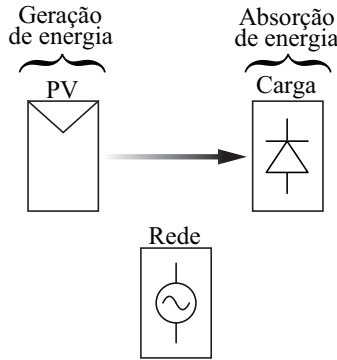


Figura 2.8: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} = P_{carga}$.

Por fim, a condição estabelecida por (2.14) representa o cenário em que a geração de energia pelas fontes fotovoltaicas torna-se nula, de maneira que a carga é suprida integralmente pela rede elétrica. Neste cenário, a tensão do barramento cc é mantida constante por intermédio do conversor cc-ca, que opera como retificador, drenando da rede elétrica correntes senoidais com reduzida *THD*.

$$P_{PV}^{MPP} = 0 \tag{2.14}$$

$$\underbrace{P_{rede}}_{\text{Fonte}} = \underbrace{P_{carga}}_{\text{Carga}} \tag{2.15}$$

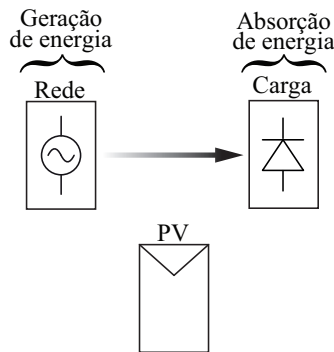


Figura 2.9: Sentido de fluxo de energia no modo conectado à rede elétrica para o caso $P_{PV}^{MPP} = 0$.

2.3.2 Modo ilhado

O primeiro cenário considerado no modo ilhado descreve a situação em que a oferta de energia é maior do que a demanda. Conforme mencionado anteriormente, os conversores cc-cc regulam a tensão de barramento cc por meio da energia que extraem dos arranjos fotovoltaicos, portanto, parte da energia disponível deixa de ser gerada, haja vista o fato de os arranjos não operarem no ponto de máxima potência, tal como é descrito por (2.16) e (2.17) e ilustrado na Figura 2.10.

$$P_{PV}^{MPP} > P_{carga} \tag{2.16}$$

$$\underbrace{P_{PV}}_{\text{Fonte}} = \underbrace{P_{carga}}_{\text{Carga}} \tag{2.17}$$

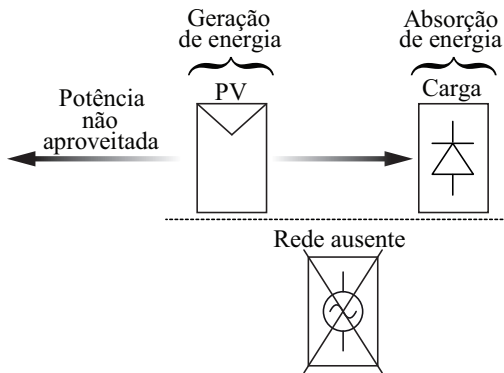


Figura 2.10: Sentido de fluxo de energia no modo ilhado para o caso

$$P_{PV}^{MPP} > P_{carga}$$

Se as condições de irradiância solar e de temperatura forem tais que a potência gerada pelos arranjos fotovoltaicos não for suficiente para suprir a demanda da carga, conforme (2.18), a tensão de barramento cc tende a reduzir-se abaixo do valor mínimo permitido, como estabelece (2.19). Quando ambas as condições citadas ocorrerem, o sistema deve ser desligado para preservar a segurança da instalação e das cargas a ela conectada.

$$P_{PV}^{MPP} < P_{carga} \tag{2.18}$$

$$V_{cc} < V_{ccmin} \tag{2.19}$$

A Figura 2.11 ilustra o cenário no qual a máxima potência disponível no gerador PV, como estabelecido em (2.20), é insuficiente para garantir a alimentação da carga e manter o barramento cc regulado.

$$P_{PV} = P_{PV}^{MPP} \tag{2.20}$$

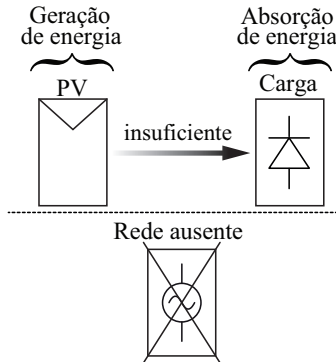


Figura 2.11: Sentido de fluxo de energia no modo ilhado para o caso

$$P_{PV}^{MPP} < P_{carga}$$

Na situação em que a potência gerada pelas fontes fotovoltaicas iguala-se à demandada pela carga, surge, novamente, um caso particular de rara ocorrência, mas que deve ser considerado. Nesta condição, representada pela Figura 2.12 e descrita por (2.21) e (2.22), a tensão do barramento cc continua sendo controlada pelos conversores cc-cc, mas os arranjos voltam a operar no *MPP*, sendo esta a única condição que garante que o barramento cc mantenha-se regulado em seu valor nominal de operação.

$$P_{PV} = P_{PV}^{MPP} \tag{2.21}$$

$$\underbrace{P_{PV}^{MPP}}_{\text{Fonte}} = \underbrace{P_{carga}}_{\text{Carga}} \tag{2.22}$$

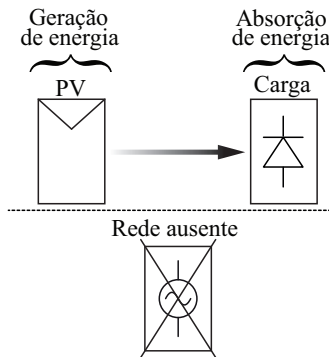


Figura 2.12: Fluxo de potência para a condição $P_{PV}^{MPP} = P_{carga}$ no modo ilhado.

Nos casos onde as condições do gerador PV não permitirem a injeção de nenhuma potência ao barramento cc, conforme (2.23), os conversores cc-cc serão incapazes de manter a tensão de barramento estabilizada num nível para que a carga possa ser alimentada. Na situação em que a tensão de barramento fica inferior ao limite mínimo, descrito por (2.24), o sistema se desliga e entra em modo de espera até que as condições do gerador PV mudem para outro cenário apresentado.

$$P_{PV}^{MPP} = 0 \quad (2.23)$$

$$V_{cc} < V_{cc_{min}} \quad (2.24)$$

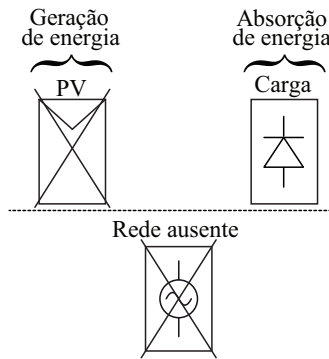


Figura 2.13: Fluxo de potência para a condição $P_{PV}^{MPP} = 0$ no modo ilhado.

2.4 Comentários finais do Capítulo 2

Este capítulo destinou-se a descrever os possíveis cenários de fluxo de potência no sistema proposto, apresentando as possíveis condições para ocorrência dos cenários de balanço de potência.

Foram descritas as estratégias de controle a serem adotadas no modo conectado à rede e ilhado. Verificou-se no modo conectado a necessidade de empregar uma estratégia de controle que leve os conversores cc-cc a operarem no MPP , enquanto o conversor cc-ca é responsável por regular a tensão do barramento cc e a corrente injetada ou drenada na/da rede elétrica, que deve operar com $\cos(\varphi)$ unitário e baixa THD . Já que no modo ilhado, a rede elétrica é desconectada do sistema e não existe mais a possibilidade de utiliza-la como uma fonte de capacidade infinita de potência; assim, a potência gerada pelas fontes fotovoltaicas tem que ser igual à consumida pela carga. Nesta situação, verificou-se que há necessidade de fazer com que os conversores cc-cc

regulem a tensão do barramento cc, o que pode fazê-los operar fora do *MPP*. O conversor cc-ca, neste modo de operação, é regulado para fornecer tensões senoidais requeridas ao suprimento da carga alocada no lado ca do sistema.

Conclui-se, portanto, que a partir do uso de estratégias para controle do fluxo de potência no sistema, é possível fazê-lo operar de forma adequada, respondendo às solicitações da carga em função da disponibilidade instantânea da energia proveniente das fontes fotovoltaicas.

**PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS ESTÁGIOS DE POTÊNCIA CC
E CA**

No presente capítulo são apresentadas as especificações, o projeto e o dimensionamento dos estágios cc e ca do sistema proposto. Por razões técnicas, a ordem da apresentação é realizada da seguinte forma: gerador fotovoltaico, conversor cc-cc, conversor cc-ca e filtro de saída.

O emprego de um estágio cc-cc deve-se à necessidade de impor a operação do arranjo fotovoltaico no ponto de máxima potência, quando o sistema opera no modo interligado à rede elétrica, ou à necessidade de regulação da tensão do barramento cc, quando opera no modo ilhado. Sendo assim, é necessária a obtenção das especificações do arranjo fotovoltaico que supre cada um dos conversores cc-cc.

Na microrrede proposta, o estágio cc é composto por três conjuntos de arranjos fotovoltaicos e seus respectivos conversores cc-cc, especificados conforme da composição e quantidade de módulos fotovoltaicos de cada arranjo, como reportado na Figura 3.1.

A conexão do barramento cc com a rede elétrica é realizada por meio de um conversor cc-ca, responsável pelo controle da tensão do referido barramento e da corrente injetada ou drenada na/da rede elétrica em modo conectado, e pelo controle da tensão aplicada à carga crítica alocada no lado ca, no modo ilhado. O conteúdo harmônico da tensão de saída do conversor cc-ca é atenuado por meio de um filtro LCL, conforme ilustrado na Figura 3.1. Em caso de uma falha na rede elétrica, o sistema é fisicamente desconectado por um contator.

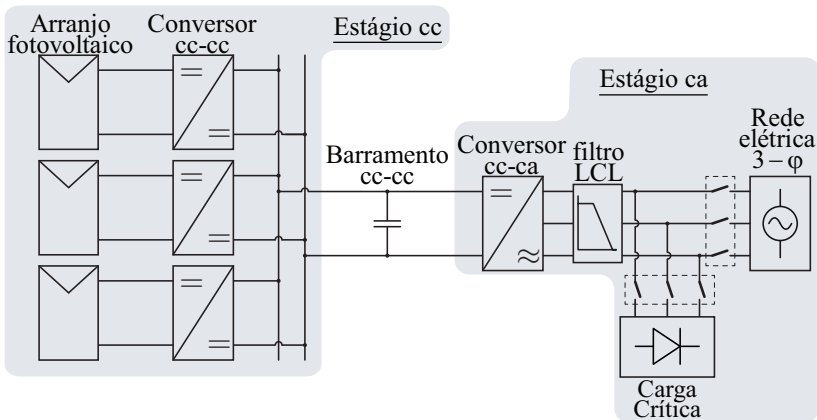


Figura 3.1: Sistema completo com destaque para os estágios cc e ca.

3.1 Definição do gerador fotovoltaico

O elemento básico de um gerador fotovoltaico é a célula fotovoltaica. Em virtude da baixa tensão gerada, várias células são usualmente interligadas em série e encapsuladas para criar o módulo fotovoltaico [86]. Um conjunto de módulos eletricamente conectados é chamado de arranjo fotovoltaico [153], como ilustrado na Figura 3.2.

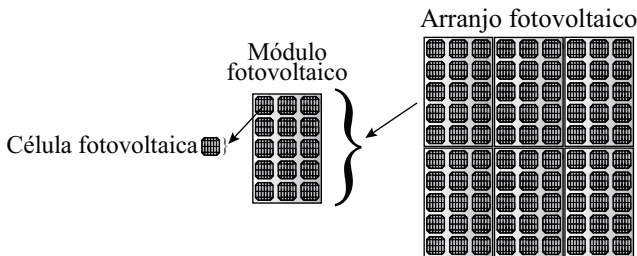


Figura 3.2: Relação entre célula, módulo e arranjo fotovoltaico.

Em virtude de o estágio cc-ca, abordado em secção posterior, consistir de um inversor *VSI* trifásico, é necessário que a tensão do barramento cc seja superior ao dobro do valor de pico da tensão de fase da rede elétrica para possibilitar a injeção de corrente na rede, que será abordado na secção 3.4.1. Portanto, optou-se por utilizar uma tensão de barramento de 780 V. Este patamar de tensão poderia ser obtido a partir da conexão de módulos fotovoltaicos em série, porém o sistema estaria mais suscetível a problemas de isolamento e maior probabilidade de ocorrência de sombreamentos parciais com conseqüente redução da eficiência de rastreamento.

Com a utilização de um conversor cc-cc entre arranjo fotovoltaico e o barramento cc, este problema é resolvido, pois um número menor de módulos precisa ser associado, considerando-se o ganho de tensão fornecido pelo conversor.

Nesta tese são utilizadas três *strings* com dois arranjos de quinze módulos KC200GT, fabricados pela Kyocera, associados em série e um arranjo de dez módulos do mesmo modelo associados em série. A energia gerada por cada *string* é processada por conversores cc-cc independentes, cujas saídas são conectadas em paralelo com o barramento cc.

As especificações elétricas dos módulos nas condições padrão de teste (*STC*) são apresentadas na Tabela 3.1 [154], a partir da qual se verifica que cada módulo pode gerar até 200 Wp, totalizando 3 kWp e 2 kWp por *string*, respectivamente, ou uma potência total de 8 kWp para o gerador fotovoltaico.

Tabela 3.1: Especificações do módulo fotovoltaico disponível no laboratório.

$$S^{STC} = 1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \quad T^{STC} = 25 \text{ } ^\circ\text{C} \quad AM^{STC} = 1,5$$

| | | |
|---|-----------------|---|
| Potência máxima | P_{MPP}^{STC} | 200 W |
| Tensão de máxima potência | V_{MPP}^{STC} | 26,3 V |
| Corrente de máxima potência | I_{MPP}^{STC} | 7,61 A |
| Tensão de circuito aberto | V_{oc}^{STC} | 32,9 V |
| Corrente de curto circuito | I_{cc}^{STC} | 8,21 A |
| Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito | $\mu_{I_{sc}}$ | $3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A}/^\circ\text{C}$ |
| Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto | $\mu_{V_{oc}}$ | -0,123 V/ $^\circ\text{C}$ |
| Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência | $\mu_{V_{mp}}$ | -0,140 V/ $^\circ\text{C}$ |

As especificações das *strings* para dez e quinze módulos são descritas na Tabela 3.2 e Tabela 3.3, respectivamente, sendo resultado da aplicação de conexão de módulos em série [86].

Tabela 3.2: Especificações da *string* fotovoltaica para dez módulos.

| Condições: $S^{STC} = 1000 \frac{W}{m^2}$ $T^{STC} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $AM^{STC} = 1,5$ | | |
|--|-----------------|---|
| Potência máxima | P_{MPP}^{STC} | 2000 W |
| Tensão de máxima potência | V_{MPP}^{STC} | 263 V |
| Corrente de máxima potência | I_{MPP}^{STC} | 7,61 A |
| Tensão de circuito aberto | V_{oc}^{STC} | 329 V |
| Corrente de curto circuito | I_{cc}^{STC} | 8,21 A |
| Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito | μ_{Isc} | $3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A}/^\circ\text{C}$ |
| Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto | μ_{Voc} | -1,23 V/ $^\circ\text{C}$ |
| Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência | μ_{Vmp} | -1,40 V/ $^\circ\text{C}$ |

Tabela 3.3: Especificações da *string* fotovoltaica para quinze módulos.

| Condições: $S^{STC} = 1000 \frac{W}{m^2}$ $T^{STC} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $AM^{STC} = 1,5$ | | |
|--|-----------------|---|
| Potência máxima | P_{MPP}^{STC} | 3000 W |
| Tensão de máxima potência | V_{MPP}^{STC} | 394,5 V |
| Corrente de máxima potência | I_{MPP}^{STC} | 7,61 A |
| Tensão de circuito aberto | V_{oc}^{STC} | 493,5 V |
| Corrente de curto circuito | I_{cc}^{STC} | 8,21 A |
| Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito | μ_{Isc} | $3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A}/^\circ\text{C}$ |
| Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto | μ_{Voc} | -1,845 V/ $^\circ\text{C}$ |
| Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência | μ_{Vmp} | -2,10 V/ $^\circ\text{C}$ |

A partir das especificações dos arranjos fotovoltaicos, torna-se possível levantar os requisitos para projeto e dimensionamento deste estágio de processamento de energia.

3.2 Projeto do conversor cc-cc

O ganho estático G de um conversor cc-cc, definido em (3.1), relaciona as tensões de saída V_o e de entrada V_e do conversor.

$$G = \frac{V_o}{V_e} \quad (3.1)$$

No caso em questão, a tensão de saída do conversor cc-cc é equivalente à própria tensão do barramento cc, enquanto a tensão de entrada depende das condições climáticas de operação das *strings* fotovoltaicas.

O primeiro passo na determinação destes conversores consiste na definição dos níveis máximos e mínimos de tensão disponibilizadas nos terminais, respectivos, da fonte fotovoltaica. Com o auxílio das informações contidas na Tabela 3.2 e Tabela 3.3, sabendo que a elevação da temperatura reduz a tensão fotogerada e considerando uma variação de temperatura entre 10 °C e 75 °C [86], pode-se calcular as tensões máxima e mínima, tanto para operação no ponto de máxima potência quanto para operação em circuito aberto, obtendo-se:

$$V_{mpmax10}(T_{min}) = V_{mp10}^{STC} + (T_{min} - T^{STC})\mu_{V_{mp10}} = 284 \text{ V} \quad (3.2)$$

$$V_{mpmin10}(T_{max}) = V_{mp10}^{STC} + (T_{max} - T^{STC})\mu_{V_{mp10}} = 193 \text{ V} \quad (3.3)$$

$$V_{ocmax10}(T_{min}) = V_{oc10}^{STC} + (T_{min} - T^{STC})\mu_{V_{oc10}} = 347,5 \text{ V} \quad (3.4)$$

$$V_{ocmin10}(T_{max}) = V_{oc10}^{STC} + (T_{max} - T^{STC})\mu_{V_{oc10}} = 267,5 \text{ V} \quad (3.5)$$

Mediante o exposto, verifica-se que as tensões máxima e mínima são, respectivamente, 347,5 V e 193 V. Portanto, partindo-se da necessidade de uma tensão de barramento de 780 V, é possível calcular a faixa de ganho requerida:

$$G_{max10} = \frac{V_{cc}}{V_{mpmin10}} = \frac{780}{193} = 4,04 \quad (3.6)$$

$$G_{min10} = \frac{V_{cc}}{V_{ocmax10}} = \frac{780 \text{ V}}{347,5} = 2,25 \quad (3.7)$$

Repetindo o processo realizado acima com os dados da Tabela 3.3, para os mesmos valores extremos de temperatura, chega-se em (3.8) – (3.11) e os respectivos limites de ganho estático em (3.12) e (3.13).

$$V_{mpmax15}(T_{min}) = V_{mp15}^{STC} + (T_{min} - T^{STC})\mu_{V_{mp15}} = 426 \text{ V} \quad (3.8)$$

$$V_{mpmin15}(T_{max}) = V_{mp15}^{STC} + (T_{max} - T^{STC})\mu_{V_{mp15}} = 289,5 \text{ V} \quad (3.9)$$

$$V_{ocmax15}(T_{min}) = V_{oc15}^{STC} + (T_{min} - T^{STC})\mu_{V_{oc15}} = 521,2 \text{ V} \quad (3.10)$$

$$V_{ocmin15}(T_{max}) = V_{oc15}^{STC} + (T_{max} - T^{STC})\mu_{V_{oc15}} = 401,25 \text{ V} \quad (3.11)$$

$$G_{max15} = \frac{V_{cc}}{V_{mpmin15}} = \frac{780}{289,5} = 2,69 \quad (3.12)$$

$$G_{min15} = \frac{V_{cc}}{V_{ocmax15}} = \frac{780 \text{ V}}{521,2} = 1,50 \quad (3.13)$$

O critério primário para a escolha do conversor cc-cc é o ganho estático máximo requerido, e não a estratégia de controle deste. Com relação ao ganho estático, os conversores podem ser classificados de acordo com a faixa de ganho em que podem operar, conforme é teoricamente estabelecido em (3.14).

$$G = \frac{V_o}{V_e} = \begin{cases} 0 \dots 1 & \longrightarrow \text{abaixador} \\ 1 \dots \infty & \longrightarrow \text{elevador} \\ 0 \dots \infty & \longrightarrow \text{abaixador/elevador} \end{cases} \quad (3.14)$$

Notoriamente, a partir dos resultados encontrados em (3.6), (3.7), (3.12) e (3.13), verifica-se a necessidade de um conversor do tipo elevador. Deste modo, o conversor *Boost* convencional operando no modo de condução contínuo (MCC) com o ganho definido como

$$G_{ideal} = \frac{V_o}{V_e} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (3.15)$$

seria o candidato natural à aplicação.

Logicamente, a simples inspeção da curva de ganho estático, considerando-se alguns dos parâmetros parasitas deste conversor (resistência série do indutor, resistência do interruptor, queda de tensão do diodo), conforme ilustrado na Figura 3.3, mostra que seu ganho é limitado [60]. Enquanto (3.16) descreve o ganho estático do conversor *Boost* considerando-se alguns parâmetros de perda, a Figura 3.4 apresenta o comportamento da curva obtida a partir desta equação, destacando-se a faixa de ganho requerida na aplicação proposta.

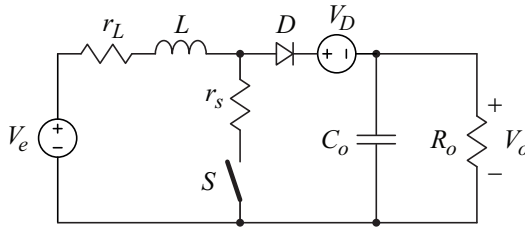


Figura 3.3: Conversor *Boost* com a inclusão de elementos parasitas.

$$G = \underbrace{\left(\frac{1}{1-\delta} \right)}_{\text{ideal}} \underbrace{\left(1 - \frac{(1-\delta)V_D}{V_e} \right)}_{\text{diodo}} \underbrace{\left(\frac{1}{1 + \frac{r_L + \delta r_s}{(1-\delta)^2 R_o}} \right)}_{\text{parasitas}}. \quad (3.16)$$

A Figura 3.4 e a Figura 3.5 mostram a curva de ganho estático G em função da razão cíclica δ aplicada ao conversor do arranjo com dez módulos *PV* e quinze módulos *PV*, respectivamente.

Os valores dos componentes parasitas estão apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Valores dos componentes parasitas do conversor *Boost*.

| Valores dos componentes parasitas | | |
|-----------------------------------|-------|--------|
| Resistência cc do indutor L | r_L | 50 mΩ |
| Resistência série da chave S | r_s | 100 mΩ |
| Tensão do diodo D | V_D | 1 V |

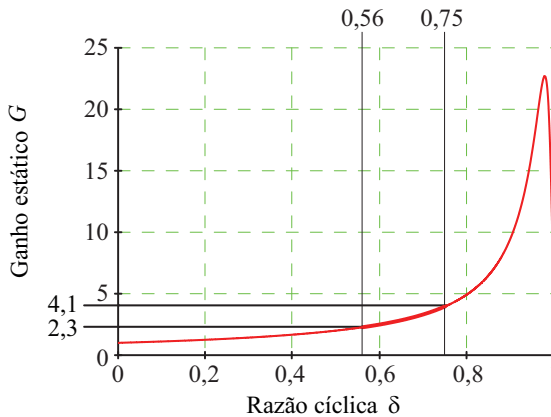


Figura 3.4: Curvas de ganho estático com perdas do conversor *Boost* com indicação do ganho necessário para o arranjo *PV* de dez módulos.

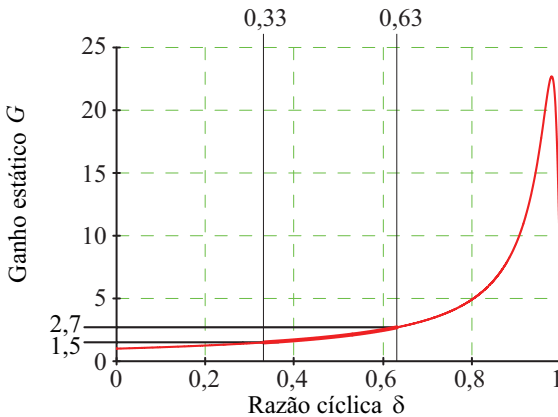


Figura 3.5: Curvas de ganho estático com perdas do conversor *Boost* com indicação do ganho necessário para o arranjo *PV* de quinze módulos.

Conforme mencionado, o ganho requerido se localiza na faixa entre 2,3 e 4,1 para o arranjo de dez módulos e entre 1,5 e 2,7 para cada um dos dois arranjos com quinze módulos, o que resulta em razões cíclicas entre 0,57 e 0,76, e 0,33 e 0,63, respectivamente, para o conversor *Boost* convencional.

Para razões cíclicas altas, a corrente sobre o diodo torna-se elevada e pode provocar problemas devido ao fenômeno de recuperação reversa [63]. Vale ressaltar que a potência e as correntes no conversor na utilização com fonte *PV* são limitadas, logo, as perdas do conversor não tendem a ser elevadas para altos ganhos. Além disso, nessa faixa de operação, o controle do conversor tende a tornar-se mais complexo, pois pequenos incrementos na razão cíclica levam a aumentos abruptos de ganho, daí a importância de limitar a razão cíclica de operação do conversor na região aproximadamente linear.

3.2.1 Modelo médio de grandes sinais

A microrrede proposta nesta tese apresenta dois modos de operação: o modo conectado à rede elétrica e o modo ilhado, além de vários cenários de balanço de potência apresentados no Capítulo 2. Na simulação do sistema completo é necessária uma janela de tempo suficientemente grande, de modo a verificar todos os cenários possíveis, o que acarreta em um grande esforço computacional, uma vez que são utilizados os modelos chaveados dos conversores estáticos. Devido a este fato, foram utilizados na simulação do sistema completo os modelos médios de grandes sinais dos conversores estáticos [1].

A Figura 3.6 mostra o circuito equivalente do modelo de grandes sinais do conversor *Boost* utilizando as equações deduzidas em [1], no qual o interruptor e o diodo são substituídos por fontes de tensão e corrente controladas, respectivamente.

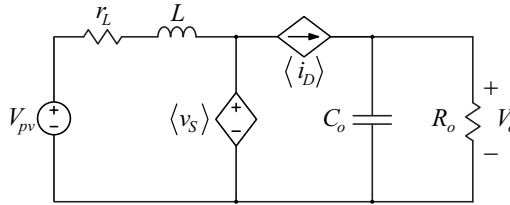


Figura 3.6: Conversor *Boost* representado pelo modelo médio de grandes sinais.

As equações que descrevem estas fontes são apresentadas em (3.17) e (3.18).

$$\langle v_s \rangle = \delta_{boost} r_s i_L + (V_D + v_o)(1 - \delta_{boost}) \quad (3.17)$$

$$\langle i_D \rangle = (1 - \delta_{boost}) i_L \quad (3.18)$$

A dedução das equações (3.17) e (3.18) foi realizada em [1], [46] e não será aqui apresentada novamente.

Para o projeto do indutor L indicado na Figura 3.3 e calculado por (3.19) foi considerada a operação do conversor em condições de *STC* por apresentar a maior potência possível processada pelo conversor.

$$L = \frac{V_{PV}^{MPP} D}{\Delta i_L I_{PV}^{MPP} f_s} \quad (3.19)$$

Nesta tese optou-se pela utilização da ondulação de corrente no indutor Δi_L em 25% e uma frequência de chaveamento f_s de 50 kHz.

3.3 Projeto do conversor cc-ca

A operação do conversor cc-ca, responsável pela interface entre o barramento cc e a rede elétrica, é definida por duas figuras de mérito: a topologia adotada e a estratégia de controle empregada. Mediante a análise do fluxo de potência, exposta no Capítulo 2, as características do conversor incluem a bidirecionalidade em corrente para possibilitar a regulação da tensão de barramento, a regulação da corrente de forma a funcionar como filtro ativo paralelo e garantir alto fator de potência na rede e a regulação da tensão de saída em modo ilhado, com o objetivo

de propiciar a alimentação da carga com uma tensão adequada em valor eficaz e baixa *THD*. A potência total processada pelo conversor é no máximo de 8 kW, que corresponde a soma das potências de cada arranjo fotovoltaico. Para garantir a regulação da tensão de barramento em 780 V, junto com as funcionalidades requeridas já expostas, optou-se por utilizar a topologia mais empregada na indústria [98]: o conversor cc-ca trifásico em ponte completa (*Voltage Source Inverter – VSI*) ilustrado na Figura 3.7 e acionado por modulação senoidal por largura de pulso (*Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM*), conforme a Figura 3.8.

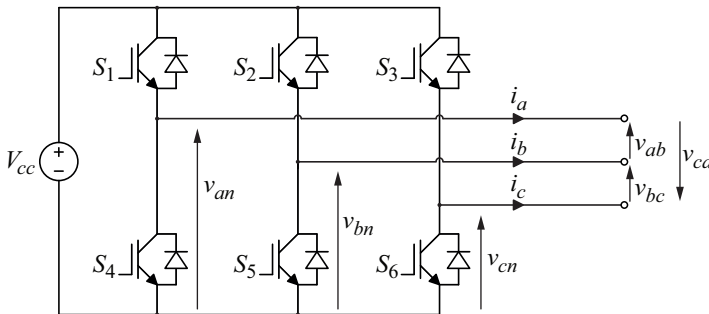


Figura 3.7: Estrutura do conversor cc-ca em ponte completa bidirecional trifásico.

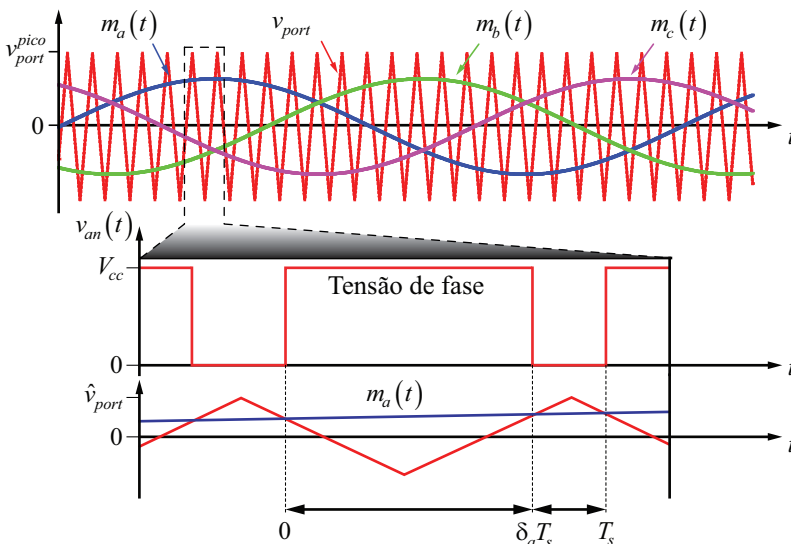


Figura 3.8: Portadora, moduladora, tensão de fase v_{an} .

Esta topologia apresenta uma restrição: os dois interruptores de um mesmo braço não podem ser comandados simultaneamente, o que implicaria um curto circuito no barramento cc; portanto, tais interruptores são comandados de forma complementar, mediante o emprego de modulação *PWM* senoidal, que compara as referências (moduladoras m_a , m_b e m_c) com uma portadora triangular v_{port} . As três moduladoras são defasadas de 120° entre si e definem a razão cíclica δ dos interruptores de cada braço. O *VSI* produz tensões de dois níveis por fase de saída: $+V_{cc}$ e 0.

A equação (3.20) descreve o valor médio da tensão de saída do inversor por fase. O circuito equivalente do inversor, obtido por inspeção de (3.20), é representado na Figura 3.9, onde são representadas as três fases. Este circuito equivalente será utilizado nas próximas seções do trabalho, durante a modelagem do filtro LCL e a simulação do sistema completo, por apresentar menor esforço computacional.

$$\langle v_{an} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\delta_a T_s} V_{cc} dt + \int_{\delta_a T_s}^{T_s} 0 dt \right) = V_{cc} \delta_a \quad (3.20)$$

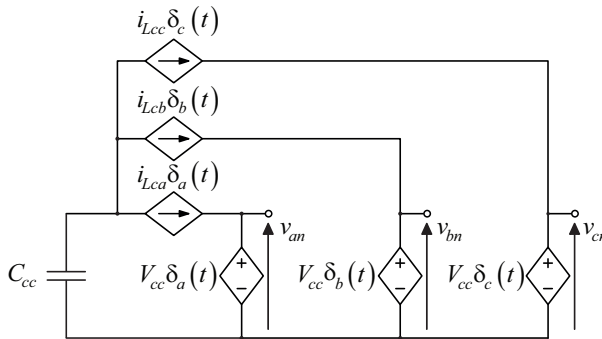


Figura 3.9: *VSI* trifásico representado pelo modelo médio de grandes sinais.

3.3.1 Esforços do conversor cc-ca

O inversor trifásico, ilustrado na Figura 3.7, é bem explorado na literatura e o cálculo dos esforços são descritos em publicações anteriores [98]. A Tabela 3.5 mostra os esforços de relevância para o dimensionamento dos componentes neste projeto.

Vale ressaltar que o pico da corrente sobre cada interruptor I_{Sp} depende do tipo de carga e do desempenho do controle na compensação de harmônicas provocadas pela carga, devido à função como filtro ativo paralelo – FAP.

Tabela 3.5: Esforços dos interruptores do inversor de ponte completa para a função como filtro ativo paralelo.

| Especificações e esforços | | |
|---------------------------|------------|---------|
| Tensão de bloqueio | V_S | 780 V |
| Corrente de pico chave | I_{Sp} | ~40 A |
| Corrente eficaz | I_{Sef} | 12,12 A |
| Corrente média | I_{Smed} | 10,67 A |

3.3.2 Projeto do capacitor de barramento cc

O critério de cálculo do valor da capacitância C_{cc} é o *hold-up time*, que indica o tempo em que a carga pode ser alimentada no modo ilhado, através da energia armazenada no barramento cc, sem geração fotovoltaica. O circuito equivalente da condição descrita é apresentado na Figura 3.10.

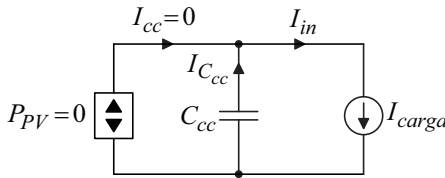


Figura 3.10: Circuito equivalente para o cálculo do capacitor de barramento cc.

A corrente no capacitor de barramento é definida em função da capacitância e da derivada da tensão de barramento, como apontado em (3.21).

$$I_{in} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \tag{3.21}$$

A corrente I_{in} depende diretamente da potência da carga e da tensão de barramento, sendo definida em (3.22).

$$I_{in} = \frac{P_{carga}}{V_{cc}} \tag{3.22}$$

Substituindo (3.22) em (3.21), chega-se a (3.23), que é utilizada para o cálculo do capacitor C_{cc} .

$$C_{cc} = \frac{P_{carga} t_{hold}}{V_{cc} \Delta v_{cc}} \tag{3.23}$$

O tempo t_{hold} é escolhido de forma a cumprir a alimentação da carga de 4,5 kVA por dois períodos da tensão de rede, isto é, 33,33 ms,

de modo que a tensão V_{cc} não decaia abaixo de 700 V, estando ainda acima do dobro do valor de pico da tensão de fase da rede elétrica. O valor da capacitância do barramento encontra-se na Tabela 6.3 no Capítulo 6.

3.4 Projeto do filtro LCL

A tensão na saída do *VSI* trifásico a três fios é composta por uma componente fundamental, na frequência da rede elétrica, adicionada de conteúdo harmônico proveniente da frequência de comutação, que precisa ser filtrado de forma a possibilitar o controle em corrente, no modo conectado à rede elétrica, e da tensão, no modo ilhado. Os filtros que possibilitam o controle em tensão são do tipo LC e LCL, devido à característica de fonte de tensão do capacitor, de acordo com a Figura 3.11 (a) e (b), respectivamente.

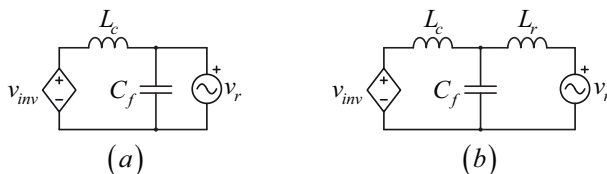


Figura 3.11: Filtro LC e LCL em sistemas conectados à rede elétrica.

O filtro LC de segunda ordem e o filtro de terceira ordem do tipo LCL oferecem atenuações de 40 db/década e 60 db/década, respectivamente. O capacitor de filtro C_f oferece um caminho de baixa impedância para as componentes da corrente proveniente da comutação e, por consequência, são atenuadas na corrente injetada ou drenada na/da rede.

A aplicação dos filtros LC em sistemas conectados à rede elétrica é limitada [155] devido à variação da indutância da rede, que resulta em frequências de ressonância não determinadas, dificultando o amortecimento do filtro [156]. Além disso, a indutância de rede provoca uma frequência de ressonância mais alta e, portanto, para a obtenção de frequências de corte baixas, torna-se necessária uma maior indutância L_c [155], [157], [158]. Outra desvantagem deste filtro é a circulação de corrente através do capacitor C_f , em virtude da existência de componentes harmônicas de baixa frequência na tensão na rede elétrica [99], [127], [156].

Uma solução para estes problemas é o emprego de um filtro do tipo LCL. O segundo indutor L_r , indicado na Figura 3.11 (b), posicionado no lado da rede, reduz a sensibilidade do filtro às variações da impedância da própria rede e, além disso, permite o controle da

corrente na saída do filtro LCL, controlando diretamente a corrente injetada no ponto de conexão comum (PCC).

A frequência de ressonância deste filtro é naturalmente mais baixa em comparação com o filtro LC, o que resulta no início da atenuação de 60 db/década em frequências mais baixas. Outras qualidades deste filtro são o menor volume para a mesma atenuação, em relação a um filtro L, e o projeto de controladores com melhor dinâmica. No entanto, a estratégia de controle torna-se, usualmente, mais complexa.

O desafio de emprego deste filtro ocorre quando a operação se estabelece em modo ilhado, haja vista a necessidade de controlar a tensão de saída. Contudo, sendo a saída do filtro em corrente, busca-se controlar a tensão no capacitor C_f , fato que resulta em uma tensão distorcida na carga, devido à queda de tensão no indutor L_r , sobretudo na existência de cargas não lineares. Este problema pode ser contornado compensando-se, via controle, a queda de tensão em L_r . Esta técnica, que emula uma impedância virtual, será abordada no Capítulo 5.

Cita-se ainda a necessidade de amortecer o filtro, seja passiva ou ativamente, evitando que se torne demasiadamente oscilatório. O princípio do amortecimento ativo consiste da emulação de uma resistência de amortecimento. Para tanto, as variáveis de estado $i_{L_r}(t)$ e $v_{C_f}(t)$ do filtro são realimentadas. Na maioria dos trabalhos, realimenta-se a corrente no capacitor [159], [160], porém outras técnicas utilizando observadores de estados [161], [162] e impedância virtual [145], [163] também são adotadas. A vantagem do amortecimento ativo está no fato de este método não acarretar perdas adicionais ao sistema, porém exige maior esforço computacional.

As estratégias de amortecimento passivo, por sua vez, são implementadas através da adição de um resistor físico no filtro, e se diferenciam pela localização deste elemento, conforme ilustrado na Figura 3.12 [1], [114], [115].

O amortecimento realizado por meio do resistor conectado em paralelo com o capacitor C_f , ilustrado na Figura 3.12 (a), aponta perdas elevadas, provocadas pela tensão da rede aplicada ao resistor R_d .

A posição do resistor de amortecimento R_d no local indicado na Figura 3.12 (b), adiciona um zero na planta do filtro, o que diminui a atenuação para 40 db/década a partir da frequência de ressonância, fato que elimina uma das vantagens principais do filtro LCL. Outra desvantagem é a queda de tensão sobre o resistor R_d , indesejado no modo ilhado, onde é realizado o controle da tensão aplicada ao capacitor deste ramo.

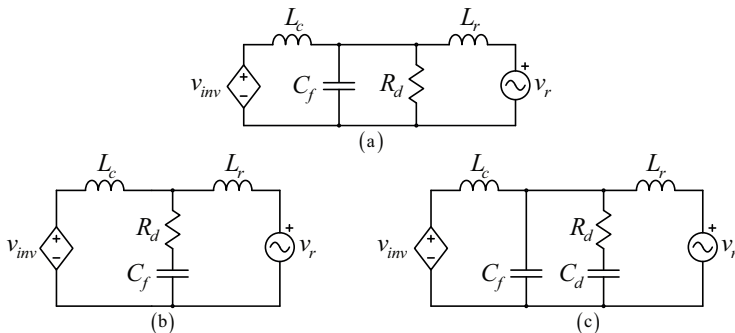


Figura 3.12: Possíveis posições do resistor de amortecimento no filtro LCL: (a) amortecedor paralelo, (b) amortecedor série e (c) amortecedor *shunt* RC.

Em virtude do bom desempenho, robustez e perdas adicionais aceitáveis, nesta tese será implementada a estratégia de amortecimento passivo, destacada na Figura 3.12 (c).

Outro fato que se deve considerar em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede elétrica são as tensões de modo comum entre os terminais positivo e negativo do módulo *PV* e o terra. A Figura 3.13 mostra a localização dos capacitores de acoplamento, cujas capacitâncias estabelecem-se entre 60 e 110 nF/kW [164].

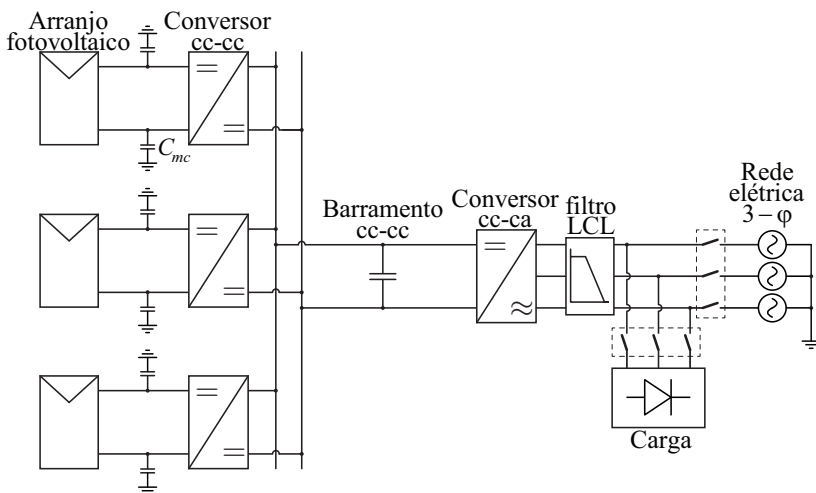


Figura 3.13: Microrrede com inserção dos capacitores de acoplamento entre carcaça do módulo *PV* e terra.

Para resolver este problema poderia-se isolar o sistema da rede elétrica por meio de um transformador, o que diminuiria a eficiência

global e aumentaria o custo do sistema. Outra possível solução seria a utilização de um conversor cc-ca com uma modulação sem geração de tensão de modo comum, como exemplo pode ser citado o conversor NPC (*Neutral Point Clamped – NPC*) [104]. Estes conversores são mais utilizados em aplicações com elevados níveis de tensão e requerem uma elevada quantidade de semicondutores e *drivers*.

Para mitigar o problema da tensão de modo comum causado pelo acoplamento capacitivo entre módulo *PV* e a terra da rede, optou-se pela proposta apresentada em [165], que sugere a conexão entre o ponto estrela dos capacitores do filtro LCL modificado e o ponto médio dos capacitores de barramento. Desta forma, as correntes de modo comum causadas pelo inversor não circulam no sistema pelo caminho de terra.

A consequência da conexão entre o ponto estrela dos capacitores C_f e ponto médio do barramento é uma tensão de dois níveis sobre a indutância L_c que causa uma maior ondulação de corrente. No modo ilhado, o problema de circulação de correntes de modo comum é inexistente devido à ausência da rede elétrica no sistema. Assim, a conexão entre o ponto estrela dos capacitores C_f e o ponto médio do barramento pode ser interrompida por meio de um relé, reduzindo a ondulação de corrente sobre o indutor L_c e, conseqüentemente, a ondulação de tensão no capacitor C_f .

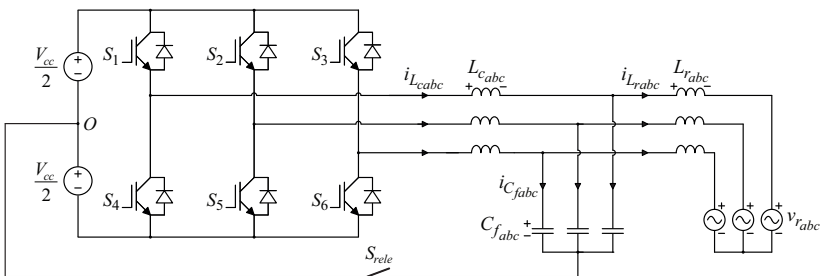


Figura 3.14: Filtro LCL modificado proposto por [165] para a diminuição de tensões em modo comum.

3.4.1 Índice de modulação

Nesta secção será definido o índice de modulação M e o cálculo da tensão mínima de barramento para cumprir as tarefas da injeção de corrente na rede elétrica em modo conectado e a alimentação da carga crítica com uma tensão adequada em valor de pico e valor eficaz para o modo ilhado.

Para melhor compreensão do projeto dos componentes do filtro LCL, o índice de modulação M está definido e apresentado como

$$M = \frac{V_{rp}}{V_{cc}/2} \quad (3.24)$$

onde V_{rp} representa o pico de tensão de uma fase de tensão da rede.

A relação entre o índice de modulação de (3.24) e o sinal da moduladora $m(t)$, definido em (3.25), resulta em (3.26).

$$\frac{V_{rp} \sin(\omega t)}{V_{cc}/2} = m(t) \quad (3.25)$$

$$M \sin(\omega t) = m(t) \quad (3.26)$$

Para o sinal da moduladora igual ao valor de pico do sinal da portadora, $m = 1$, o índice de modulação máximo é indicado em (3.27).

$$M = 1 \quad (3.27)$$

Substituindo este valor em (3.24), chega-se em (3.28), que indica a mínima tensão de barramento [99] sem ocorrência de sobremodulação ou a necessidade de técnicas de geração de comandos que aproveitam melhor a tensão do barramento, como *Space Vector Modulation* (SVM) ou injeção de terceira harmônica entre outros [99].

$$V_{cc} = 2V_{rp} \quad (3.28)$$

A equação (3.28) indica o valor mínimo da tensão de barramento sem o inversor entrar em sobremodulação. Para uma tensão de pico da rede de 311 V é preciso uma tensão mínima de 622 V de barramento.

3.4.2 Projeto do indutor L_c

Para o projeto do filtro LCL, foram seguidos os limites e requisitos citados na literatura para obtenção de um melhor aproveitamento para controlabilidade mantendo-se um volume aceitável [157], [166]. A frequência de ressonância deve ser alocada entre 10 vezes da componente fundamental da frequência da rede e a metade da frequência de comutação do *VSI*, para que o filtro cause atenuação suficiente para filtrar o ruído de comutação e não sintetize harmônicas na frequência da rede.

A Figura 3.15 ilustra o circuito do estágio ca utilizado para o projeto do filtro LCL. O ramo de amortecimento está ausente nesta representação, pois a realização do projeto é dependente apenas dos valores dos outros componentes do filtro.

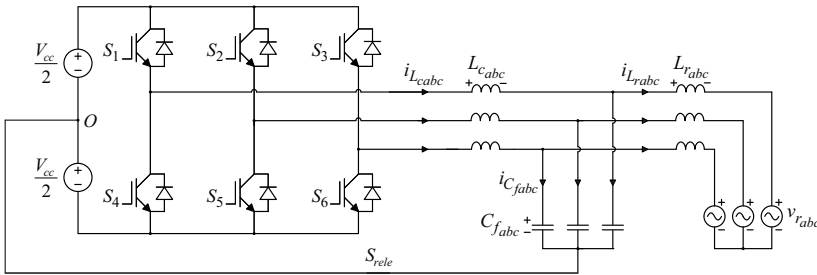


Figura 3.15: Circuito equivalente do conversor cc-ca, filtro LCL e rede elétrica para o modo conectado à rede elétrica.

Para a análise da ondulação de corrente sobre o indutor L_c , considera-se o circuito equivalente para a fase “a”, ilustrado na Figura 3.16. Para frequências com valores próximos ao da componente fundamental da tensão da rede, o indutor L_r é desprezível e a tensão no capacitor C_f é a própria tensão de rede elétrica.

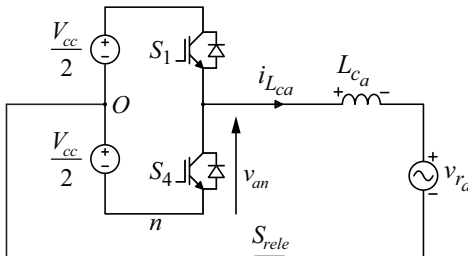


Figura 3.16: Circuito equivalente de fase a para a análise da ondulação de corrente no modo conectado à rede elétrica.

A tensão aplicada ao indutor L_c na Figura 3.16 é de dois níveis e, para obter a ondulação de corrente, é preciso analisar somente uma das etapas de chaveamento do braço apresentado na Figura 3.16. Para esta análise foi escolhida a etapa em que a chave S_1 está conduzindo e S_4 está bloqueada. A tensão sobre o indutor L_c nesta etapa é:

$$v_{Lc} = \frac{V_{cc}}{2} - v_{ra} \tag{3.29}$$

Considerado o tempo desta etapa δT_s e a ondulação de corrente Δi_L , chega-se em

$$L_c = \frac{\left(\frac{V_{cc}}{2} - v_{ra}\right) \delta T_s}{\Delta i_{Lc}}, \tag{3.30}$$

em que δ é substituído por

$$M \sin(\omega t) = \delta. \quad (3.31)$$

Finalmente, aplicando (3.24) em (3.31) e o resultado obtido em (3.29), chega-se em

$$\Delta i_{L_c} = \frac{V_{cc} M \sin(\omega t) (1 - M \sin(\omega t))}{2 f_s L_c}, \quad (3.32)$$

que define a ondulação de corrente no indutor L_c em função do índice de modulação e ωt .

Parametrizando a ondulação de corrente, obtém-se a expressão

$$\overline{\Delta i_{L_c}} \left(\frac{2 f_s L_c}{V_{cc}} \right) = M \sin(\omega t) (1 - M \sin(\omega t)). \quad (3.33)$$

Para obter as máximas de ondulação de corrente no indutor L_c é preciso igualar a derivada de (3.33) a zero. O resultado de máximas de ondulação de corrente é exposto a seguir:

$$\frac{\overline{\Delta i_{L_c}}}{d\omega t} = \frac{d}{d\omega t} [M \sin(\omega t) (1 - M \sin(\omega t))] = 0 \quad (3.34)$$

$$\overline{\Delta i_{L_c}} = \begin{cases} M(1 - M), & \text{para } 0 < M < 0,5 \\ 0,25, & \text{para } 0,5 < M < 1 \end{cases}. \quad (3.35)$$

A Figura 3.17 esboça (3.33) com vários índices de modulação. O índice de modulação com o valor de 0,79 é o resultado de M adotado nesta tese.

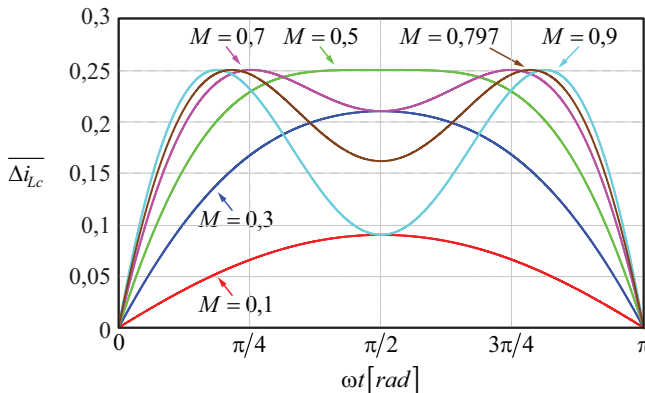


Figura 3.17: Ondulação de corrente no indutor L_c para o modo conectado à rede elétrica com vários índices de modulação.

A indutância necessária para manter a ondulação dentro do pior caso para cada índice foi definido a partir das seguintes equações

$$L_c = \begin{cases} \frac{V_{cc}}{2f_s \Delta i_{Lc}} M(1-M), & \text{para } 0 < M < 0,5 \\ \frac{V_{cc}}{8f_s \Delta i_{Lc}} & , \text{ para } 0,5 < M < 1 \end{cases} \quad (3.36)$$

Para o projeto do indutor L_c foi considerada uma ondulação de 40%.

3.4.3 Projeto do indutor L_r e do capacitor C_f

Os critérios para o dimensionamento do indutor L_r e do capacitor de filtro C_f diferenciam-se na literatura em questões como amortecimento, aplicação, modo do sistema, etc [134], [157], [166]. Aqui, os componentes L_r e C_f são projetados para o modo conectado e, em seguida, C_f é redimensionado para uma ondulação de tensão definida no modo ilhado.

A frequência de ressonância do filtro LCL em modo conectado pode ser extraída de (3.37).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r C_f}} \quad (3.37)$$

A relação entre as indutâncias L_c e L_r é determinada em (3.38), por meio do parâmetro a_L e da indutância total por (3.39) [166].

$$L_r = a_L L_c \quad (3.38)$$

$$L_{tot} = L_c + L_r \quad (3.39)$$

Com (3.37), (3.38) e (3.39), chega-se em (3.40), que representa o capacitor C_f parametrizado em função da relação a_L . A Figura 3.18 mostra o diagrama de (3.40).

$$\bar{C}_f = \frac{(1 + a_L)^2}{a_L} \quad (3.40)$$

Aplicando-se a derivada em (3.40) em relação à variável a_L e igualando o resultado a zero, determina-se o valor para a_L , a qual indica

a capacitância mínima para uma dada frequência de ressonância e indutância total L_{tot} .

$$0 = \frac{\partial(1+a_L)^2}{\partial a_L} \quad (3.41)$$

Independentemente da frequência de ressonância e da indutância total L_{tot} , a capacitância mínima ocorre para $a_L = 1$.

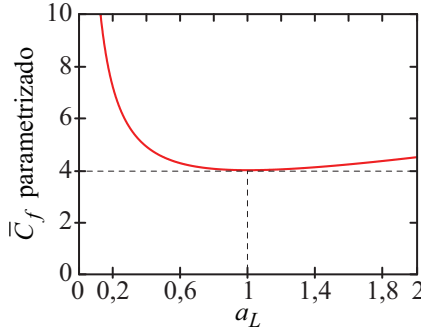


Figura 3.18: Capacitância C_f parametrizada em função de a_L .

Nota-se também, que a relação a_L influencia a alocação da frequência de ressonância f_{res} do filtro. Para mostrar o efeito do indutor L_r na frequência f_{res} em função de a_L , deriva-se (3.37) em relação a L_r , conforme (3.42) [134].

$$\frac{\partial \overline{f_{res}}}{\partial L_r} = \frac{\partial f_{res} / f_{res}}{\partial L_r / L_r} = -\frac{1}{2} \frac{1}{1+a_L} \quad (3.42)$$

O mesmo procedimento é realizado para o efeito de L_c e C_f , cujos resultados são apresentados em (3.43) e (3.44), respectivamente.

$$\frac{\partial \overline{f_{res}}}{\partial L_c} = \frac{\partial f_{res} / f_{res}}{\partial L_c / L_c} = -\frac{1}{2} \frac{a_L}{1+a_L} \quad (3.43)$$

$$\frac{\partial \overline{f_{res}}}{\partial C_f} = \frac{\partial f_{res} / f_{res}}{\partial C_f / C_f} = -\frac{1}{2} \quad (3.44)$$

As funções parametrizadas de (3.42) e (3.43) são ilustradas na Figura 3.19. A função parametrizada do capacitor C_f é omitida por ser de valor constante (-0,5) e independente da variável a_L .

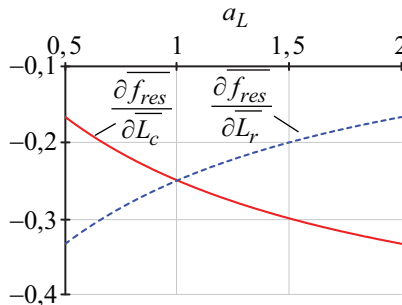


Figura 3.19: Funções parametrizadas de f_{res} para mudanças paramétricas em L_r e L_c .

De acordo com a Figura 3.19, a frequência f_{res} para a_L igual a um, varia de forma idêntica para mudanças em L_c ou L_r . Para maiores valores de a_L , a frequência f_{res} varia menos para mudanças em L_r do que em L_c , o que aumenta a robustez no sistema pela razão da indutância de rede L_g que se encontra em série com L_r .

Entretanto, o valor de a_L não deve ser maior que dois, para evitar uma indutância total acima dos limites, o que resultaria em uma queda de tensão elevada no indutor L_r , provocando uma resposta dinâmica lenta e um alto custo do filtro. No entanto, um a_L maior que dois foi considerado em uma recente publicação [135], onde a robustez contra a variação na impedância de rede foi abordada.

Na literatura [166], [167], o capacitor de filtro C_f é determinado pela atenuação dada às componentes harmônicas da corrente i_{L_c} , conforme é evidenciado em (3.45) e apresentado na Figura 3.20 para L_{tot} calculado.

$$\left| \frac{i_{L_r}}{i_{L_c}} \right| = \left| \frac{a_L + 1}{C_f L_{tot} a_L s^2 + a_L + 1} \right| \tag{3.45}$$

O capacitor C_{fmax} , definido em (3.46), está relacionado aos valores de base e é calculado para não gerar grandes alterações no $\cos \varphi$, portanto, é limitado em 5% da impedância de base [99], [166].

$$C_{fmax} = \frac{5}{100} \frac{P_o}{\omega_r (\sqrt{3} V_r)^2} \tag{3.46}$$

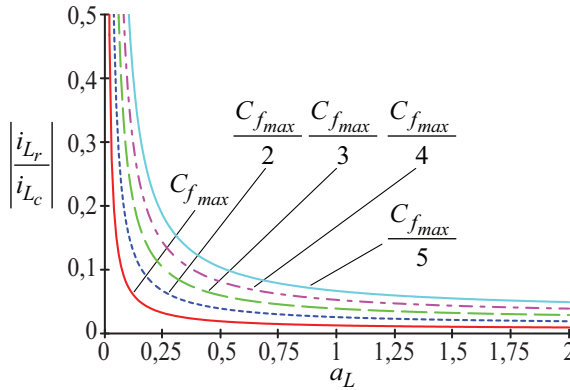


Figura 3.20: Atenuação da corrente i_{Lc} para i_{Lr} em função da relação a_L para diversos valores de C_f .

A Figura 3.20 indica que para um a_L igual a um, um quinto da capacitância C_{fmax} é suficiente para satisfazer uma atenuação de 95% [166], [167].

Um valor de capacitância de $1,46 \mu F$, o que equivale a um quinto de C_{fmax} , pode resultar na atenuação desejada da corrente injetada na rede, porém pode causar problemas em modo ilhado quando a tensão sobre este capacitor está sendo regulada. Assim, a análise de tensão sobre o capacitor C_f para a operação no modo ilhado é apresentada a seguir.

3.4.4 Projeto do capacitor C_f para o modo ilhado

Na operação como modo ilhado, o valor da capacitância do filtro é de extrema importância, uma vez que a tensão sobre o capacitor C_f deve apresentar uma ondulação máxima limitada. Desta forma, o valor da capacitância mínima é calculado por meio da análise da ondulação de tensão Δv_{Cf} .

A ondulação de tensão no capacitor C_f é determinada pela integral da sua corrente. A corrente que flui pelo capacitor tem duas componentes: a componente fundamental em 60 Hz e uma componente na frequência de chaveamento. Desta forma, determina-se a ondulação de corrente no indutor L_c e a capacitância mínima necessária para obter uma ondulação de tensão desejada. A capacitância é determinada pela carga elétrica Q_{Cf} e a diferença de potencial Δv_{Cf} [60], de acordo com a Figura 3.21.

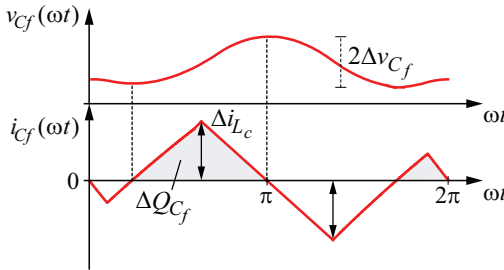


Figura 3.21: Tensão no capacitor C_f , corrente entrando no capacitor C_f e os sinais de gatilho das chaves S_1 , S_2 e S_3 .

A Figura 3.22 mostra o circuito para a análise da ondulação de tensão no capacitor C_f , em que o relé de ponto neutro é comandado a se bloquear.

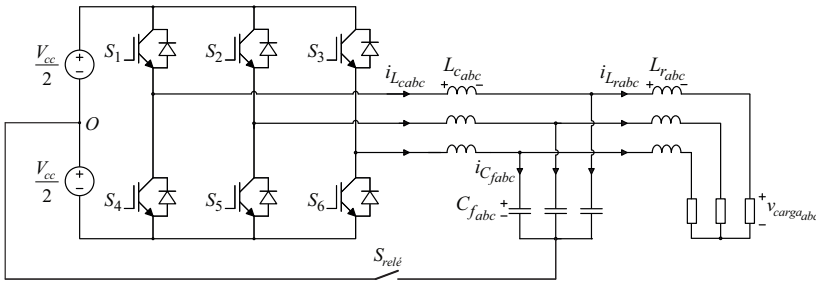


Figura 3.22: Circuito equivalente para a análise de ondulação de tensão no capacitor C_f .

O indutor L_c posicionado a jusante do VSI é projetado de forma a atenuar a maior parte da ondulação da corrente que passa por ele, portanto, torna-se necessário o estudo da ondulação desta corrente. Considerando o sistema sem carga, a tensão no capacitor C_f é controlada a ser senoidal na frequência fundamental da rede elétrica. Desta forma, a tensão sobre os capacitores C_f é equivalente à tensão da rede elétrica, e o circuito da Figura 3.22 pode ser representado conforme na Figura 3.23.

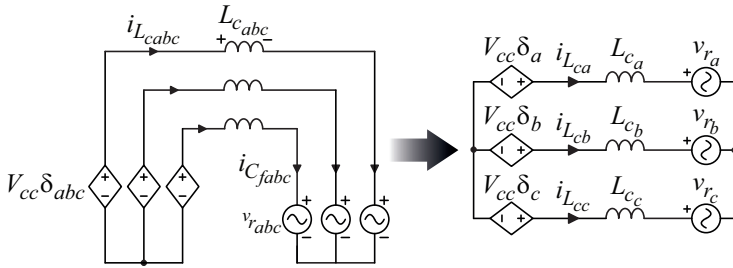


Figura 3.23: Circuito equivalente do filtro LCL para a análise da corrente i_{L_c} .

Para que se possa obter as tensões aplicadas ao indutor L_c , as tensões das fontes controladas mostradas na Figura 3.23 devem ser substituídas pelos estados topológicos do VSI . A Figura 3.24 mostra os oito possíveis estados topológicos dos seis interruptores do VSI trifásico, considerando-se a operação no semiciclo positivo da tensão da rede elétrica [167].

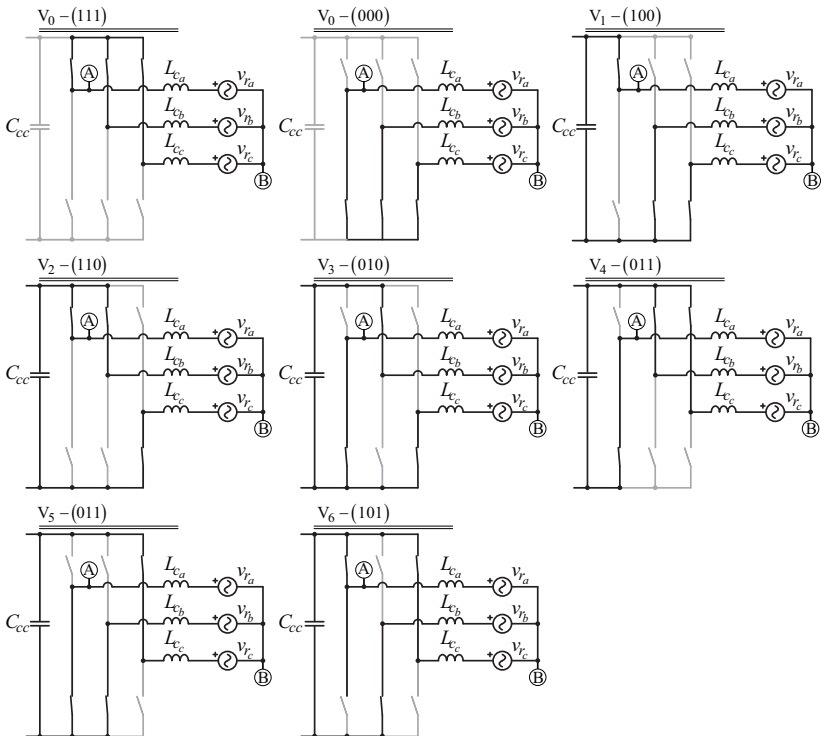


Figura 3.24: Todos os oito estados topológicos possíveis do VSI .

No intuito de facilitar a determinação das referidas tensões, cada estado topológico exposto na Figura 3.24 pode ser representado em um circuito equivalente visto pelo indutor L_{ca} e a fonte v_{ra} . A Figura 3.25 exemplifica o circuito equivalente para os vetores (111) e (000). Para isso, o circuito na Figura 3.25, é transformado com o teorema de Thévenin [168] entre os pontos A e B, e apresentado na Figura 3.26 para todos os estados topológicos.

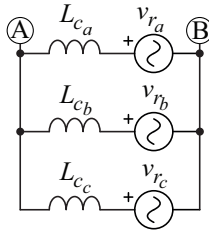


Figura 3.25: Estado topológico para os vetores (111) e (000).

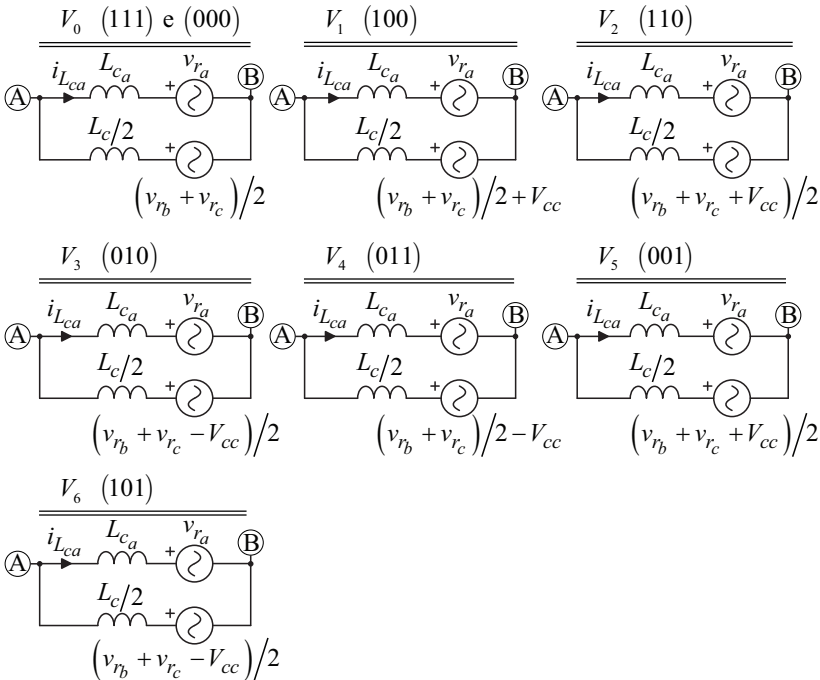


Figura 3.26: Circuito equivalente de Thévenin para os estados topológicos do *VSI*.

Para determinar a tensão sobre o indutor L_{ca} , o circuito na Figura 3.27, exemplificado para o vetor (111) ou (000), apresenta um divisor de tensão.

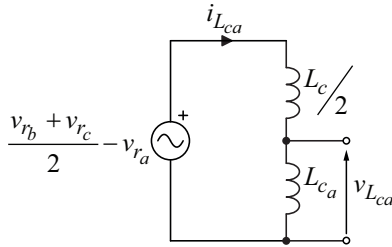


Figura 3.27: Circuito equivalente de Thévenin para os estados topológicos (000) e (111).

Assim, obtêm-se as tensões aplicadas sobre o indutor L_{ca} para cada estado topológico, tal como é resumido na Tabela 3.6.

Tabela 3.6: Tensões $v_{L_{ca}}$ para cada estado topológico.

| | | | |
|--------------------|---|-------------|---|
| V_0 [111,000] | $\frac{2}{3} \left(\frac{v_{r_b} + v_{r_c}}{2} - v_{r_a} \right)$ | V_1 [100] | $\frac{2}{3} \left(\frac{v_{r_b} + v_{r_c}}{2} + V_{cc} - v_{r_a} \right)$ |
| V_2 [110] | $\frac{2}{3} \left(\frac{v_{r_b} + v_{r_c} + V_{cc}}{2} - v_{r_a} \right)$ | V_3 [010] | $\frac{2}{3} \left(\frac{v_{r_b} + v_{r_c} - V_{cc}}{2} - v_{r_a} \right)$ |
| V_4 [011] | $\frac{2}{3} \left(\frac{v_{r_b} + v_{r_c}}{2} - V_{cc} - v_{r_a} \right)$ | V_5 [001] | $\frac{2}{3} \left(\frac{v_{r_b} + v_{r_c} - V_{cc}}{2} - v_{r_a} \right)$ |
| V_6 [101] | $\frac{2}{3} \left(\frac{v_{r_b} + v_{r_c} + V_{cc}}{2} - v_{r_a} \right)$ | | |

Para obter uma função da ondulação de corrente $\Delta i_{L_{ca}}$, que depende do índice de modulação M , as tensões de fase v_{r_a} , v_{r_b} e v_{r_c} são substituídas por (3.47), deduzidas a partir de (3.25), sendo as funções de modulação m_a , m_b e m_c definidas em (3.48).

$$v_{abc}(\omega t) = m_{abc}(\omega t) \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.47)$$

$$\begin{cases} m_a(\omega t) = M \sin(\omega t) \\ m_b(\omega t) = M \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ m_c(\omega t) = M \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3.48)$$

As funções de modulação e as seis regiões separadas por ordem de estados topológicos são apresentadas na Figura 3.28.

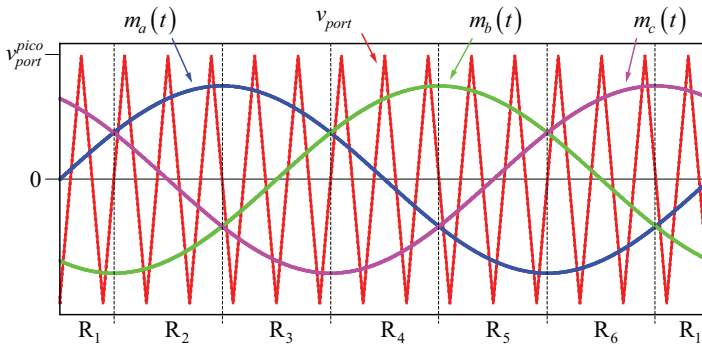


Figura 3.28: Moduladoras m_a , m_b e m_c e o sinal da portador triangular.

A ondulação de corrente é expressa em (3.49), sendo dependente da tensão V_{Lca} e o tempo Δt .

$$\Delta i_{Lca} = \frac{V_{Lca} \Delta t}{L_{ca}} \quad (3.49)$$

As regiões marcadas com R_1-R_6 são separadas pelos cruzamentos de duas moduladoras e se diferenciam pela seqüência dos vetores aplicados ao indutor L_{ca} , ilustrados na Figura 3.29. Com o auxílio da Figura 3.29, é possível obter o tempo de cada vetor aplicado ao indutor L_{ca} .

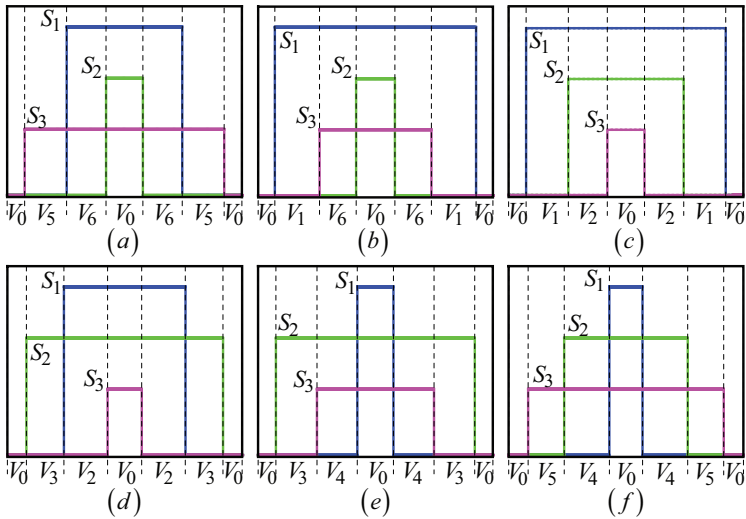


Figura 3.29: (a) Região 1; (b) Região 2; (c) Região 3; (d) Região 4; (e) Região 5; (f) Região 6.

Para exemplificar os vetores que provocam a maior ondulação dentro de uma mesma região, a Figura 3.30 apresenta um provável perfil da corrente na região R_3 . Observa-se que os vetores que acarretam maior ondulação diferenciam-se dentro de uma região, como retratado na Figura 3.30 (a) e (b).

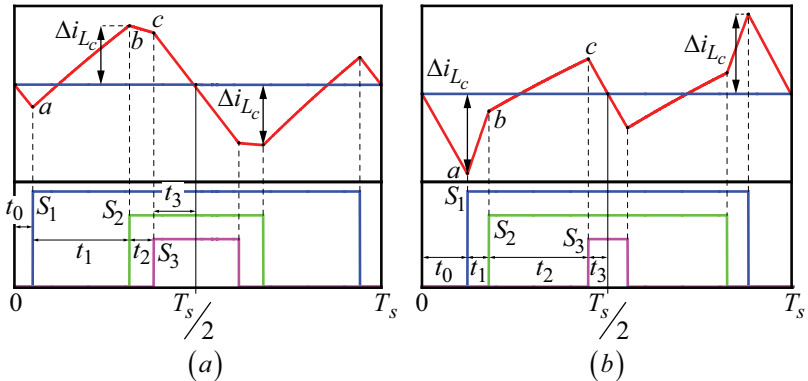


Figura 3.30: Exemplo de perfil da corrente dentro da região R_3 com os vetores aplicados.

É importante ressaltar a diferença entre os tempos dos vetores nulos aplicados, $[000]$ e $[111]$, porque diferentemente da SVM o tempo dos dois não é igual [167].

As janelas de comutação para os vetores são simétricas

horizontalmente em relação ao ponto $T_s/2$ (eixo vertical em $T_s/2$). Portanto, é possível analisar a ondulação de 0 até $T_s/2$ com a metade do tempo dos vetores aplicados para calcular a máxima ondulação. É válido para todos os vetores que nos momentos T_s e $T_s/2$ a corrente i_{Lc} está no nível do valor médio quase instantâneo (VMQI).

Para obter a máxima ondulação dentro de um período de comutação, os pontos a , b e c são calculados por meio do tempo e vetor aplicado, e em seguida o valor máximo de a , b e c indica a maior ondulação dentro da janela de comutação.

As funções de razão cíclica, necessárias para calcular o tempo de cada vetor aplicado, estão definidas em (3.50).

$$\begin{cases} \delta_a(\omega t) = 0,5 + 0,5Msen(\omega t) \\ \delta_b(\omega t) = 0,5 + 0,5Msen(\omega t - 2\pi/3) \\ \delta_c(\omega t) = 0,5 + 0,5Msen(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3.50)$$

Multiplicando as tensões V_0-V_6 , apresentadas na Tabela 3.6, pelos respectivos tempos t_0-t_3 , indicados na Figura 3.30, para calcular os pontos a , b e c e obter o valor máximo destas variáveis para cada período de comutação, obtém-se o resultado apresentado na Figura 3.31, que aponta a máxima ondulação de i_{Lca} para vários índices de modulações durante um período da rede.

O índice de modulação M nominal do sistema conectado à rede elétrica é de 0,797, indicado na Figura 3.31. O resultado de uma simulação para M nominal é apresentado na Figura 3.32 e corrobora o valor teórico da Figura 3.31.

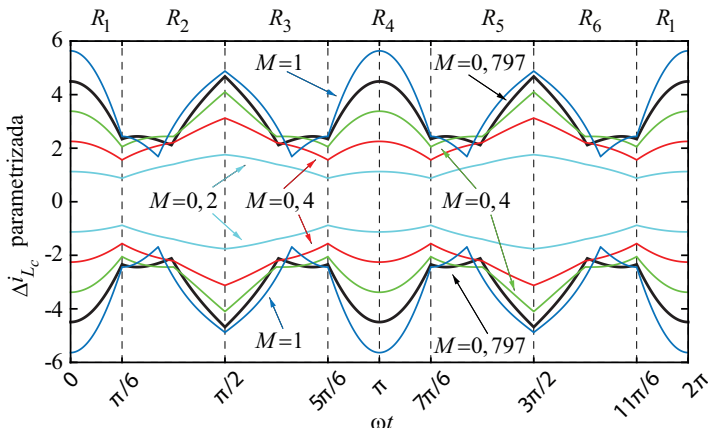


Figura 3.31: Ondulação parametrizada da corrente i_{Lca} para vários valores de M .

Analisando a Figura 3.31 percebe-se que a ondulação máxima de corrente ocorre nos pontos $\pi/2$ e π , dependendo do índice de modulação M . Analisando a Figura 3.28, que mostra o sinal da portadora e os três sinais das moduladoras, chega-se à conclusão de que, nos pontos $\pi/2$ e π , a moduladora $m_a(t)$ encontra-se no pico e no local de cruzamento por zero. Nestes pontos a máxima ondulação de corrente é dada por:

$$\Delta i_{L_c} = \begin{cases} \frac{V_0 \delta_b T_s}{L_c} & , \text{ para } \pi/2 \\ \frac{V_6 (\delta_a - \delta_c) T_s}{L_c} & , \text{ para } \pi \end{cases} \quad (3.51)$$

O ponto de máxima ondulação depende de M . Para achar se o ponto de máxima ondulação ocorre em $\pi/2$ ou π , as variáveis de (3.51) são substituídas por (3.47), (3.48) e (3.50) e igualadas para achar o M que indica a transição entre os pontos $\pi/2$ e π na Figura 3.31, conforme apresentado por:

$$\frac{MV_{cc}(M-2)}{16f_s} = \frac{\sqrt{3}}{24f_s} MV_{cc} \quad (3.52)$$

Resolvendo-se (3.52) para M , chega-se no índice de transição que mostra o valor de M que muda o ponto de máxima ondulação de π para $\pi/2$. O índice de modulação de transição é dado por:

$$M_{transição} = 2 - \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (3.53)$$

A Figura 3.32 mostra a ondulação de corrente no indutor obtido a partir de (3.51) para o índice de modulação M utilizado nesta tese e o resultado de uma simulação.

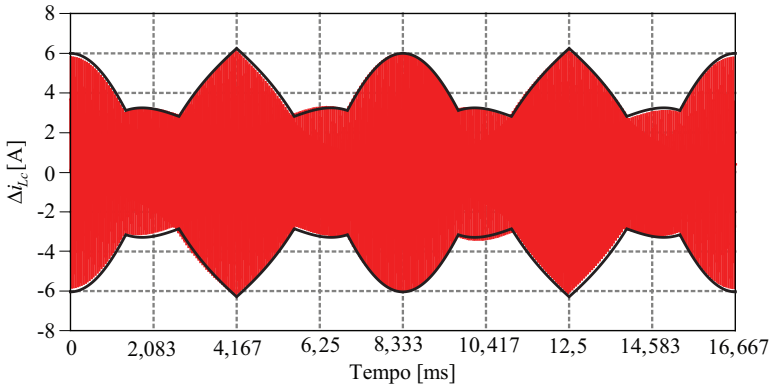


Figura 3.32: Resultado da ondulação da corrente sobre L_{ca} para $M = 0,797$ obtido por meio de simulação para $L_c = 383 \mu\text{H}$ e $f_{sw} = 19,98 \text{ kHz}$.

Para um índice de modulação $M = 0,797$, o ponto de máxima ondulação ocorre em $\pi/2$ e, desta forma, obtém-se (3.54), que descreve a ondulação de corrente neste ponto.

$$\Delta i_{L_c} = \frac{M V_{cc} (\sqrt{3} - M)}{12 f_s \Delta i_{L_c} L_c} \quad (3.54)$$

Para verificar se a ondulação de tensão no capacitor C_f projetado para o modo conectado à rede elétrica esteja dentro das especificações, é necessário a análise da tensão no capacitor C_f para o modo ilhado. Desta forma, a capacitância é determinada pela carga elétrica ΔQ_{C_f} e a diferença de potencial Δv_{C_f} , de acordo com (3.55) e a Figura 3.33 .

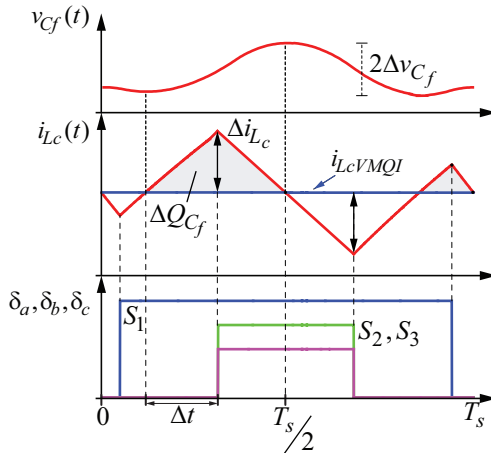


Figura 3.33: Tensão no capacitor C_f , corrente circulando pelo capacitor C_f e os sinais de gatilho das chaves S_1, S_2 e S_3 .

$$C = \frac{\Delta Q_{C_f}}{2\Delta v_{C_f}} \quad (3.55)$$

A carga elétrica total ΔQ_{C_f} pode ser determinada através do cálculo da área hachurada na forma de onda da corrente i_{L_c} mostrada na Figura 3.33.

$$\Delta Q_{C_f} = \frac{\Delta i_{L_{ca}}}{2} \Delta t + \frac{\Delta i_{L_{ca}}}{2} \frac{d_b T_s}{2}, \quad (3.56)$$

onde o tempo Δt é deduzido da reta de corrente i_{L_c} durante este intervalo de tempo e definido por (3.57).

$$\Delta t = \frac{L_c \Delta i_{L_{ca}}}{[V_1]} \quad (3.57)$$

Portanto, a capacitância necessária em função da ondulação da tensão v_{cf} é definida por (3.55).

Substituindo (3.55) em (3.55), obtém-se (3.58), que descreve a equação para o cálculo de uma capacitância C_f para desejada ondulação de tensão.

$$C_f = \frac{\Delta i_{L_{ca}} (2\Delta t + d_b T_s)}{8\Delta v_{C_f}} \quad (3.58)$$

Finalmente pode se utilizar (3.58) para o cálculo do capacitor C_f do filtro LCL para uma determinada ondulação de tensão. Considerando uma ondulação de 3% chega-se num valor do capacitor proximamente em 5 μF .

3.4.5 Projeto do ramo de amortecimento passivo

A conexão paralela de uma impedância indutiva com uma impedância capacitiva causa uma ressonância, ou seja, a impedância total torna-se nula. Assim, como mencionado, um ramo de amortecimento passivo deve ser adicionado ao filtro, para reduzir a amplitude das correntes que o atravessa nos intermédios dessa frequência, tal como é ilustrado na Figura 3.34.

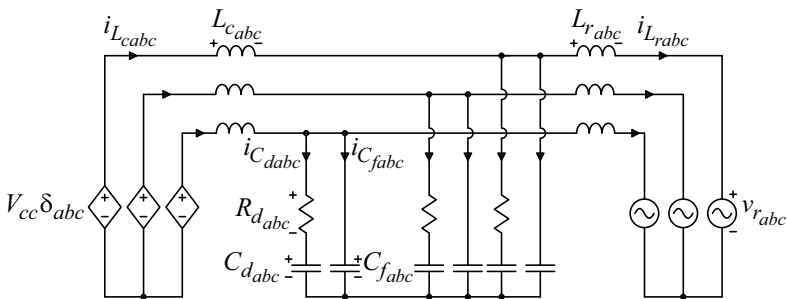


Figura 3.34: Circuito equivalente do VSI, filtro LCL com ramo de amortecimento e a rede elétrica.

O ramo analisado pode ser representado por um circuito monofásico equivalente, na hipótese da rede elétrica ser equilibrada, conforme representado na Figura 3.35, cuja impedância equivalente é expressa por (3.59) [163], [169], [170].

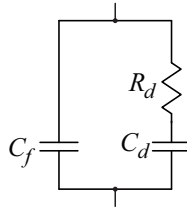


Figura 3.35: Circuito equivalente do ramo de amortecimento.

$$Z_f = \frac{Z_{C_f} (Z_{C_d} + R_d)}{Z_{C_f} + Z_{C_d} + R_d} = \frac{(R_d C_d s + 1)}{(R_d C_d C_f s + (C_d + C_f))s} \quad (3.59)$$

As localizações do zero e dos polos dessa função são listadas em (3.60) – (3.62) e apresentadas em função da frequência no diagrama de Bode na Figura 3.36.

$$s_z = \frac{1}{R_d C_d} \quad (3.60)$$

$$s_{p1} = 0 \quad (3.61)$$

$$s_{p2} = \frac{C_d + C_f}{R_d C_f C_d} \quad (3.62)$$

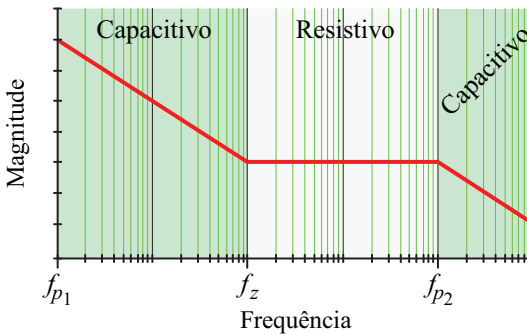


Figura 3.36: Diagrama de Bode para a impedância equivalente da Figura 3.35.

A região resistiva, na Figura 3.36, é caracterizada por um ganho constante; deste modo, é interessante que a frequência de ressonância seja situada nesta região. Para isso, são determinadas as frequências de ressonância extremas do filtro LCL apresentado na Figura 3.34, obtidas variando-se o resistor de amortecimento entre zero e infinito.

$$\omega_{resmin} = \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r (C_f + C_d)}} \Big|_{R_d=0} \quad (3.63)$$

$$\omega_{resmax} = \sqrt{\frac{L_c + L_r}{L_c L_r C_f}} \Big|_{R_d=\infty} \quad (3.64)$$

$$r_c = \frac{C_d}{C_f} \quad (3.65)$$

Desta forma, a frequência de ressonância mínima deve ser maior do que a frequência do zero, e a frequência de ressonância máxima, menor que a frequência do segundo polo.

$$\omega_z < \omega_{resmin} < \omega_{resmax} < \omega_p \quad (3.66)$$

Substituindo as equações de (3.63) – (3.65) em (3.66) e isolando R_d no resultado obtido, chega-se em (3.68), com a variável L_p definida em (3.67).

$$L_p = \frac{L_c L_r}{L_c + L_r} \quad (3.67)$$

$$\frac{\sqrt{(1+r_c)}}{r_c} \sqrt{\frac{L_p}{C_f}} < R_d < \frac{r_c+1}{r_c} \sqrt{\frac{L_p}{C_f}} \quad (3.68)$$

Finalmente pode ser calculado o ramo de amortecimento para dado r_c . O valor de r_c influencia nas perdas e na efetividade de amortecimento do filtro LCL e desta forma, deve ser localizado entre valores de 0,5 e 2. Nesta tese foi escolhido um valor de 1,44 que mostra um bom compromisso entre perdas e amortecimento.

3.5 Comentários finais do Capítulo 3

O Capítulo 3 deste trabalho foi dedicado à concepção, projeto e dimensionamento dos estágios de processamento de potência do sistema: gerador fotovoltaico, conversor cc-cc, conversor cc-ca e o filtro LCL.

Mediante a análise das vantagens e desvantagens da quantidade de módulos interligados em série, verificou-se que a conexão de quinze e dez módulos em série seria um compromisso entre tensão, potência e *MPPT* para a fonte fotovoltaica.

A elevação da tensão do arranjo é realizada através do conversor

Boost convencional, que contém um ganho estático suficientemente alto para obter uma faixa de ganho quase linear.

A conexão entre barramento cc e a rede elétrica e a carga foi realizada por meio do conversor cc-ca bidirecional trifásico (*VSI*), que é indicado como a topologia mais apropriada para uma potência de 8 kW e uma tensão de barramento de 780 V.

O filtro LCL tem vantagens sobre o filtro LC por desacoplar o comportamento indutivo da rede e possibilitar o controle da tensão na carga no modo ilhado, fora do controle direto no nó da rede elétrica e carga crítica. O amortecimento foi realizado por meio da inserção de um resistor e de um capacitor em série entre si e em paralelo com o capacitor de filtragem C_f , buscando-se equilíbrio entre perda e capacidade de amortecimento.

**CONCEPÇÃO E CONTROLE DOS ESTÁGIOS DE POTÊNCIA CC E CA
NO MODO CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

Este capítulo aborda a concepção e a implementação da estratégia de controle em modo conectado para os estágios cc e ca. O estágio ca, destacado na Figura 4.1, caracterizado pelo processamento de corrente e tensão alternada, inclui o conversor cc-ca, o filtro de saída, a rede elétrica e a carga, enquanto o estágio cc, também destacado na Figura 4.1, é formado pelo gerador fotovoltaico e pelo conversor cc-cc.

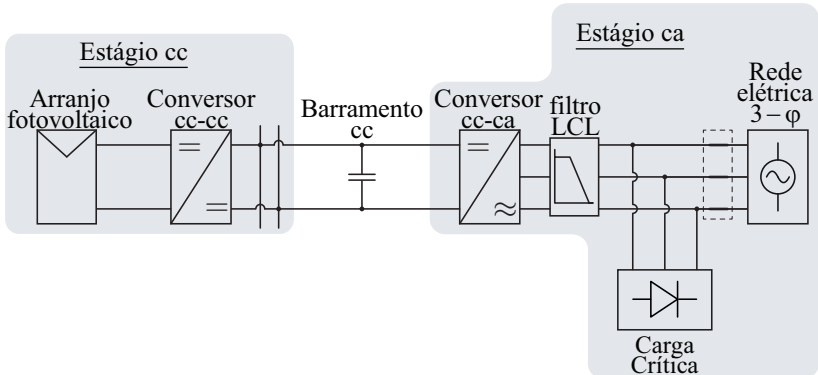


Figura 4.1: Sistema completo com indicação dos estágios cc e ca para o modo conectado à rede elétrica.

4.1 Estratégia de controle do conversor cc-cc no modo conectado à rede elétrica

A estratégia de controle do estágio cc tem como objetivo maximizar a extração de energia da fonte fotovoltaica independente das condições ambientais do gerador fotovoltaico. Tendo em vista esta premissa, é necessário conceber uma estratégia de controle para que a máxima potência seja extraída do arranjo fotovoltaico quando o sistema estiver operando no modo conectado à rede elétrica. Nesta condição, o conversor cc-cc é controlado para operar no *MPPT*. Uma visão geral da estratégia de controle é demonstrada na Figura 4.2, onde se destacam as variáveis requeridas.

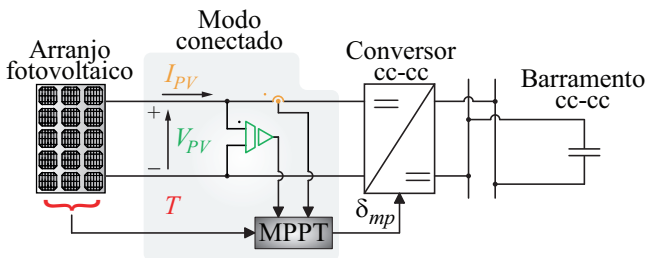


Figura 4.2: Estratégia de controle no modo conectado com as variáveis comuns medidas.

Para a realização do *MPPT*, existem inúmeros métodos, os quais se diferenciam por eficiência, dinâmica, esforço de cálculo e número e tipo de variáveis requisitadas (tensão, corrente, temperatura etc.).

Os métodos clássicos como perturba e observa (P&O) e condutância incremental (CI) [171], são amplamente utilizados em aplicações fotovoltaicas, em virtude da simples implementação e dos resultados satisfatórios em questões de dinâmica, contudo, ambos requerem a utilização de dois sensores, um de tensão e outro de corrente. Além do custo associado ao uso destes sensores, leituras de corrente trazem informações da irradiância solar, o que torna a busca pelo MPP menos exata, devido às variações em mais alta frequência.

Como alternativa para dispensar o sensor de corrente, pode-se utilizar o método de rastreamento baseado em mensuração da temperatura da superfície do arranjo (*MPPT-temp*) [86], [87]. Este método aproveita a característica de proporcionalidade direta entre a tensão fotogerada e a temperatura, o que possibilita determinar a tensão de máxima potência apenas medindo-se a temperatura e utilizando-se informações do catálogo do fabricante do módulo nas condições padrão de teste (*Standard Test Conditions – STC*): coeficiente de temperatura μ_{Vmp} e tensão de máxima potência V_{PVmp} , conforme (4.1).

$$V_{PVmp}(T_{atual}) = V_{mp}^{STC} + (T_{atual} - T^{STC})\mu_{Vmp} \quad (4.1)$$

Obviamente, a medição da temperatura do módulo pode causar problemas quando o conversor cc-cc encontra-se longe da fonte fotovoltaica, resultando na necessidade de cabos de comunicação extensos. Outro problema ocorre quando o arranjo é formado por muitos módulos, devido à distribuição não uniforme da temperatura na superfície, fato que pode provocar uma estimativa incorreta da tensão. Para contornar a necessidade da medição de temperatura do módulo, o método pode ser modificado para que a temperatura seja inferida por

meio de valor da tensão de circuito aberto. A partir de (4.2), nota-se que a tensão de circuito aberto V_{oc} depende dos dados de catálogo e da temperatura do módulo.

$$V_{oc}(T_{atual}) = V_{oc}^{STC} + (T_{atual} - T^{STC})\mu_{V_{oc}} \quad (4.2)$$

No caso do conversor *Boost*, a medição da tensão de circuito aberto é realizada por meio da redução da razão cíclica a zero, por um tempo mínimo de aproximadamente 10 ms [89], para que o capacitor alocado em paralelo com o módulo se carregue completamente. Devido à inércia térmica do módulo fotovoltaico, que evita uma variação abrupta da temperatura, a interrupção para a medição de V_{oc} pode ser realizada periodicamente, em intervalos de dois a cinco minutos [89].

Com a informação de tensão de circuito aberto, a temperatura do módulo pode ser calculada com (4.3).

$$T_{atual} = \frac{V_{oc}(T_{atual}) - V_{oc}^{STC}}{\mu_{V_{oc}}} + T^{STC} \quad (4.3)$$

A partir do valor de temperatura estimado em (4.3), aplica-se o método convencional, já descrito nesta seção. Devido à ausência do sensor de corrente e a obtenção da tensão de máxima potência de cada arranjo *PV*, necessário para o controle no modo ilhado, foi escolhido o *MPPT-temp*.

4.2 Estratégia de controle do conversor cc-ca no modo conectado à rede elétrica

A estratégia de controle no modo conectado do *VSI* permite que a energia proveniente do módulo fotovoltaico seja fornecida à rede elétrica por meio da injeção de correntes, satisfazendo os critérios de qualidade de energia. A técnica de controle selecionada para o modo conectado à rede elétrica é implementada mediante duas malhas de controle na sequência $dq0$, com o objetivo de controlar a tensão de barramento cc e a corrente injetada ou drenada na/da rede.

Em virtude da possibilidade de cargas não lineares poderem ser conectadas no lado ca do sistema, a estratégia de controle também possibilitará a compensação de harmônicas de correntes. Para tanto, as correntes circulantes pela carga também serão mensuradas para compor a referência de corrente do inversor [59], [102]. Em outras palavras, a corrente na saída do inversor será composta por duas parcelas: uma senoidal, referente à corrente da rede i_{rede} e outra correspondente à

corrente de carga i_{carga} . O sentido das correntes no filtro, na carga e na rede elétrica é ilustrado na Figura 2.3 e pode ser representado matematicamente por (4.4).

$$i_{rede} = \left(\overbrace{i_{LCL_f} + i_{LCL_h}}^{i_{LCL}} \right) - i_{carga_h} \quad (4.4)$$

A parcela fundamental da corrente i_{LCL} , indicado com índice f serve como referência para o controle da tensão de barramento cc, por representar a parte em fase com a tensão da rede elétrica e, desta forma, ser a responsável pela troca de potência ativa entre o sistema e rede.

Para obter as harmônicas da corrente de carga, destaca-se o emprego da transformada de Park ($abc \rightarrow dq0$), tal como apresentado em [59], [102], [128]. A partir da aplicação desta transformada, as correntes em fase com a componente fundamental da tensão da rede surgem como um valor contínuo de eixo direto d , as correntes defasadas por $\pi/2$ aparecem como um valor contínuo de eixo em quadratura q e as oscilações em ambos os eixos representam as harmônicas. Para injetar ou drenar correntes na/da rede elétrica de elevado fator de potência e baixa THD , é preciso compensar as oscilações de eixo direto e anular totalmente a componente em quadratura.

Para obter a parte oscilatória da corrente de eixo direto é necessário filtrar a parte de baixa frequência (componente cc). Para tanto, poderia se utilizar um filtro passa alta [59] o qual, por característica própria, gera defasagens em baixas frequências que afetam o sinal de referência. O ideal, portanto, é a adoção de um filtro passa baixa, cuja saída é subtraída da própria corrente de eixo direto [102], [128].

A Figura 4.3 evidencia o método para a obtenção da parte oscilatória de coordenada d que representa o sinal de referência da malha de controle indicado na Figura 4.3 (a).

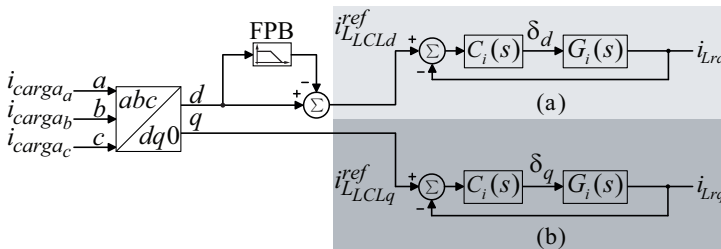


Figura 4.3: Determinação dos sinais de referências para o controle das correntes de saída do filtro LCL: (a) coordenada d ; e (b) coordenada q .

As equações (4.5) e (4.6) mostram as referências para o inversor nas coordenadas dq0 para a operação do VSI como filtro ativo paralelo.

$$i_{LCLd}^{ref} = i_{carga_{hd}} \quad (4.5)$$

$$i_{LCLq}^{ref} = i_{carga_{aq}} \quad (4.6)$$

A Figura 4.4 demonstra o estágio ca de forma simplificada, com a adição da malha para controle da corrente de saída.

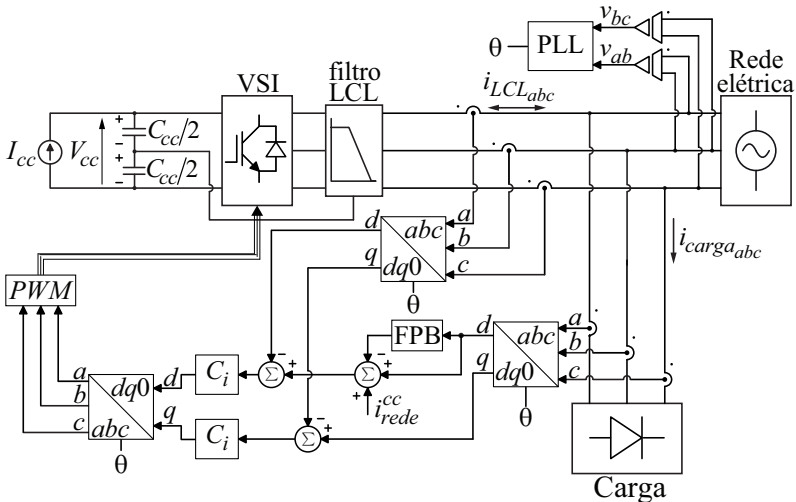


Figura 4.4: Estágio ca com a malha para o controle da corrente de saída.

Com a intenção de projetar o compensador $C_i(s)$, deriva-se da Figura 4.4 o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.3 (a) e (b) para os eixos diretos e em quadratura, respectivamente. Assim, o projeto do compensador $C_i(s)$ depende da planta $G_i(s)$, que representa a função de transferência que relaciona a corrente do filtro LCL com a razão cíclica, considerando os ganhos do modulador PWM e do sensor de corrente k_i unitários.

A corrente representada por i_{LCL} refere-se à corrente no filtro LCL, podendo descrever tanto i_{Lc} no indutor L_c ou i_{Lr} no indutor L_r .

O controle da corrente i_{Lc} , possui um modelo de planta mais estável e oferece proteção de sobrecorrentes ao VSI. Em contrapartida, deteriora o fator de potência, haja vista o controle não envolver diretamente a variável de interesse, isto é, a corrente na rede. Neste caso, a circulação de reativo somente pode ser reduzida por meio de restrições no projeto do filtro LCL. Além disso, harmônicas de tensão na rede elétrica podem ainda diminuir a qualidade da corrente injetada,

especialmente em casos em que a impedância do par C_f e L_r é reduzida na frequência fundamental.

Por outro lado, para controlar a corrente i_{L_r} no indutor L_r , harmônicas de corrente de rede elétrica são compensadas e, teoricamente, não fluem pelo capacitor de filtro C_f . Neste caso, o fator de potência tende a elevar-se, pois a corrente da rede torna-se a própria variável controlada. Como desvantagens da alocação do sensor de corrente no indutor do lado da rede, pode ser citada a falta de proteção contra sobrecorrentes no VSI , a redundância de sensores de corrente no modo ilhado e uma maior complexidade no projeto do compensador devido aos modelos de planta mais complexos.

4.2.1 Obtenção do modelo da planta para controle da corrente de saída em sequência dq0

O circuito equivalente do filtro LCL e do modelo médio de grandes sinais do VSI , na sequência abc, é apresentado na Figura 4.5. Neste circuito, a carga não está representada por estar situada em paralelo com a rede elétrica.

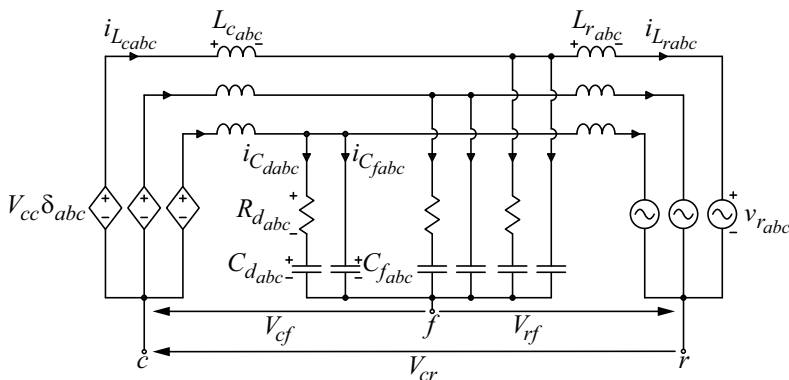


Figura 4.5: Circuito equivalente do VSI , filtro LCL e rede elétrica na sequência abc.

A tensão de rede, definida em (4.7), é considerada balanceada, o que permite representar o circuito por fase, como ilustrado na Figura 4.6.

$$\begin{bmatrix} v_{abc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{r_p} \sin(\omega t) \\ V_{r_p} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{r_p} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

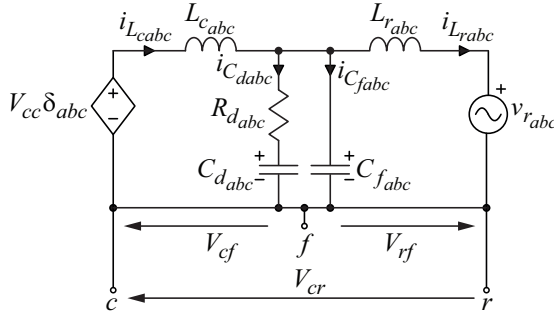


Figura 4.6: Circuito equivalente do VSI, rede elétrica e filtro LCL representado por fase.

As equações do circuito na Figura 4.6 são apresentadas em (4.8) – (4.12).

$$\begin{bmatrix} i_{L_{cabc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_{rabc}} \end{bmatrix} + C_f \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{fabc}} \end{bmatrix}}{dt} + C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix}}{dt} \quad (4.8)$$

$$L_c \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{cabc}} \end{bmatrix}}{dt} = V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_{abc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{C_{fabc}} \end{bmatrix} + V_{cf} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$L_r \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{rabc}} \end{bmatrix}}{dt} = R_d C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix}}{dt} + \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix} - V_{rf} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{r_{abc}} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{C_{fabc}} \end{bmatrix} = R_d C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix}}{dt} + \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$L_c \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{cabc}} \end{bmatrix}}{dt} + L_r \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{rabc}} \end{bmatrix}}{dt} = V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_{abc} \end{bmatrix} + V_{cr} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{r_{abc}} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Para melhorar o entendimento da transformada dq0 é primeiramente aplicada a transformada de Clark (abc → αβ0). A matriz utilizada para a transformada abc → αβ0 é definida por intermédio de (4.13).

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Das das propriedades no cálculo com matrizes, apresentadas em (4.14) e (4.15), simplificam a aplicação da transformada.

$$\begin{aligned} \overline{V_{\alpha\beta 0}} &= T \overline{V_{abc}} \\ \Rightarrow \overline{V_{abc}} &= T^{-1} \overline{V_{\alpha\beta 0}} \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow T \overline{V_{abc}} &= T T^{-1} \overline{V_{\alpha\beta 0}} \\ T \cdot T^{-1} &= 1 \end{aligned} \quad (4.15)$$

O resultado da aplicação de (4.14) e (4.15) nas equações (4.8) – (4.12) é apresentado em (4.16) – (4.20).

$$\left[i_{L_{c\alpha\beta}} \right] = \left[i_{L_{r\alpha\beta}} \right] + C_f \frac{d \left[v_{C_{f\alpha\beta}} \right]}{dt} + C_d \frac{d \left[v_{C_{d\alpha\beta}} \right]}{dt} \quad (4.16)$$

$$L_c \frac{d \left[i_{L_{c\alpha\beta}} \right]}{dt} = V_{cc} \left[\delta_{\alpha\beta} \right] - \left[v_{C_{f\alpha\beta}} \right] + V_{cf} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$L_r \frac{d \left[i_{L_{r\alpha\beta}} \right]}{dt} = \left[V_{C_{f\alpha\beta}} \right] - V_{rc} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \left[v_{r\alpha\beta} \right] \quad (4.18)$$

$$\left[V_{C_{f\alpha\beta}} \right] = R_d C_d \frac{d \left[v_{C_{d\alpha\beta}} \right]}{dt} + \left[V_{C_{d\alpha\beta}} \right] \quad (4.19)$$

$$L_c \frac{d \left[i_{L_{c\alpha\beta}} \right]}{dt} + L_r \frac{d \left[i_{L_{r\alpha\beta}} \right]}{dt} = V_{cc} \left[\delta_{\alpha\beta} \right] + V_{cr} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \left[v_{r\alpha\beta} \right] \quad (4.20)$$

Por meio das equações (4.16) – (4.20) é possível construir dois circuitos equivalentes monofásicos independentes nas sequências α e β , ilustrados na Figura 4.7 (a) e (b), respectivamente.

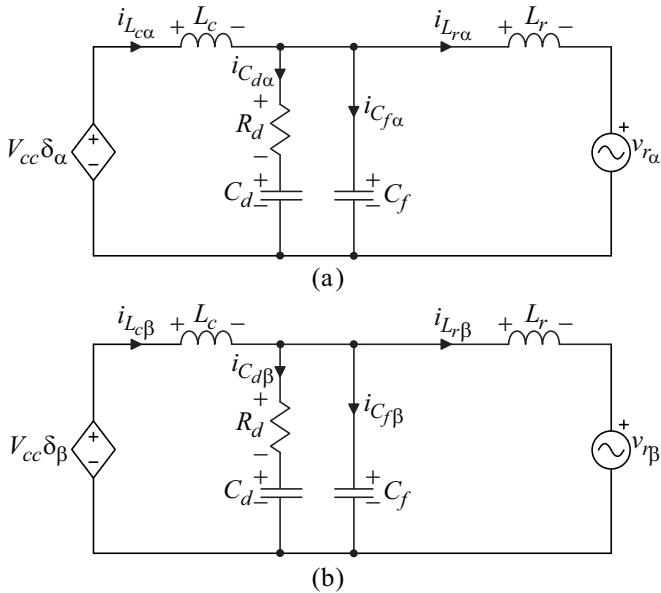


Figura 4.7: Circuito equivalente do VSI, filtro LCL e rede elétrica na sequência $\alpha\beta 0$.

Com a finalidade de obter o circuito na sequência dq0, as equações (4.16) – (4.20) são transformadas por intermédio de (4.21), que representa a matriz da transformada $\alpha\beta 0 \rightarrow dq0$.

$$B = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & -\text{cos}(\omega t) & 0 \\ \text{cos}(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Devido à dependência da transformada no tempo, como apresentado em (4.22), surge um acoplamento entre os eixos.

$$B \frac{d(B^{-1})}{dt} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

As equações em sequência dq0 são apresentadas em (4.23) – (4.27). Novamente, pode-se montar dois circuitos em sequência d e q, porém, desta vez eles não são independente entre si, como pode ser constatado na Figura 4.8.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{Lcd} \\ i_{Lcq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{Lrd} \\ i_{Lrq} \end{bmatrix} &= \left(C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} + C_f \omega \begin{bmatrix} -v_{Cfq} \\ v_{Cfd} \end{bmatrix} \right) + \\ &+ \left(C_d \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cdd} \\ v_{Cdq} \end{bmatrix} + C_d \omega \begin{bmatrix} -v_{Cdq} \\ v_{Cdd} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$L_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lcd} \\ i_{Lcq} \end{bmatrix} + L_c \omega \begin{bmatrix} -i_{Lcq} \\ i_{Lcd} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_d \\ \delta_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lrd} \\ i_{Lrq} \end{bmatrix} + L_r \omega \begin{bmatrix} -i_{Lrq} \\ i_{Lrd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} = R_d C_d \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cdd} \\ v_{Cdq} \end{bmatrix} + R_d C_d \omega \begin{bmatrix} -v_{Cdq} \\ v_{Cdd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Cdd} \\ v_{Cdq} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} L_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lcd} \\ i_{Lcq} \end{bmatrix} + L_c \omega \begin{bmatrix} -i_{Lcq} \\ i_{Lcd} \end{bmatrix} + L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lrd} \\ i_{Lrq} \end{bmatrix} + L_r \omega \begin{bmatrix} -i_{Lrq} \\ i_{Lrd} \end{bmatrix} &= \\ &= V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_d \\ \delta_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.27)$$

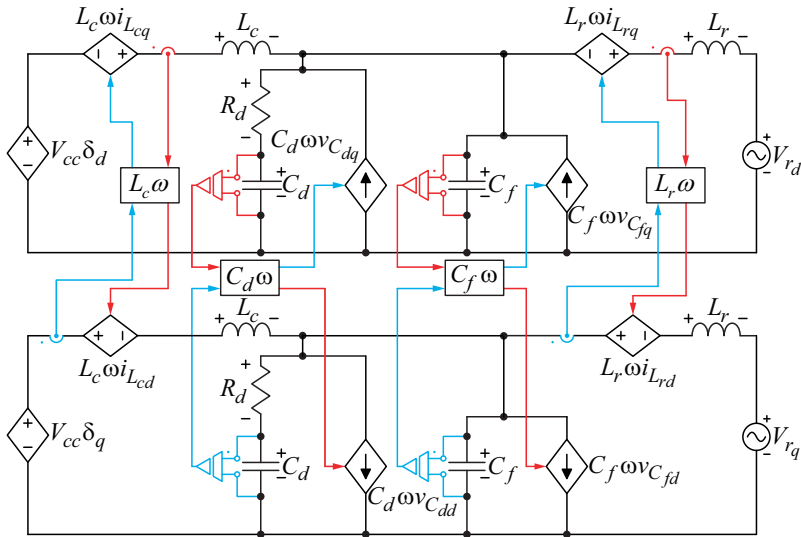


Figura 4.8: Circuito equivalente do VSI, filtro LCL e rede elétrica na sequência dq0.

A modelagem do circuito na Figura 4.8 pode ser realizada de várias formas. O método de *Espaço de Estados* [60] é amplamente utilizado na literatura técnica, uma vez que, com as matrizes que modelam o sistema, podem-se obter várias funções de transferência requeridas para controle. As matrizes são apresentadas em (4.28) – (4.31).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{C_f} & \frac{-1}{R_d C_f} & \frac{1}{R_d C_f} & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & \frac{-1}{R_d C_d} & 0 & 0 & 0 & \omega \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{C_f} & \frac{-1}{R_d C_f} & \frac{1}{R_d C_f} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & \frac{-1}{R_d C_d} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{L_c} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$\left. \begin{aligned} x &= \left[i_{L_{cd}} \quad i_{L_{rd}} \quad v_{C_{fd}} \quad v_{C_{dd}} \quad i_{L_{cq}} \quad i_{L_{rq}} \quad v_{C_{fq}} \quad v_{C_{dq}} \right]^T \\ u &= \left[d_d \quad d_q \right]^T \\ y &= \left[i_{L_{rd}} \quad i_{L_{rq}} \right]^T \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

As funções de transferência podem ser obtidas a partir de (4.32) [172].

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = C(sI - A)^{-1} B + D \quad (4.32)$$

A matriz D , em (4.32), é nula, tendo sido apresentada apenas para completar a equação reconhecida na literatura [172]. Sendo as matrizes A , B e C definidas em (4.28), (4.29) e (4.30), obtém-se, por intermédio de (4.32), uma matriz de dimensão 2x2, conforme (4.33).

$$G_i(s) = C(sI - A)^{-1} B = \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_{L_{rd}}}{\hat{d}_d} & \frac{\hat{i}_{L_{rd}}}{\hat{d}_q} \\ \frac{\hat{i}_{L_{rq}}}{\hat{d}_d} & \frac{\hat{i}_{L_{rq}}}{\hat{d}_q} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

A primeira linha da matriz em (4.33) descreve as funções de transferência que relacionam a corrente de eixo direto no indutor L_r com a razão cíclica de eixo direto e em quadratura. Os respectivos diagramas de Bode são apresentados na Figura 4.9.

A função de transferência na segunda linha apresenta as funções de transferência que relacionam a corrente de eixo de quadratura i_{L_r} com as razões cíclicas de eixo direto e em quadratura.

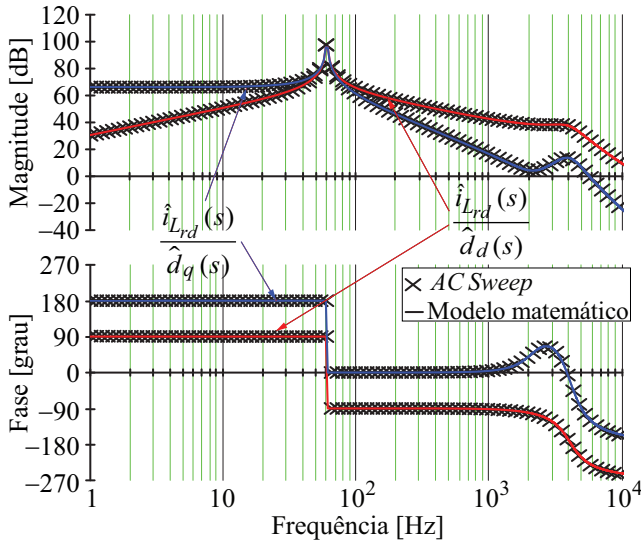


Figura 4.9: Diagrama de Bode das funções de transferência da primeira linha de (4.33) teóricos e simulados.

4.2.2 Estratégia de desacoplamento no modo conectado à rede elétrica

O acoplamento entre os eixos direto e em quadratura é causado pelo efeito das indutâncias e capacitância isoladamente, mas também se dá pela associação de ambos os efeitos, tal como é apresentado na Figura 4.10.

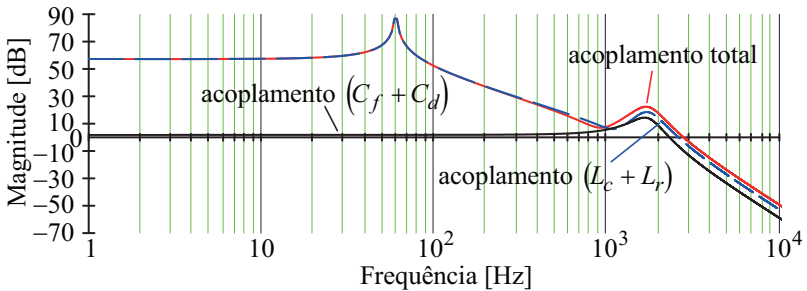


Figura 4.10: Diagrama de magnitude do acoplamento provocado pelos indutores (azul), os capacitores (preto) e total (vermelho).

A técnica de desacoplamento segue o trabalho publicado em [173] adaptado para o filtro LCL passivamente amortecido. Para isso, o circuito apresentado na Figura 4.7 é transformado no diagrama de blocos, conforme apresentado na Figura 4.11, onde a impedância Z_d

representa o ramo de amortecimento composto pela conexão série de R_d e C_d .

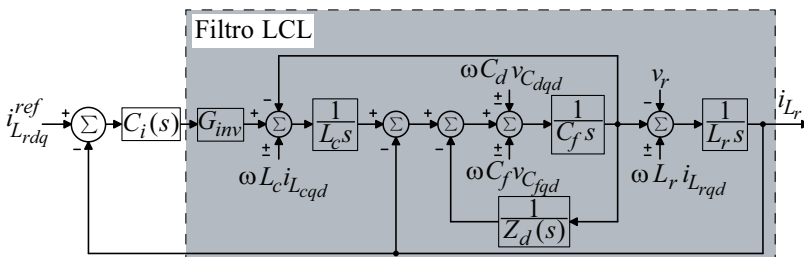


Figura 4.11: Diagrama de blocos do VSI e filtro LCL para o controle de corrente i_{Lr} nas coordenadas dq.

A impedância de amortecimento Z_d e o ganho do inversor são dados por:

$$Z_d = \frac{R_d C_d s + 1}{C_d s} \tag{4.34}$$

$$G_{inv} = V_{cc} \frac{1}{PWM} \tag{4.35}$$

O processo de desacoplamento pode ser realizado a partir da Figura 4.12, em que o acoplamento causado pelo indutor L_c é localizado na saída do controlador. Para compensar o efeito do indutor L_c basta somar a corrente i_{Lc} multiplicada pelo fator de acoplamento α_L ao sinal da moduladora, conforme ilustrado na Figura 4.13.

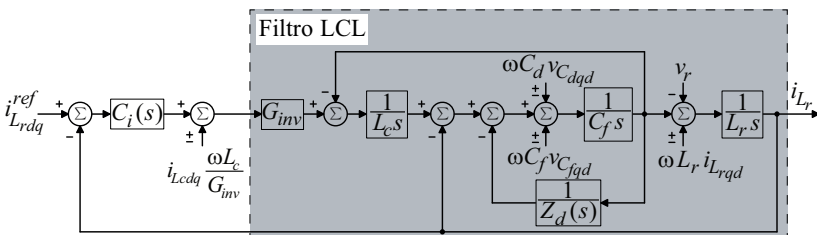


Figura 4.12: Diagrama de blocos do VSI e filtro LCL com deslocamento da corrente i_{Lc} .

É possível considerar a corrente i_{Lr} como sendo o valor médio quase instantâneo da corrente i_{Lc} , portanto, utiliza-se esta como variável de desacoplamento. A implementação do desacoplamento pode ser vista na Figura 4.13 por meio do fator α_L , descrito matematicamente em (4.36). Vale ressaltar, que o sinal invertido no somador para o fator de desacoplamento foi implementado para compensar o efeito do acoplamento entre os eixos direto e em quadratura.

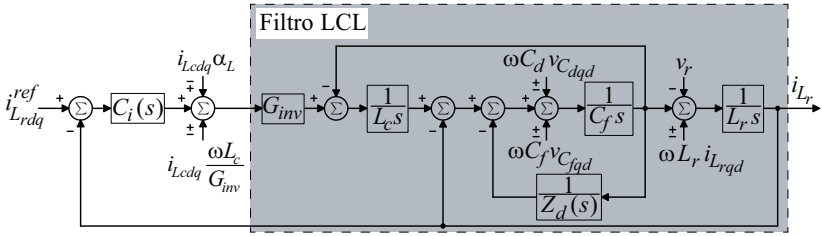


Figura 4.13: Diagrama de blocos com o desacoplamento implementado para o indutor L_c .

$$\alpha_L = \frac{\omega(L_c + L_r)}{G_{inv}} \quad (4.36)$$

Aplicando-se o mesmo procedimento para o acoplamento de C_f chega-se no diagrama de blocos da Figura 4.14.

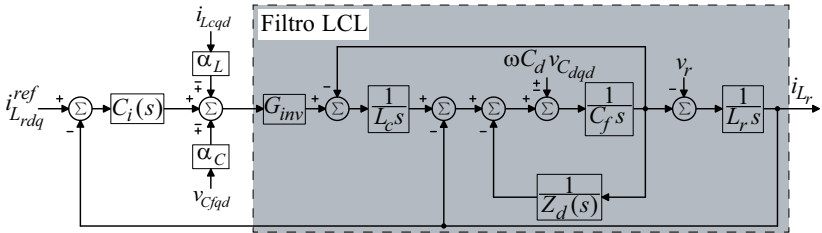


Figura 4.14: Diagrama de blocos com os fatores de desacoplamento para os indutores $L_c + L_r$ e os capacitores C_f .

O fator de desacoplamento para o capacitor C_f é dado por:

$$\alpha_c = \frac{\omega L_c C_f s}{G_{inv}} \quad (4.37)$$

É possível observar em (4.37) que o acoplamento provocado pelo capacitor C_f depende da derivada da tensão v_{Cf} . Devido ao ruído na mensuração de v_{Cf} será implementado somente o desacoplamento para os indutores L_c e L_r .

Tal condição decorre do fato de o acoplamento provocado pelos capacitores é praticamente nulo em frequências < 1 kHz, uma vez que a corrente que flui pelos mesmos possui predominantemente frequências múltiplas da frequência de comutação (20 kHz), distante da banda passante do filtro. Desta forma, como o acoplamento em baixa frequência é causado quase que exclusivamente pelos indutores, torna-se suficiente realizar o desacoplamento entre os eixos direto e em quadratura atuando-se apenas na corrente que flui pelo indutor L_r , ilustrado na Figura 4.15 [128], [174].

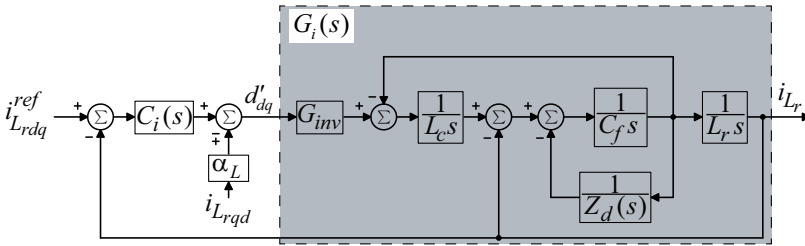


Figura 4.15: Diagrama de blocos do VSI e da planta G_i com a técnica de desacoplamento implementado.

A planta desacoplada entre os eixos direto e em quadratura é exposta em (4.38) e em forma de diagrama de Bode na Figura 4.16.

$$G_i = \frac{\hat{i}_{Lrd}(s)}{\hat{d}'_d(s)} = \frac{V_{cc} (C_d R_d s + 1)}{s(L_{tot} + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s)} \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned} L_{tot} &= L_c + L_r \\ p_3 &= C_d C_f L_c L_r R_d \\ p_2 &= L_c L_r (C_d + C_f) \\ p_1 &= C_d R_d (L_c + L_r) \end{aligned} \quad (4.39)$$

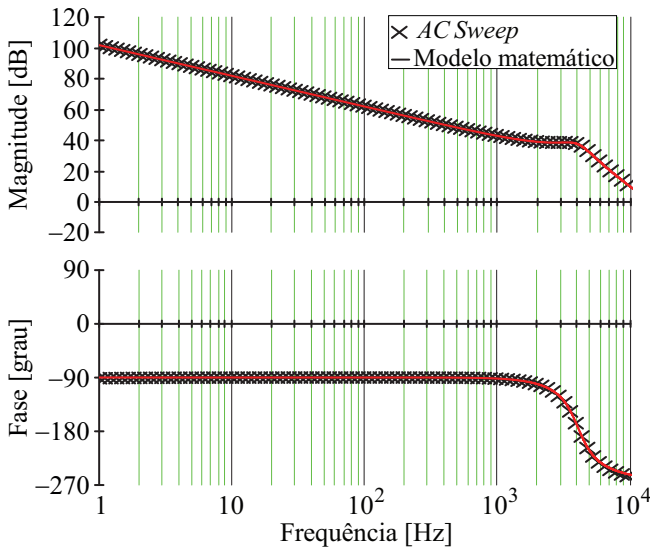


Figura 4.16: Diagrama de Bode da planta desacoplada entre os eixos diretos e em quadratura; simulado (X) e planta teórica (linha).

4.2.3 Obtenção do modelo da planta para controle da tensão de barramento

A tensão de barramento será regulada, como mencionado, por meio do controle do valor da corrente em eixo direto injetada ou drenada na/rede elétrica, de maneira a assegurar o balanço de potência no capacitor C_{cc} de barramento.

A implementação pode ser visualizada a partir da Figura 4.17 e realizada por intermédio da adição do erro compensado como valor cc de tensão na referência de corrente de eixo direto.

O circuito de controle, exposto na Figura 4.17, pode ser representado na forma de diagrama de blocos, tal como apresentado na Figura 4.18. Considerando a malha de laço aberto compensada da tensão de barramento mais lenta do que a função de laço aberto (FTLA) compensada de corrente, a malha de corrente pode ser substituída pelo inverso do ganho de realimentação, conforme apresentado na Figura 4.18 [1].

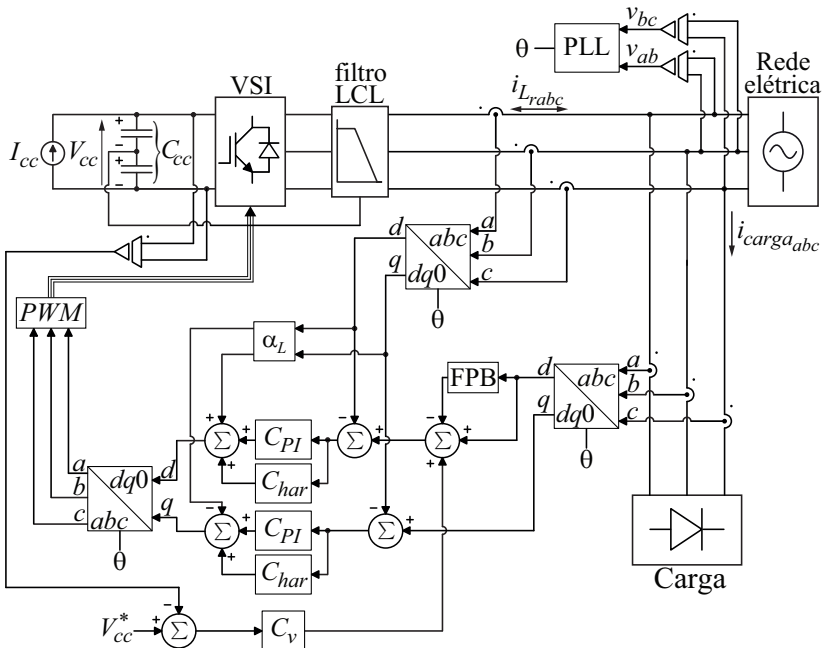


Figura 4.17: Estágio ca e a malha para o controle da tensão de barramento adicionado à malha de controle da corrente de saída.

Como mencionado anteriormente, a tensão de barramento é

regulada pela quantidade de potência ativa injetada ou drenada na/da rede elétrica. O controle de tensão de barramento é implementado mediante duas malhas de controle: uma malha externa lenta de tensão e uma malha interna rápida responsável pela corrente na rede, conforme ilustrado na Figura 4.18 (a). Projetando os controladores de tensão e corrente adequadamente (com frequências de cruzamento por zero de no mínimo 10 décadas distintas), a malha interna de corrente pode ser representada somente pelo ganho de realimentação k_i para a malha de controle de tensão, conforme apresentado em [1] e na Figura 4.18 (b).

Nas coordenadas dq, a corrente contínua em eixo direto representa a corrente em fase com a tensão da rede elétrica. Sendo assim, o controle da tensão de barramento é implementada na malha de controle de eixo direto. A ação de controle gerada pelo compensador de tensão do barramento cc é adicionada à referência de corrente i_{Lrd} . Desta forma, a tensão de barramento cc é regulada por meio do montante de potência ativa injetada na rede elétrica. Em seguida, o erro obtido a partir das referências geradas e as correntes do filtro i_{Lrd} é aplicado em um compensador de corrente, conforme ilustrado na Figura 4.18 (a).

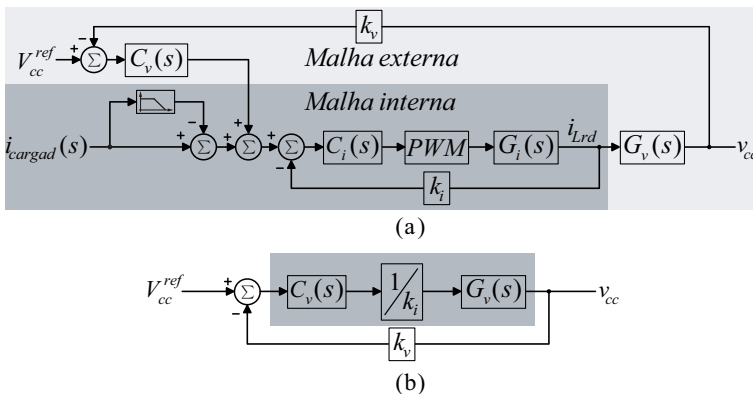


Figura 4.18: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída na coordenada d para (a) duas malhas e (b) equivalente em baixas frequências.

Mediante a Figura 4.18 (a), torna-se evidente que a função de transferência do sistema é definida pela razão entre a tensão de barramento e a corrente do filtro de eixo direto, como destacado em (4.40).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{Lrd}(s)} \tag{4.40}$$

Para a modelagem é considerando o circuito apresentado na Figura 4.19. Com o sentido das correntes adotados pode-se escrever (4.41) e, posteriormente, (4.42) [59].

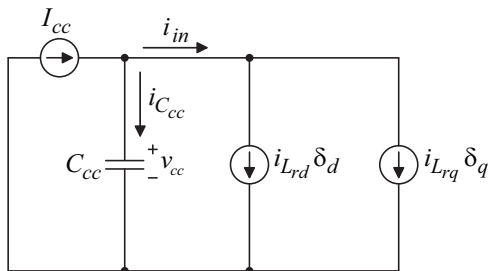


Figura 4.19: Circuito equivalente com a corrente dos conversores cc-cc e a corrente na entrada do VSI.

$$I_{cc} = i_{C_{cc}} + i_{in} \quad (4.41)$$

$$I_{cc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}(t)}{dt} + i_{in} \quad (4.42)$$

Na análise que segue, é considerada uma corrente I_{cc} constante, representando comportamento dinâmico nulo do gerador PV.

Para a linearização de (4.42) são consideradas as relações de (4.43), que inserem uma pequena perturbação nas variáveis não constantes.

$$\begin{aligned} v_{cc} &= V_{cc} + \hat{v}_{cc} \\ i_{in} &= I_{in} + \hat{i}_{in} \end{aligned} \quad (4.43)$$

Mantendo-se apenas as parcelas alternadas depois da aplicação de (4.43), chega-se em (4.44).

$$0 = C_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \hat{i}_{in}(t) \quad (4.44)$$

Aplicando Laplace em (4.44), encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão de barramento com a corrente i_{in} no filtro LCL, a qual é definida em (4.45).

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{in}(s)} = -\frac{1}{C_{cc} s} \quad (4.45)$$

O sinal negativo em (4.45) corresponde a um aumento em i_{in} que provoca uma redução da tensão v_{cc} . A corrente i_{in} que circula através do capacitor C_{cc} pode ser escrita em função das razões cíclicas de eixo direto e em quadratura, tal como apresentado em (4.46). Desta forma, (4.46) representa a transformada dq0 dos valores médios quase instantâneos (VMQI) das correntes de dos semicondutores S_1 , S_2 e S_3 , em função da razão cíclica respectiva de cada braço, conforme apresentado na Figura 4.19.

$$i_{in} = i_{L_{rd}} \delta_d + i_{L_{rq}} \delta_q \quad (4.46)$$

A corrente $\hat{i}_{in}(s)$ em (4.45) é equivalente à corrente i_{Lr} , composta pela parte de eixo direto e em quadratura. O objetivo consiste no controle da tensão de barramento por intermédio da corrente de eixo direto, que é proporcional ao montante de potência ativa injetada ou drenada na/da rede. Desta maneira, $\hat{i}_{in}(s)$ em (4.45) é definida como em (4.48), linearizada a partir da aplicação de (4.47) em (4.46) com aplicação da transformada de Laplace em seguida.

$$\begin{aligned} i_{L_{rd}} &= I_{L_{rd}} + \hat{i}_{L_{rd}} \\ i_{L_{rq}} &= I_{L_{rq}} + \hat{i}_{L_{rq}} \\ \delta_d &= D_d + \hat{d}_d \\ \delta_q &= D_q + \hat{d}_q \end{aligned} \quad (4.47)$$

$$\hat{i}_{in}(s) = I_{L_{rd}} \hat{d}_d(s) + \hat{i}_{L_{rd}}(s) D_d + I_{L_{rq}} \hat{d}_q(s) + \hat{i}_{L_{rq}}(s) D_q \quad (4.48)$$

Da teoria de dq0, obtém-se a potência ativa por meio de (4.49).

$$P_o = V_{rd} I_{L_{rd}} + V_{rq} I_{L_{rq}} \quad (4.49)$$

A partir de (4.49) chega-se em (4.50), pelo fato de V_{rq} ser nula.

$$I_{L_{rd}} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\sqrt{3} V_{rp}} \quad (4.50)$$

Aplicando (4.50) em (4.48) obtém-se (4.51).

$$\hat{i}_{in} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\sqrt{3} V_{rp}} \hat{d}_d + \hat{i}_{L_{rd}}(s) D_d + I_{L_{rq}} \hat{d}_q(s) + i_{L_{rq}}(s) D_q \quad (4.51)$$

Substituindo (4.51) em (4.45), chega-se em (4.52).

$$\hat{v}_{cc}(s) = \frac{-1}{C_{cc}s} \left(\frac{\sqrt{2}P_o}{\sqrt{3}V_{rp}} \hat{d}_d(s) + \hat{i}_{L_{rd}}(s)D_d + I_{L_{rq}} \hat{d}_q(s) + \hat{i}_{L_{rq}}(s)D_q \right) \quad (4.52)$$

Isolando e substituindo a razão cíclica de (4.38), apresentada em (4.53), em (4.52), chega-se na função de transferência procurada em (4.54).

$$\frac{\hat{i}_{L_{rd}}(s)}{G_i(s)} = \hat{d}_d(s) \quad (4.53)$$

A parcela em quadratura de $i_{L_r}(s)$ pode ser anulada na equação (4.52), pois ela não traz informação referente à potência ativa. Assim sendo, a função de transferência para o controle da tensão de barramento passa a ser escrita conforme (4.54), com os coeficientes apresentados em (4.55), e ilustrado graficamente na Figura 4.20 no diagrama de Bode.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{L_{rd}}(s)} = \frac{-1}{C_{cc}s} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P_o}{V_{rp}} \frac{(p_1s^4 + p_2s^3 + p_3s^2 + L_{lot}s)}{V_{cc}(C_dR_d s + 1)} + D_d \right) \quad (4.54)$$

$$p_1 = C_d C_f L_c L_f R_d$$

$$p_2 = L_c L_f (C_d + C_f) \quad (4.55)$$

$$p_3 = C_d C_f R_d (L_c + L_f)$$

A razão cíclica em regime permanente D_d em (4.54), resulta da transformada dq0 de (3.50) e é definida em (4.56).

$$D_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{M}{2} \quad (4.56)$$

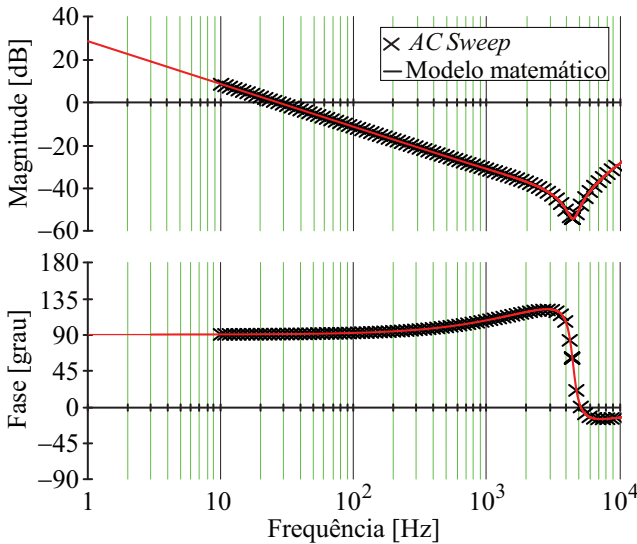


Figura 4.20: Diagrama de Bode de ganho e fase da função de transferência da planta para o controle de tensão de barramento teórico (X) e simulado (linha).

4.2.4 Projeto dos compensadores da malha de corrente de saída e tensão de barramento no modo conectado à rede elétrica

O projeto do compensador de corrente no modo conectado é realizado por meio da análise da função de transferência de laço aberto (FTLA) da malha de corrente não compensada, visto na Figura 4.18 e definida matematicamente por:

$$FTLA_{NC}(s) = PWM G_d(s) G_i(s) k_i \quad (4.57)$$

onde $G_d(s)$ representa o atraso do PWM e de computação e é dado por:

$$G_d(s) = e^{-s \frac{3}{2} T_a} \quad (4.58)$$

seno que T_a representa o tempo de amostragem.

Considerando-se os ganhos do PWM e do sensor de corrente k_i unitários, resta conhecer a planta $G_i(s)$, que relaciona a corrente $i_{Lr}(s)$ com a razão cíclica, para o projeto do compensador $C_i(s)$.

Na utilização de um filtro LCL, deve ser evitada a alocação de uma frequência de cruzamento por zero f_{cr} acima da frequência de ressonância, pois isso implicaria em uma abrupta diminuição de fase. Para frequências inferiores da frequência de ressonância, o filtro

comporta-se como um filtro L com uma atenuação de 20 db/década e -90° em fase; portanto, pode ser controlado por um compensador do tipo PI para garantir a estabilidade e erro nulo em regime permanente. A equação que descreve o PI é dada por:

$$C_{PI}(s) = k_p \frac{(s + 2\pi f_z)}{s} \quad (4.59)$$

Para garantir a operação estável, o zero do controlador foi alocado de forma que se obtivesse uma margem de fase entre 30° e 90° . A frequência de cruzamento deve ser escolhida de forma a ser maior possível, isto com o objetivo de englobar a máxima quantidade de compensadores ressonantes.

O projeto do compensador segue uma margem de fase (MF) de 40° e uma frequência de cruzamento por zero f_c em 1080 Hz. Os valores da frequência de locação do zero e do ganho k_p são calculados por (4.60) e (4.61).

$$f_z = \frac{f_c}{\tan\left(MF - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{NC}(f_c))\right)} \quad (4.60)$$

$$k_p = \frac{2\pi f_c}{\sqrt{(2\pi f_c)^2 + (2\pi f_z)^2 + |FTLA_{NC}(2\pi f_c)|}} \quad (4.61)$$

Adicionalmente ao compensador PI, que garante as especificações de margem de fase e frequência de cruzamento por zero, é implementado um compensador de harmônicas em determinadas frequências, conforme (4.62) [175]–[177].

Para garantir a estabilidade do compensador ressonante, foi implementada a versão do compensador ressonante com amortecimento dado por:

$$C_h(s) = k_h \frac{2Bs}{s^2 + 2Bs + \omega_h^2} \quad (4.62)$$

onde B apresenta a largura da frequência de ressonância do compensador e deve ser escolhido entre 5 e 15 [177]. Neste trabalho foi escolhido o valor de 5 para dar menor amortecimento e consequentemente maior ganho nas certas frequências.

A resposta de (4.62), ilustrada na Figura 4.21 na forma de diagrama de Bode, mostra como um incremento no ganho k_h aumenta a

banda passante do controlador ressonante. Com maior ganho k_h o controlador fica menos seletivo, contudo, apresenta melhor resposta dinâmica, porque frequências próximas da ressonância são amplificadas.

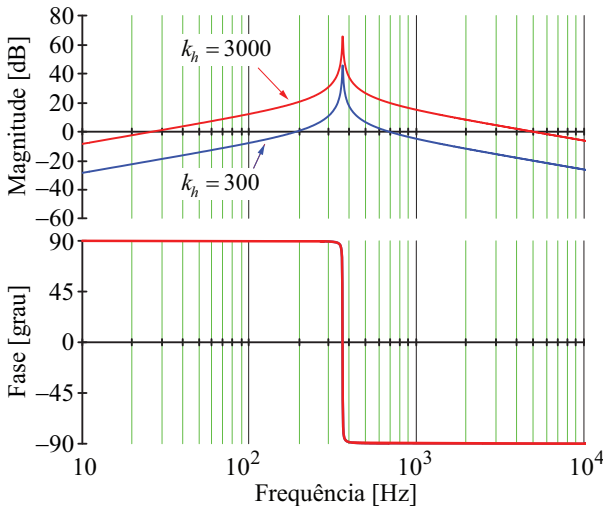


Figura 4.21: Diagrama de Bode de ganho e fase do compensador ressonante de harmônicas.

Para cada harmônica que se deseja eliminar da corrente injetada na rede i_{rede} , torna-se necessário aplicar um compensador ressonante sintonizado nesta frequência, conforme (4.63).

$$C_{har}(s) = \sum_h^n k_h \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + h^2 \omega^2} \tag{4.63}$$

Para o projeto de cada compensador de harmônicas, apresentado em (4.64), se fazem necessárias algumas considerações:

- As frequências de ressonância dos compensadores de harmônicas devem ser menores do que a frequência de cruzamento por zero: $f_h < f_{cr}$ para evitar um duplo cruzamento por zero;
- A mudança na fase provocada por k_h não deve provocar uma fase menor que -180° na FTLA;
- K_h deve ser ajustado de modo que pouco interfira na fase e na magnitude dos compensadores de harmônicas ajustados em outras frequências.

O compensador completo da malha de controle da corrente de saída, portanto, fica ajustado conforme (4.64).

$$C_i(s) = \overbrace{\left(k_p \frac{(s + 2\pi f_z)}{s} \right)}^{\text{Compensador PI}} + \sum_h^n \overbrace{k_h \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + h^2 \omega^2}}^{\text{Compensador de harmônicas}} \quad (4.64)$$

Vale ressaltar que as harmônicas na transformada dq0 apresentam duas harmônicas em sequência abc, conforme representado na Tabela 4.1. Sendo assim, um compensador ressonante implementado nas coordenadas dq0 ajustado nas frequências de harmônicas indicadas na Tabela 4.1 é possível obter erro nulo em duas componentes harmônicas nas coordenadas abc.

Tabela 4.1: Resumo das harmônicas apresentadas em sequência dq0 e abc.

| Harmônica em abc | Sequência | Harmônica em dq0 |
|------------------|-----------|------------------|
| 1 | Positiva | Valor cc |
| 5 | Negativa | 6 |
| 7 | Positiva | 6 |
| 11 | Negativa | 12 |
| 13 | Positiva | 12 |
| 17 | Negativa | 18 |
| 19 | Positiva | 18 |

A resposta da malha de laço aberto (FTLA) compensada está exposta na Figura 4.22.

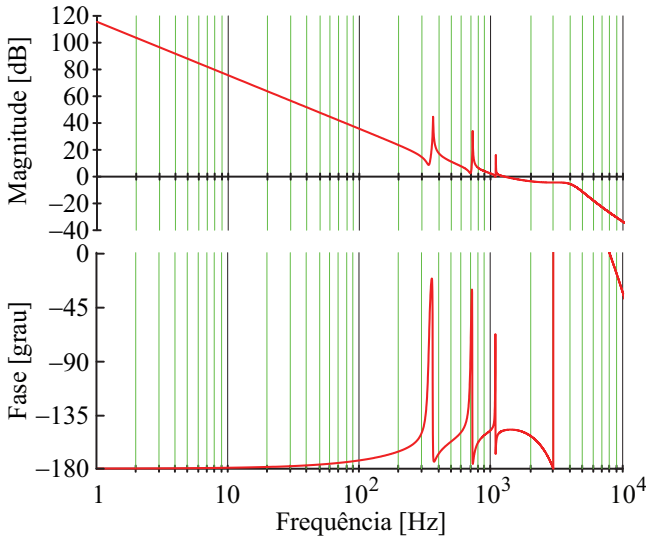


Figura 4.22: Diagrama de Bode da FTLA compensada da malha de controle de corrente de saída.

Para o compensador de tensão de barramento V_{cc} será considerado um controlador PI, cujo projeto é apresentado em seguida. A forma padrão deste compensador é, novamente, definida em (4.65).

$$C_v(s) = k_{Cv} \frac{(s + 2\pi f_{zv})}{s} \quad (4.65)$$

O zero e o valor do ganho k_{Cv} são calculados com (4.60) e (4.61), respectivamente, de modo a cumprir as especificações de frequência de cruzamento por zero, alocada em dez décadas abaixo da frequência de cruzamento da malha de corrente, e a margem de fase, especificada em 60° .

O diagrama de Bode da FTLA compensada é reportado na Figura 4.23 com destaque para a frequência de cruzamento por zero.

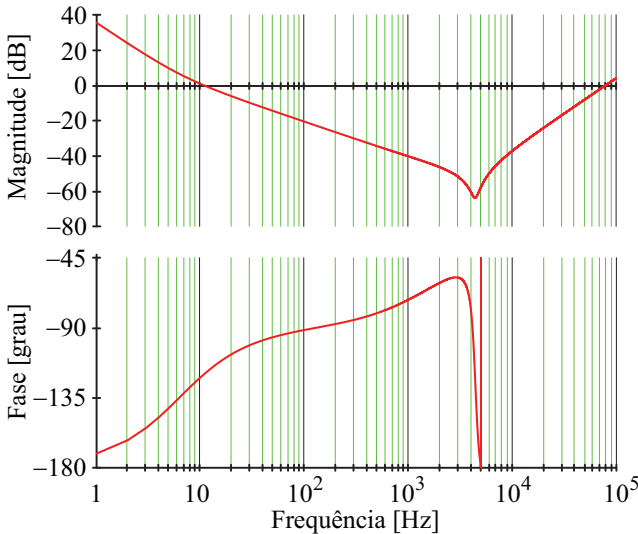


Figura 4.23: Diagrama de Bode do ganho e fase da FTLA compensada da malha de controle da tensão de barramento.

4.2.5 Discretização dos compensadores

Para a implementação dos controladores de forma digital é preciso realizar a discretização. O método de discretização utilizado para os controladores PI é o Tustin, também conhecido como transformada bilinear, dada por:

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.66)$$

Neste trabalho foi utilizada a dupla amostragem dentro de um período de chaveamento. Logo, o tempo de amostragem é dado por:

$$T_a = \frac{T_s}{2}, \quad (4.67)$$

onde T_s é o tempo de chaveamento do *VSI*.

A transformada de discretização para os compensadores ressonantes baseou-se no método de *Tustin* com *pre-warp*, que elimina o atraso do *PWM* e atraso computacional em uma determinada frequência. A transformada é dada por:

$$s = \frac{2\pi f_h}{\tan\left(\frac{2\pi f_h T_a}{2}\right)} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.68)$$

4.2.6 Projeto do compensador *feedforward* da tensão de rede

Com o objetivo de melhorar a resposta dinâmica do compensador de corrente C_i será empregado uma malha *feedforward* para realimentação da tensão da rede elétrica na malha de controle de corrente [127], [178]–[180]. A realimentação positiva da tensão da rede não só reduz os esforços de controle, como também reduz a magnitude de harmônicas na corrente da rede elétrica. O *feedforward* empregado adiciona a tensão da rede na moduladora, de modo que o compensador de corrente só tenha esforço para as dinâmicas no controle de corrente no indutor.

Para entender o efeito de harmônicas da tensão da rede elétrica na corrente da rede, é preciso saber a função de transferência que relaciona as duas variáveis em pequenos sinais. A obtenção desta função de transferência pode ser realizada através da análise do circuito equivalente de pequenos sinais do filtro LCL mostrado na Figura 4.24.

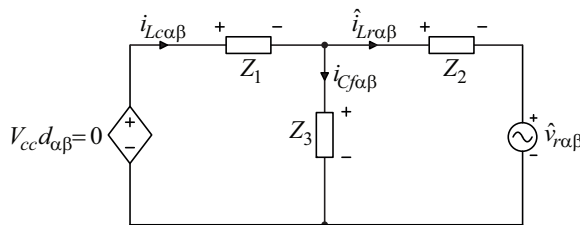


Figura 4.24: Circuito equivalente de pequenos sinais do filtro LCL.

As equações que descrevem o circuito mostrado na Figura 4.24 são dadas por:

$$\left[i_{Lc\alpha\beta}(s) \right] = \left[i_{Lr\alpha\beta}(s) \right] + \left[i_{Cf\alpha\beta}(s) \right], \quad (4.69)$$

$$\left[i_{Lc\alpha\beta}(s) \right] Z_1 = - \left[i_{Cf\alpha\beta}(s) \right] Z_3, \quad (4.70)$$

$$\left[i_{Lr\alpha\beta}(s) \right] Z_2 = \left[i_{Cf\alpha\beta}(s) \right] Z_3 - \left[v_{r\alpha\beta}(s) \right]. \quad (4.71)$$

As impedâncias Z_1 , Z_2 e Z_3 são representadas por:

$$\begin{aligned} Z_1 &= sL_c \\ Z_2 &= sL_r \\ Z_3 &= \frac{R_d C_d s + 1}{C_d C_f R_d s^2 + (C_f + C_d) s} \end{aligned} \quad (4.72)$$

Para obter a função de transferência que relaciona a corrente de rede i_{Lr} e a tensão de rede v_r é necessário substituir (4.69) em (4.70). Isolando a corrente i_{Cf} e substituindo o resultado em (4.71), com algumas manipulações algébricas, é possível determinar a equação resultante para as variáveis de interesse:

$$\frac{\hat{i}_{Lr\alpha\beta}(s)}{\hat{v}_{r\alpha\beta}(s)} = \frac{Z_1 + Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \quad (4.73)$$

Substituindo as impedâncias determinadas em (4.72) na equação (4.71), obtém-se:

$$G_{vr}(s) = \frac{\hat{i}_{Lr\alpha\beta}(s)}{\hat{v}_{r\alpha\beta}(s)} = - \frac{1 + C_d R_d s + (C_d + C_f) L_c s^2 + C_d C_f L_c R_d s^3}{s (L_{tot} + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s)} \quad (4.74)$$

$$\begin{aligned} L_{tot} &= L_c + L_r \\ p_3 &= C_d C_f L_c L_r R_d \\ p_2 &= L_c L_r (C_d + C_f) \\ p_1 &= C_d R_d (L_c + L_r) \end{aligned} \quad (4.75)$$

A função de transferência $G_{vr}(s)$ que representa o modelo dinâmico, mostrada em (4.73), foi comparada com resultados obtidos via simulação computacional através do *software* PSIM. Foi utilizada a

função *AC sweep* para a obtenção da resposta em frequência da corrente no indutor para perturbações na tensão da rede. A Figura 4.25 mostra a comparação entre os modelos dinâmicos simulado e o teórico, validando assim a análise realizada.

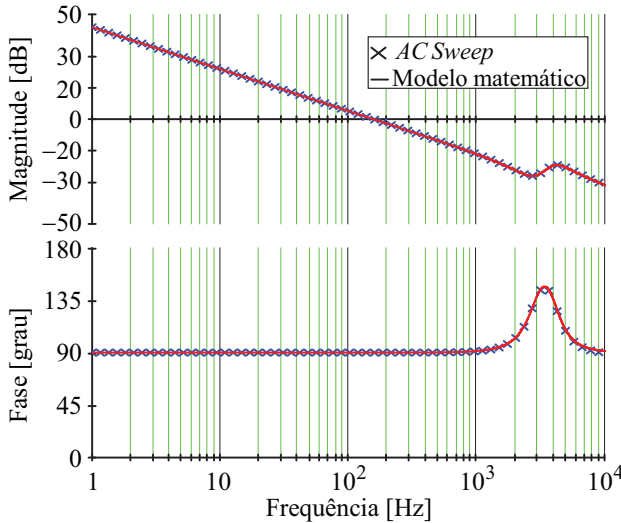


Figura 4.25: Diagrama de Bode da FTLA que relaciona a corrente e a tensão de rede elétrica.

A Figura 4.26 ilustra o diagrama de blocos da malha de corrente \hat{i}_{Lrdq} para as coordenadas $\alpha\beta$ em malha fechada.

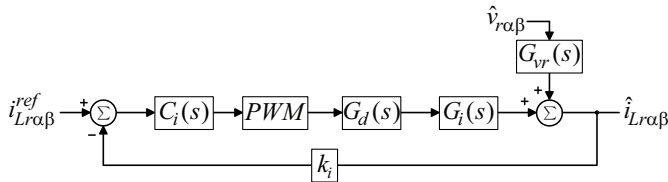


Figura 4.26: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente com a inserção da perturbação da tensão da rede.

Analisando o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.26, é possível obter a corrente i_{Lrdq} em função da FTMF (função de transferência de malha fechada) e da perturbação de tensão da rede [60].

$$i_{Lr\alpha\beta}(s) = FTMF(s) i_{Lr\alpha\beta}^{ref}(s) + \frac{G_{vr}(s)}{1 + C_i(s)PWMG_d(s)G_i(s)k_i} v_{r\alpha\beta}(s) \quad (4.76)$$

em que:

$$FTMF(s) = \frac{C_i(s) PWM G_d(s) G_i(s)}{1 + C_i(s) PWM G_d(s) G_i(s) k_i} \quad (4.77)$$

Para o filtro LCL pode ser utilizado um *full-feedforward* da tensão da rede como sugerido em [178]–[180], no entanto, isto é realizado por cálculos derivativos que requerem uma medição exata em altas frequências da tensão da rede. Por isso, foi implementado o *feedforward* somente com a parte proporcional, conforme ilustrado na Figura 4.27.

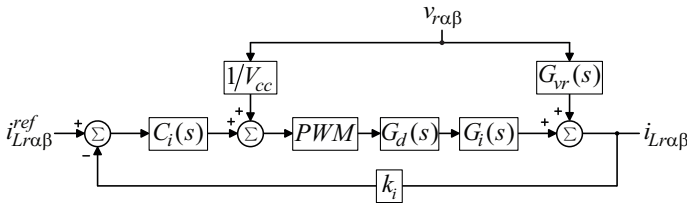


Figura 4.27: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com *feedforward*.

O ganho do *feedforward* pode ser realocado para a saída do diagrama de blocos da Figura 4.27, conforme ilustrado na Figura 4.8. Desta forma, é possível analisar o efeito do *feedforward* na admitância de saída em malha fechada do filtro. Os filtros utilizados no acoplamento com a rede elétrica devem ter como característica uma baixa admitância se forem controlados em corrente.

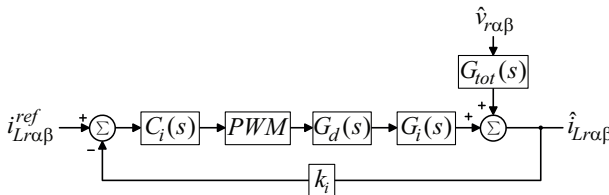


Figura 4.28: Diagrama de blocos equivalente para a malha de controle de corrente com *feedforward* da tensão de rede.

A função de transferência da corrente na tensão da rede com *feedforward* $G_{tot}(s)$ é dada por:

$$G_{tot}(s) = \frac{PWM G_d(s) G_i(s) + G_{vr}(s) V_{cc}}{V_{cc}} \quad (4.78)$$

Igualando a referência de corrente na Figura 4.28 a zero, é possível obter a admitância em malha fechada.

$$i_{Lr\alpha\beta}(s) = FTMF(s)i_{Lr\alpha\beta}^{ref}(s) + \frac{\overbrace{G_{tot}(s)}^{\text{Admitância de malha fechada com } ff}}{1 + C_i(s)PWMG_d(s)G_i(s)k_i}v_{r\alpha\beta}(s) \quad (4.79)$$

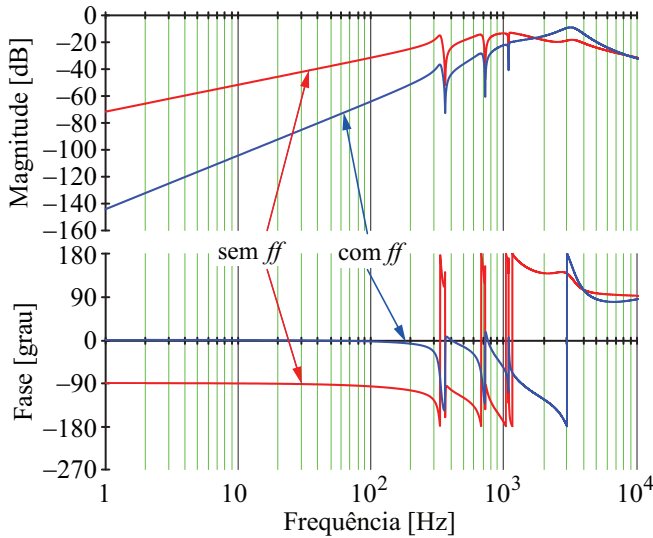


Figura 4.29: Diagrama de Bode da FTMF da admitância i_{Lrdq}/v_{rdq} no modo conectado à rede elétrica.

Os resultados obtidos na Figura 4.29 corroboram com a afirmação realizada em [127], [178], [180], ou seja, para frequências baixas ($< \sim 1,5$ kHz), a *feedforward* proporcional aumenta a atenuação das perturbações de tensões da rede na corrente injetada. Para frequências altas ($> \sim 1,5$ kHz), é necessário fazer o *full-feedforward*, o qual é realizado por cálculos derivativos que podem prejudicar a corrente injetada na rede. Devido à frequência de cruzamento por zero da malha de corrente ser menor que 1,5 kHz optou-se por utilizar o *feedforward* proporcional.

O *feedforward* nas coordenadas dq0 é implementado de forma análoga. Para isso a tensão de rede é transformada para as coordenadas dq0.

4.2.7 Sincronismo com a rede elétrica

O circuito de sincronismo com a rede elétrica é realizado por meio de um laço de travamento de fase (*Phase Locked Loop* - PLL). Publicações anteriores possibilitam uma explicação mais detalhada do

assunto [148], [181]. O princípio do PLL implementado nesta tese, baseia-se no fato de que a parte em eixo de quadratura para uma tensão de rede equilibrada é zero, conforme apresentado na Figura 4.30.

A planta $G_{PLL}(s)$ para o projeto do compensador $C_{PLL}(s)$ é apresentada em (4.80).

$$G_{PLL}(s) = \frac{1}{s} \tag{4.80}$$

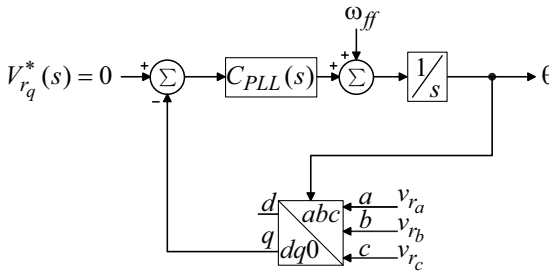


Figura 4.30: Funcionamento do PLL em dq0.

Para os eixos direto e em quadratura definidos por meio da transformada (4.21) e apresentados na Figura 4.31, vale ressaltar que o ganho do compensador $C_{PLL}(s)$ é negativo, devido à realimentação negativa de V_{rq} , que inverte o sinal do ângulo $\Delta\theta$, como destacado na Figura 4.31 e na Figura 4.30.

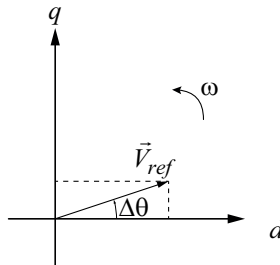


Figura 4.31: Definição dos sentidos dos eixos da transformada dq0 utilizada.

O compensador $C_{PLL}(s)$ é do tipo PI, cuja forma padrão é exemplificada em (4.81).

$$C_{PLL}(s) = k_{PLL} \frac{(s + 2\pi f_z)}{s} \tag{4.81}$$

A alocação do zero e o valor do ganho k_{PLL} foram determinados para obter uma margem de fase de 60° e uma frequência de cruzamento por zero em 0,5 Hz, conforme retratado na Figura 4.32.

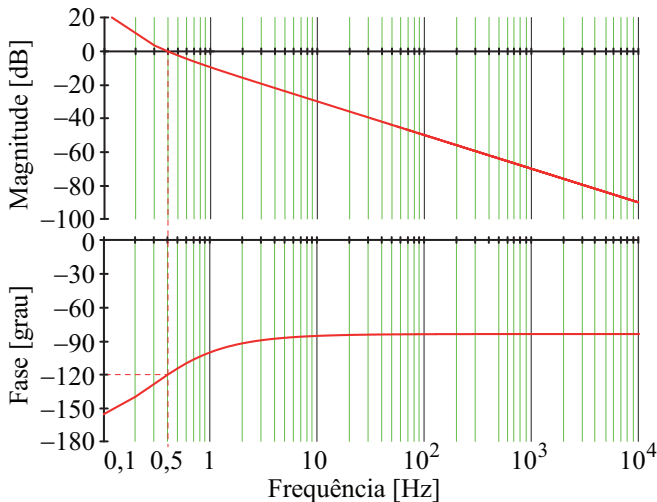


Figura 4.32: Diagrama de Bode de ganho e fase do PLL em FTLA compensado.

4.3 Comentários finais do Capítulo 4

O Capítulo 4 desta tese dedicou-se à concepção, projeto e estudo das estratégias de controle do estágio cc e ca no modo conectado à rede elétrica.

A estratégia de controle dos conversores cc-cc foi escolhida mediante a análise dos métodos *MPPT* convencionais e optou-se por utilizar o rastreamento de máxima potência baseado na estimação da temperatura na superfície do módulo, cujas vantagens são uma implementação simples e alta precisão de rastreamento com apenas um sensor de tensão.

A estratégia de controle do *VSI* no modo conectado foi realizada na sequência dq0 e consiste na regulação da tensão de barramento cc, por meio da adição de uma corrente em eixo direto na referência da malha de controle da corrente de saída e na compensação das harmônicas de corrente geradas pela carga.

CONCEPÇÃO E CONTROLE DOS ESTÁGIOS DE POTÊNCIA CC E CA NO MODO ILHADO

Neste capítulo aborda-se a concepção e o projeto da estratégia de controle da microrrede no modo ilhado, caracterizado pela ausência da rede elétrica, conforme apresentado na Figura 5.1.

O objetivo da estratégia de controle é de garantir a estabilidade e a alimentação da carga crítica na microrrede, por meio da regulação da tensão de barramento cc e a obtenção de uma tensão com baixa *THD* e adequado valor eficaz na carga. O capítulo apresenta primeiramente a estratégia de controle para o estágio cc e, em seguida, para o estágio ca.

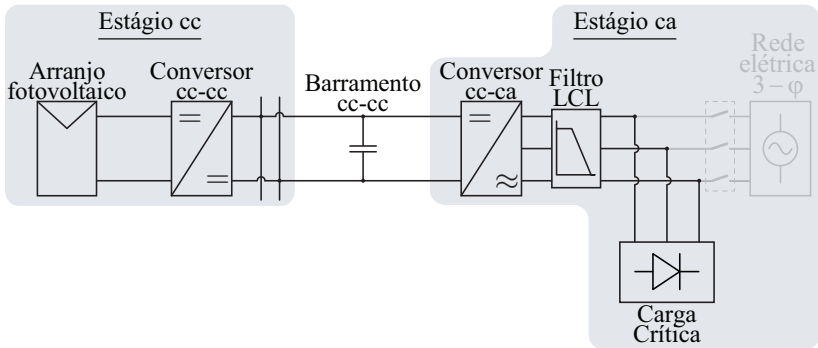


Figura 5.1: Microrrede proposta equivalente para o modo ilhado.

5.1 Estratégia de controle para o estágio cc no modo ilhado

A estratégia de controle dos conversores cc-cc no modo ilhado muda de *MPPT* para a regulação da tensão de barramento cc, pois o conversor cc-ca deve ser, por norma, desconectado da rede elétrica e deixar de controlar a tensão do referido barramento, de maneira que o controle passa a ser realizado via conversor cc-cc, cuja potência processada é ajustada para que a referida tensão mantenha-se regulada.

Para mostrar como a variação do balanço de potência causa uma variação da tensão de barramento cc, a Figura 5.2 ilustra de forma simplificada a carga P_{carga} e o estágio cc, que engloba a fonte de potência P_{PV} e o capacitor C_{cc} . A equação (5.1) descreve o circuito e

mostra que a potência P_{cc} processada pelo capacitor do barramento equivale à diferença entre a potência fotogerada e a consumida pela carga.

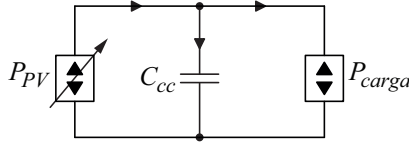


Figura 5.2: Circuito equivalente simplificado para o barramento em função das potências.

$$P_{cc} = P_{PV} - P_{carga} \tag{5.1}$$

A energia E_{cc} fornecida ao capacitor, segundo (5.2), provoca um aumento da energia armazenada neste elemento:

$$e_{cc}(t) = \int p_{cc}(t) dt \tag{5.2}$$

Para chegar à relação entre energia armazenada no capacitor e a tensão de barramento cc, recorre-se a (5.3), que mostra a dependência entre energia e tensão no capacitor.

$$e_{cc}(t) = \frac{1}{2} C_{cc} v_{cc}(t)^2 \tag{5.3}$$

Isolando $p_{cc}(t)$ em (5.2) e substituindo $e_{cc}(t)$ por (5.3) no resultado, chega-se em (5.4), que demonstra a dependência da potência $p_{cc}(t)$ em relação à tensão de barramento cc, onde V_{cc2} indica a tensão final após a potência $p_{cc}(t)$ fluir no capacitor C_{cc} durante o intervalo T . A tensão V_{cc1} representa o valor inicial da tensão no capacitor.

$$P_{cc} = \frac{\Delta E_{cc}}{\Delta t} = \frac{C_{cc}}{2T} (V_{cc2}^2 - V_{cc1}^2) \tag{5.4}$$

Com o objetivo de mostrar como um incremento/decremento na potência P_{cc} afeta a tensão de barramento V_{cc} , isola-se V_{cc2} em (5.4), obtendo-se (5.5), que define a tensão final da tensão do barramento.

$$V_{cc2} = \sqrt{V_{cc1}^2 + \frac{2P_{cc}T}{C_{cc}}} \tag{5.5}$$

Para entender como a adaptação da potência P_{PV} é implementada para que coincida com P_{cc} , de tal forma que a tensão do barramento se

mantenha regulada, observa-se a Figura 5.3, onde um desvio da tensão de máxima potência do arranjo fotovoltaico, ocasionado pela variação da razão cíclica δ , provoca um decréscimo na potência injetada no barramento cc.

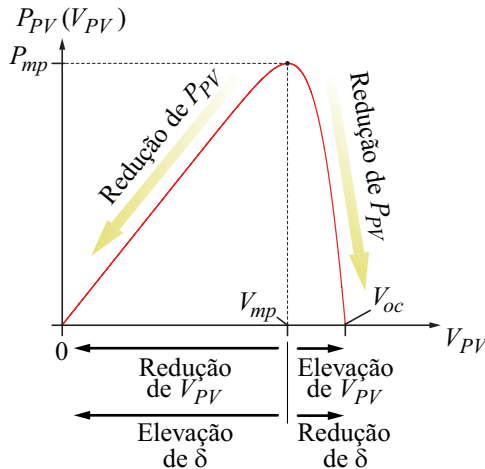


Figura 5.3: Diagrama de potência P_{PV} em função da tensão V_{PV} e razão cíclica δ .

Pode ser observado, por meio da Figura 5.3, que todos os pontos da curva podem ser alcançados com uma elevação ou redução da razão cíclica. Todavia, nota-se que o aumento da razão cíclica implica redução da tensão do arranjo fotovoltaico ou, em outras palavras, necessidade de maior ganho por parte do conversor. Obviamente, como a elevação do ganho faz as perdas do conversor aumentarem, a operação do módulo fotovoltaico com tensões inferiores à de máxima potência deve ser evitada. Outro argumento contra o aumento da razão acima do *MPP* é a não linearidade da curva de ganho estático do conversor *Boost*, apresentado na Figura 3.4 e na Figura 3.5, onde pequenas variações de ganho estático levam a grandes variações de ganho, dificultando o controle do conversor.

Desta forma, a variação da potência do módulo fotovoltaico será feita variando-se a razão entre δ_{mp} e 0, de maneira que a potência varie de P_{mp} até 0 [97].

Na prática, no modo ilhado, a razão cíclica torna-se a variável a ser utilizada para controlar a tensão do barramento cc por meio dos conversores cc-cc: basicamente, a potência gerada pelo arranjo é decrementada quando a tensão barramento se eleva e incrementada caso contrário. A Figura 5.4 destaca os conceitos com os limites da razão cíclica.

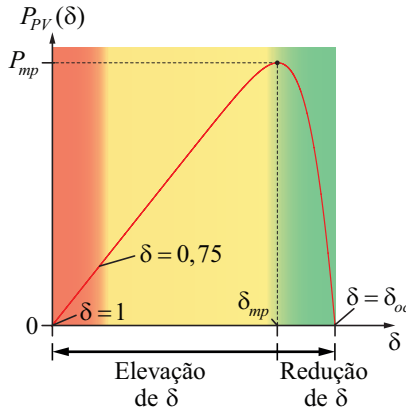


Figura 5.4: Curvas características da potência gerada nos arranjos em função da razão cíclica e da tensão do módulo fotovoltaico.

A técnica de controle proposta em [89] realiza o controle da tensão de barramento e o compartilhamento de potência entre os conversores para arranjos fotovoltaicos iguais na configuração e quantidade de módulos PV. Para isso, a razão cíclica varia entre de máxima potência e zero. Os resultados apresentados no citado trabalho mostram um bom compartilhamento de potência e a desejada regulação da tensão de barramento.

Na presente tese, a quantidade de módulos por arranjo é diferente para uma *string* e resultados experimentais apresentados em [97] mostram que o compartilhamento de potência não é ótimo para esta situação, com a técnica de [89]. Logo, foi desenvolvida uma técnica em [97] que melhora o compartilhamento de potência entre os conversores por meio da adaptação dos limites de razão cíclica aplicada aos conversores que será explicada a seguir.

Para estabelecer uma lei que relacione a tensão do barramento cc com a razão cíclica, recorre-se à Figura 5.5, a partir da qual (5.6) é deduzida. Métodos de controle por curva de inclinação são conhecidos na literatura como controle por *droop*.

A equação que descreve a curva de inclinação em função da razão cíclica, indicada na Figura 5.5, é dada por:

$$\delta(\delta_{mp}, V_{cc}) = \delta_{mp} - \Delta\delta_2 \left(1 - \frac{V_{ccmax} - V_{cc}(t)}{V_{ccmax} - V_{ccmin}} \right) \quad (5.6)$$

em que $\Delta\delta_2$ é definido como:

$$\Delta\delta_2 = \delta_{mp} - \delta_{oc} \quad (5.7)$$

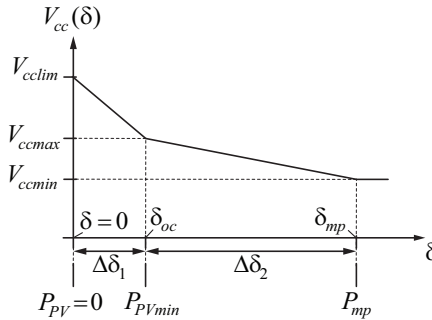


Figura 5.5: Curva de inclinação da tensão V_{cc} em função da razão cíclica δ .

As variáveis V_{ccmax} e V_{ccmin} indicam os limites máximos e mínimos para uma variação da razão cíclica entre δ_{oc} e δ_{mp} , respectivamente.

Para uma tensão de barramento V_{cc} entre os limites máximo e mínimo, V_{cclim} e V_{ccmax} respectivamente, a razão cíclica aplicada ao conversor pode ser calculada por:

$$\delta(\delta_{oc}, V_{cc}) = \delta_{oc} \left(\frac{V_{cclim} - V_{cc}(t)}{V_{cclim} - V_{ccmax}} \right) \quad (5.8)$$

a qual coincide com a técnica original proposta em [89].

Para valores superiores ou inferiores de V_{cclim} e V_{ccmin} , a razão cíclica é mantida em zero ou no ponto de máxima potência, respectivamente, tentando forçar o retorno da tensão V_{cc} à região *droop*, onde a razão cíclica encontra-se entre zero e δ_{oc} .

Na microrrede proposta, o controle por *droop* aplicado ao conversor cc-cc será realizado conforme ilustrado na Figura 5.6 e consiste na medição da tensão de barramento cc e do arranjo fotovoltaico.

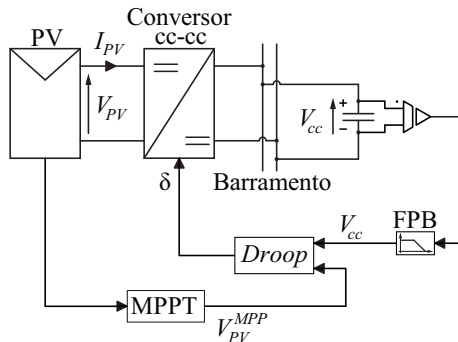


Figura 5.6: Diagrama de blocos da proposta de controle em modo ilhado.

A função do *MPPT* para a obtenção da tensão de máxima potência ocorre em intervalos de 2 minutos. A frequência de corte do filtro passa-baixa na Figura 5.6 se localiza em 10 Hz para diminuir o efeito no *MPPT* da ondulação de tensão no barramento causada pela ação do inversor como filtro ativo paralelo.

5.2 Estratégia de controle para o estágio ca no modo ilhado

A estratégia para controle do *VSI* no modo ilhado consiste na regulação da tensão de carga v_{carga} , com o objetivo de mantê-la senoidal, com baixa *THD* e valor eficaz adequado. Para tanto, a tensão no capacitor C_f é medida e realimentada, enquanto a geração das referências é realizada por meio da soma da queda de tensão no indutor L_r e do valor nominal eficaz da tensão de saída. A queda de tensão no indutor é estimada a partir do conceito da impedância virtual na sequência dq0, sendo implementada somente com a mensuração da corrente de saída i_{Lr} . A malha de controle de tensão adicionada ao estágio de potência, está exposta na Figura 5.8 e apresentada na forma de diagrama de blocos na Figura 5.7.

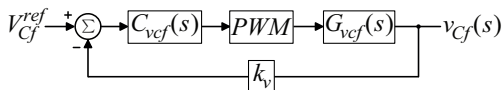


Figura 5.7: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão v_{Cf} .

Na Figura 5.7 percebe-se a necessidade do conhecimento da planta $G_{vcf}(s)$ para o projeto do compensador de tensão v_{Cf} . Sendo assim, será apresentada a modelagem do estágio de potência a seguir.

Quando a rede elétrica está desconectada fisicamente do sistema, não existe mais o problema de acoplamento entre os módulos fotovoltaicos e a rede. Desta forma, para diminuir a ondulação de corrente em L_c e conseqüentemente a ondulação de tensão no capacitor C_f , o relé de ponto médio é comandado a bloquear.

A Figura 5.9 ilustra o circuito equivalente analisado para o modo ilhado com uma carga crítica.

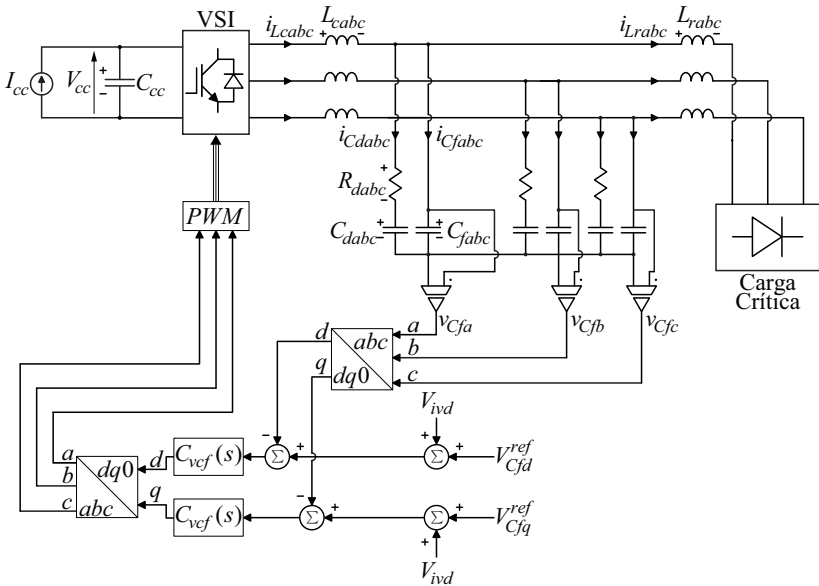


Figura 5.8: Estágio ca com apresentação da malha de controle da tensão v_{cf} .

A Figura 5.9 ilustra o circuito equivalente analisado para o modo ilhado com uma carga Z_{carga} .

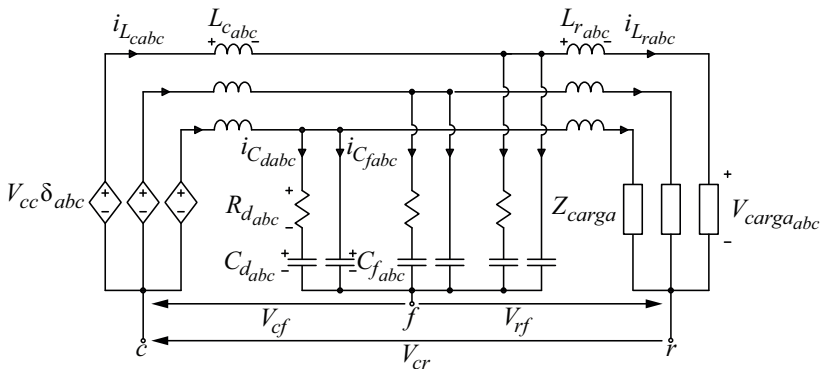


Figura 5.9: Circuito equivalente do VSI, filtro LCL e carga no modo isolado.

De forma análoga ao modo conectado, as equações do circuito da Figura 5.9 são escritas na sequência dq0 com as mesmas transformadas definidas em (4.13) e (4.21), resultando em (5.9) – (5.13).

$$\begin{bmatrix} i_{L_{cab}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_{rabc}} \end{bmatrix} + C_f \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{fab}} \end{bmatrix}}{dt} + C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix}}{dt} \quad (5.9)$$

$$L_c \frac{d \begin{bmatrix} i_{cab} \end{bmatrix}}{dt} = V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_{abc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{C_{fab}} \end{bmatrix} + V_{cf} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$L_r \frac{d \begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix}}{dt} = R_d C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix}}{dt} + \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix} - V_{rf} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{carga_{abc}} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\begin{bmatrix} v_{C_{fab}} \end{bmatrix} = R_d C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix}}{dt} + \begin{bmatrix} v_{C_{dabc}} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$L_c \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{cab}} \end{bmatrix}}{dt} + L_r \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{rabc}} \end{bmatrix}}{dt} = V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_{abc} \end{bmatrix} + V_{cr} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{carga_{abc}} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

A manipulação das equações descritas em (5.9) – (5.13), permite obter (5.14) – (5.18), a partir das quais se pode montar o circuito modelado apresentado na Figura 5.10.

$$\begin{bmatrix} i_{L_{cd}} \\ i_{L_{cq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_{rd}} \\ i_{L_{rq}} \end{bmatrix} + \left(C_f \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{fd}} \\ v_{C_{fq}} \end{bmatrix}}{dt} + C_f \omega \begin{bmatrix} -v_{C_{fq}} \\ v_{C_{fd}} \end{bmatrix} \right) + \left(C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dd}} \\ v_{C_{dq}} \end{bmatrix}}{dt} + C_d \omega \begin{bmatrix} -v_{C_{dq}} \\ v_{C_{dd}} \end{bmatrix} \right) \quad (5.14)$$

$$L_c \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{cd}} \\ i_{L_{cq}} \end{bmatrix}}{dt} + L_c \omega \begin{bmatrix} -i_{L_{cq}} \\ i_{L_{cd}} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_d \\ \delta_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{C_{fd}} \\ v_{C_{fq}} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$L_r \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{rd}} \\ i_{L_{rq}} \end{bmatrix}}{dt} + L_r \omega \begin{bmatrix} -i_{L_{rq}} \\ i_{L_{rd}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_{fd}} \\ v_{C_{fq}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{carga_d} \\ V_{carga_q} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{C_{fd}} \\ v_{C_{fq}} \end{bmatrix} = R_d C_d \frac{d \begin{bmatrix} v_{C_{dd}} \\ v_{C_{dq}} \end{bmatrix}}{dt} + R_d C_d \omega \begin{bmatrix} -v_{C_{dq}} \\ v_{C_{dd}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{C_{dd}} \\ v_{C_{dq}} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned} L_c \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{cd}} \\ i_{L_{cq}} \end{bmatrix}}{dt} + L_c \omega \begin{bmatrix} -i_{L_{cq}} \\ i_{L_{cd}} \end{bmatrix} + L_r \frac{d \begin{bmatrix} i_{L_{rd}} \\ i_{L_{rq}} \end{bmatrix}}{dt} + L_r \omega \begin{bmatrix} -i_{L_{rq}} \\ i_{L_{rd}} \end{bmatrix} &= \\ &= V_{cc} \begin{bmatrix} \delta_d \\ \delta_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{carga_d} \\ V_{carga_q} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.18)$$

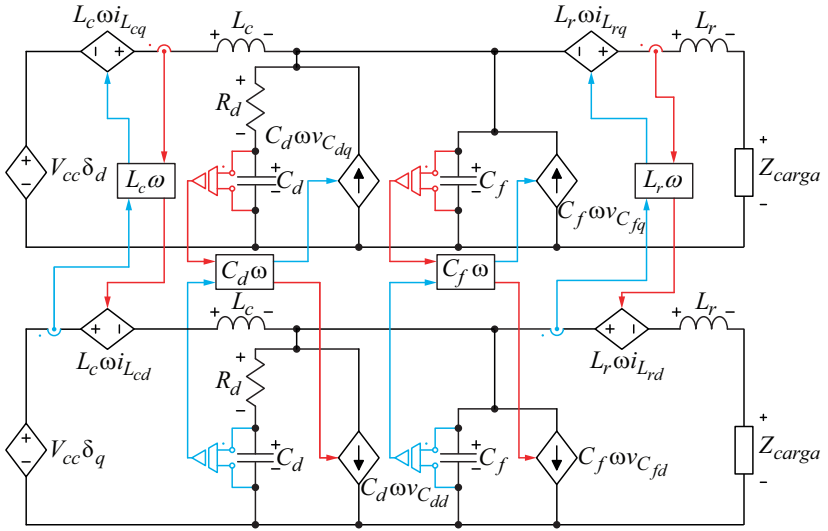


Figura 5.10: Circuitos equivalente do VSI, filtro LCL e carga para a sequência dq.

Analogamente ao modo conectado à rede elétrica, novamente é utilizado o método por espaço de estados a fim de modelar o circuito. As matrizes são apresentadas em (5.19) – (5.22).

$$A = \begin{bmatrix}
 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & \omega_r & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{-Z_{carga}}{L_r} & \frac{1}{L_r} & 0 & 0 & \omega_r & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{C_f} & \frac{-1}{R_d C_f} & \frac{1}{R_d C_f} & 0 & 0 & \omega_r & 0 \\
 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & \frac{-1}{R_d C_d} & 0 & 0 & 0 & \omega_r \\
 -\omega_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 \\
 0 & -\omega_r & 0 & 0 & 0 & \frac{-Z_{carga}}{L_r} & \frac{1}{L_r} & 0 \\
 0 & 0 & -\omega_r & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{-1}{C_f} & \frac{-1}{R_d C_f} & \frac{1}{R_d C_f} \\
 0 & 0 & 0 & -\omega_r & 0 & 0 & \frac{1}{R_d C_d} & \frac{-1}{R_d C_d}
 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

$$B = \begin{bmatrix} V_{cc}/L_c & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & V_{cc}/L_c \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\left. \begin{aligned} x &= [i_{L_{cd}} \quad i_{L_{rd}} \quad v_{C_{fd}} \quad v_{C_{dd}} \quad i_{L_{cq}} \quad i_{L_{rq}} \quad v_{C_{fq}} \quad v_{C_{dq}}]^T \\ u &= [d_d \quad d_q]^T \\ y &= [v_{C_{fd}} \quad v_{C_{fq}}]^T \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

O resultado do método espaço de estados é apresentado em (5.23) e na forma de diagrama de Bode na Figura 5.11, para a tensão de eixo direto em função da razão cíclica em eixo direto e em quadratura.

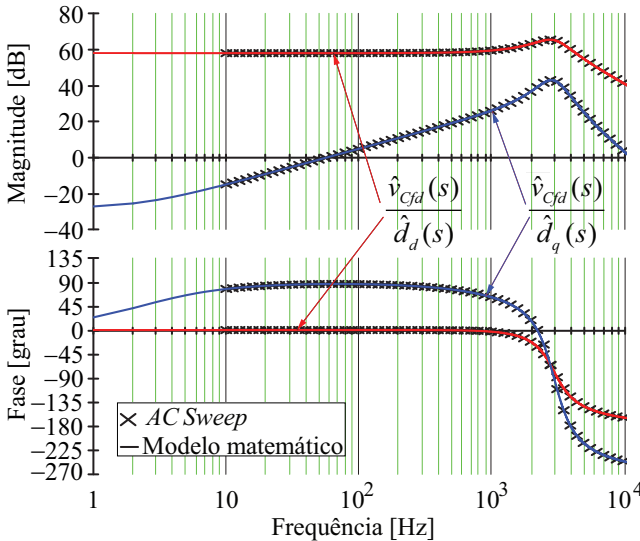


Figura 5.11: Diagrama de Bode das plantas v_{Cfd}/d_d e v_{Cfd}/d_q com o resultado da simulação numérica.

$$G_v(s) = C(sI - A)^{-1} B = \begin{bmatrix} \hat{v}_{C_{fd}} & \hat{v}_{C_{fd}} \\ \hat{d}_d & \hat{d}_q \\ \hat{v}_{C_{fq}} & \hat{v}_{C_{fq}} \\ \hat{d}_d & \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

5.2.1 Estratégia de desacoplamento no modo ilhado

O acoplamento entre os eixos direto e em quadratura é gerado pelas indutâncias e capacitâncias do filtro LCL. Na Figura 5.12, ilustra-se o efeito do acoplamento causado somente pelas indutâncias, somente pelas capacitâncias e por ambos.

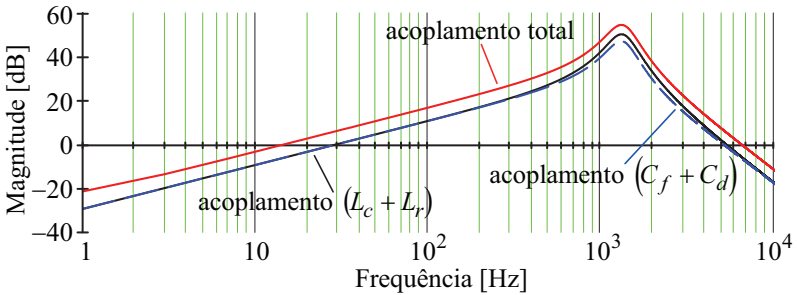


Figura 5.12: Diagrama de Bode referente ao laço de acoplamento gerado pelos capacitores, pelos indutores e por ambos.

O acoplamento existente pode ser eliminado a partir de um artifício matemático, que consiste na soma ou subtração da componente acoplada, analogamente ao que foi realizado no modo conectado [108], [173]. Além disso, após análise realizada em [182] para um filtro LC em modo ilhado, foi concluído que o desacoplamento não é necessário.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{C_{fd}}(s)}{\hat{d}'_d(s)} = \frac{V_{cc}(C_d R_d s + 1)(Z_{carga} + L_r s)}{s(L_{tot} + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s) + p_4} \quad (5.24)$$

$$p_1 = C_d C_f L_c L_f R_d$$

$$p_2 = L_c L_f (C_d + C_f)$$

$$p_3 = C_d C_f R_d (L_c + L_f)$$

$$p_4 = Z_{carga} (C_d R_d s + L_{tot} C_{tot} s^2 + C_f C_d L_c R_d s^3 + 1)$$

(5.25)

Para o projeto do compensador $C_v(s)$, a carga Z_{carga} é considerada infinita, por apresentar a pior situação para a estabilidade do sistema [183].

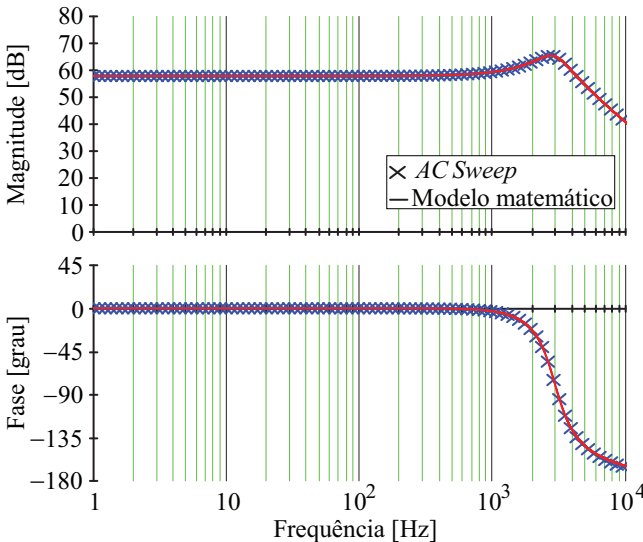


Figura 5.13: Diagrama de Bode de ganho e Fase da planta utilizada para o projeto do compensador $C_v(s)$ de tensão em modo ilhado.

5.2.2 Projeto do compensador da malha de controle da tensão de saída no modo ilhado

O compensador da malha de tensão deve garantir a estabilidade do sistema, a obtenção de erro nulo em regime permanente e uma boa resposta dinâmica para assegurar a compensação de harmônicas na tensão aplicada à carga.

O projeto do compensador será realizado conforme a alocação de zeros e polos a cumprir uma frequência de cruzamento por zero f_c em 1080 Hz e uma margem de fase de 40° . Para isso, será implementado um compensador do tipo PID com dois zeros e dois polos, sendo um dos polos alocado na origem, como apresentado em (5.26).

$$C_{PID}(s) = k_p \frac{(s + 2\pi f_{z1})(s + 2\pi f_{z2})}{s(s + 2\pi f_p)} \quad (5.26)$$

Os zeros são alocados na frequência de ressonância do filtro para diminuir o efeito do duplo polo da planta [183], conforme (5.27).

$$f_{resLC} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_c C_f}} \quad (5.27)$$

O segundo polo tem o objetivo de diminuir o pico de ressonância na frequência indicada em (5.27).

O ganho k_p é calculado por meio de (5.28), para atender à especificação de frequência de cruzamento por zero.

$$k_p = \frac{1}{\left| G_i(f_{cr}) \frac{(2\pi f_{cr} + 2\pi f_{z1})(2\pi f_{cr} + 2\pi f_{z2})}{2\pi f_{cr}(2\pi f_{cr} + 2\pi f_p)} \right|} \quad (5.28)$$

Similarmente ao projeto do compensador de corrente em modo conectado, são implementados compensadores ressonantes de harmônicas de tensão, conforme apresentado em (5.29).

$$C_{vcf}(s) = \left(\overbrace{k_p \frac{(s + 2\pi f_{z1})(s + 2\pi f_{z2})}{s(s + 2\pi f_p)}}^{\text{Compensador PID}} \right) + \overbrace{\sum_h^n k_h \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + h^2 \omega^2}}^{\text{Compensador de harmônicas}} \quad (5.29)$$

A resposta da FTLA compensada em frequência está apresentada na Figura 5.14 em forma de diagrama de Bode.

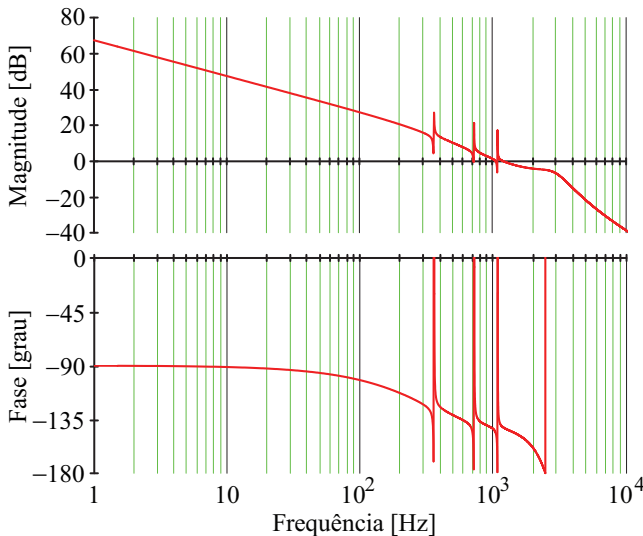


Figura 5.14: Diagrama de Bode da FTLA compensada para $C_{vcf}(s)$.

5.2.3 Impedância virtual aplicada à malha de controle

Admitindo que a tensão do capacitor C_f está controlada de forma a ser senoidal com baixa *THD*, a tensão na carga não linear é prejudicada devido à queda de tensão no indutor L_r , como apresentado na Figura 5.15.

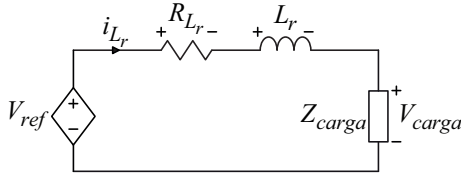


Figura 5.15: Circuito simplificado para o filtro LCL controlado em tensão.

A equação do circuito, exposta na Figura 5.15, é definida em (5.30).

$$V_{ref} = V_{RLr} + V_{Lr} + V_{carga} \quad (5.30)$$

Com a finalidade de obter uma tensão sobre a carga igual ao sinal de referência V_{ref} , os termos de V_{RL} e V_{Lr} precisam ser compensados. Para que (5.31) seja válido, as tensões V_{RL} e V_{Lr} devem ser somadas à referência da malha de tensão V_{ref} . Assim:

$$V_{carga} = V_{ref} \quad (5.31)$$

Mediante o exposto, foi realizada uma simulação no programa *Psim 9* a partir do circuito retratado na Figura 5.16, com o objetivo de validar a estratégia para controle da tensão de carga. O resultado é ilustrado na Figura 5.17, e confirma o conceito da soma de V_{ref} e a queda de tensão sobre o indutor L_r para compensar a tensão v_{Lr} . A tensão no capacitor C_f torna-se distorcida para compensar a queda de tensão V_{Lr} e obter uma tensão senoidal de baixa *THD* na carga.

A necessidade da aplicação da impedância virtual justifica-se pelo cálculo da tensão sobre um indutor, realizado por meio da derivada de corrente que o atravessa, cujo resultado torna-se falso pela existência de ruído na medição, conforme apresentado em (5.32).

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5.32)$$

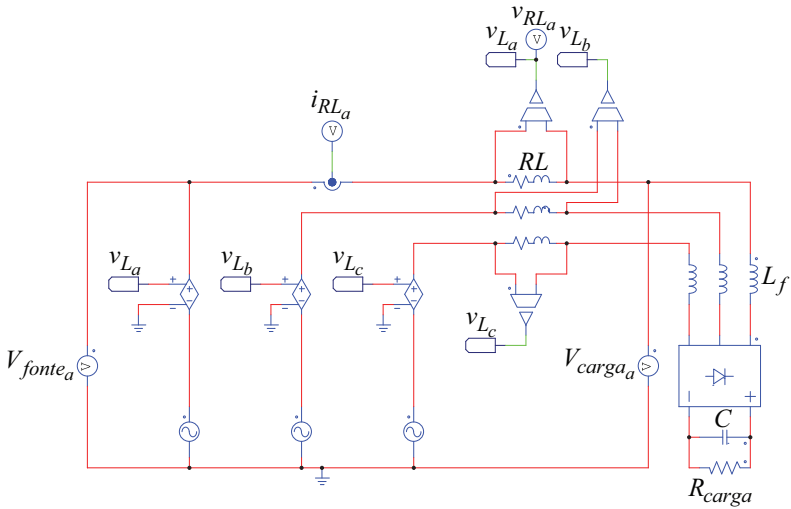


Figura 5.16: Simulação para validar a estratégia de controle da tensão v_{L_r} .

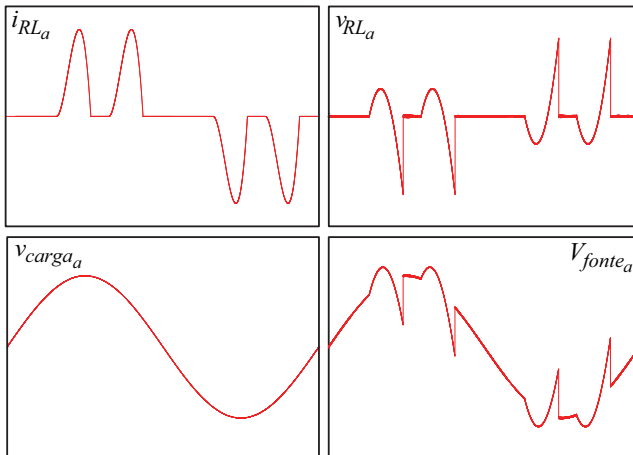


Figura 5.17: Resultados da simulação da Figura 5.16.

O método de impedância virtual é realizado mediante o uso de uma impedância virtual inserida no circuito, neste caso uma impedância C_v , retratada na Figura 5.18. A tensão sobre um capacitor está definida em (5.33).

$$v_{C_v}(t) = \frac{1}{C} \int i_{C_v} dt \quad (5.33)$$

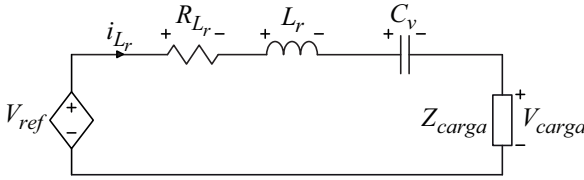


Figura 5.18: Circuito simplificado para o filtro LCL controlado em tensão com inserção da impedância virtual.

A conexão série de um indutor e um capacitor provoca uma ressonância cuja frequência se calcula por meio de (5.34). Para esta frequência f_{res} a soma das reatâncias é nula, como apresentado em (5.35).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_r C_v}} \quad (5.34)$$

$$Z_{L_r} + Z_{iv} = 0 \quad (5.35)$$

A corrente i_{L_r} passa pelo indutor L_r e pelo capacitor virtual C_v , e provoca uma queda de tensão igual, (5.36), para a condição de (5.34).

$$i_{L_r} Z_{L_r} = i_{L_r} Z_{iv} \quad (5.36)$$

Para que (5.36) seja verdadeira, as impedâncias precisam ser iguais em valor e fase, conforme (5.37).

$$\omega L = -\frac{1}{\omega C} \quad (5.37)$$

O resultado de (5.36), com a substituição pelas respectivas impedâncias de (5.37), é apresentado graficamente na Figura 5.19 (c).

A equação que descreve o diagrama da Figura 5.19 (c), está apresentada em (5.38) e (5.39).

$$v_{L_r} = 0 + jI_{L_r} \omega L_r \quad (5.38)$$

$$v_{C_v} = 0 - jI_{L_r} \frac{1}{\omega C_v} \quad (5.39)$$

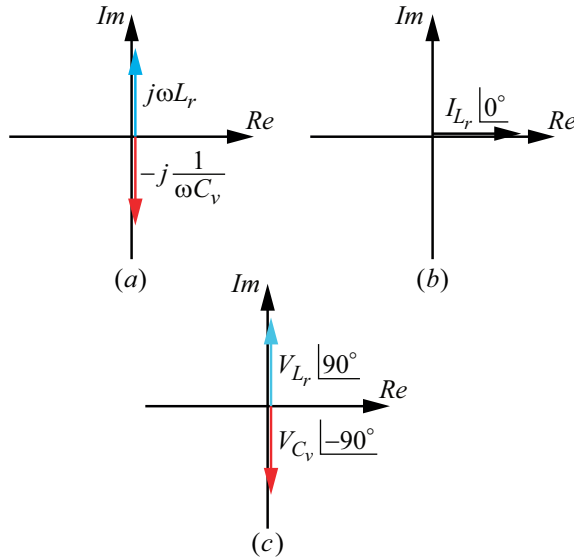


Figura 5.19: Diagrama das impedâncias Z_{L_r} e Z_{C_v} (a); da corrente i_{L_r} (b) e da tensão resultante em (c).

Para a frequência de ressonância da corrente, com uma adequada escolha de C_v , as quedas de tensão no indutor e no capacitor tornam-se iguais em módulo, pois a reatância dos dois componentes é equivalente [184]. Cabe ressaltar que, para a mesma corrente que atravessa o indutor L_r e o capacitor C_v , as tensões nestes elementos são defasadas por 180° , portanto, torna-se necessário inserir um sinal negativo no cálculo da tensão sobre o capacitor virtual, para que seja estimada em fase com a tensão aplicada ao indutor. Para validar o conceito definido em (5.40), foi efetuada uma simulação, cujo circuito está apresentado na Figura 5.20 e o resultado na Figura 5.21.

$$L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_v} \int i_{L_r}(t) dt \quad (5.40)$$

Dados os valores de ω_{res} e L_r pode-se calcular C_v em (5.41), para satisfazer (5.40), que é necessário para a estimulação da tensão do indutor L_r .

$$C_v = \frac{1}{\omega_{res}^2 L_r} \quad (5.41)$$

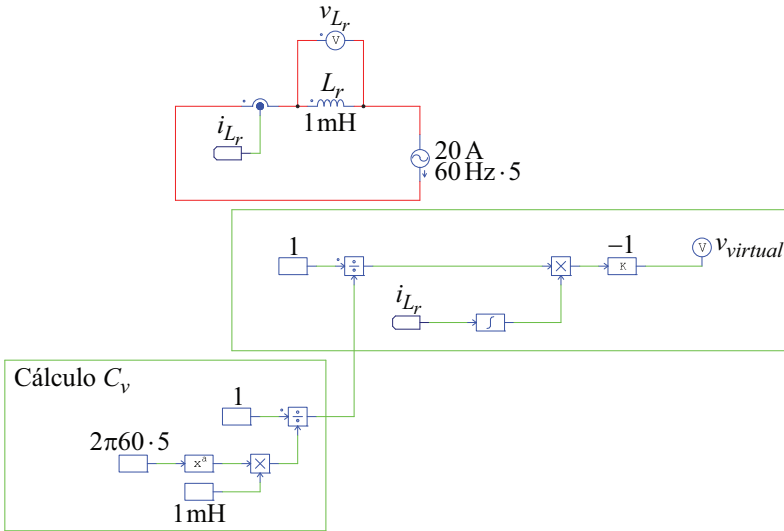


Figura 5.20: Simulação para validação do conceito da impedância virtual.

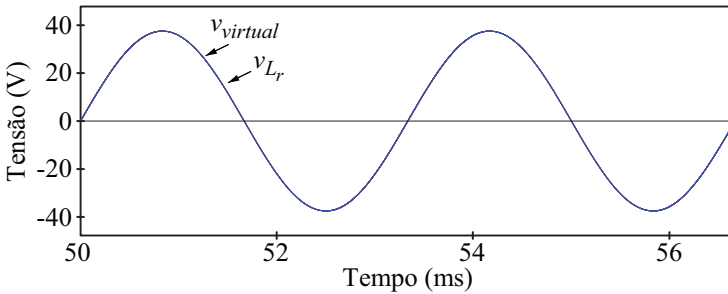


Figura 5.21: Resultado da simulação de validação do conceito da impedância virtual.

A conclusão da simulação mencionada é que, para frequências específicas, a tensão sobre o indutor L_r pode ser estimada por intermédio da técnica de emulação de uma capacitância virtual.

Desta forma, pode-se implementar a impedância virtual conforme apresentado na Figura 5.22, que mostra o diagrama de blocos da malha de controle da malha de tensão com a inserção da impedância virtual.

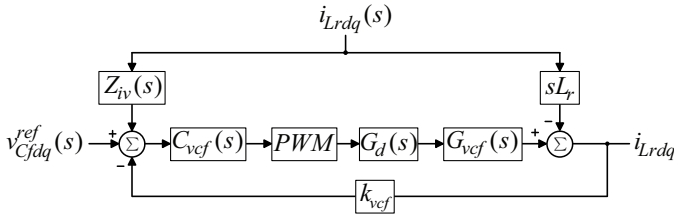


Figura 5.22: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão com impedância virtual Z_{iv} .

5.2.4 Transformada de Park aplicada à impedância virtual

O conceito da impedância virtual apresentado será transformado para a sequência dq0 nesta secção. Novamente, é apresentada a tensão estimada pelo capacitor virtual em (5.42).

$$[v_{Lrabc}(t)] = \frac{-1}{C_v} \int [i_{Lrabc}(t)] dt \quad (5.42)$$

Para a aplicação da transformada, (5.42) é reescrita conforme (5.43).

$$\frac{d[v_{Lrabc}(t)]}{dt} = -\frac{1}{C_v} [i_{Lrabc}(t)] \quad (5.43)$$

Aplicando-se a transformação $\alpha\beta 0$ e, logo após, a transformação dq0, em (5.43), obtém-se (5.44).

$$\frac{d\left(B^{-1} [v_{Lr\alpha\beta 0}(t)]\right)}{dt} = -\frac{1}{C} B^{-1} [i_{Lr\alpha\beta 0}(t)] \quad (5.44)$$

Considerando (4.22), chega-se em (5.45), que mostra o acoplamento entre os eixos direto e em quadratura.

$$\frac{d[v_{Lrdq}(t)]}{dt} + [v_{Lrdq}(t)] \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} = -\frac{1}{C} [i_{Lrdq}(t)] \quad (5.45)$$

Isolando v_{Lrdq} em (5.45), chega-se no resultado em (5.46), que apresenta a tensão do indutor L_r em função de C_v e da integral da corrente i_{Lr} .

$$v_{Lrdq} = -\frac{1}{C_v} \int \begin{bmatrix} i_{Lrd} \\ i_{Lrq} \end{bmatrix} dt - \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \int \begin{bmatrix} v_{Lrd} \\ v_{Lrq} \end{bmatrix} dt}^{\text{Acoplamento}} \quad (5.46)$$

Similarmente às estratégias de desacoplamento empregadas nos modos conectado e ilhado, o desacoplamento é implementado entre os eixos direto e em quadratura em (5.46) e visualizado na Figura 5.24.

A componente fundamental da corrente i_{Lr} , depois da aplicação da transformada dq0, converte-se em um valor cc e, portanto, apresenta frequência de ressonância nula. Isto impossibilita o cálculo de uma capacitância virtual C_v , tornando necessária a utilização de outro método para estimar a queda de tensão para a fundamental da corrente.

Um valor positivo cc no eixo direto d representa a corrente ilustrada na sequência abc de (5.47).

$$I_{Lrd}^{cc} = B \left\{ T \begin{bmatrix} I_{Lrp} \text{sen}(\omega_r t) \\ I_{Lrp} \text{sen}(\omega_r t - 2\pi/3) \\ I_{Lrp} \text{sen}(\omega_r t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \right\} \quad (5.47)$$

Para uma frequência fundamental f_r de 60 Hz, o cálculo da capacitância de ressonância a partir de (5.41), é demonstrado em (5.48).

$$C_{vf} = \frac{1}{(2\pi 60)^2 L_r} \quad (5.48)$$

Considerando (5.42), chega-se em (5.49).

$$\begin{aligned} v_{Lra} &= -(2\pi 60)^2 L_r I_{Lrp} \int \text{sen}(\omega_r t) dt \\ v_{Lrb} &= -(2\pi 60)^2 L_r I_{Lrp} \int \text{sen}(\omega_r t - 2\pi/3) dt \\ v_{Lrc} &= -(2\pi 60)^2 L_r I_{Lrp} \int \text{sen}(\omega_r t + 2\pi/3) dt \end{aligned} \quad (5.49)$$

Resolvendo a integral em (5.49), tem-se (5.50).

$$\begin{aligned} v_{Lra} &= -(2\pi 60)^2 L_r I_{Lrp} \frac{1}{\omega_r} (-\cos(\omega_r t)) \\ v_{Lrb} &= -(2\pi 60)^2 L_r I_{Lrp} \frac{1}{\omega_r} (-\cos(\omega_r t - 2\pi/3)) \\ v_{Lrc} &= -(2\pi 60)^2 L_r I_{Lrp} \frac{1}{\omega_r} (-\cos(\omega_r t + 2\pi/3)) \end{aligned} \quad (5.50)$$

Reaplicando a transformada abc \rightarrow dq0 obtém-se (5.51).

$$\begin{bmatrix} v_{Lrd}^{cc} \\ v_{Lrq}^{cc} \\ v_{Lr0}^{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ (2\pi 60)^2 I_{Lrd}^{cc} L_r \frac{1}{\omega_r} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

Considerando (5.52), chega-se em (5.53)

$$\omega_r = 2\pi 60 \quad (5.52)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Lrd}^{cc} \\ v_{Lrq}^{cc} \\ v_{Lr0}^{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2\pi 60 I_{Lrd}^{cc} L_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.53)$$

Conforme discutido, é necessário o cálculo da tensão da capacitância virtual, o qual é realizado por meio da integral da corrente que flui através do mesmo. Devido ao acoplamento entre as coordenadas d e q, a utilização de um integrador puro causa uma ressonância que tende a levar o sistema à instabilidade.

Por isso, os integradores na capacitância virtual são implementados por meio de filtros passa baixas ajustados em frequências que implicam um comportamento de integrador na menor frequência de capacitância virtual utilizada. Neste caso, a sexta harmônica.

A função de transferência utilizada para o filtro passa-baixa é de primeira ordem e dado por:

$$G_{FPB} = k_{FPB} \frac{2\pi f_{FPB}}{s + 2\pi f_{FPB}} \quad (5.54)$$

em que f_{FPB} representa a frequência de corte do filtro passa-baixa e k_{FPB} o ganho do filtro.

Para que o ganho na frequência de 360 Hz do integrador e filtro passa-baixa sejam idênticos, o ganho k_{FPB} é calculado por:

$$k_{FPB} = \frac{s + 2\pi f_{FPB}}{2\pi f_{FPB} s} \quad (5.55)$$

Escolhendo a frequência de corte do filtro em 3 Hz e calcular o ganho em (5.55) para uma frequência de 360 Hz chega-se no diagrama de Bode ilustrado na Figura 5.23.

Da mesma forma, um valor cc positivo para a corrente i_{Lrq} , implica uma componente na frequência da fundamental e 90° adiantada da componente de eixo d. Novamente, considerando (5.42), chega-se em (5.56).

$$\begin{aligned} v_{Lra} &= -(2\pi 60)^2 L_r \sqrt{2/3} I_{Lrq}^{cc} \int \cos(\omega t) dt \\ v_{Lrb} &= -(2\pi 60)^2 L_r \sqrt{2/3} I_{Lrq}^{cc} \int \cos(\omega t - 2\pi/3) dt \\ v_{Lrc} &= -(2\pi 60)^2 L_r \sqrt{2/3} I_{Lrq}^{cc} \int \cos(\omega t + 2\pi/3) dt \end{aligned} \quad (5.56)$$

O mesmo procedimento aplicado a (5.56) conduz a (5.57) e conclui-se que um valor cc positivo da corrente i_{Lr} no eixo q representa uma queda de tensão no indutor L_r em eixo d.

$$\begin{bmatrix} v_{Lrd}^{cc} \\ v_{Lrq}^{cc} \\ v_{Lr0}^{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\pi 60 I_{Lrq}^{cc} L_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.57)$$

A impedância virtual total, deduzida da Figura 5.24, pode ser representada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Z_{ivd} \\ Z_{ivq} \end{bmatrix} &= \left(\sum_{n=6,12,18} k \frac{\overbrace{BS}^{\text{Filtro banda passante}}}{s^2 + BS + \omega_n^2} \right) \frac{\overbrace{k_{FPB} \omega_{FPB}}^{\text{Filtro passa baixa de 1. ordem}}}{s + \omega_{FPB}} \mp \\ &\mp \begin{bmatrix} Z_{ivd} \\ Z_{ivq} \end{bmatrix} \omega_r \frac{\overbrace{k_{FPB} \omega_{FPB}}^{\text{Filtro passa baixa de 1. ordem}}}{s + \omega_{FPB}} \pm \frac{\overbrace{k_{FPB2} \omega_{FPB2}}^{\text{Filtro passa baixa de 2. ordem}}}{s^2 + 2\zeta \omega_{FPB2} s + \omega_{FPB2}^2}. \end{aligned} \quad (5.58)$$

O filtros de banda passante (FBP), passa baixa (FPB) de primeira ordem e de segunda ordem são apresentados de forma padrão em (5.58), onde B representa a largura da banda passante, ω_n a frequência central e ω_{FPB} e ω_{FPB2} as respectivas frequências de corte dos filtros passa baixa de primeira e segunda ordem. O fator de amortecimento ζ tem o valor de 0,7.

O diagrama de Bode mostrado na Figura 5.25 compara magnitude e fase da impedância virtual e da impedância real do filtro LCL. Para a comparação entre as duas impedâncias real e virtual, o acoplamento entre as coordenadas dq observado em (5.58) pode ser desconsiderado

sem perda de generalidade, uma vez que para as coordenadas $\alpha\beta$, onde não existe um acoplamento entre os eixos, a impedância virtual pode ser calculada como em (5.59), com um filtro banda passante sintonizado em 60 Hz no lugar do filtro passa baixa de segunda ordem.

$$Z_{ivdq} = \left(\sum_{n=6,12,18} k \frac{\overbrace{Bs}^{\text{Filtro banda passante}}}{s^2 + Bs + \omega_n^2} \right) \frac{\overbrace{k_{FPB} \omega_{FPB}}^{\text{Filtro passa baixa de 1. ordem}}}{s + \omega_{FPB}} \pm \frac{\overbrace{k_{FPB2} \omega_{FPB2}}^{\text{Filtro passa baixa de 2. ordem}}}{s^2 + 2\zeta\omega_{FPB2}s + \omega_{FPB2}^2}. \quad (5.59)$$

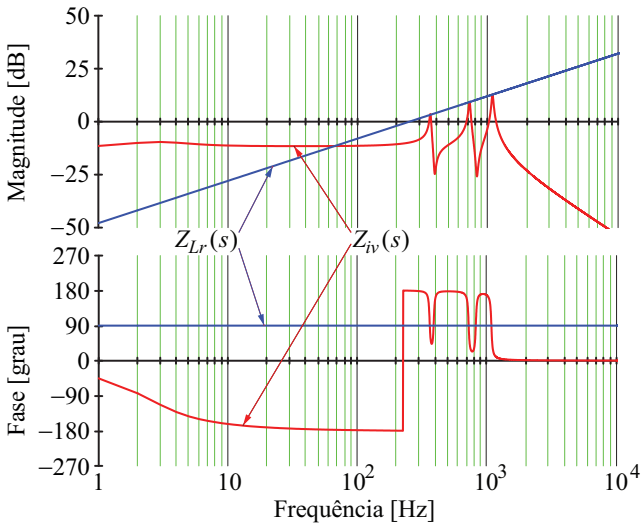


Figura 5.25: Diagrama de Bode da impedância virtual e da impedância de saída do filtro LCL.

Na Figura 5.25 pode ser visto que para as frequências de banda passante escolhidas, a impedância virtual e a impedância real do filtro LCL tem a mesma magnitude e a mesma fase. Desta forma, a estratégia de controle com impedância virtual é capaz de garantir a compensação da tensão no indutor L_r .

5.3 Comentários finais do Capítulo 5

Neste capítulo foram apresentados a concepção, o projeto e a análise de desempenho da estratégia de controle do estágio cc e ca no modo ilhado.

Com o objetivo de obter um sistema de controle sem comunicação entre os conversores cc-cc para a regulação da tensão de

barramento cc, optou-se por controlá-los por meio do *droop*. Com o *droop* cc a potência gerada no gerador fotovoltaico se iguala a potência consumida pela carga, por meio do ajuste da tensão de cada arranjo, através da respectiva razão cíclica. Desta forma, cada arranjo fotovoltaico injeta a mesma porcentagem, em relação ao ponto de máxima potência, ao barramento cc.

A estratégia de controle do *VSI* foi realizada mediante o controle da tensão no capacitor C_f do filtro LCL na sequência dq0. A queda de tensão sobre o indutor L_r foi compensada através da impedância virtual, que possibilita o cálculo da referida tensão sem ocorrência de derivadas excessivas.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS E SIMULADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do sistema completo a partir de protótipos projetados e construídos conforme ao equacionamento desenvolvido no Capítulo 3. Além disso, são apresentados resultados obtidos por simulação com o objetivo de comprovar os modelos matemáticos desenvolvidos ao longo deste documento.

Primeiramente, são apresentados os resultados referentes ao fluxo de potência para cada cenário estabelecido no Capítulo 2, com operação em modo conectado à rede elétrica e em modo ilhado. Em seguida, são apresentados os resultados experimentais referentes à transição entre os modos conectado e ilhado. Por fim, são apresentados os resultados obtidos por ensaio experimental e simulado para a análise de THD da corrente drenada da rede em modo conectado à rede elétrica e da tensão na carga em modo ilhado, com e sem controle da impedância virtual.

Para melhor compreensão dos resultados apresentados algumas condições devem ser consideradas:

- Os resultados referentes aos cenários apresentados no Capítulo 2 foram obtidos por utilização dos modelos médio de grandes sinais dos conversores cc-cc e cc-ca;
- Os ensaios de simulação foram realizados sob as mesmas condições estabelecidas durante os experimentais;
- Os resultados com análise detalhada foram obtidos por meio dos conversores cc-cc e cc-ca comutados;
- Os resultados foram obtidos por meio da medição de duas correntes de fase e duas tensões de linha, seguidos dos cálculos dos valores de fase;
- Para os ensaios foram utilizados três osciloscópios (resultados do VSI: *Lecroy Wave Runner HRO 66Zi 2 GS/s*; conversor A e V_{cc} : *Tektronix DPO 5034*; conversor 2 e 3: *Lecroy Wave Runner HRO 66Zi 20 GS/s*) simultaneamente;
- O relé de neutro é bloqueado no modo ilhado e está conduzindo em modo conectado à rede elétrica;

- Todos os resultados de modo ilhado foram obtidos com a malha de impedância virtual Z_{iv} quando não especificado diferente;
- A tensão de rede elétrica apresentou uma THD de 3,3% durante os ensaios.

A seguir serão apresentados o dimensionamento e os componentes dos protótipos a fim de garantir a reprodução dos resultados experimentais.

6.1 Dimensionamento do sistema

O dimensionamento e os valores para os conversores cc-cc são apresentados na Tabela 6.1. Os fabricantes e modelos das chaves semicondutoras são listadas na Tabela 6.2. A frequência de chaveamento dos conversores cc-cc é de 50 kHz.

Tabela 6.1: Valores respectivos para o estágio cc.

| Conversor 1 | | Conversor 2 | | Conversor 3 | |
|-------------|--------|-------------|---------|-------------|--------|
| P_{PV1} | 3000 W | P_{PV2} | 3000 W | P_{PV3} | 2000 W |
| L_{cc1} | 2 mH | L_{cc2} | 2,37 mH | L_{cc3} | 2 mH |

Tabela 6.2: Informações do modelo dos semicondutores do estágio cc.

| Semicondutor | Fabricante/Modelo |
|-----------------|---|
| <i>Mosfet S</i> | <i>Rohm</i> : SCT2280KE SiC power Mosfet; 1200 V/14 A |
| <i>Diodo D</i> | <i>GlobalPower</i> : SiC power diodo; 1200 V/ 5 A |

O dimensionamento do estágio ca, composto pelo inversor, o filtro LCL e a carga crítica está apresentado na Tabela 6.3, Tabela 6.4 e Tabela 6.5. Vale ressaltar, que o inversor foi projetado e montado pelo fabricante *Semikron*.

Tabela 6.3: Dimensionamento do inversor e barramento cc.

| Componente | Fabricante/Modelo/Valor |
|-------------------------------|---|
| <i>IGBT S</i> | <i>Semikron</i> : SKM 50 GB 123 D; 1200 V/ 50 A |
| C_{cc} | 2,95 mF |
| Tensão de barramento V_{cc} | 780 V |
| Frequência de chaveamento | 19 980 Hz |

Tabela 6.4: Valores dos componentes do filtro LCL.

| Componente | Fabricante/Modelo/Valor |
|------------|---|
| C_f | 5 μF |
| C_d | 7,2 μF (5 μF + 2,2 μF) |
| R_d | 12 Ω |
| r_L | 50 m Ω |
| L_c | <i>Magmattec</i> : Núcleo toroidal pó de ferro – 052; Valor: 383 μH |
| L_r | Chapa de silício; Valor: 640 μH |

A carga crítica utilizada para os ensaios experimentais e por simulação é apresentada na Figura 6.1, sendo composta por um retificador trifásico em ponte completa com filtro L_{carga} e C_{carga} . Os valores dos elementos da carga são listados na Tabela 6.5, de onde se pode observar que foram utilizadas duas configurações.

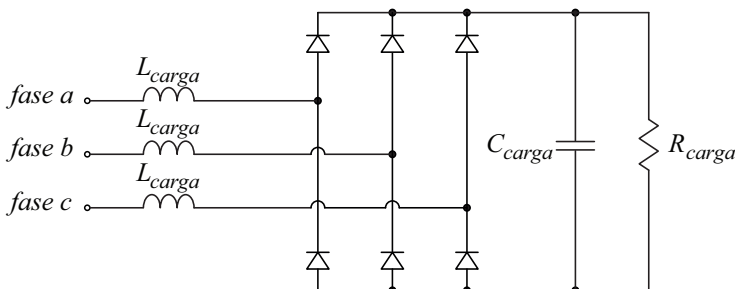


Figura 6.1: Carga crítica não linear utilizada para os ensaios simulados e experimentais.

Tabela 6.5: Valores dos componentes da carga crítica.

| Carga 1 | | Carga 2 | |
|--------------|--------------------|--------------|-------------------|
| L_{carga} | 1400 μH | L_{carga} | 400 μH |
| C_{carga} | 750 μF | C_{carga} | 750 μF |
| R_{carga} | 63,5 Ω | R_{carga} | 63,5 Ω |
| V_{Dcarga} | 1 V | V_{Dcarga} | 1 V |

As correntes na carga 1 e carga 2 obtidas experimentalmente para o modo de operação conectado à rede elétrica e em modo ilhado são apresentados na Figura 6.2 e na Figura 6.3.

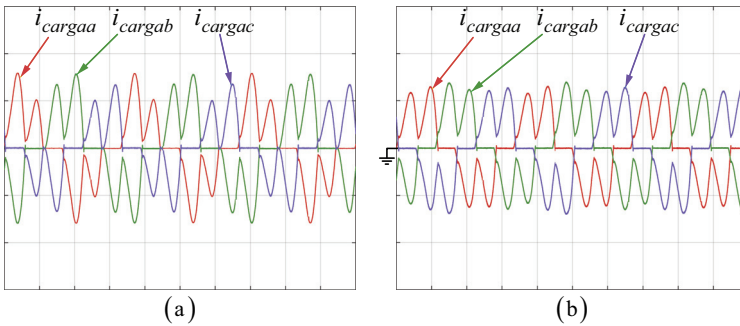


Figura 6.2: Correntes para a carga 1: (a) modo conectado e (b) modo ilhado obtidos por ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; corrente: 10 A/div.

A corrente de carga 1 obtida a partir do ensaio em modo conectado à rede elétrica tem uma *THD* de 59,46% enquanto a corrente em modo ilhado tem o valor de 52,4%.

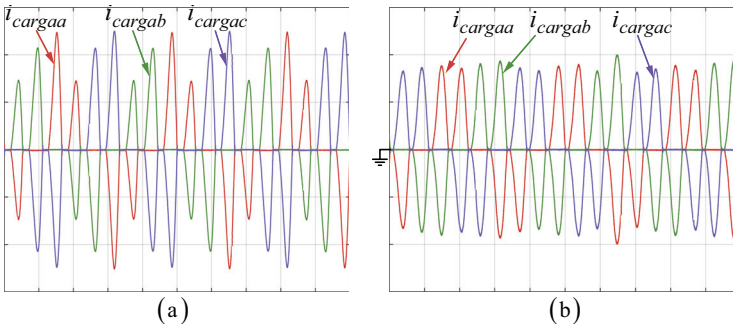


Figura 6.3: Correntes para a carga 2: (a) modo conectado e (b) modo ilhado obtidos por ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; corrente: 10 A/div.

A *THD* respectiva à carga 2 em modo conectado à rede elétrica tem o valor de 105,39% e 81,97% para o modo ilhado mostrado na Figura 6.3.

O controle digital dos estágios cc e ca foi realizado por meio de dois *Launchpad Delfino 28377s* da *Texas Instruments*. A *CPU* (TMS320F28377s) deste kit tem uma velocidade de processamento de 200 MHz de 32 bits com cálculo de ponto flutuante.

6.1.1 Protótipos

O sistema completo com todos os protótipos está ilustrado na Figura 6.4.

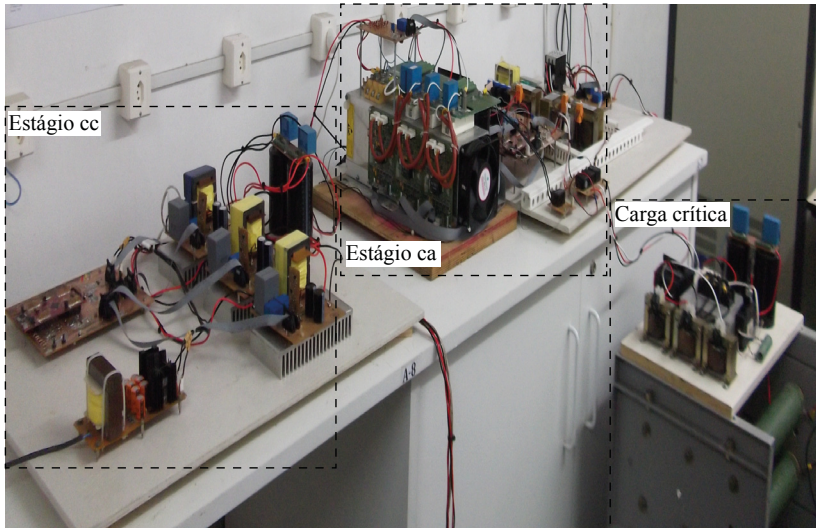


Figura 6.4: Sistema completo com destacação dos estágios de processamento de energia e a carga crítica.

O estágio cc, com os protótipos dos conversores *Boost*, placa de controle e placa de alimentação, é apresentado na Figura 6.5.

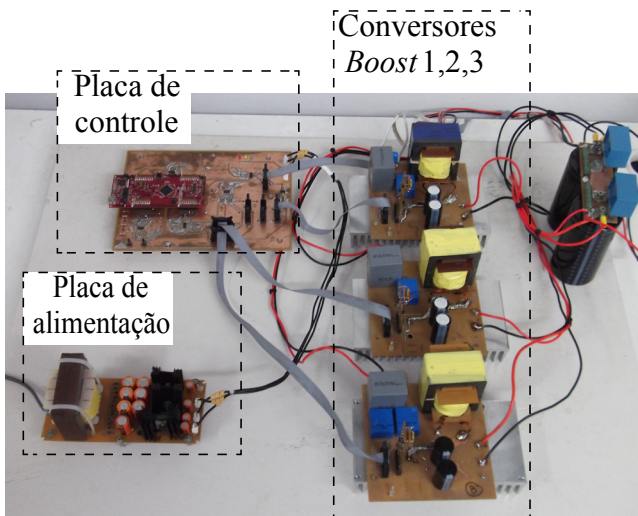


Figura 6.5: Estágio cc composto pelos conversores *Boost*, a placa de controle e placa de alimentação.

A Figura 6.6 ilustra o estágio ca em detalhe com os protótipos do inversor, filtro LCL, placa de controle e placa de medição da tensão de rede.

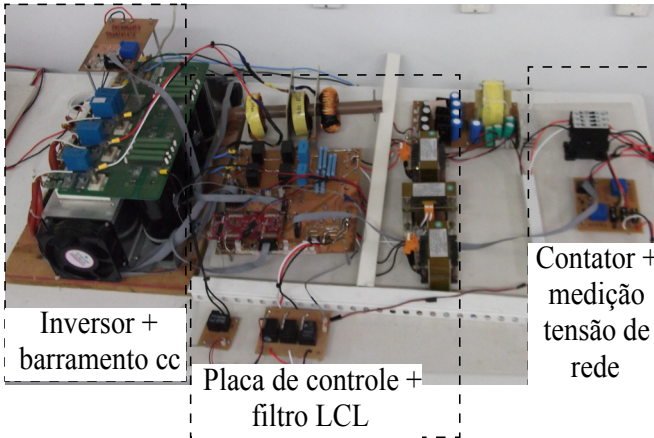


Figura 6.6: Estágio ca composto por o inversor, barramento cc, filtro LCL, placa de controle e contator.

A Figura 6.7 mostra a carga crítica não linear utilizada para os ensaios experimentais.

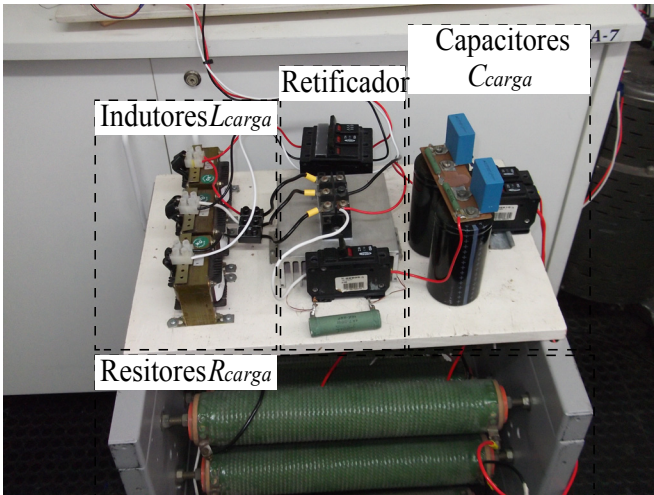


Figura 6.7: Carga crítica não linear utilizada para os ensaios experimentais.

6.2 Resultados do fluxo de potência referente ao modo conectado à rede elétrica

Para a obtenção dos resultados de fluxo de potência referente ao modo conectado à rede elétrica foi aplicado um degrau na carga de 50% para 100% da potência nominal. A duração do ensaio para cada cenário foi de 10 s.

6.2.1 Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 1

No Cenário 1 a soma das potências geradas em cada arranjo fotovoltaico é maior do que a potência consumida pela carga.

Durante este ensaio, é aplicado um degrau na carga crítica de 50% para 100% no instante de $t = 4,8$ s, conforme ilustrado na Figura 6.8, que mostra as potências de cada conversor e da carga.

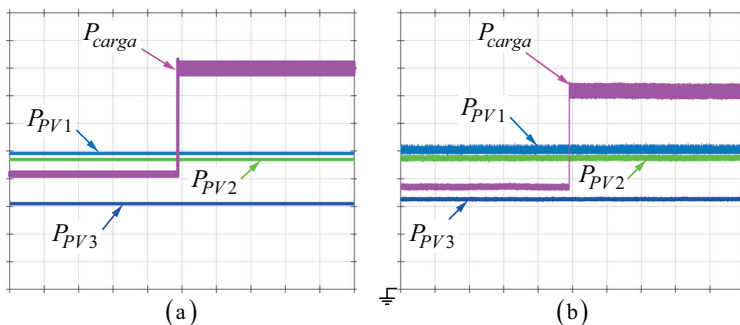


Figura 6.8: Perfil das potências envolvidas para o Cenário 1 no modo conectado à rede elétrica obtido por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div.

A Figura 6.9 mostra as tensões e correntes das três fases da rede elétrica para o tempo total de 10 s. No instante do degrau na carga, em $t = 5,2$ s, a corrente injetada na rede elétrica diminui para satisfazer o balanço de potência do sistema, mantendo a tensão de barramento ao nível controlado.

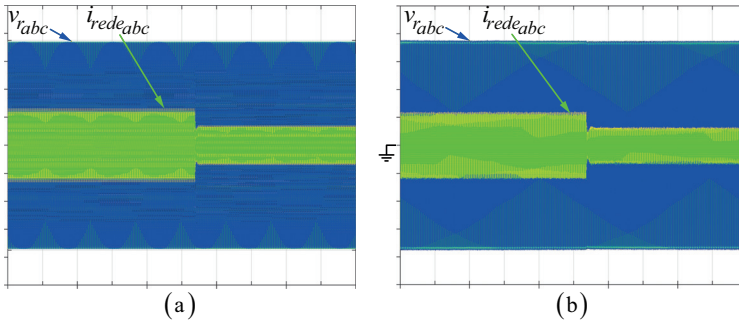


Figura 6.9: Tensões e correntes na rede elétrica para o cenário 1 no modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div.

Detalhes das tensões e correntes é mostrado na Figura 6.10. Como pode ser visto, o fator de deslocamento ficou praticamente unitário e o fator de potência ficou elevado. É importante notar que a corrente está sendo injetada na rede neste Cenário 1, que comprova o pressuposto de que a potência fotogerada é maior do que a consumida pela carga.

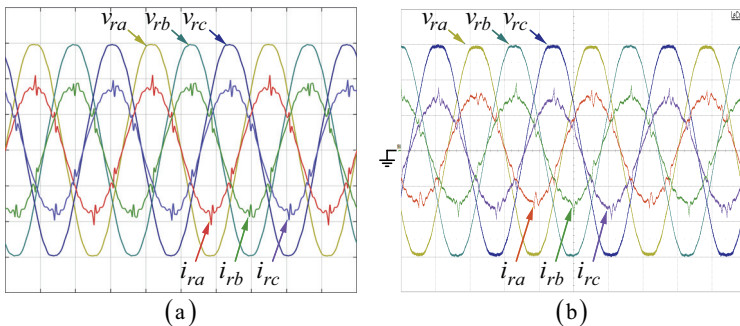


Figura 6.10: Tensões e correntes das três fases em detalhe para o Cenário 1 no modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas – tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div.

Finalmente, mediante a Figura 6.11, pode ser observada a tensão de barramento para o tempo total de 10 s e na Figura 6.12 o detalhe no instante de aplicação do degrau na carga.

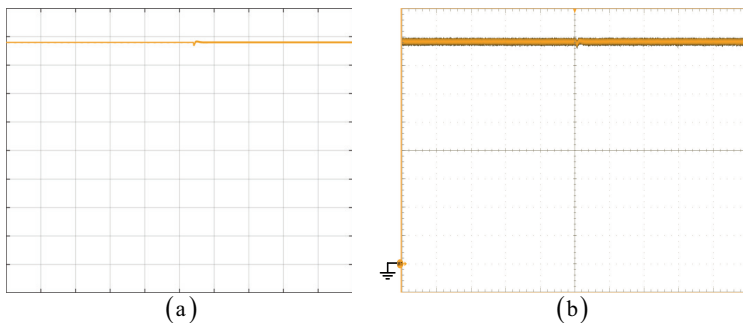


Figura 6.11: Perfil da tensão de barramento para o Cenário 1 no modo conectado à rede elétrica obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div.

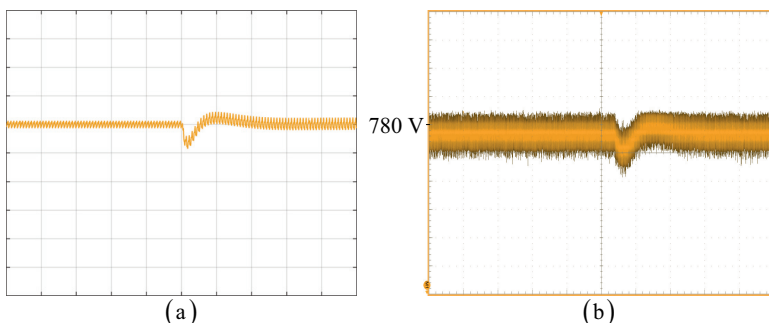


Figura 6.12: Perfil da tensão de barramento para o Cenário 1 no modo conectado à rede elétrica obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.2.2 Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 2

No Cenário 2 a potência consumida pela carga ultrapassa a fotogerada. Desta forma, o fluxo de potência na rede elétrica é invertido para manter a tensão de barramento controlada.

Novamente, foi aplicado um degrau na carga de 50% para 100% no instante de $t = 4,8$ s. A Figura 6.13 ilustra o perfil das potências envolvidas neste cenário. Pode ser visto que as potências dos geradores *PV* não são inalteradas, mesmo no instante de aplicação da perturbação na carga.

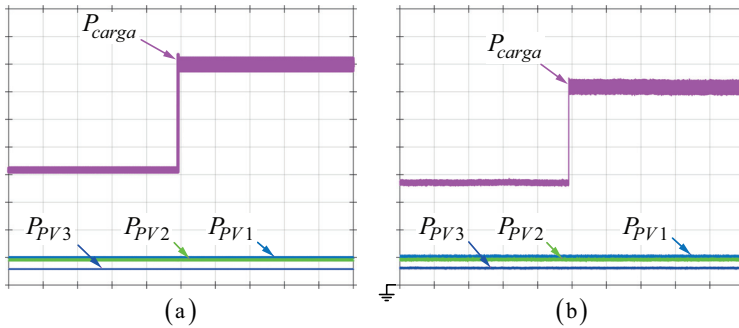


Figura 6.13: Perfil das potências do gerador fotovoltaico e consumida pela carga. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div.

A Figura 6.14 apresenta as três tensões e correntes na rede elétrica para o Cenário 2. Observa-se uma alteração de pico da corrente na rede, originado pelo controle de tensão de barramento provocado pelo degrau aplicado à carga.

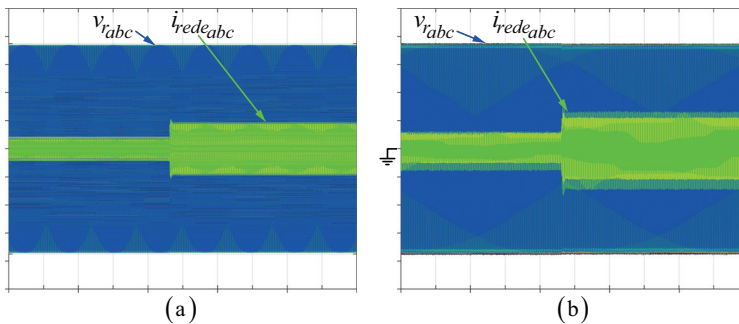


Figura 6.14: Tensões e correntes na rede elétrica para o Cenário 2 no modo conectado à rede elétrica obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental.

Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div.

As tensões e correntes das três fases na rede elétrica são detalhadas na Figura 6.15 e comprovam o fluxo de potência da rede elétrica para carga, em prol da manutenção da tensão de barramento.

Mais uma vez, o fator de deslocamento obtido é praticamente unitário para as três fases.

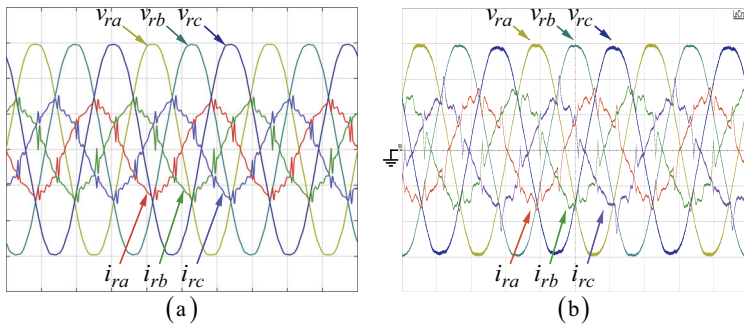


Figura 6.15: Tensões e correntes das três fases na rede elétrica para o cenário 2 no modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div.

A tensão de barramento está apresentada na Figura 6.16 e em detalhe na Figura 6.17. Pode-se observar que a tensão se mantém apropriada mesmo no instante de perturbação.

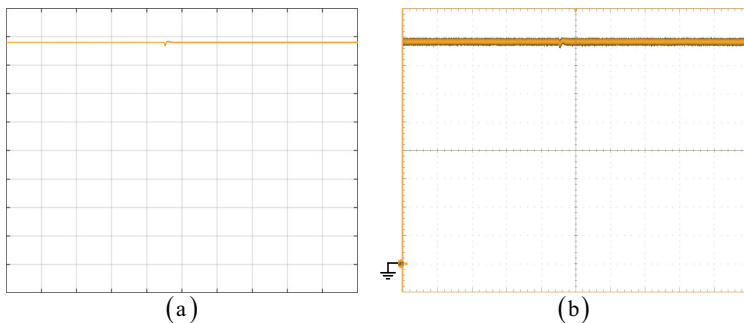


Figura 6.16: Tensão de barramento para o tempo de 10 s no Cenário 2 para (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div.

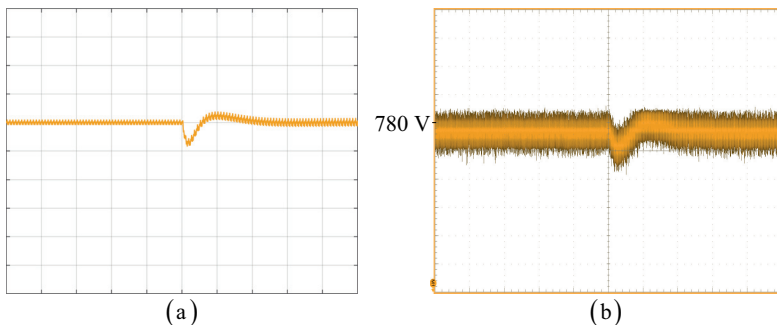


Figura 6.17: Tensão de barramento em detalhe no Cenário 2: (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.2.3 Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 3

O perfil das potências reproduzidas a partir das condições do Cenário 3 é retratado na Figura 6.18. Pode-se observar o degrau de carga de 50% para 100% aplicado no instante $t = 4,8$ s. A partir deste degrau, As potências geradas pelo estágio cc e consumida pela carga, se igualam.

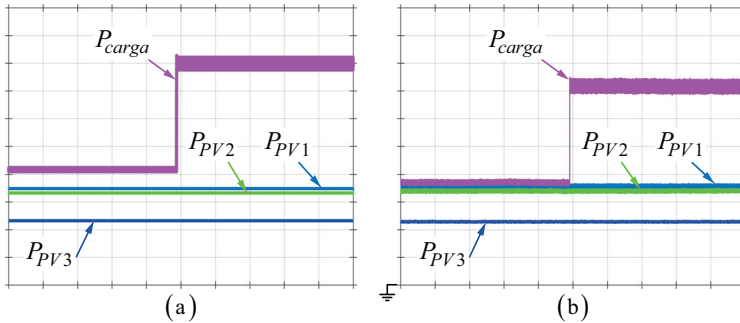


Figura 6.18: Perfil das potências sob as condições do Cenário 3 obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div.

A Figura 6.19 mostra as tensões e correntes de fase de rede elétrica para o Cenário 3. No instante do degrau na carga a corrente sofre uma alteração para manter o balanço de potência e regular, assim, a tensão de barramento.

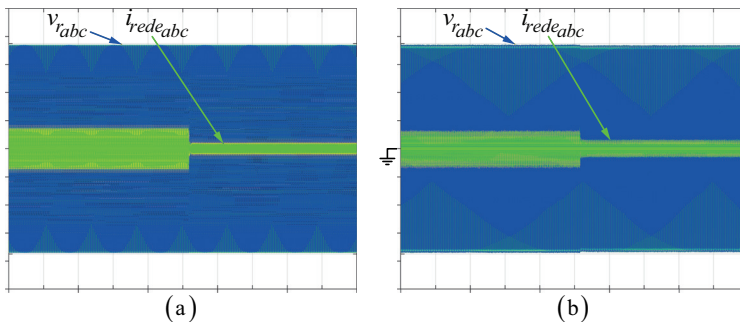


Figura 6.19: Tensões e correntes na rede elétrica para o Cenário 3 no modo conectado à rede elétrica obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div.

As tensões e correntes de fase na rede elétrica são ilustradas em detalhe na Figura 6.20. Sob as condições estabelecidas no Cenário 3, a corrente na rede elétrica é praticamente nula, condição estabelecida para satisfazer o balanço de potência entre gerador *PV* e carga crítica.

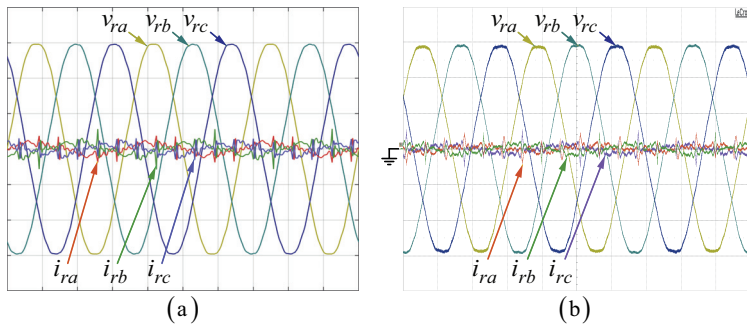


Figura 6.20: Tensões e correntes das três fases na rede elétrica no Cenário 3. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div.

A Figura 6.21 ilustra a tensão de barramento para o intervalo total de 10 s.

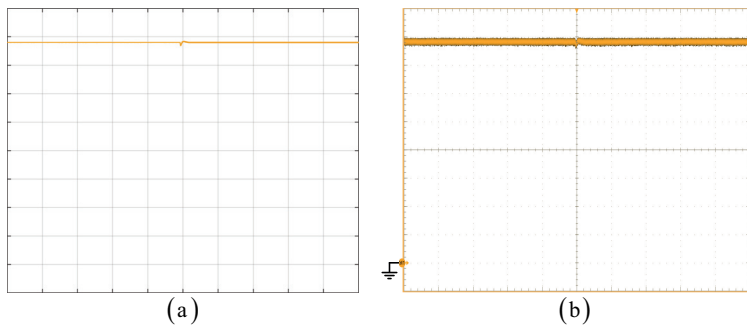


Figura 6.21: Tensão de barramento para o tempo de 10 s obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div.

A Figura 6.22 mostra a tensão de barramento no instante do degrau na carga crítica.

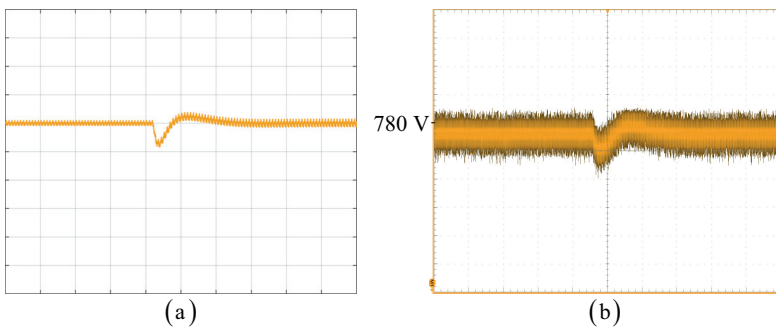


Figura 6.22: Tensão de barramento em detalhe obtida por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.2.4 Resultados no modo conectado à rede elétrica para o Cenário 4

O ensaio referente ao Cenário 4 é realizado por meio de um degrau na geração fotovoltaica, que leva a potência fotogerada a zero em $t = 4,8$ s. Para tal, a razão cíclica é levada a zero e, conseqüentemente, os interruptores dos conversores cc-cc são comandados a se bloquear. O perfil das potências para este ensaio está apresentado na Figura 6.23.

Até o instante de aplicação do degrau da potência do gerador PV , o sistema opera com potência total do gerador PV maior do que a consumida pela carga. Sendo assim, a corrente é injetada na rede. Em seguida, ocorre uma inversão de fase, e a corrente passa a ser drenada da rede elétrica, para manter o balanço de potência no sistema.

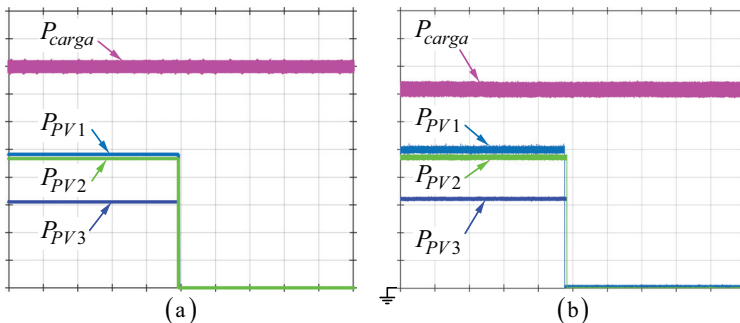


Figura 6.23: Perfil das potências envolvidas para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica obtido por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; potência: 500 W/div.

O perfil das três tensões e correntes na rede elétrica está ilustrado na Figura 6.24.

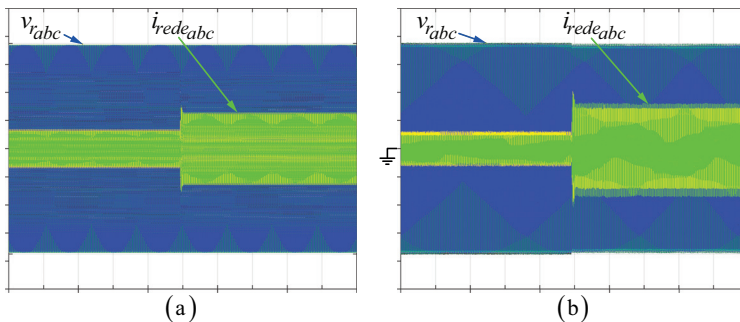


Figura 6.24: Tensões e correntes na rede elétrica para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 80 V/div; corrente: 10 A/div.

A Figura 6.25 mostra o instante de aplicação do degrau de potência, de onde se verifica que fator de deslocamento é mantido elevado durante todo o evento.

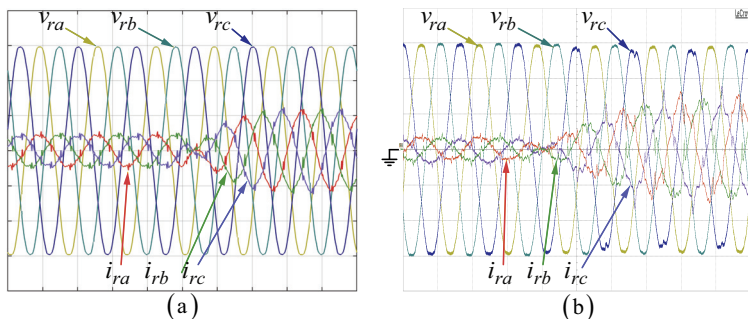


Figura 6.25: Tensões e correntes na rede elétrica para o modo conectado à rede elétrica no Cenário 4. Escalas: tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div.

A tensão de barramento para o Cenário 4 está exposta na Figura 6.26 e em detalhe na Figura 6.27. A tensão sofre uma alteração no instante da queda de potência PV , mas retoma e se mantém ao nível controlado de 780 V.

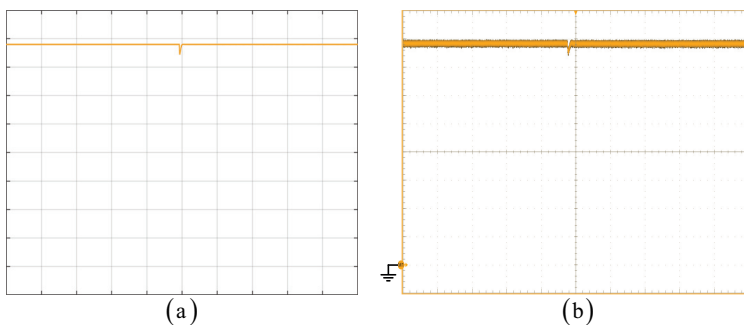


Figura 6.26: Tensão de barramento para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica. Escalas: tempo 1 s/div; tensão: 100 V/div.

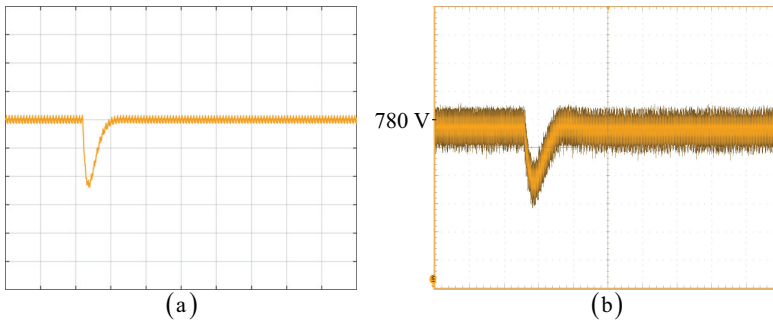


Figura 6.27: Tensão de barramento para o Cenário 4 no modo conectado à rede elétrica no instante da perturbação. Escalas: tempo 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.3 Resultados do fluxo de potência referente ao modo ilhado

No modo ilhado, caracterizado pela desconexão da rede elétrica, a potência proveniente do estágio cc para o estágio ca precisa ser adaptado pelos conversores cc-cc para garantir o balanço de potência no sistema e regular, desta forma, a tensão de barramento.

Novamente, são apresentados os resultados obtidos por simulação e ensaios experimentais para os quatro cenários de fluxo de potência, sob influência da aplicação de um degrau de carga de 50% para 100%.

6.3.1 Resultados no modo ilhado para o Cenário 1

A Figura 6.28 apresenta o perfil das potências envolvidas para o Cenário 1 em modo ilhado com degrau de carga no instante de $t = 4,9$ s. No instante de aplicação do degrau na carga, a potência do gerador fotovoltaico aumenta para manter o balanço de potência.

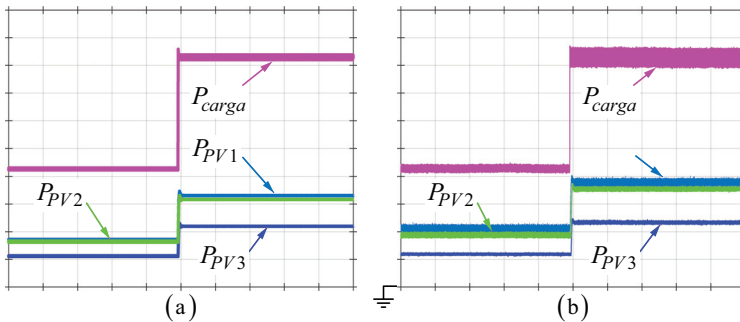


Figura 6.28: Perfil das potências envolvidas no Cenário 1 no modo ilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div.

As três tensões aplicadas à carga crítica e a corrente de carga de uma fase para os 10 s do ensaio são apresentadas na Figura 6.29.

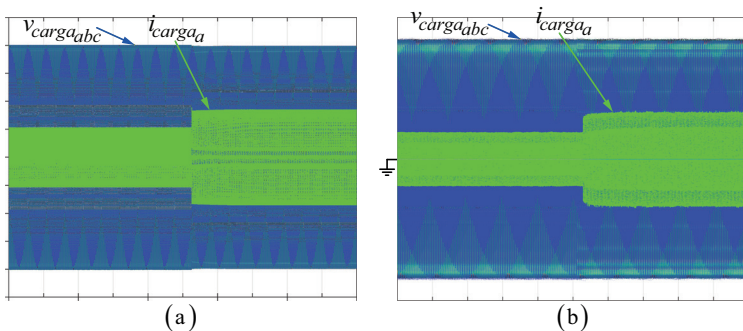


Figura 6.29: Tensões aplicadas à carga e a corrente de uma fase de carga crítica para o Cenário 1 no modo ilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div.

A Figura 6.30 ilustra as tensões referentes às três fases aplicadas à carga crítica em detalhe.

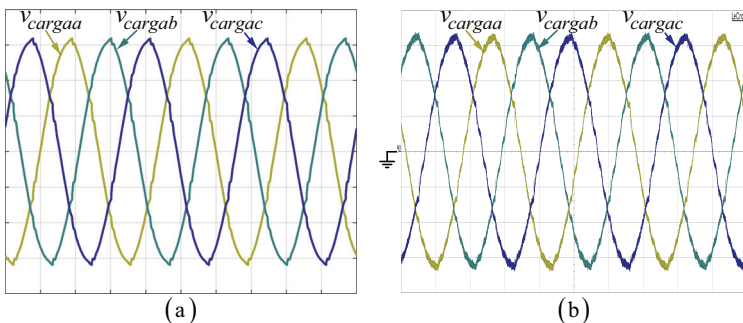


Figura 6.30: As três tensões da carga crítica em detalhe para o Cenário 1 obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div.

A Figura 6.31 mostra a tensão de barramento para o ensaio total de 10 s no Cenário 1 em modo ilhado.

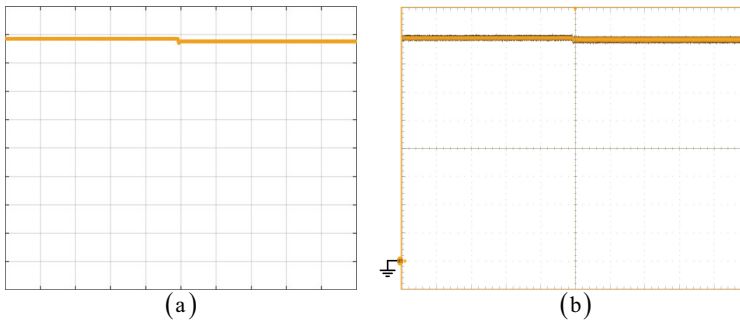


Figura 6.31: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div.

A tensão de barramento no instante da perturbação em detalhe está ilustrada na Figura 6.32.

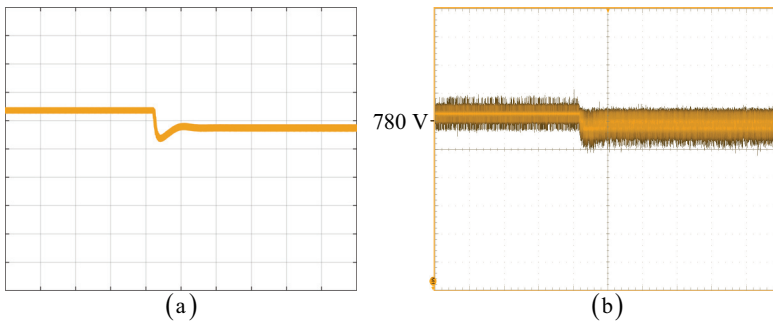


Figura 6.32: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.3.2 Resultados no modo ilhado para o Cenário 2

Neste cenário, a potência proveniente do estágio cc é inferior à potência consumida pela carga crítica. Para provocar esta condição, foi aplicado um degrau de carga de 50% para 100% no instante de $t = 4,9$ s, conforme ilustrado na Figura 6.33, que ilustra o perfil das potências envolvidas no ensaio.

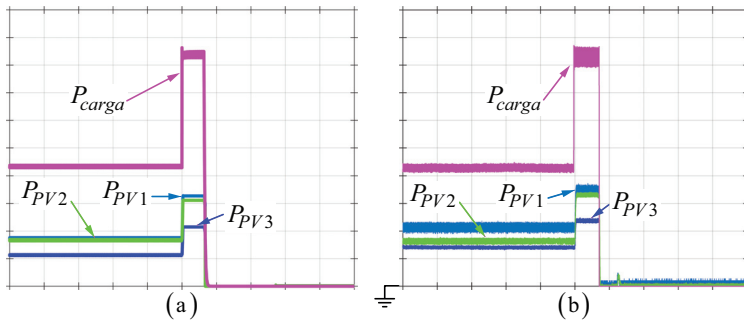


Figura 6.33: Perfil das potências envolvidas no cenário 2 no modo ilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div.

As três tensões aplicadas à carga crítica e a corrente para uma fase estão apresentados na Figura 6.34. No instante de aplicação do degrau na carga, a corrente aumenta instantaneamente, para cumprir o consumo de potência pela carga.

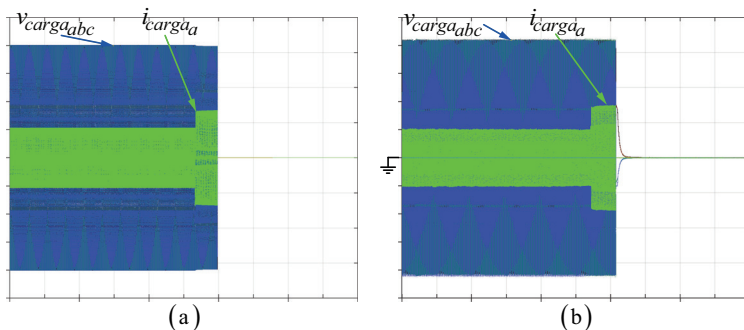


Figura 6.34: Tensões aplicadas à carga e a corrente de uma fase de carga crítica para o cenário 2 no modo ilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div.

As tensões aplicadas à carga crítica no momento do desligamento do VSI estão apresentadas na Figura 6.35.

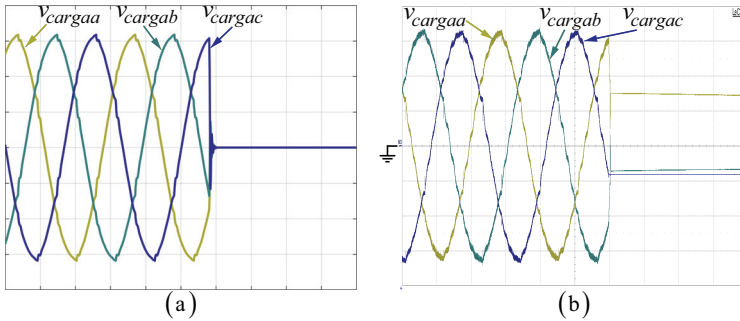


Figura 6.35: As três tensões da carga crítica em detalhe para o Cenário 1 obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div.

A tensão de barramento para o Cenário 2 em modo ilhado é apresentado na Figura 6.36 e em detalhe na Figura 6.37. Observa-se que a partir do instante de aplicação do degrau na carga, o balanço de potência não pode ser mantido e a tensão de barramento sofre uma queda até atingir a tensão mínima, em que o *VSI* para de operar.

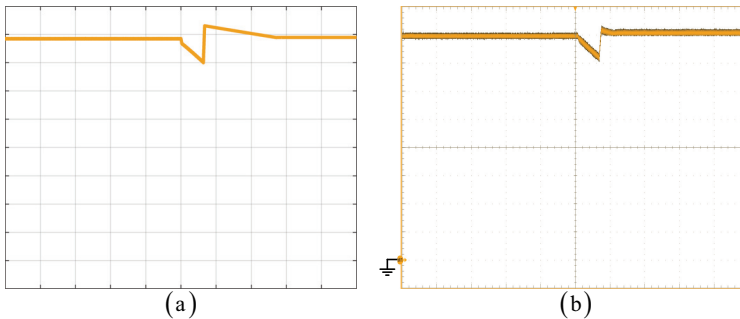


Figura 6.36: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div.

A Figura 6.37 mostra detalhes da tensão de barramento no instante do desligamento do *VSI* e conseqüente interrupção da alimentação de carga crítica. Após o desligamento, o estágio cc consegue manter o balanço de potência e a tensão de barramento volta ao nível nominal de operação.

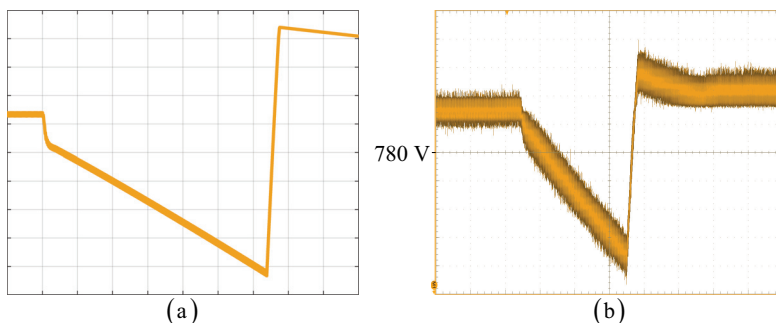


Figura 6.37: Tensão de barramento para o Cenário 1 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.3.3 Resultados no modo ilhado para o Cenário 3

O perfil das potências envolvidas para o ensaio do Cenário 3 no modo ilhado está apresentado na Figura 6.38.

O Cenário 3 é caracterizado por uma potência proveniente do estágio cc igual à potência consumida pela carga. Para provocar as condições deste cenário, um degrau de carga foi aplicado no instante $t = 4,9$ s.

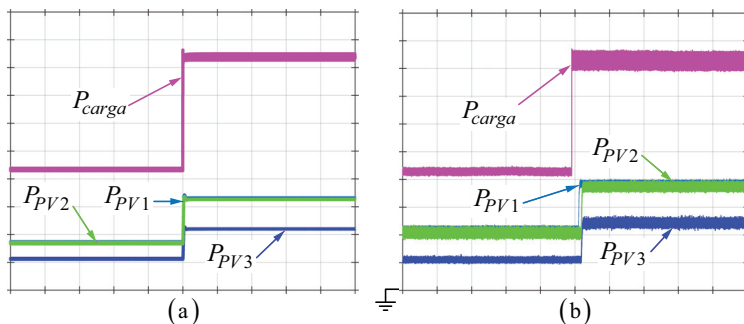


Figura 6.38: Perfil das potências envolvidas no Cenário 3 em modo ilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div.

As tensões e a corrente de uma fase de carga para o intervalo total de 10 s são apresentadas na Figura 6.39.

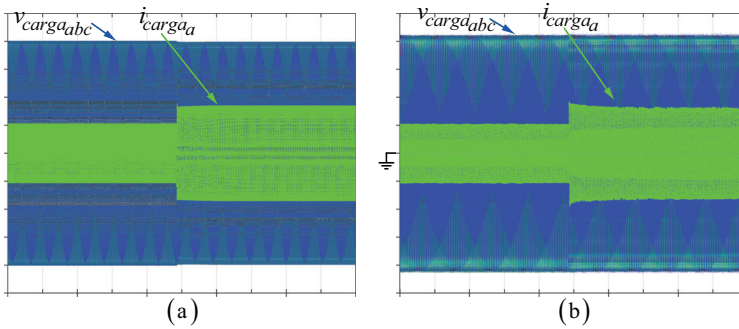


Figura 6.39: Tensões aplicadas e a corrente de uma fase de carga crítica para o Cenário 3 no modo ilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div.

As tensões das três fases, aplicadas à carga, são detalhadas na Figura 6.40.

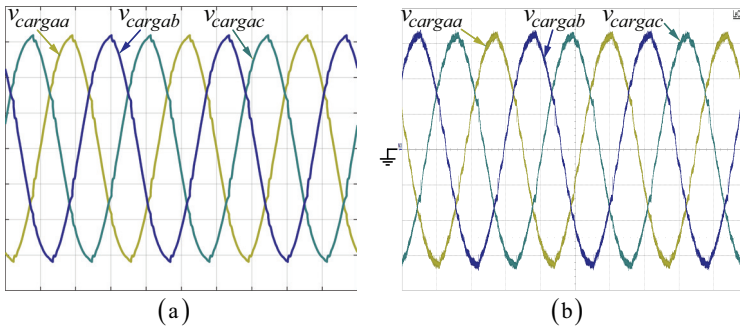


Figura 6.40: As três tensões da carga crítica em detalhe para o Cenário 3 obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div.

A tensão de barramento durante o ensaio do Cenário 3 em modo ilhado é mostrada na Figura 6.41. Pode ser observada uma queda de tensão no instante de aplicação do degrau de carga. Esta queda leva o controle do estágio cc a operar num ponto mais perto do ponto de máxima potência do arranjo PV, para manter o balanço de potência no sistema e, desta forma, regular a tensão de barramento.

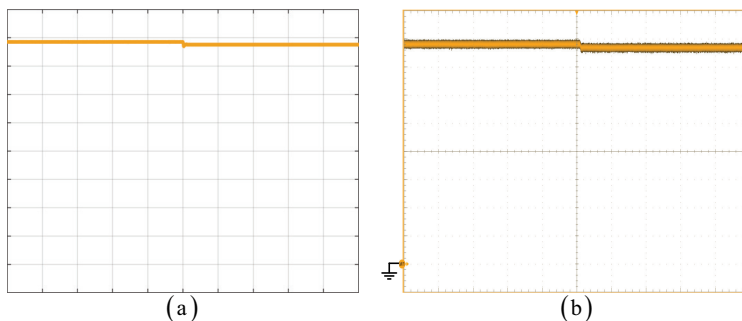


Figura 6.41: Tensão de barramento para o Cenário 3 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div.

A tensão de barramento no instante da perturbação, em detalhe, é mostrada na Figura 6.42.

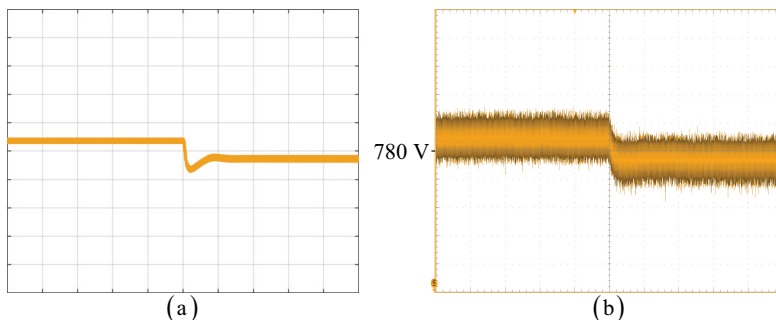


Figura 6.42: Tensão de barramento para o Cenário 3 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.3.4 Resultados no modo ilhado para o Cenário 4

Nesta secção são apresentados os resultados de simulação e ensaio experimental pertinente ao Cenário 4 em modo ilhado. Este cenário é caracterizado por uma geração *PV* nula. Para satisfazer esta condição, os interruptores dos conversores *Boost* dos estágios cc são comandados a bloquear.

A Figura 6.43 mostra o perfil das potências envolvidas neste cenário. No instante de $t = 4,8$ s, o estágio cc não fornece mais energia para o barramento.

A Figura 6.44 mostra as três tensões e a corrente de uma fase de carga para o Cenário 4 no modo ilhado. Logo pós a perturbação, a alimentação da carga crítica não é mais garantida e o *VSI* para de operar.

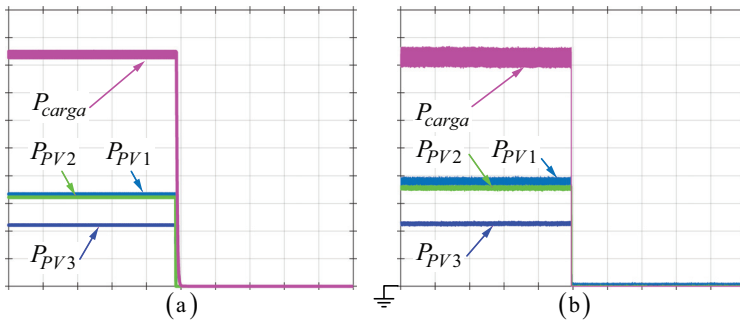


Figura 6.43: Perfil das potências envolvidas no Cenário 4 no modo ilhado. Escalas: tempo 1 s/div; potência: 500 W/div.

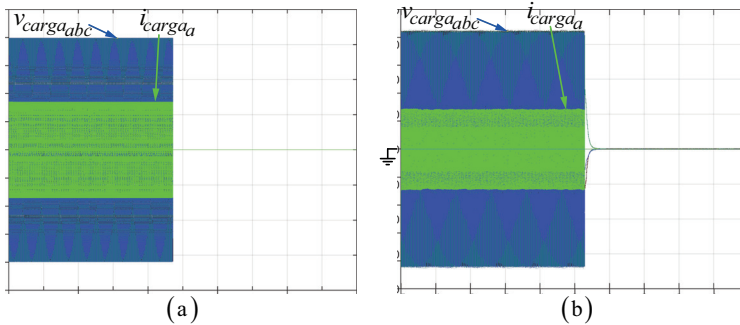


Figura 6.44: Tensões aplicadas à carga e a corrente de uma fase de carga crítica para o Cenário 4 no modo ilhado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão 80 V/div; corrente: 10 A/div.

As tensões no instante do desligamento do *VSI* são ilustradas na Figura 6.45.

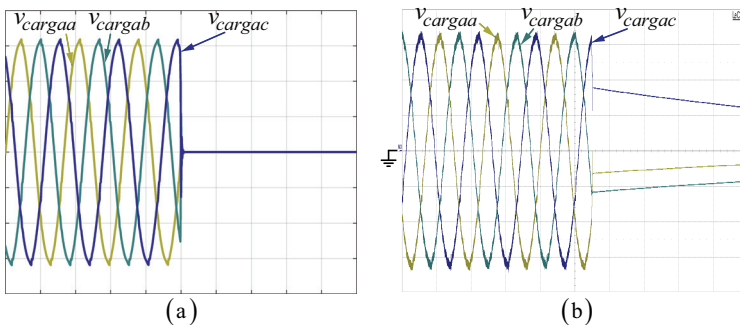


Figura 6.45: As três tensões da carga em detalhe para o Cenário 4: (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão 100 V/div.

A tensão de barramento durante o ensaio o Cenário 4 em modo ilhado é mostrada na Figura 6.46. Pode ser observada a queda de tensão no momento da perturbação no sistema.

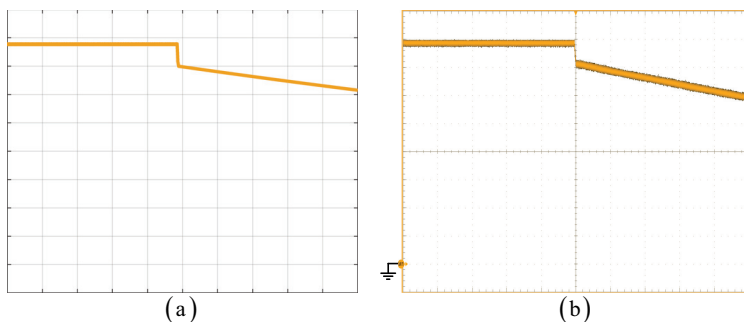


Figura 6.46: Tensão de barramento para o Cenário 4 obtida por (a) simulação e (b) por ensaio experimental.

A Figura 6.47 mostra detalhes da tensão de barramento no instante de aplicação do degrau da carga. Após o desligamento do *VSI*, a tensão não desce com a mesma inclinação, como anteriormente. Isso ocorre em consequência da interrupção da alimentação da carga crítica, que para de extrair potência do barramento cc.

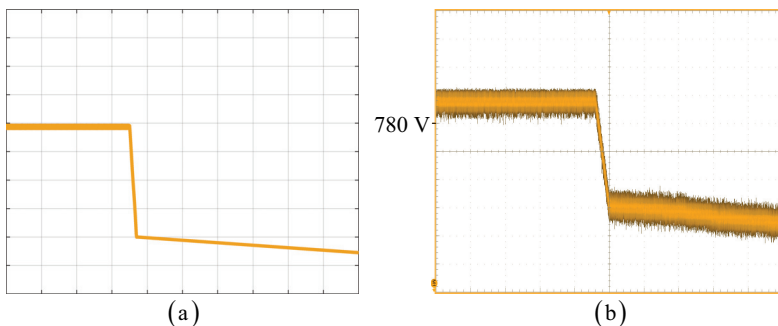


Figura 6.47: Tensão de barramento para o Cenário 4 obtido por (a) simulação e (b) por ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.4 Resultados de transição

Nesta secção são apresentados os resultados referentes à transição entre os modos de operação conectado à rede elétrica e ilhado. Devido às não linearidades dos relés e do contator, os resultados por simulação não representam fielmente os resultados obtidos por ensaio experimental. Desta forma, somente são apresentados os resultados

experimentais para a transição entre os modos de operação.

Quando ocorre uma falha na rede elétrica, o sistema precisa trocar o controle de modo conectado para o modo de controle ilhado. Esta transição não pode ser abrupta, de maneira a evitar picos de tensão na carga crítica e no sistema. Logo, a estratégia de ilhamento é apresentada perante o diagrama de fluxo apresentado na Figura 6.48.

Os objetivos da transição de ilhamento são: a anulação da corrente na rede elétrica no instante da abertura do contator da rede, imposição de uma tensão controlada de carga, com crescimento em rampa e posterior regulação no valor nominal.

Devido aos mecanismos dos relés e do contator, o tempo de abertura e fechamento destes não pode ser previsto com precisão. Sendo assim, foi considerado um tempo máximo indicado nos *datasheets* destes componentes.

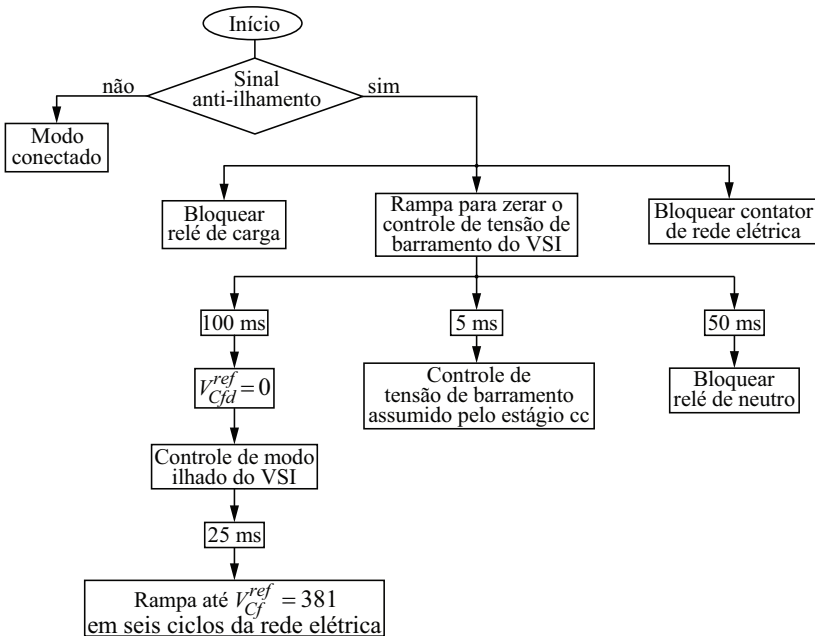


Figura 6.48: Fluxograma para a transição de ilhamento.

No ensaio experimental, um sinal forçado de transição, inicia o processo de ilhamento de acordo com o fluxograma apresentado na Figura 6.48.

A Figura 6.49 mostra as tensões aplicadas à carga crítica e as três correntes na rede elétrica.

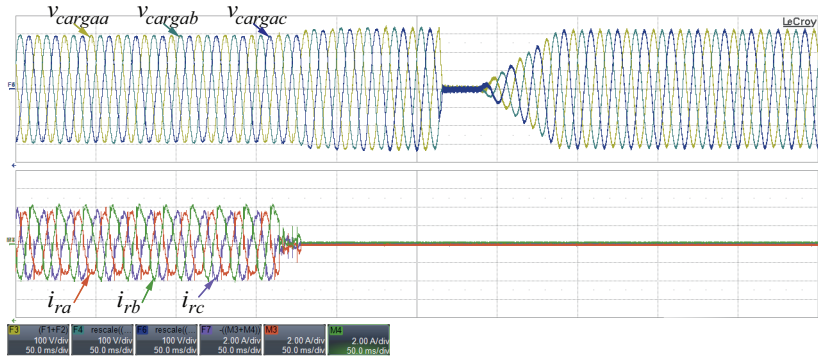


Figura 6.49: Tensões aplicadas à carga crítica acima e abaixo as três correntes de rede.

A tensão de barramento e o perfil das potências envolvidas neste ensaio experimental para o processo de ilhamento estão apresentados na Figura 6.50.

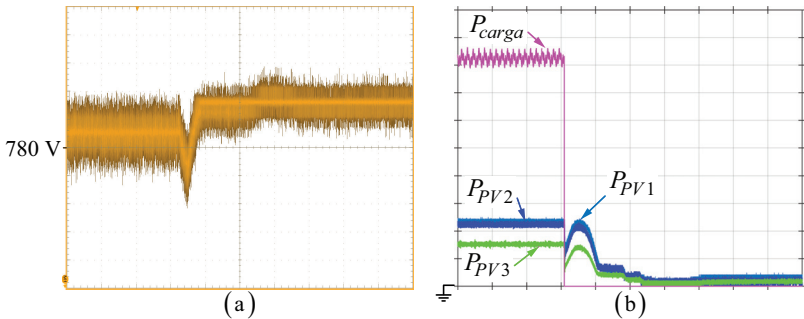


Figura 6.50: Resultados de ilhamento (a) tensão de barramento e (b) potências. Escalas: tempo: 50 ms/div; tensão: 15 V/div; potência: 500 W/div.

6.4.1 Reconexão à rede elétrica

A reconexão à rede elétrica é realizada sem interrupção da alimentação da carga crítica. Desta forma, é preciso que o contator de rede entre em condução sem desligar a operação do *VSI*. Para tal, a tensão de carga crítica precisa estar sincronizada com a tensão de rede elétrica, ou em outras palavras, estar em fase com a tensão de rede elétrica.

A estratégia de reconexão é mostrada na Figura 6.51 em forma de fluxograma. A ideia da reconexão é a ininterrupta alimentação da carga crítica e a transição para o modo conectado com o sistema funcionando no *MPPT* e como *FAP*.

No instante do sinal do anti-ilhamento, que indica a volta da rede elétrica aos níveis nominais de funcionamento, é realizado o sincronismo com a tensão da rede elétrica. Posteriormente, o contator é comandado a se fechar e o sistema fica observando a corrente na rede. No momento em que a corrente na rede atinge o valor de 0,5 A, é garantido o fechamento do contator e a alimentação da carga é assegurada pela tensão de rede. Neste momento, o *VSI* interrompe a operação. Após um tempo de 37,5 ms, o estágio cc é comandado a operar no *MPP*, e o *VSI* assume o controle da tensão de barramento V_{cc} . O estágio cc inicia a operação como *MPPT* com uma rampa de 2 s, até alcançar o funcionamento pleno.

Em seguida, é iniciada a função FAP do inversor, visando a compensação da corrente completa de carga.

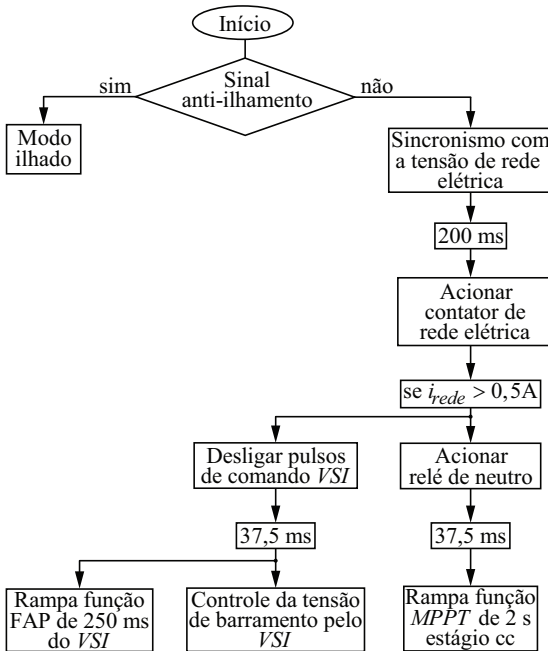


Figura 6.51: Fluxograma para a transição de reconexão à rede elétrica.

A Figura 6.52 ilustra as tensões de carga crítica e as correntes das três fases na rede elétrica.

As tensões de carga e as correntes na rede elétrica no instante da reconexão são ilustradas na Figura 6.53. Pode ser observada uma tensão e corrente de alta frequência antes do instante de reconexão.

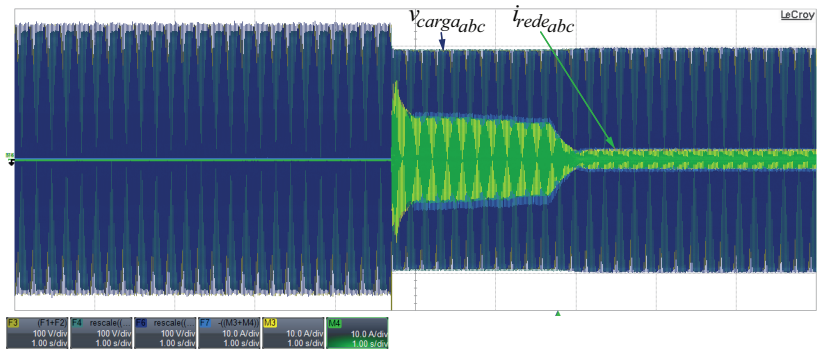


Figura 6.52: Tensões de carga e corrente na rede elétrica para o ensaio de reconexão à rede elétrica.

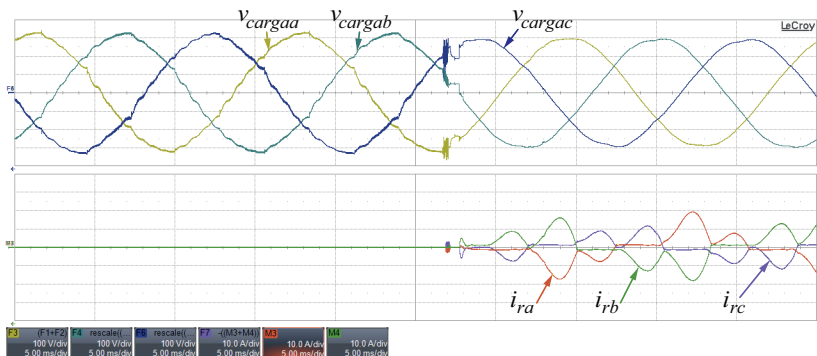


Figura 6.53: Tensões aplicadas à carga crítica acima e correntes das três fases na rede elétrica abaixo.

A tensão de barramento e as potências durante a reconexão são mostradas na Figura 6.54.

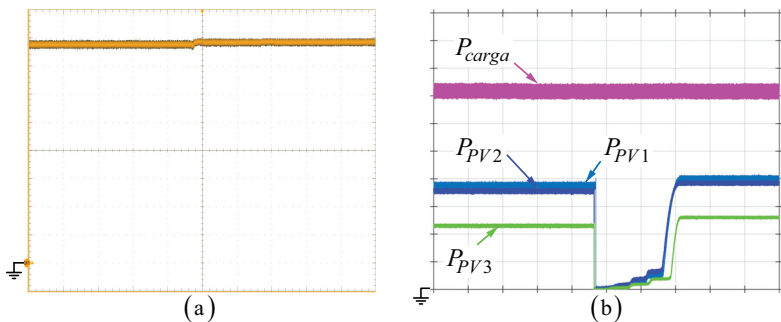


Figura 6.54: Resultados do ensaio experimental para a reconexão à rede elétrica: (a) tensão de barramento e (b) potências. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div; potência: 500 W/div.

6.5 Resultados adicionais

Nesta secção são apresentados os resultados para o *MPPT* em modo conectado à rede elétrica, as tensões e correntes de rede elétrica com e sem a função FAP e, por último, uma análise harmônica da corrente drenada da rede elétrica com função FAP e da tensão aplicada à carga crítica, com e sem implementação da malha de impedância virtual.

6.5.1 Resultados do ensaio de *MPPT* para o modo conectado à rede elétrica

O resultado das potências para o ensaio de *MPPT* para o modo conectado à rede elétrica está ilustrado na Figura 6.55. Nota-se que durante este ensaio, a potência do arranjo *PV* 3 foi mantido zerada por 10 ms, para obter a tensão de circuito aberto do arranjo.

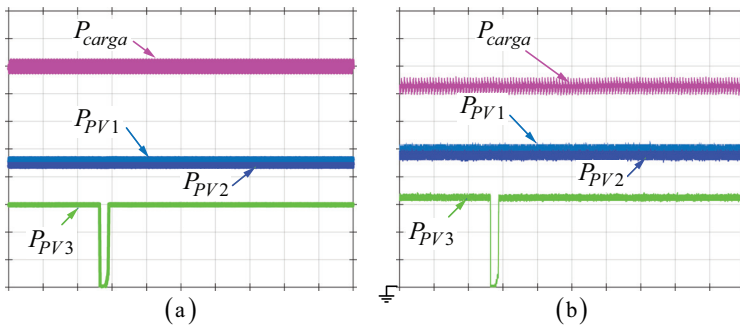


Figura 6.55: Perfil das potências do ensaio *MPPT* para o modo conectado à rede elétrica obtido por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 50 ms/div; potência: 500 W/div.

As tensões e correntes das três fases da rede elétrica são mostradas na Figura 6.56.

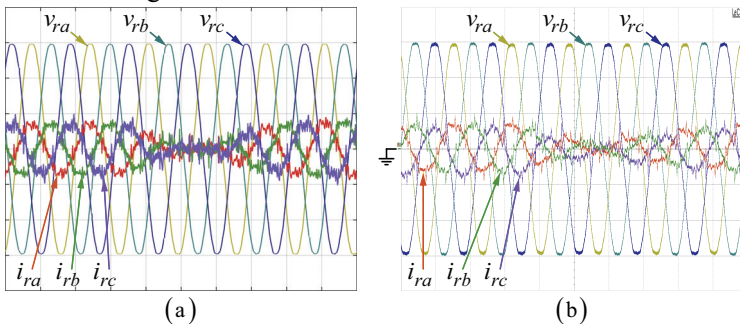


Figura 6.56: Resultado de tensões e correntes de rede elétrica para o *MPPT* em modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 10 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div.

A Figura 6.57 mostra a tensão de barramento durante o ensaio de *MPPT* em modo conectado à rede elétrica. Pode ser visto a queda de tensão no momento da aplicação do *MPPT*.

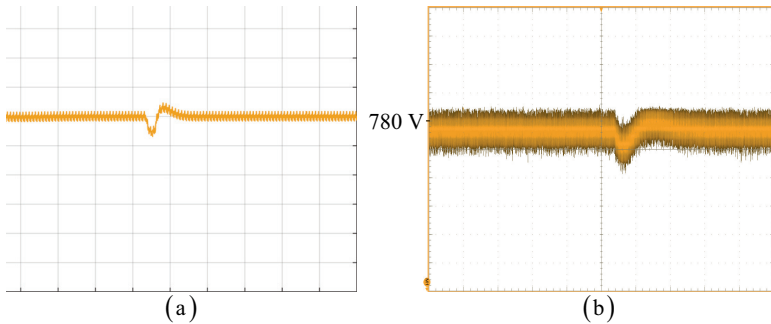


Figura 6.57: Tensão de barramento para o *MPPT* em modo conectado obtidos por (a) simulação e (b) ensaio experimental. Escalas: tempo: 100 ms/div; tensão: 15 V/div.

6.5.2 Resultados função FAP

Para a comparação dos resultados da corrente na rede elétrica com e sem função FAP do inversor, foi realizado um ensaio com potência *PV* pertinente ao estágio ca sob as condições do Cenário 1.

A Figura 6.58 mostra a tensão de barramento e o perfil das potências envolvidas neste ensaio experimental.

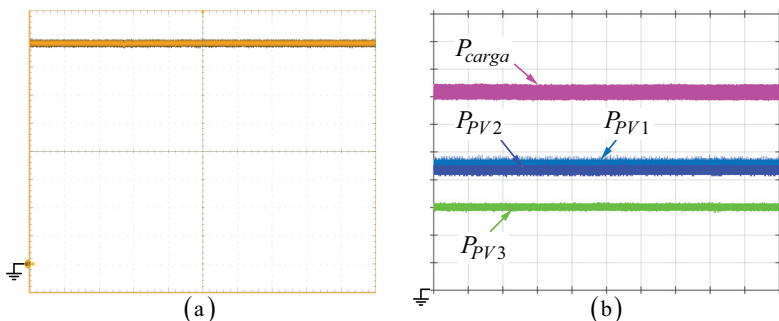


Figura 6.58: Resultados do ensaio experimental para a função de FAP do inversor: (a) tensão de barramento e (b) potências. Escalas: tempo: 1 s/div; tensão: 100 V/div; potência: 500 W/div.

A Figura 6.59 mostra as tensões e correntes das três fases de rede elétrica. Podem ser observadas as três regiões conforme o pico da

corrente. Durante o tempo $t = 0$ s até $t = 2,8$ s o inversor funciona como FAP e injeta a corrente na rede elétrica. Durante o tempo de $t = 2,8$ s até $t = 7,05$ s, o inversor desliga a função de FAP, e continua injetando corrente na rede elétrica. Entre os tempos $t = 7,05$ s até $t = 10$ s, a carga é desligada e a corrente representa a corrente injetada na rede elétrica do inversor.

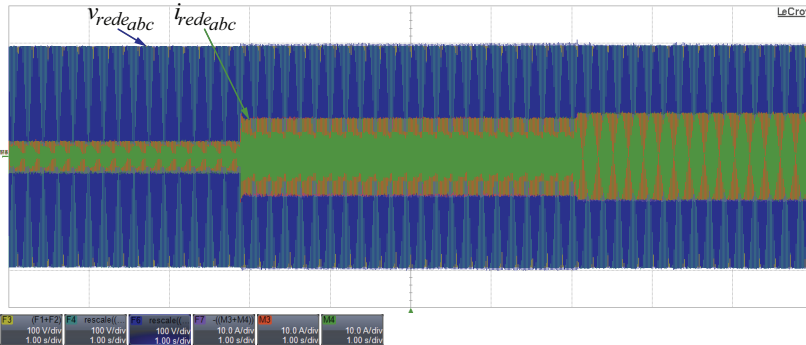


Figura 6.59: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para o ensaio experimental para a função do inversor como FAP.

A Figura 6.60 mostra as tensões e correntes das três fases de rede elétrica para o ensaio com função FAP. Devido à pequena diferença entre as potências PV e da carga, a corrente injetada na rede elétrica apresenta uma elevada THD de 19,44%.

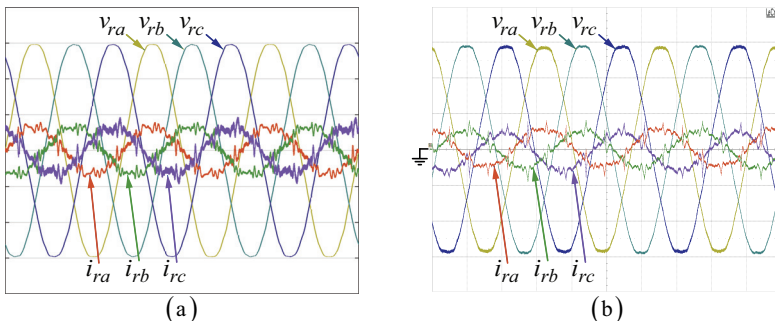


Figura 6.60: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para o ensaio de função como FAP. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 5 A/div.

As correntes de rede elétrica apresentada na Figura 6.61 foram obtidas sem a função FAP e indicam uma THD de 130,67%.

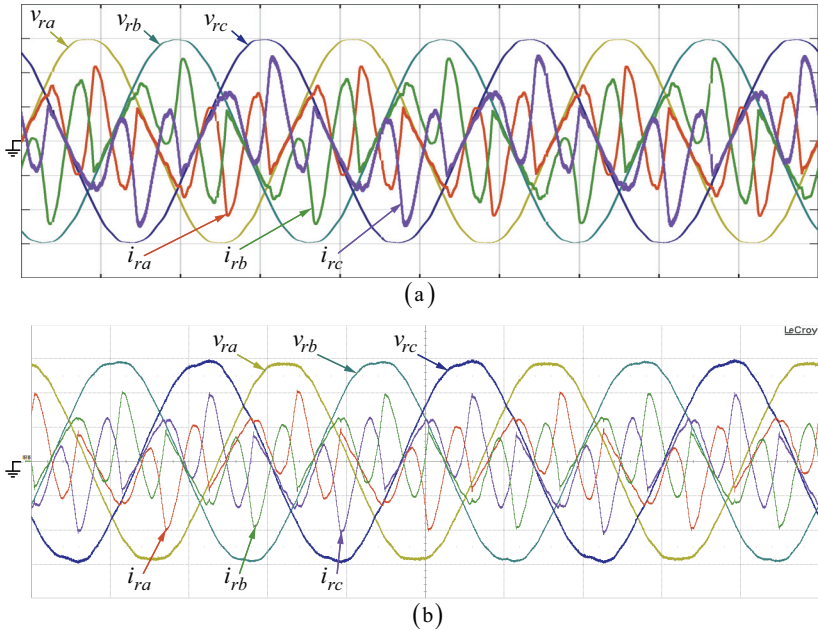


Figura 6.61: Correntes e tensões das três fases de rede elétrica sem função FAP obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental; Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div.

As correntes e tensões das três fases de rede elétrica sem função FAP do inversor e sem carga são apresentadas na Figura 6.62. O $\cos \phi$ é praticamente unitário e a corrente apresenta um valor de *THD* de 2,2%.

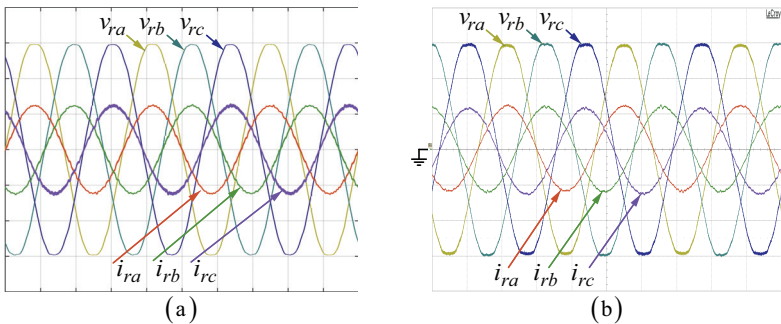


Figura 6.62: Correntes e tensões das três fases sem função FAP e sem carga obtidas por (a) simulação e (b) ensaio experimental; Escalas: tempo: 5ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div.

6.5.3 Análise harmônica da corrente com função FAP

Os limites dos componentes harmônicos da corrente na rede elétrica seguem as normas internacionais IEC61727 e IEEE1547, cujos valores são apresentados na Tabela 6.6 para os harmônicos ímpares e na Tabela 6.7 para os harmônicos pares.

A THD estabelecida pela norma tem o valor máximo de 5,0%.

Tabela 6.6: Limites máximos de corrente na rede elétrica para componentes harmônicos de ordem ímpar.

| Harmônicas ímpares | Limite da distorção |
|-----------------------------------|---------------------|
| 3 ^a a 9 ^a | < 4,0% |
| 11 ^a a 15 ^a | < 2,0% |
| 17 ^a a 21 ^a | < 1,5% |
| 23 ^a a 33 ^a | < 0,6% |

Tabela 6.7: Limites máximos de corrente na rede elétrica para componentes harmônicos de ordem par.

| Harmônicas pares | Limite da distorção |
|-----------------------------------|---------------------|
| 2 ^a a 8 ^a | < 1,0% |
| 10 ^a a 32 ^a | < 0,5% |

A Figura 6.63 apresenta a corrente drenada da rede elétrica para a carga 1 sem potência no gerador PV. A corrente apresenta uma distorção harmônica de 10,3%.

As harmônicas, em detalhe, desta corrente são apresentadas na Figura 6.64.

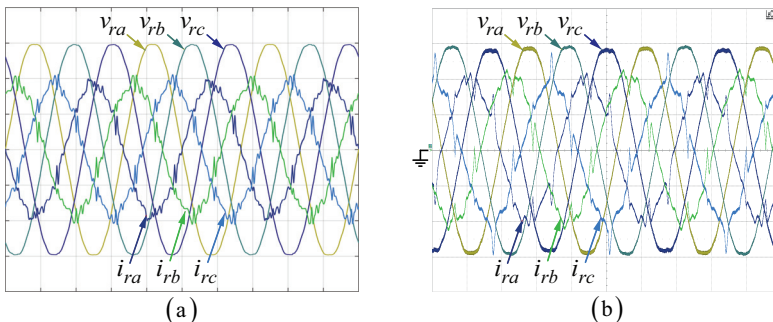


Figura 6.63: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para a função como FAP. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 /div; corrente: 5 A/div.

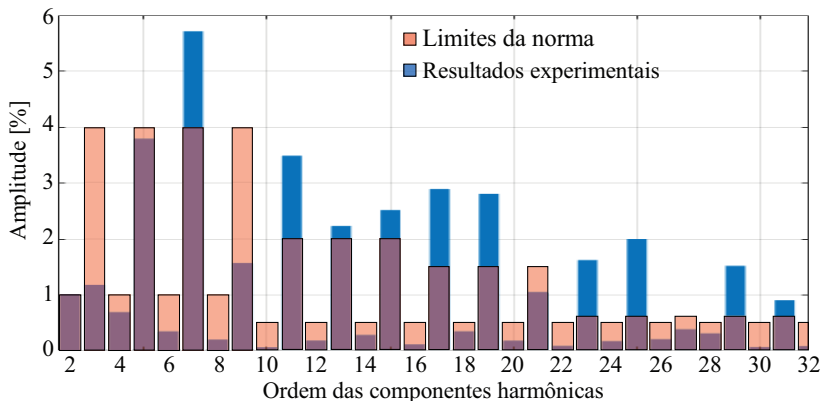


Figura 6.64: Resultado da análise harmônica para a corrente drenada da rede com a carga 1.

A Figura 6.64 mostra o resultado da análise harmônica e pode-se deduzir que as harmônicas de corrente 7, 11, 13, 15, 17, 19, 23, 25, 29 e 31 na rede ultrapassam os limites dados pela norma, além da *THD* total que ficou em 10,3% que é acima do limite total de 5%.

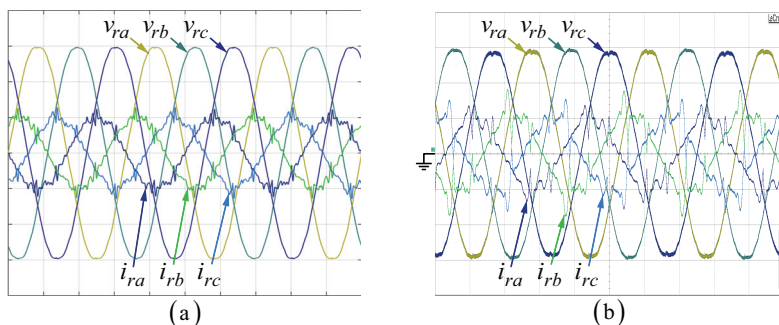


Figura 6.65: Tensões e correntes das três fases de rede elétrica para a função como FAP e carga 2. Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div; corrente: 10 A/div.

A Figura 6.65 apresenta o resultado do ensaio da função FAP sem geração de potência *PV* para a carga 2. A *THD* apresenta um valor de 22,1% e está acima do limite de 5% dado pela norma.

A Figura 6.66 mostra o resultado da análise harmônica da corrente na rede para a carga 2 e os limites da norma IEC61727. As harmônicas de ordem 3, 5, 11, 12, 13, 14, 15, 19, 21, 23, 25, 27, 29 e 31 encontram-se acima do limite dado pela norma.

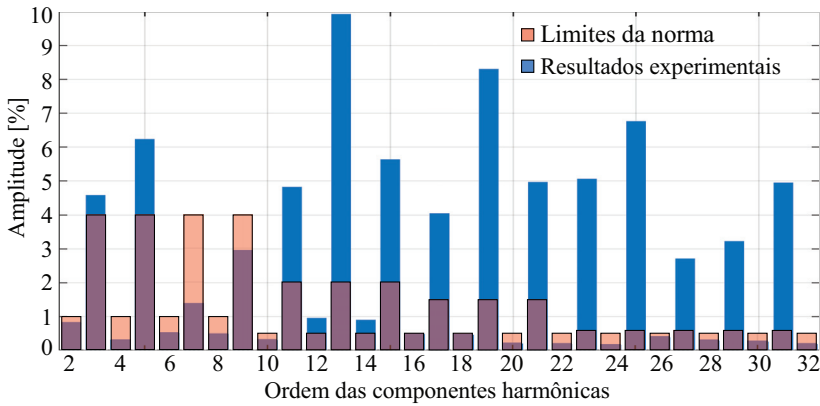


Figura 6.66: Resultado da análise harmônica para a corrente drenada da rede com a carga 2.

6.5.4 Análise harmônica da tensão aplicada à carga crítica

Para a análise harmônica da tensão aplicada à carga crítica foram realizados ensaios experimentais e por simulação com e sem a inserção da malha de impedância virtual. Primeiramente são apresentados os resultados para a carga 1 e em seguida para a carga 2.

Os limites para tensões < 1kV são dados pela norma da Prodist Módulo número 8. A THD máxima é de 8% e para cada harmônica individual 5%.

A Figura 6.67 mostra as tensões das três fases aplicadas à carga 1 sem a malha de impedância virtual. A THD deste resultado teve um valor de 2,97%.

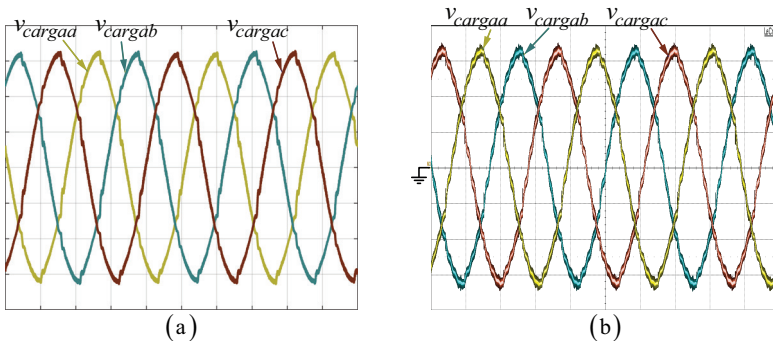


Figura 6.67: Tensões aplicadas à carga 1 sem a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div.

A Figura 6.68 mostra as tensões das três fases aplicadas à carga 1 com malha de impedância virtual. Observa-se que a qualidade da tensão é melhor comparada ao resultado obtido sem impedância virtual. A *THD* da tensão com malha de impedância virtual ficou em 2,19%.

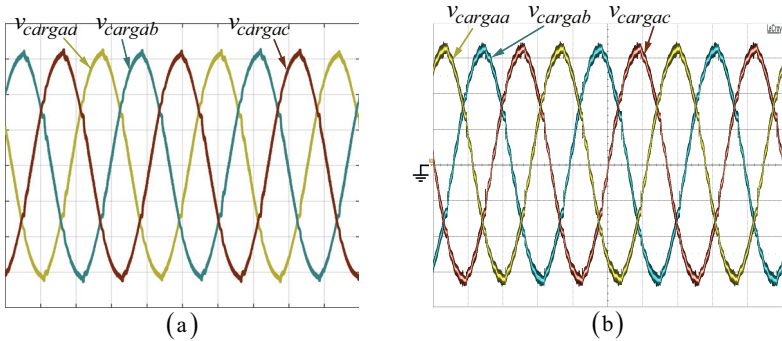


Figura 6.68: Tensões aplicadas à carga 1 com a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div.

A Figura 6.69 mostra o resultado da análise harmônica da tensão aplicada à carga 1 para os resultados obtidos com e sem malha de impedância virtual.

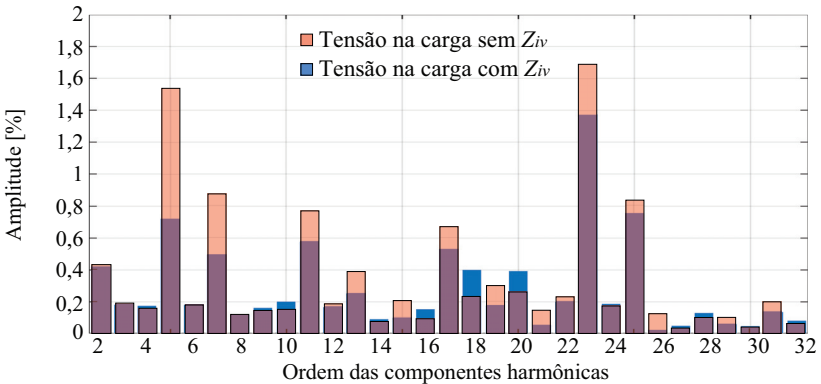


Figura 6.69: Resultado da análise harmônica para a tensão aplicada à carga 1 sem e com a malha de impedância virtual.

As tensões aplicadas à carga 2 sem malha de impedância virtual são ilustradas na Figura 6.70. A *THD* neste caso ficou com o valor de 4,17%.

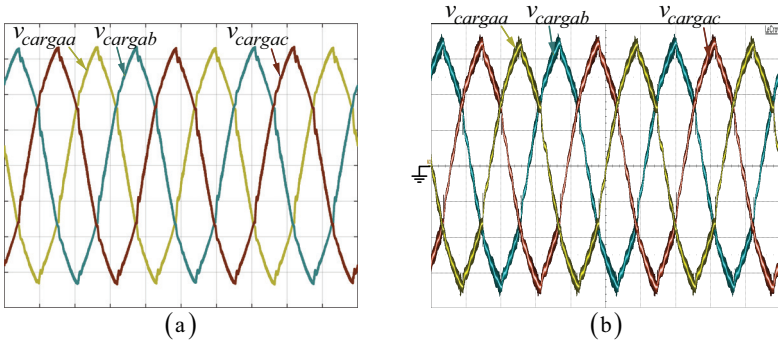


Figura 6.70: Tensões aplicadas à carga 2 sem a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div.

Com a inserção da malha de impedância virtual a tensão aplicada à carga 2 é mostrada na Figura 6.71 e apresenta uma THD de 2,26%.

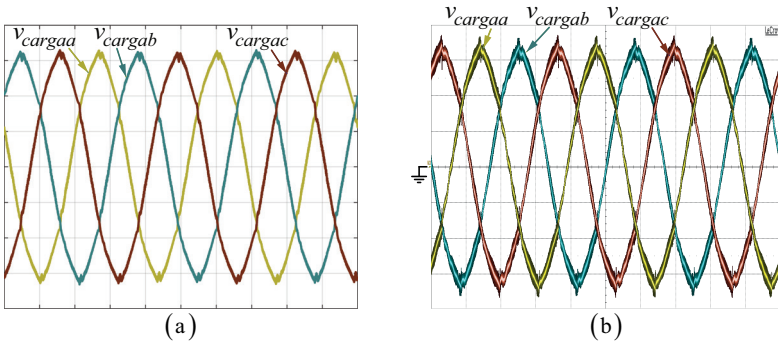


Figura 6.71: Tensões aplicadas à carga 2 com a malha de impedância virtual Z_{iv} . Escalas: tempo: 5 ms/div; tensão: 100 V/div.

O resultados da análise harmônica das tensões no caso da carga 2 é ilustrado na Figura 6.72. Observa-se que todas as harmônicas são menores do que o preconizado pela norma da Prodist no Módulo número 8 [62].

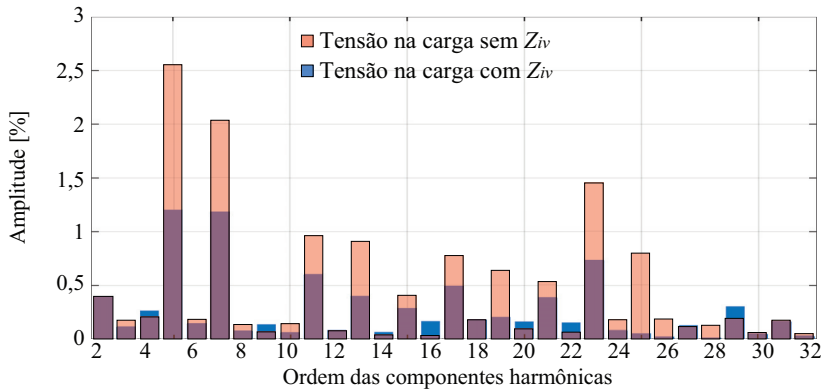


Figura 6.72: Resultado da análise harmônica para a tensão aplicada à carga 2 sem e com a malha de impedância virtual.

6.6 Comentários finais do Capítulo 6

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais referentes à microrrede apresentada, para validar os conceitos teóricos apresentados nesta tese.

Os resultados referentes aos cenários de potência comprovaram o funcionamento das estratégias de controle adotadas para a operação estável da microrrede, tanto no modo conectado à rede elétrica quanto no ilhado.

Os resultados referentes à transição de modo de operação denominados de ilhamento e reconexão confirmaram as estratégias para uma transição estável. A reconexão à rede elétrica foi realizada sem interrupção da alimentação de carga crítica.

A análise harmônica da corrente e da tensão para as cargas 1 e 2 validou a função como FAP devido a melhoria da *THD* de 59,46% para 10,30% no caso da carga 1 e 105,39% para 22,10% no caso da carga 2 em condição sem geração de energia no gerador *PV*. Na condição com geração no gerador *PV* teve uma melhora da *THD* de 130,67% para 19,44% devido à função FAP.

A tensão aplicada à carga crítica teve uma melhora de 2,97% para 2,19% para a carga 1, devido a inserção da malha de impedância virtual. A *THD* no caso da carga 2 foi alcançada uma melhora da *THD* de 4,17% para 2,26% que representa uma melhora de 46% devido a impedância virtual.

CONCLUSÃO

Nesta tese foram apresentados os procedimentos para a concepção, projeto e realização de uma estratégia de controle para uma microrrede fotovoltaica trifásica com possível operação em modo conectado à rede elétrica e em modo ilhado. Para diminuir as distorções das correntes injetadas na rede elétrica em modo conectado e das tensões aplicadas à carga trifásica em modo ilhado, foram implementadas técnicas de correção de *THD*. O referido documento apresenta como validação dos conceitos desenvolvidos resultados obtidos por meio de simulações numéricas e ensaios experimentais.

Microrredes com possível operação em modo conectado à rede elétrica e modo ilhado do tipo stand-alone, com presença de cargas não-lineares necessitam de estratégias de controle que garantam a estabilidade do sistema, aproveitem o máximo da potência disponível no gerador fotovoltaico e forneçam energia de baixa distorção harmônica na rede elétrica e na carga. Na maioria dos sistemas propostos na literatura isto é realizado por meio de dois estágios divididos pelo procedimento de potência contínua e alternada. Isto permite a operação do gerador *PV* no *MPP* com números menores de módulos fotovoltaicos. A desvantagem desta configuração é a necessidade de técnicas de controle de paralelismo de conversores cc-cc quando o sistema opera em modo ilhado. Com isso, foram implementados três arranjos fotovoltaicos, sendo dois deles com potência de 3 kW e um de 2 kW, totalizando 8 kW. Foram utilizados conversores do tipo *Boost* para o controle da tensão de barramento e para realizar a função de *MPPT*.

A opção por um único inversor nesta faixa de potência de 8 kW com 780 V de barramento é frequentemente encontrada na literatura e tem como vantagem evitar a necessidade de paralelismo de inversores quando o sistema opera em modo ilhado. A utilização de filtros LCL na saída do inversor permite que se obtenha uma excelente relação entre desempenho de filtragem, volume do filtro e possibilidade de controle da tensão na carga crítica no modo ilhado. Embora o filtro LCL disponha de uma saída em corrente, o mesmo trata-se de uma boa opção

para a solução no quesito da conexão com a rede elétrica, pois permite controlar a corrente no PCC diretamente no segundo indutor do filtro. Como desvantagem, isso pode trazer problemas no controle da tensão na carga em modo ilhado, principalmente quando cargas não-lineares são utilizadas, uma vez que a queda de tensão no segundo indutor do filtro LCL causa uma maior distorção na tensão aplicada à carga crítica.

Como solução e uma contribuição desta tese, foi proposta a utilização de uma técnica ativa de compensação da queda de tensão no indutor conectado no lado da rede elétrica e carga crítica. A utilização da técnica de impedância virtual resultou em uma melhoria da *THD* para duas configurações diferentes de carga não-linear (2,97% para 2,19% para a carga 1 e de 4,17% para 2,19% para a carga 2). Sendo assim, a técnica permitiu concluir que quanto mais distorcida for a corrente no indutor, melhor será o efeito da técnica, fazendo com que a *THD* da tensão aplicada à carga seja menor.

Com a implementação de compensadores ressonantes nas coordenadas $dq0$ foi possível filtrar duas componentes harmônicas com um único compensador, diminuindo assim a quantidade de compensadores totais. A combinação dos compensadores ressonantes com os filtros banda passantes possibilitou diminuir a quantidade de filtros ressonantes. Devido ao acoplamento entre os eixos direto e em quadratura na técnica de impedância virtual foram implementados filtros passa-baixas ao invés de integradores puros, permitindo assim a garantia da estabilidade do sistema no modo ilhado.

O emprego de três arranjos fotovoltaicos possibilitou a utilização de conversores clássicos como o conversor *Boost*, uma vez que não são necessários ganhos elevados para a obtenção do barramento de 780 V. Os estágios de processamento de energia do lado cc, quando independentes, permitem maior eficiência no rastreamento do ponto de máxima potência proporcionando maior flexibilidade quando há mudança da forma de controle, entre a operação no modo ilhado e no modo conectado à rede elétrica. A operação no modo ilhado necessita que os conversores do estágio cc regulem a tensão do barramento para garantir o balanço de potência, enquanto no modo conectado à rede elétrica, onde a mesma pode ser vista como uma barra infinita no sistema, os conversores do estágio cc operam no *MPPT*.

Os mesmos conversores *Boost* mostraram uma boa regulação da tensão de saída em modo ilhado entre 770 V e 790 V, mesmo para diferentes configurações dos arranjos fotovoltaicos e degraus de carga de 50% para 100%. A estratégia de controle por *droop* cc proposto resultou em um excelente compartilhamento relativo ao ponto de máxima de potência de cada respectivo arranjo fotovoltaico.

A operação do inversor como filtro ativo paralelo em modo conectado à rede elétrica permitiu uma significativa diminuição da THD da corrente na rede de 130,67% para 19,44%. Diante disto conclui-se que para sistemas autônomos a função como filtro ativo paralelo traz grandes benefícios à qualidade da corrente injetada na rede elétrica e deve ser implementada na função do inversor, uma vez que somente a medição da corrente de carga é necessária.

Obviamente, devido à flexibilidade de introdução de novas fontes de energia apresentadas nesta tese, são necessárias a elaboração de novas propostas que dão continuidade aos estudos de microrredes fotovoltaicas:

- Estudo de estratégias de controle mais sofisticadas para a função de filtros ativos paralelos com aplicação em microrredes fotovoltaicas;
- Estratégia de controle de barramento cc sem comunicação entre o estágio cc e ca;
- Sofisticação da estratégia de controle de tensão de barramento cc em modo ilhado com minimização de erro em regime permanente;
- Estudo de flutuações de tensão no PCC pela variação de produção de energia fotovoltaica;
- Estudo de estabilidade da microrrede proposta.

- [1] R. F. Coelho, “Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica Para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a Partir de Fontes Renováveis”, Tese, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2013.
- [2] “Tudo sobre a crise energética brasileira e mundial”, *Pensamento Verde*, 03-mar-2014. [Online]. Disponível em: <http://www.pensamentoverde.com.br/meio-ambiente/tudo-sobre-crise-energetica-brasileira-e-mundial/>. [Acessado: 02-mar-2016].
- [3] H. Kuang, S. Li, e Z. Wu, “Discussion on advantages and disadvantages of distributed generation connected to the grid”, in *2011 International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, 2011, p. 170–173.
- [4] “BIG - Banco de Informações de Geração”. [Online]. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>. [Acessado: 24-abr-2019].
- [5] “Resolução Normativa N° 482, de abril de 2012”. [Online]. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>. [Acessado: 23-fev-2017].
- [6] “ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica”. [Online]. Disponível em: http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/noticias/Output_Noticias.cfm?Identidade=8955&id_area=90. [Acessado: 24-fev-2016].
- [7] “Resolução Normativa N° 687, de 24 de novembro de 2015”. [Online]. Disponível em: http://www.portalsolar.com.br/media/files/RESOLUCAO%20NORMATIVA%20REN%20687_2015.pdf.

- [Acessado: 26-jul-2018].
- [8] “Geração Distribuída, ANEEL”. [Online]. Disponível em: http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Classe.asp. [Acessado: 13-nov-2018].
- [9] “About Microgrids | Building Microgrid”. [Online]. Disponível em: <https://building-microgrid.lbl.gov/about-microgrids>. [Acessado: 03-out-2016].
- [10] J. F. Elliott, “Home generation of power by photovoltaic conversion of solar energy”, *Electr. Eng.*, vol. 79, n° 9, p. 735–738, set. 1960.
- [11] A. Habock e F. Schmalzl, “Power Supplies for Telecommunications in Remote Areas”, in *Telecommunications Energy Conference, 1979. INTEL EC 1979. International*, 1979, p. 30–37.
- [12] V. Cordes e K. P. Maass, “Photovoltaic Power Supplies for Telecommunication Systems in Remote Areas”, in *Telecommunications Energy Conference, 1981. INTEL EC 1981. Third International*, 1981, p. 173–179.
- [13] Z. A. Yamayee e J. Peschon, “Utility Integration Issues of Residential Photovoltaic Systems”, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-100, n° 5, p. 2365–2373, maio 1981.
- [14] A. F. Daniel, “Solar Batteries”, *Proc. IRE*, vol. 48, n° 4, p. 636–641, abr. 1960.
- [15] N. W. Snyder, “Solar-Cell Power Systems for Space Vehicles”, *IRE Trans. Mil. Electron.*, vol. MIL–6, n° 1, p. 84–91, jan. 1962.
- [16] L. L. Ogborn, “Series-resonant inverter for photovoltaic applications”, in *1975 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1975, p. 319–323.
- [17] F. L. Alvarado e A. H. Eltimsahy, “Direct Coupling of Solar Cell Arrays to Electric Power Networks”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-12, n° 1, p. 90–97, jan. 1976.
- [18] A. G. Potter, “Analysis of a Series Capacitor-Commutated Inverter Designed to Interface Solar Electric Sources with Electric Power Systems”, *IEEE*

-
- Trans. Ind. Electron. Control Instrum.*, vol. IECI-28, n° 1, p. 10–16, fev. 1981.
- [19] B. L e B. D, “A Low Distortion PWM DC-AC Inverter, with Active Current and Voltage Control, Allowing Line-Interfaced and Stand-Alone Photovoltaic Applications”, in *Telecommunications Energy Conference, 1982. INTEL EC 1982. International*, 1982, p. 90–95.
- [20] R. C. Dugan, W. T. Jewell, e D. J. Roesler, “Harmonics And Reactive Power From Line-Commutated Inverters In Proposed Photovoltaic Subdivision”, *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, n° 9, p. 3205–3211, set. 1983.
- [21] M. Savaghebi, Q. Shafiee, J. C. Vasquez, e J. M. Guerrero, “Adaptive virtual impedance scheme for selective compensation of voltage unbalance and harmonics in microgrids”, in *2015 IEEE Power Energy Society General Meeting*, 2015, p. 1–5.
- [22] Z. Zeng, H. Li, S. Tang, H. Yang, e R. Zhao, “Multi-objective control of multi-functional grid-connected inverter for renewable energy integration and power quality service”, *IET Power Electron.*, vol. 9, n° 4, p. 761–770, 2016.
- [23] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, e J. M. Guerrero, “Mitigation of Harmonics in Grid-Connected and Islanded Microgrids Via Virtual Admittances and Impedances”, *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. PP, n° 99, p. 1–11, 2015.
- [24] R. Tonkoski, D. Turcotte, e T. H. M. EL-Fouly, “Impact of High PV Penetration on Voltage Profiles in Residential Neighborhoods”, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 3, n° 3, p. 518–527, jul. 2012.
- [25] W. A. Omran, M. Kazerani, e M. M. A. Salama, “Investigation of Methods for Reduction of Power Fluctuations Generated From Large Grid-Connected Photovoltaic Systems”, *IEEE Trans. Energy Convers.*,
-

- vol. 26, n° 1, p. 318–327, mar. 2011.
- [26] G. W. Chang, Y. H. Chen, L. Y. Hsu, Y. Y. Chen, Y. R. Chang, e Y. D. Lee, “Study of Impact on High PV-Penetrated Feeder Voltage Due to Moving Cloud Shadows”, in *2016 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C)*, 2016, p. 1067–1070.
- [27] D. Santos-Martin e S. Lemon, “Simplified Modeling of Low Voltage Distribution Networks for PV Voltage Impact Studies”, *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 7, n° 4, p. 1924–1931, jul. 2016.
- [28] R. L. Steigerwald, A. Ferraro, e F. G. Turnbull, “Application of Power Transistors to Residential and Intermediate Rating Photovoltaic Array Power Conditioners”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, n° 2, p. 254–267, mar. 1983.
- [29] G. C. Ray e R. Jha, “A New Method of Linear Control for Optimum Transfer of Power from a Solar Cell Array to the Distribution Network”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-31, n° 3, p. 225–227, ago. 1984.
- [30] P. Savary, M. Nakaoka, e T. Maruhashi, “A Solar Photovoltaic Array Power Conditioner with New Instantaneous Current Control Strategy”, in *Telecommunications Energy Conference, 1984. INTEL EC '84. International*, 1984, p. 246–252.
- [31] P. P. Groumpos, R. C. Cull, e A. F. Ratajczak, “An Overview of Control Aspects of a Village Stand-Alone Photovoltaic Power System”, *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. PER-4, n° 10, p. 38–38, out. 1984.
- [32] K. Harada e K. Murata, “On the automatic interconnection between solar cells and inverter”, in *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1985, p. 101–105.
- [33] V. Rajagopalan, K. S. Rajashekara, e K. A. Haddad, “Analysis and design of a dual series resonant converter for utility interface”, in *1987 IEEE Power Electronics*

-
- Specialists Conference*, 1987, p. 37–45.
- [34] E. T. Schonholzer, “Inverters for utility interactive photovoltaic power plants”, in *Electrotechnical Conference, 1989. Proceedings. “Integrating Research, Industry and Education in Energy and Communication Engineering”*, MELECON '89., Mediterranean, 1989, p. 16–20.
- [35] S. Nonaka, K. Kesamaru, K. Yamasaki, e M. Nishi, “Interconnection system with single phase IGBT PWM CSI between photovoltaic arrays and the utility line”, in , *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1990*, 1990, p. 1302–1307 vol.2.
- [36] H. P. Kinyua, T. Ohnishi, Y. Iwami, e S. Kangethe, “Improved pulse width modulation (PWM) inverter for photovoltaic solar power generation system for residential and light load applications”, in *AFRICON, 1996., IEEE AFRICON 4th*, 1996, vol. 2, p. 671–675 vol.2.
- [37] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, e F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, n° 5, p. 1292–1306, set. 2005.
- [38] N. D. Marks, T. J. Summers, e R. E. Betz, “Photovoltaic power systems: A review of topologies, converters and controls”, in *Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2012 22nd Australasian*, 2012, p. 1–6.
- [39] F. Blaabjerg, Z. Chen, e S. B. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n° 5, p. 1184–1194, set. 2004.
- [40] S. McCarthy e G. T. Wrixon, “Practical experience of a 50 kWp photovoltaic system supplying power to a dairy farm on Fota Island, Cork, Ireland”, *IEE Proc. - Phys. Sci. Meas. Instrum. Manag. Educ. - Rev.*, vol. 134, n° 5,

- p. 407–412, maio 1987.
- [41] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, L. G. Junior, e C. A. Canesin, “Research on photovoltaics: Review, trends and perspectives”, in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, 2011, p. 531–537.
- [42] Y. Bae, T. K. Vu, e R. Y. Kim, “Implemental Control Strategy for Grid Stabilization of Grid-Connected PV System Based on German Grid Code in Symmetrical Low-to-Medium Voltage Network”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, n^o 3, p. 619–631, set. 2013.
- [43] S. Kouro, B. Wu, Á. Moya, E. Villanueva, P. Correa, e J. Rodríguez, “Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems”, in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09, 2009*, p. 3976–3982.
- [44] M. Kumar, S. C. Srivastava, S. N. Singh, e M. Ramamoorthy, “Development of a control strategy for interconnection of islanded direct current microgrids”, *IET Renew. Power Gener.*, vol. 9, n^o 3, p. 284–296, 2015.
- [45] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, e J. M. Guerrero, “DC Microgrids - Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n^o 7, p. 4876–4891, jul. 2016.
- [46] F. Costa dos Santos, “Controle coordenado de conversores CC-CC com saídas conectadas em paralelo voltado ao processamento de energia solar fotovoltaica”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2017.
- [47] R. Buerger, F. Costa dos Santos, M. Scarpa Sitionio, D. Cruz Martins, e R. Francisco Coelho, “Control and Stability Analysis of dc-dc Converters under Power Sharing Mode”, *Eletrônica Potência*, vol. 24, n^o 1, p. 1–10, fev. 2018.
- [48] R. Schweitzer, “Sistema de bombeamento de água empregando bomba vibratória submersa alimentada por

- meio de módulos fotovoltaicos”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2014.
- [49] G. C. Knabben, “Microinversor fotovoltaico não isolado de dois estágios”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2017.
- [50] L. Jiaoyang, W. Yong, e W. Chengmin, “Research of photovoltaic grid-connected and islanded storage system in DC microgrid”, in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, p. 1764–1769.
- [51] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, e L. G. Franquelo, “Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology”, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, n° 1, p. 47–61, mar. 2015.
- [52] M. Godoy Simões, C. L. Lute, A. N. Alsaleem, D. I. Brandao, e J. A. Pomilio, “Bidirectional floating interleaved buck-boost DC-DC converter applied to residential PV power systems”, in *Power Systems Conference (PSC), 2015 Clemson University*, 2015, p. 1–8.
- [53] T.-F. Wu, C.-H. Chang, e Y.-J. Wu, “Single-stage converters for PV lighting systems with MPPT and energy backup”, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 35, n° 4, p. 1306–1317, out. 1999.
- [54] S. J. Chiang, K. T. Chang, e C. Y. Yen, “Residential photovoltaic energy storage system”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, n° 3, p. 385–394, jun. 1998.
- [55] P. K. Katti e M. K. Khedkar, “Integrated Operation of Decentralised Resources for Rural Area Power Supply Applications”, in *2005 IEEE/PES Transmission Distribution Conference Exposition: Asia and Pacific*, 2005, p. 1–6.
- [56] J. C. U. Pena, G. Melo, C. A. Canesin, e L. P. Sampaio, “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 *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, p. 785–792.
- [57] W. Li e X. He, “Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 4, p. 1239–1250, abr. 2011.
- [58] K. C. Tseng, C. C. Huang, e W. Y. Shih, “A High Step-Up Converter With a Voltage Multiplier Module for a Photovoltaic System”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 6, p. 3047–3057, jun. 2013.
- [59] M. F. Schonardie, “Sistema Fotovoltaico Trifásico Conectado à Rede com Controle de Potência Ativa e Reativa Utilizando Transformada dq0”, Tese, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2011.
- [60] “Fundamentals of Power Electronics: Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic”.
- [61] H. M. Shertukde, *Distributed Photovoltaic Grid Transformers*. CRC Press, 2014.
- [62] “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST - ANEEL”. [Online]. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/prodist>. [Acessado: 05-set-2018].
- [63] F. L. Tofoli, D. d C. Pereira, W. J. de Paula, e D. d S. O. Júnior, “Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter”, *IET Power Electron.*, vol. 8, n° 10, p. 2044–2057, 2015.
- [64] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, e B. Lehman, “Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n° 12, p. 9143–9178, dez. 2017.

-
- [65] S. Changchien, T. Liang, J. Chen, e L. Yang, “Novel High Step-Up DC–DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion System”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 6, p. 2007–2017, jun. 2010.
- [66] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, e G. V. Torrico-Bascope, “Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 6, p. 1987–1997, jun. 2010.
- [67] J. S. Brugler, “Theoretical performance of voltage multiplier circuits”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 6, n° 3, p. 132–135, jun. 1971.
- [68] P. Lin e L. Chua, “Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits”, *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 24, n° 10, p. 517–530, out. 1977.
- [69] M. S. Makowski e D. Maksimovic, “Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters”, in *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, 1995, vol. 2, p. 1215–1221 vol.2.
- [70] G. Palumbo e D. Pappalardo, “Charge Pump Circuits: An Overview on Design Strategies and Topologies”, *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 10, n° 1, p. 31–45, First 2010.
- [71] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, e P. M. Garcia-Vite, “Novel DC-DC Multilevel Boost Converter”, in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, p. 2146–2151.
- [72] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, e A. Valderrabano, “A DC-DC multilevel boost converter”, *IET Power Electron.*, vol. 3, n° 1, p. 129–137, jan. 2010.
- [73] B. P. Baddipadiga e M. Ferdowsi, “A high-voltage-gain dc-dc converter based on modified dickson charge pump voltage multiplier”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, n° 10, p. 7707–7715, out. 2017.
- [74] M. D. Vecchia, M. A. Salvador, e T. B. Lazzarin, “Hybrid Nonisolated DC–DC Converters Derived From

- a Passive Switched-Capacitor Cell”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 4, p. 3157–3168, abr. 2018.
- [75] B. Axelrod, Y. Berkovich, e A. Ioinovici, “Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 55, n° 2, p. 687–696, mar. 2008.
- [76] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, e A. A. Fardoun, “A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 55, n° 4, p. 1159–1171, maio 2008.
- [77] M. Prudente, L. L. Pfitscher, e R. Gules, “A Boost Converter With Voltage Multiplier Cells”, in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, p. 2716–2721.
- [78] L. Schmitz, D. C. Martins, e R. F. Coelho, “Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell”, *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 64, n° 2, p. 480–493, fev. 2017.
- [79] S. Chen, S. Yang, C. Huang, e C. Lin, “Interleaved high step-up DC-DC converter with parallel-input series-output configuration and voltage multiplier module”, in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2017, p. 119–124.
- [80] H. Matsuo e K. Harada, “The Cascade Connection of Switching Regulators”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-12, n° 2, p. 192–198, mar. 1976.
- [81] T.- Wu, S.- Liang, e C.- Lee, “A unified approach to developing soft switching PWM converters”, in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, 2000, vol. 1, p. 193–198 vol.1.
- [82] D. Maksimovic e S. Cuk, “Switching converters with wide DC conversion range”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, n° 1, p. 151–157, jan. 1991.

-
- [83] W. Li e X. He, “A Family of Interleaved DC–DC Converters Deduced From a Basic Cell With Winding-Cross-Coupled Inductors (WCCIs) for High Step-Up or Step-Down Conversions”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 4, p. 1791–1801, jul. 2008.
- [84] D. Hart, *Power Electronics*, 1 edition. New York: McGraw-Hill Education, 2010.
- [85] G. R. Walker e P. C. Sernia, “Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n° 4, p. 1130–1139, jul. 2004.
- [86] R. F. Coelho, “Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2008.
- [87] R. F. Coelho, F. M. Concer, e D. C. Martins, “A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems”, in *2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2010, p. 1–6.
- [88] L. Schmitz, “Conversores CC-CC não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com célula de ganho”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis.
- [89] D. Suarez, “Sistema de Supervisão e Controle de Geração Solar Fotovoltaica para Aplicação em Microrredes Inteligentes”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2015.
- [90] H. Liu *et al.*, “An enhanced droop control scheme for resilient active power sharing in paralleled two-stage PV inverter systems”, in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, p. 1253–1260.
- [91] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna,

- e M. Castilla, “Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 1, p. 158–172, jan. 2011.
- [92] J. M. Guerrero, L. Hang, e J. Uceda, “Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 8, p. 2845–2859, ago. 2008.
- [93] J. M. Guerrero, J. C. Vásquez, e R. Teodorescu, “Hierarchical control of droop-controlled DC and AC microgrids - a general approach towards standardization”, in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09, 2009*, p. 4305–4310.
- [94] K. Sun, L. Zhang, Y. Xing, e J. M. Guerrero, “A Distributed Control Strategy Based on DC Bus Signaling for Modular Photovoltaic Generation Systems With Battery Energy Storage”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, n° 10, p. 3032–3045, out. 2011.
- [95] T. Dragičević, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, e D. Škrlec, “Supervisory Control of an Adaptive-Droop Regulated DC Microgrid With Battery Management Capability”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 2, p. 695–706, fev. 2014.
- [96] T. Dragičević, J. M. Guerrero, e J. C. Vasquez, “A Distributed Control Strategy for Coordination of an Autonomous LVDC Microgrid Based on Power-Line Signaling”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 7, p. 3313–3326, jul. 2014.
- [97] M. S. Sítonio, “Estudo de estratégias de controle para conversores CC-CC conectados em paralelo com foco numa microrrede fotovoltaica operando em modo isolado”, p. 120.
- [98] D. C. Martins e I. Barbi, *Introdução ao estudo dos conversores CC-CA*, 2° ed. Florianópolis.
- [99] *Wiley: High-Power Converters and AC Drives - Bin Wu.*

- 2006.
- [100] T. B. Lazzarin, “Paralelismo de inversores de tensão aplicado a nobreaks”, Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC, Florianópolis, 2012.
- [101] Y. Han, P. Shen, X. Zhao, e J. M. Guerrero, “Control Strategies for Islanded Microgrid Using Enhanced Hierarchical Control Structure With Multiple Current-Loop Damping Schemes”, *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. PP, n° 99, p. 1–1, 2015.
- [102] M. Ortmann, “Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis.
- [103] G. Vazquez, T. Kerekes, J. Rocabert, P. Rodríguez, R. Teodorescu, e D. Aguilar, “A photovoltaic three-phase topology to reduce Common Mode Voltage”, in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, p. 2885–2890.
- [104] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Liserre, C. Klumpner, e M. Sumner, “Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 9, p. 2202–2211, set. 2009.
- [105] W. T. Franke, N. Oestreich, e F. W. Fuchs, “Comparison of transformerless converter topologies for photovoltaic application concerning efficiency and mechanical volume”, in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, p. 724–729.
- [106] Q. Liu, Y. Tao, X. Liu, Y. Deng, e X. He, “Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters”, *IET Power Electron.*, vol. 7, n° 5, p. 1055–1063, maio 2014.
- [107] M. Rashid, Org., *Power Electronics Handbook, Third Edition*, 3 edition. Burlington, MA: Butterworth-Heinemann, 2010.
- [108] D. F. Cortez, “Inversor Trifásico Utilizando Célula de Comutação de Múltiplos Estados para Conexão de um

- Sistema Eólico à Rede Elétrica”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2012.
- [109] “IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems”, *IEEE Std 929-2000*, p. i-, 2000.
- [110] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, *IEEE Std 519-2014 Revis. IEEE Std 519-1992*, p. 1–29, jun. 2014.
- [111] T. F. Wu, C. L. Shen, C. H. Chang, e J. Y. Chiu, “A 1 phi;3W grid-connection PV power inverter with partial active power filter”, in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, vol. 3, p. 1512–1517 vol.3.
- [112] H. Kakigano, Y. Miura, e T. Ise, “Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n° 12, p. 3066–3075, dez. 2010.
- [113] G. L. Calzo, A. Lidozzi, L. Solero, e F. Crescimbin, “LC Filter Design for On-Grid and Off-Grid Distributed Generating Units”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, n° 2, p. 1639–1650, mar. 2015.
- [114] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, e C. L. Bak, “A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters”, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, n° 1, p. 54–69, mar. 2016.
- [115] M. Hojabri, M. Hojabri, e A. Toudeshki, “Third-order passive filter improvement for renewable energy systems to meet IEEE 519-1992 standard limits”, in *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, 2015, p. 199–204.
- [116] N. Mukherjee e D. De, “Analysis and improvement of performance in LCL filter-based PWM rectifier/inverter application using hybrid damping approach”, *IET Power Electron.*, vol. 6, n° 2, p. 309–325, fev. 2013.

-
- [117] X. Wang, F. Blaabjerg, e P. C. Loh, “Virtual RC Damping of LCL-Filtered Voltage Source Converters With Extended Selective Harmonic Compensation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 9, p. 4726–4737, set. 2015.
- [118] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, e S. M. Mueeen, “Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, n° 2, p. 1225–1232, mar. 2014.
- [119] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, e J. M. Guerrero, “Cooperative control with virtual selective harmonic capacitance for harmonic voltage compensation in islanded microgrids”, in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, p. 5619–5624.
- [120] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, e J. M. Guerrero, “Selective virtual capacitive impedance loop for harmonic voltage compensation in islanded MicroGrids”, in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, p. 7968–7973.
- [121] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, e A. V. Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 5, p. 1398–1409, out. 2006.
- [122] “Key Changes and Differences between the New IEEE 519-2014 Standard and IEEE 519-1992 - Changes-to-IEEE-519-Standard.pdf”. .
- [123] T. M. Blooming e D. J. Carnovale, “Application of IEEE STD 519-1992 Harmonic Limits”, in *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2006. Conference Record of Annual*, 2006, p. 1–9.
- [124] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”, *IEEE Std 519-1992*, p. 1–112, abr. 1993.

-
- [125] N. L. Diaz, D. Wu, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, e J. M. Guerrero, “Stored energy balance for distributed PV-based active generators in an AC microgrid”, in *2015 IEEE Power Energy Society General Meeting*, 2015, p. 1–5.
- [126] D. V. de la Fuente, C. L. T. Rodríguez, G. Garcerá, E. Figueres, e R. O. Gonzalez, “Photovoltaic Power System With Battery Backup With Grid-Connection and Islanded Operation Capabilities”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 4, p. 1571–1581, abr. 2013.
- [127] M. Castilla, J. Miret, A. Camacho, J. Matas, e L. G. de Vicuna, “Reduction of Current Harmonic Distortion in Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters via Resonant Current Control”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 4, p. 1464–1472, abr. 2013.
- [128] N. Geddada, S. Karanki, e M. Mishra, “DSTATCOM with LCL filter using synchronous reference frame current controller”, in *2013 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 2013, p. 796–802.
- [129] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, e F. Blaabjerg, “High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 5, p. 1826–1835, set. 2007.
- [130] M. Dai, M. N. Marwali, J. W. Jung, e A. Keyhani, “A Three-Phase Four-Wire Inverter Control Technique for a Single Distributed Generation Unit in Island Mode”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 1, p. 322–331, jan. 2008.
- [131] C. Kumar e M. K. Mishra, “An Improved Hybrid DSTATCOM Topology to Compensate Reactive and Nonlinear Loads”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 12, p. 6517–6527, dez. 2014.
- [132] G. Zhao e M. Han, “Analysis of significant current tracking error and suppression of over-shoot current in grid-connected voltage source converter with abc frame

- control”, *IET Power Electron.*, vol. 7, n° 9, p. 2347–2353, set. 2014.
- [133] D. N. Zmood e D. G. Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n° 3, p. 814–822, maio 2003.
- [134] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez, e Y. Yang, “LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters”, *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 10, n° 4, p. 2192–2203, nov. 2014.
- [135] J. C. U. 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”, UNESP, Ilha Solteira, 2016.
- [136] C. Shin, K. Lim, S. D. Petrus, e J. Choi, “Harmonics compensation for grid-connected inverter caused by local nonlinear load”, in *2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, 2017, p. 46–52.
- [137] D. D. Kenski, T. B. Lazzarin, e R. F. Coelho, “Load voltage compensation of two modes single-phase VSI”, in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2017, p. 1–7.
- [138] J. He, Y. W. Li, e M. S. Munir, “A Flexible Harmonic Control Approach Through Voltage-Controlled DG-Grid Interfacing Converters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 1, p. 444–455, jan. 2012.
- [139] J. He, Y. W. Li, e F. Blaabjerg, “Flexible Microgrid Power Quality Enhancement Using Adaptive Hybrid Voltage and Current Controller”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 6, p. 2784–2794, jun. 2014.
- [140] X. Wang, Y. W. Li, F. Blaabjerg, e P. C. Loh, “Virtual-Impedance-Based Control for Voltage-Source and

- Current-Source Converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 12, p. 7019–7037, dez. 2015.
- [141] P. Rodriguez, C. Citro, I. Candela, J. Rocabet, e A. Luna, “Flexible grid connection and islanding of SPC-based PV power converters”, in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, p. 450–459.
- [142] Q. C. Zhong e Y. Zeng, “Control of Inverters Via a Virtual Capacitor to Achieve Capacitive Output Impedance”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 10, p. 5568–5578, out. 2014.
- [143] J. Wang e J. D. Yan, “Using virtual impedance to analyze the stability of LCL-filtered grid-connected inverters”, in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, p. 1220–1225.
- [144] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li, e X. Wang, “Capacitor-Current-Feedback Active Damping With Reduced Computation Delay for Improving Robustness of LCL-Type Grid-Connected Inverter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 7, p. 3414–3427, jul. 2014.
- [145] J. He e Y. W. Li, “Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 4, p. 1850–1861, abr. 2012.
- [146] D. Arricibita, P. Sanchis, R. González, e L. Marroyo, “Impedance Emulation for Voltage Harmonic Compensation in PWM Stand-Alone Inverters”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 32, n° 4, p. 1335–1344, dez. 2017.
- [147] “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”, *IEEE Std 1547-2003*, p. 1–28, jul. 2003.
- [148] J. Ögren, “PLL design for inverter grid connection”, 2011.
- [149] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, e P. Rodríguez,

- “Control of Power Converters in AC Microgrids”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 11, p. 4734–4749, nov. 2012.
- [150] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, e D. Boroyevich, “Correction to ‘Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control’ [Mar 07 584-592]”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 3, p. 1078–1078, maio 2007.
- [151] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, e D. Boroyevich, “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 2, p. 584–592, mar. 2007.
- [152] X. Wang, F. Blaabjerg, e Z. Chen, “Autonomous Control of Inverter-Interfaced Distributed Generation Units for Harmonic Current Filtering and Resonance Damping in an Islanded Microgrid”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, n° 1, p. 452–461, jan. 2014.
- [153] “Fotovoltaica Terminologia - ABNT NBR 10899:2013”, 2013.
- [154] “Datasheet do módulo Kyocera KC200GT”.
- [155] J. R. Gazoli, “Microinversor monofásico para sistema solar fotovoltaico conectado à rede elétrica”, Dissertação (mestrado), Unicamp, Campinas/SP, 2011.
- [156] A. G. Andreta, “Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional+ressonante”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2014.
- [157] J. Lettl, J. Bauer, e L. Linhart, “Comparison of different filter types for grid connected inverter”, *ResearchGate*, p. 1426–1429, jan. 2011.
- [158] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, e E. R. Filho, “Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter fed by a photovoltaic array”, in *Power*

- Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, 2009, p. 202–210.
- [159] C. Wessels, J. Dannehl, e F. W. Fuchs, “Active damping of LCL-filter resonance based on virtual resistor for PWM rectifiers - stability analysis with different filter parameters”, in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, p. 3532–3538.
- [160] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, e K. Weng, “Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 3, p. 1239–1253, mar. 2014.
- [161] J. A. Heerdt, “Carga eletrônica ativa trifásica”, Tese, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2013.
- [162] J. A. Heerdt, D. Ferreira Coutinho, S. A. Mussa, e M. Lobo Heldwein, “Control Strategy for Current Harmonic Programmed AC Active Electronic Power Loads”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 8, p. 3810–3822, ago. 2014.
- [163] X. Wang, F. Blaabjerg, e P. C. Loh, “Grid-Current-Feedback Active Damping for LCL Resonance in Grid-Connected Voltage-Source Converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 1, p. 213–223, jan. 2016.
- [164] “Technical Information - Capacitive Leakage Currents - Information on the design of transformerless inverters of type Sunny Boy, Sunny Mini Central, Sunny Tripower - Ableitstrom-TI-en-25.pdf”. [Online]. Disponível em: <http://files.sma.de/dl/7418/Ableitstrom-TI-en-25.pdf>. [Acessado: 21-set-2016].
- [165] J. C. Giacomini, L. Michels, H. Pinheiro, e C. Rech, “Active Damping Scheme for Leakage Current Reduction in Transformerless Three-Phase Grid-Connected PV Inverters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 5, p. 3988–3999, maio 2018.
- [166] M. Liserre, F. Blaabjerg, e S. Hansen, “Design and

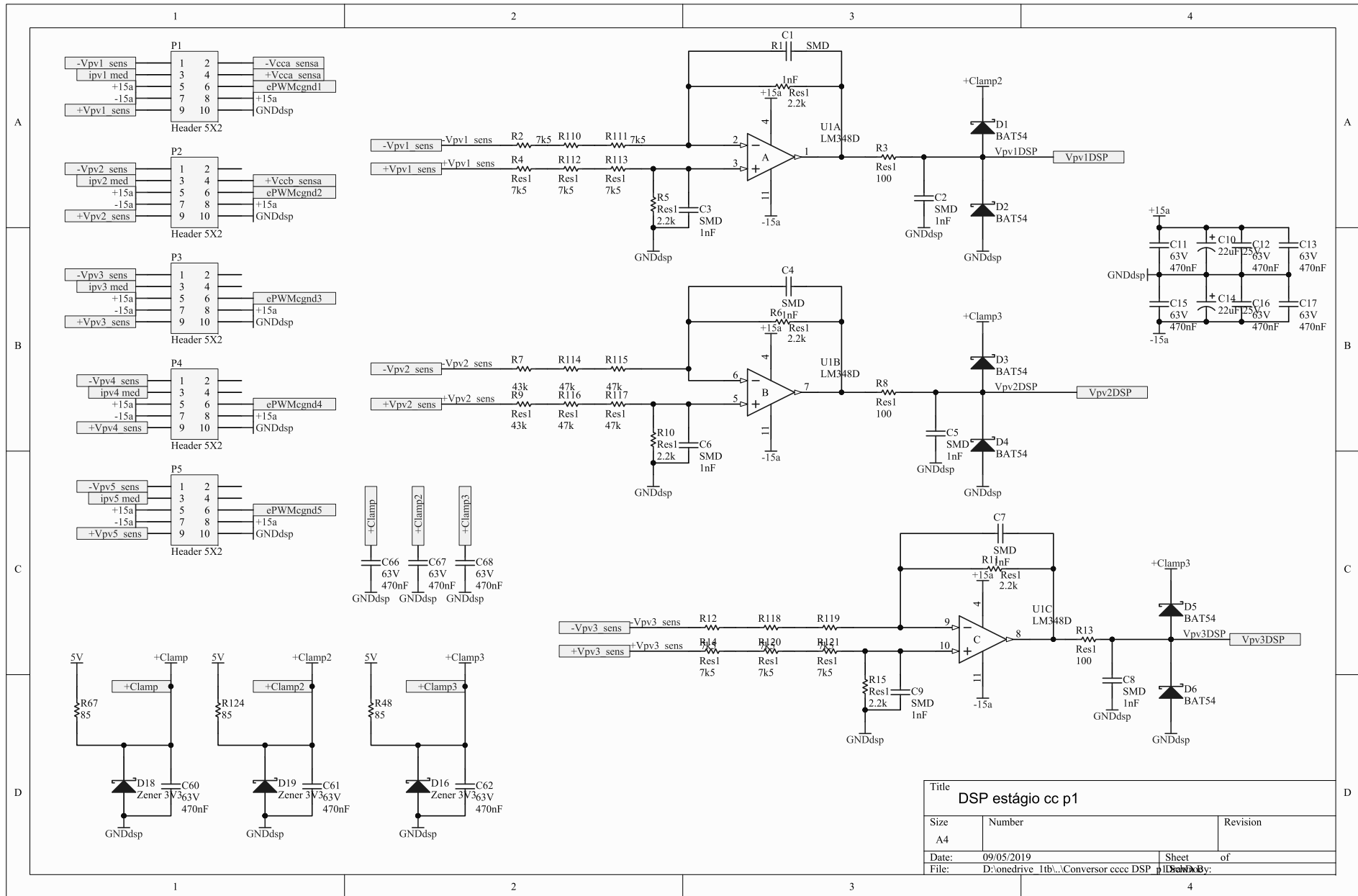
- control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, n° 5, p. 1281–1291, set. 2005.
- [167] P. A. M. Bezerra, “Inversor Trifásico PWM Fonte de Tensão com Integração de Interruptores em Delta”, Dissertação (mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2013.
- [168] J. A. Edminister e M. Nahvi, *Schaum's Outline of Electric Circuits, 6th edition.* .
- [169] W. Wu, Y. He, T. Tang, e F. Blaabjerg, “A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 10, p. 4339–4350, out. 2013.
- [170] F. Liu, X. Zha, Y. Zhou, e S. Duan, “Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter”, in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, p. 2174–2177.
- [171] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d A. e Melo, e C. A. Canesin, “Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 3, p. 1156–1167, mar. 2013.
- [172] N. S. Nise, *Control systems engineering*, 6. ed., International student version. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [173] P. Xuetao, Y. Tiankai, Q. Keqing, Z. Jinbin, L. Wenqi, e C. Xuhui, “Analysis and evaluation of the decoupling control strategies for the design of grid-connected inverter with LCL filter”, in *International Conference on Renewable Power Generation (RPG 2015)*, 2015, p. 1–6.
- [174] J. Huang e X. Yuan, “Impact of the voltage feed-forward and current decoupling on VSC current control stability in weak grid based on complex variables”, in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, p. 6845–6852.

-
- [175] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, e F. Profumo, “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, n^o 6, p. 1402–1412, nov. 2005.
- [176] A. G. Yepes, “Digital Resonant Current Controllers For Voltage Source Converters - Thesis.pdf”. [Online]. Disponível em: <http://agyepes.webs.uvigo.es/files/Thesis.pdf>. [Acessado: 05-abr-2016].
- [177] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, e P. C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters”, *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, n^o 5, p. 750–762, set. 2006.
- [178] X. Wang, X. Ruan, S. Liu, e C. K. Tse, “Full Feedforward of Grid Voltage for Grid-Connected Inverter With LCL Filter to Suppress Current Distortion Due to Grid Voltage Harmonics”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n^o 12, p. 3119–3127, dez. 2010.
- [179] X. Li, J. Fang, Y. Tang, X. Wu, e Y. Geng, “Capacitor-Voltage Feedforward With Full Delay Compensation to Improve Weak Grids Adaptability of LCL-Filtered Grid-Connected Converters for Distributed Generation Systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n^o 1, p. 749–764, jan. 2018.
- [180] W. Li, X. Ruan, D. Pan, e X. Wang, “Full-Feedforward Schemes of Grid Voltages for a Three-Phase LCL-Type Grid-Connected Inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n^o 6, p. 2237–2250, jun. 2013.
- [181] E. Adzic, V. Porobic, N. Celanovic, e V. Katic, “PLL Synchronization in grid - connected converters” . .
- [182] S. Huang, L. Kong, T. Wei, e G. Zhang, “Comparative analysis of PI decoupling control strategies with or without feed-forward in SRF for three-phase power supply”, in *2008 International Conference on Electrical*

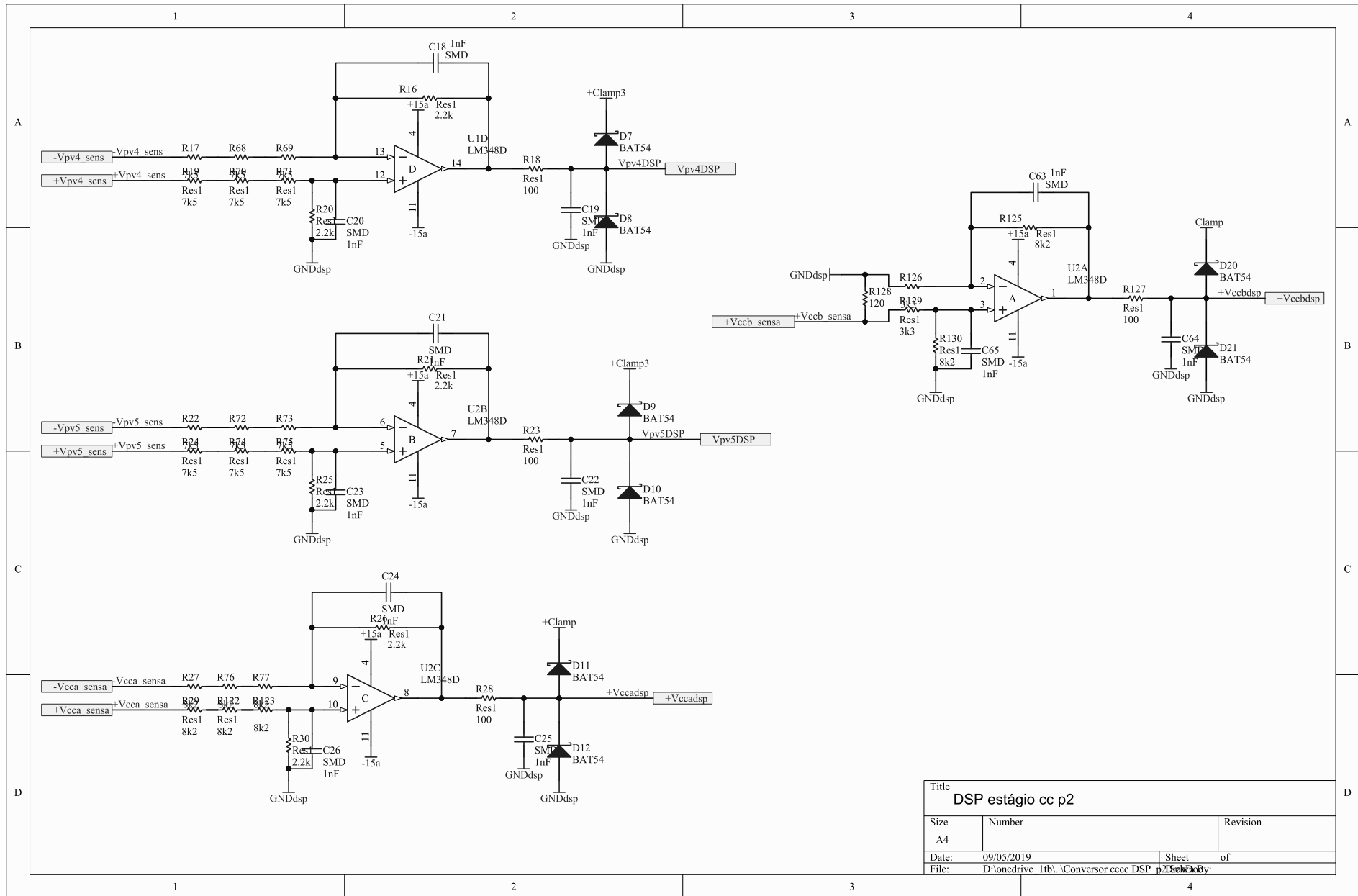
Machines and Systems, 2008, p. 2372–2377.

- [183] T. B. Lazzarin, “Paralelismo de inversores de tensão”, Tese, Florianópolis, 2010.
- [184] M. Gussow, *Schaum’s Outline of Basic Electricity, Second Edition*, 2 edition. New York: McGraw-Hill Education, 2009.

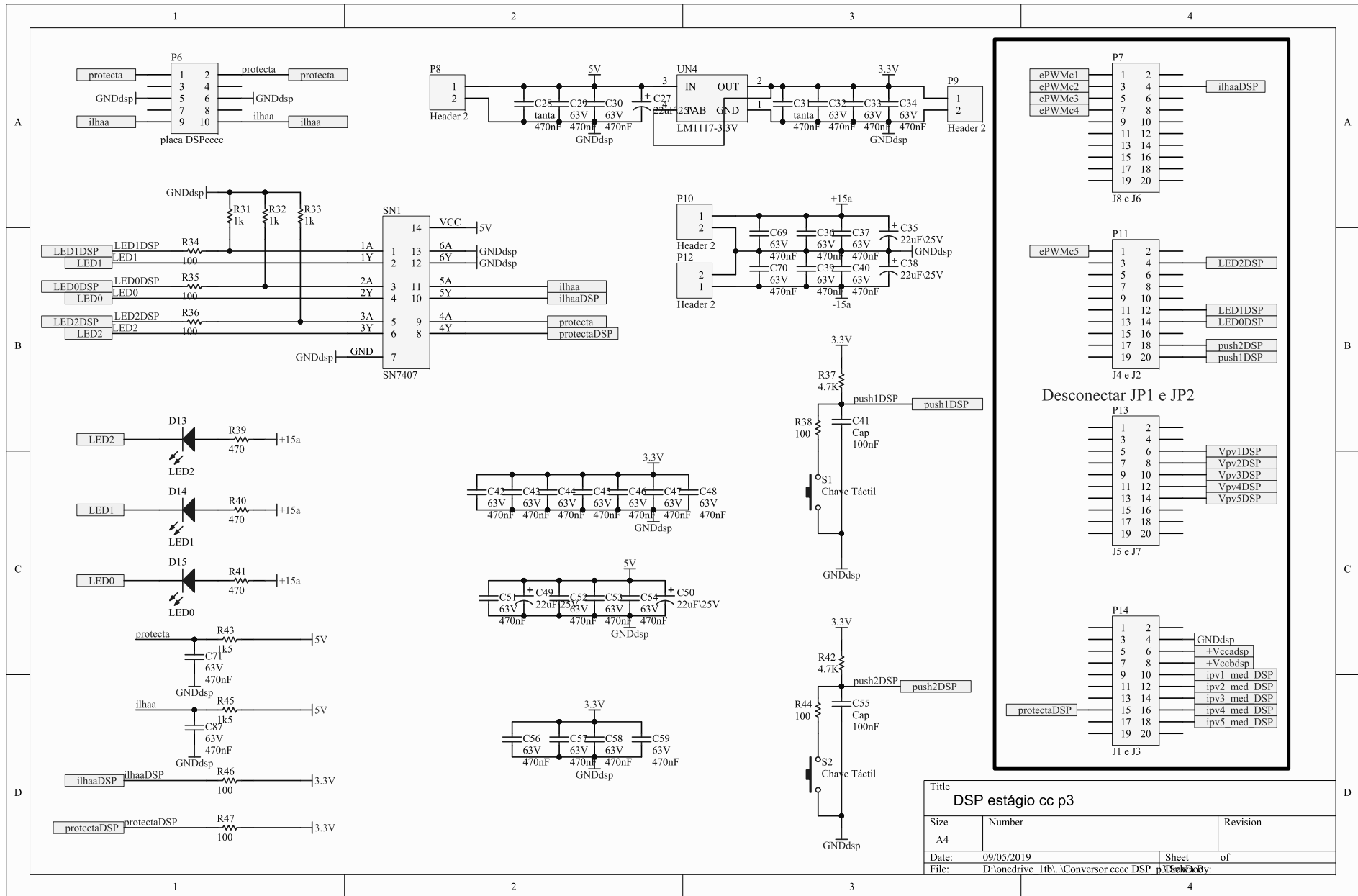
APÊNDICE



| | | |
|-------------------|---|----------|
| Title | | |
| DSP estágio cc p1 | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tb\...\Conversor cccc DSP #1.Dwg | |



| | | |
|--|-----------|----------|
| Title DSP estágio cc p2 | | |
| Size A4 | Number | Revision |
| Date: 09/05/2019 | Sheet of | |
| File: D:\onedrive 1tb\...Conversor cccc DSP | #20190505 | |

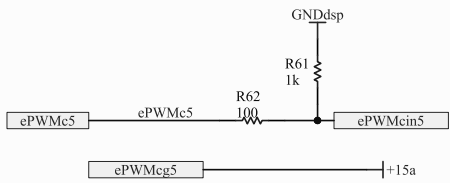
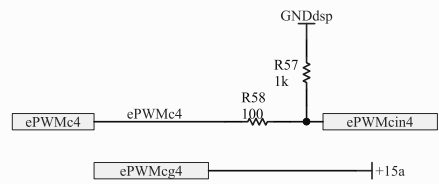
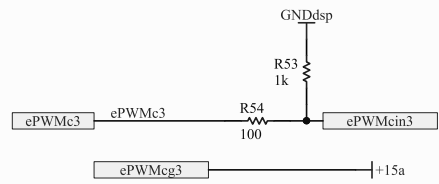
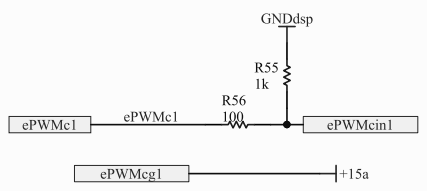
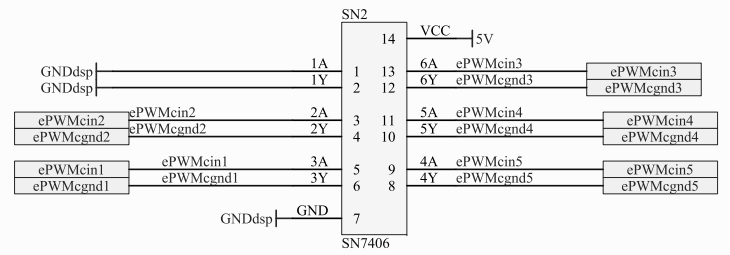


A A

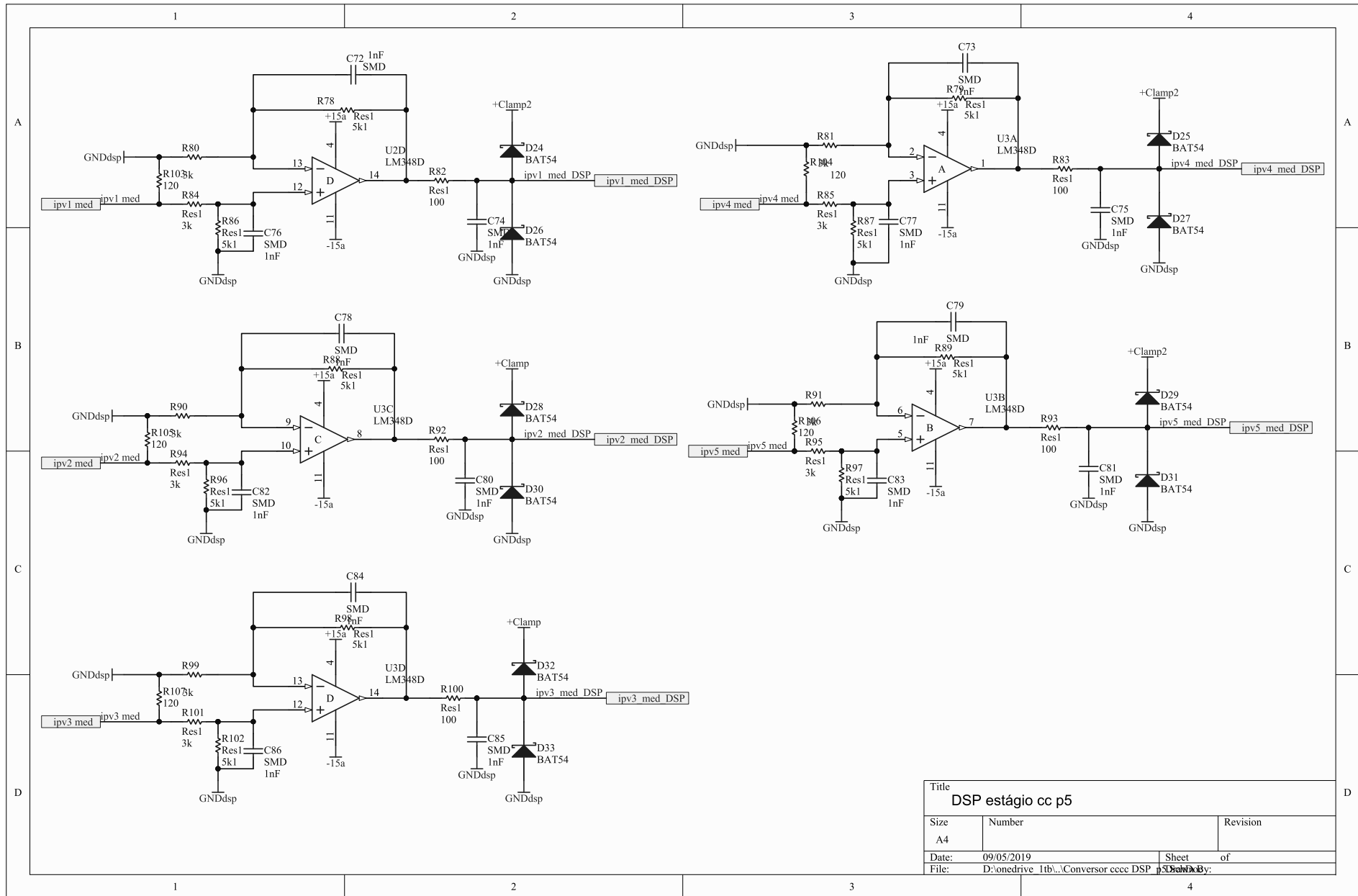
B B

C C

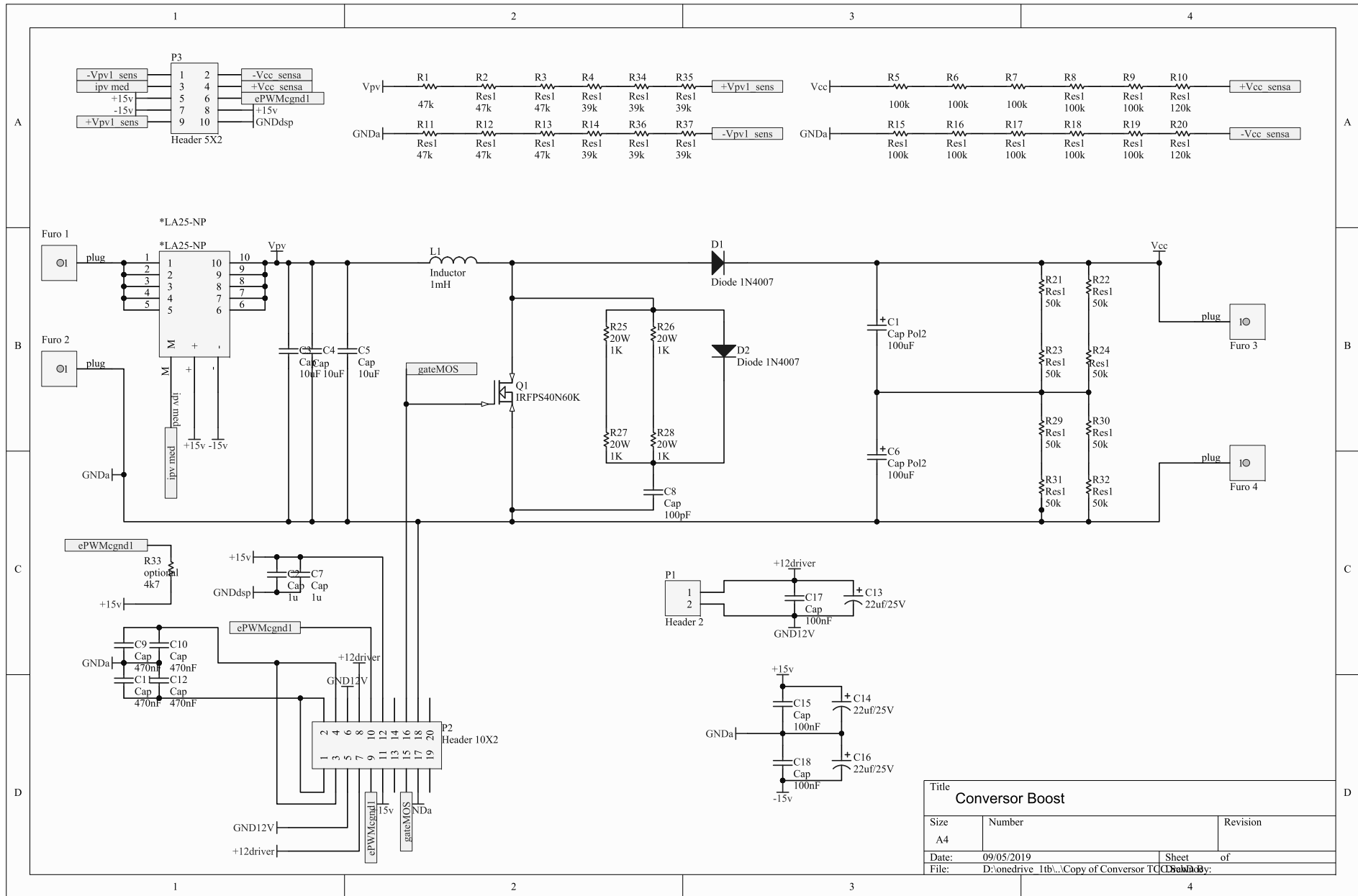
D D

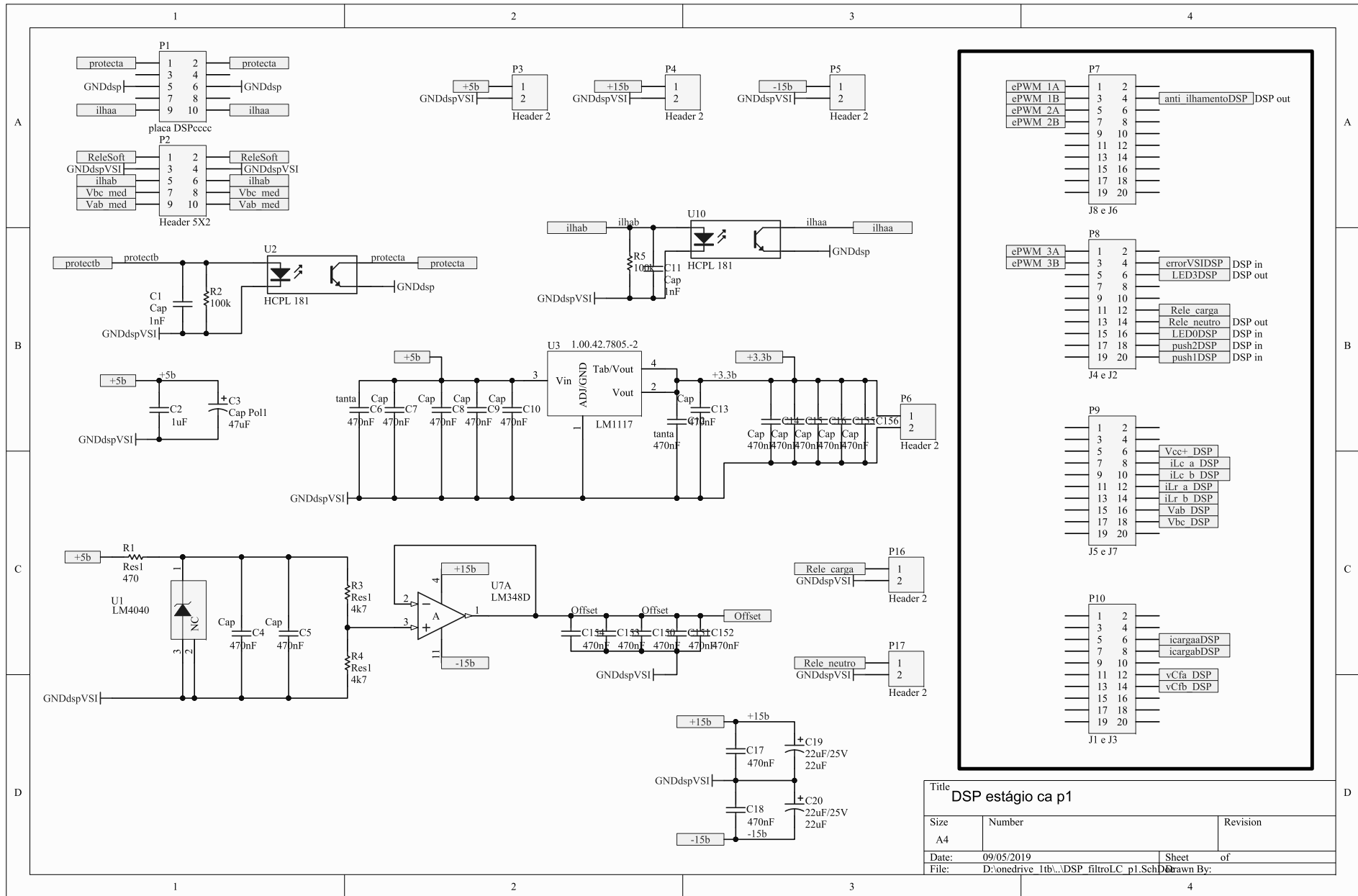


| | | |
|--|-----------|----------|
| Title DSP estágio cc p4 | | |
| Size A4 | Number | Revision |
| Date: 09/05/2019 | Sheet of | |
| File: D:\onedrive 1tb\...Conversor cccc DSP | Drawn By: | |

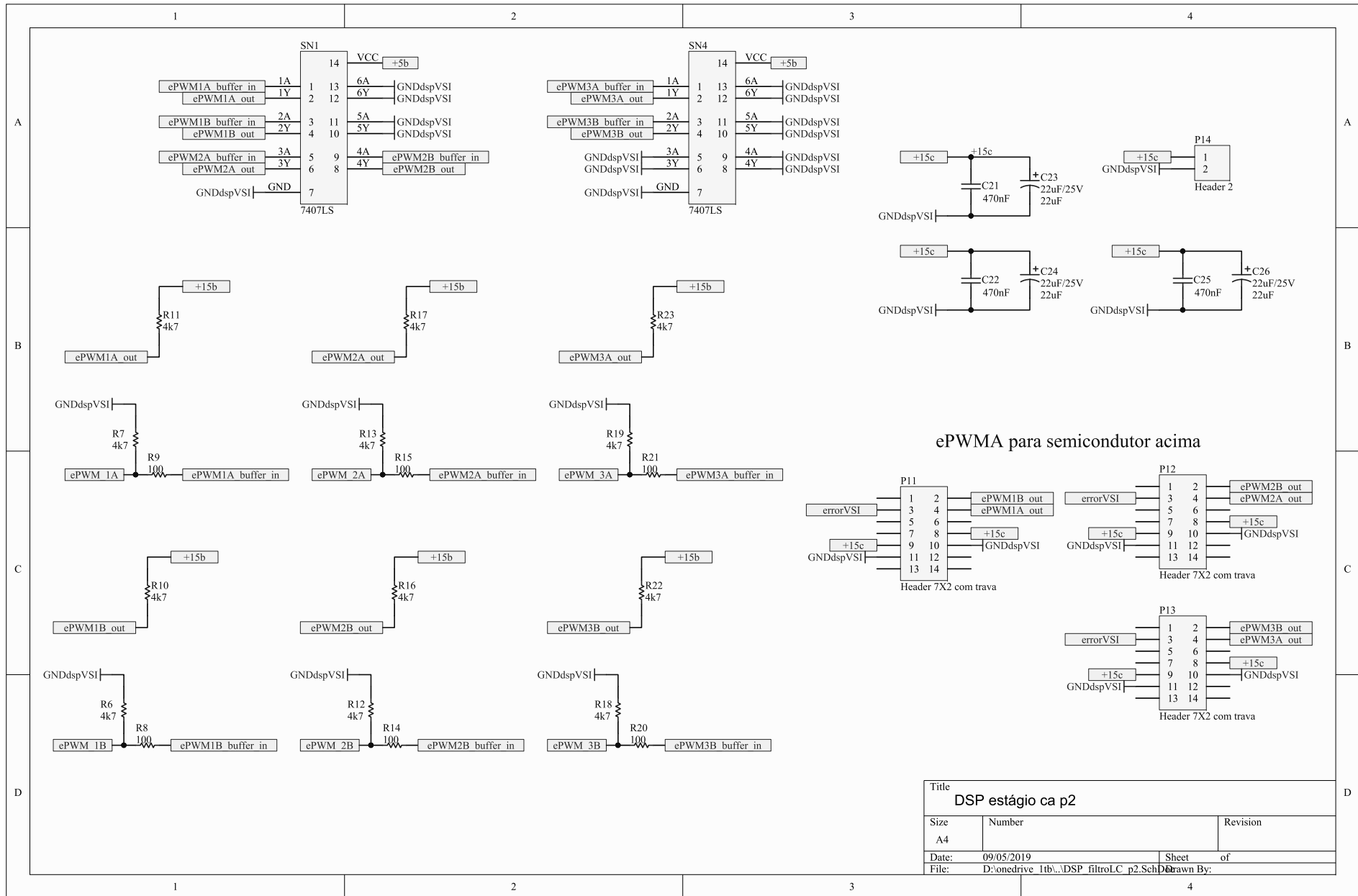


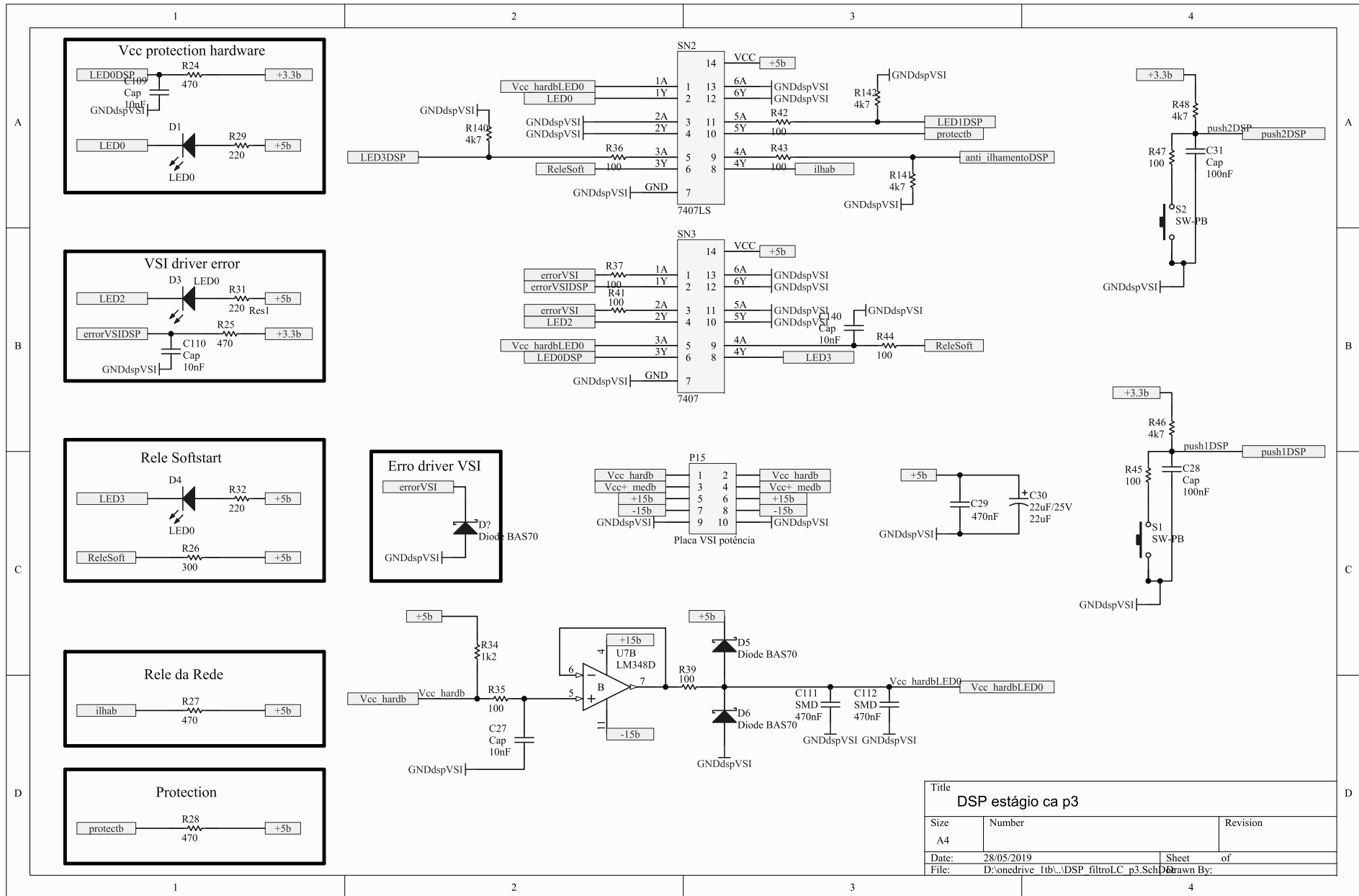
| Title | | |
|-------------------|---|----------|
| DSP estágio cc p5 | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tb\...\Conversor cccc DSP #5.Dwg | |



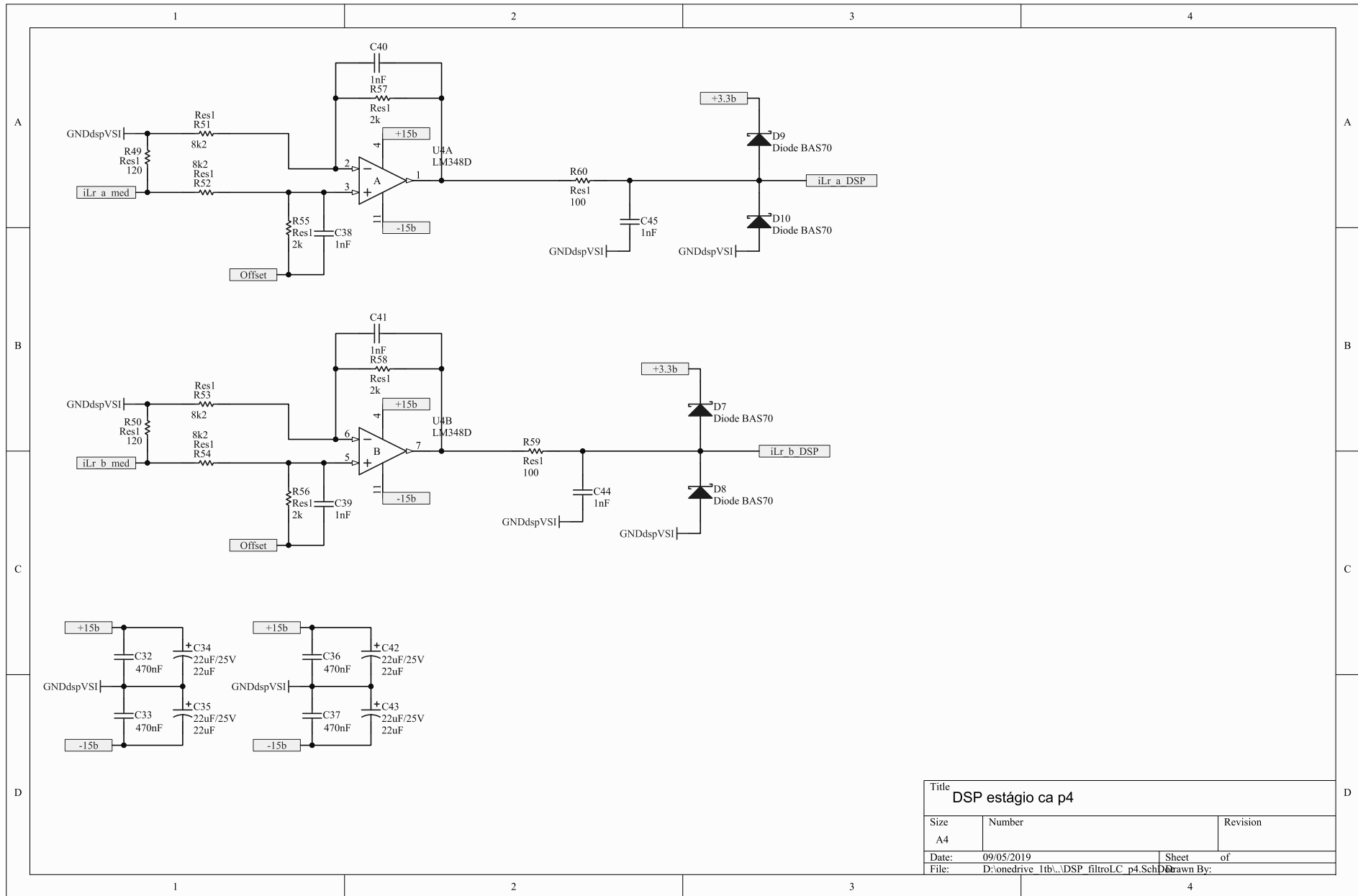


| | | |
|--|-----------|----------|
| Title DSP estágio ca p1 | | |
| Size A4 | Number | Revision |
| Date: 09/05/2019 | Sheet of | |
| File: D:\onedrive 1tb\...DSP filtroLC p1.SchDoc | Drawn By: | |

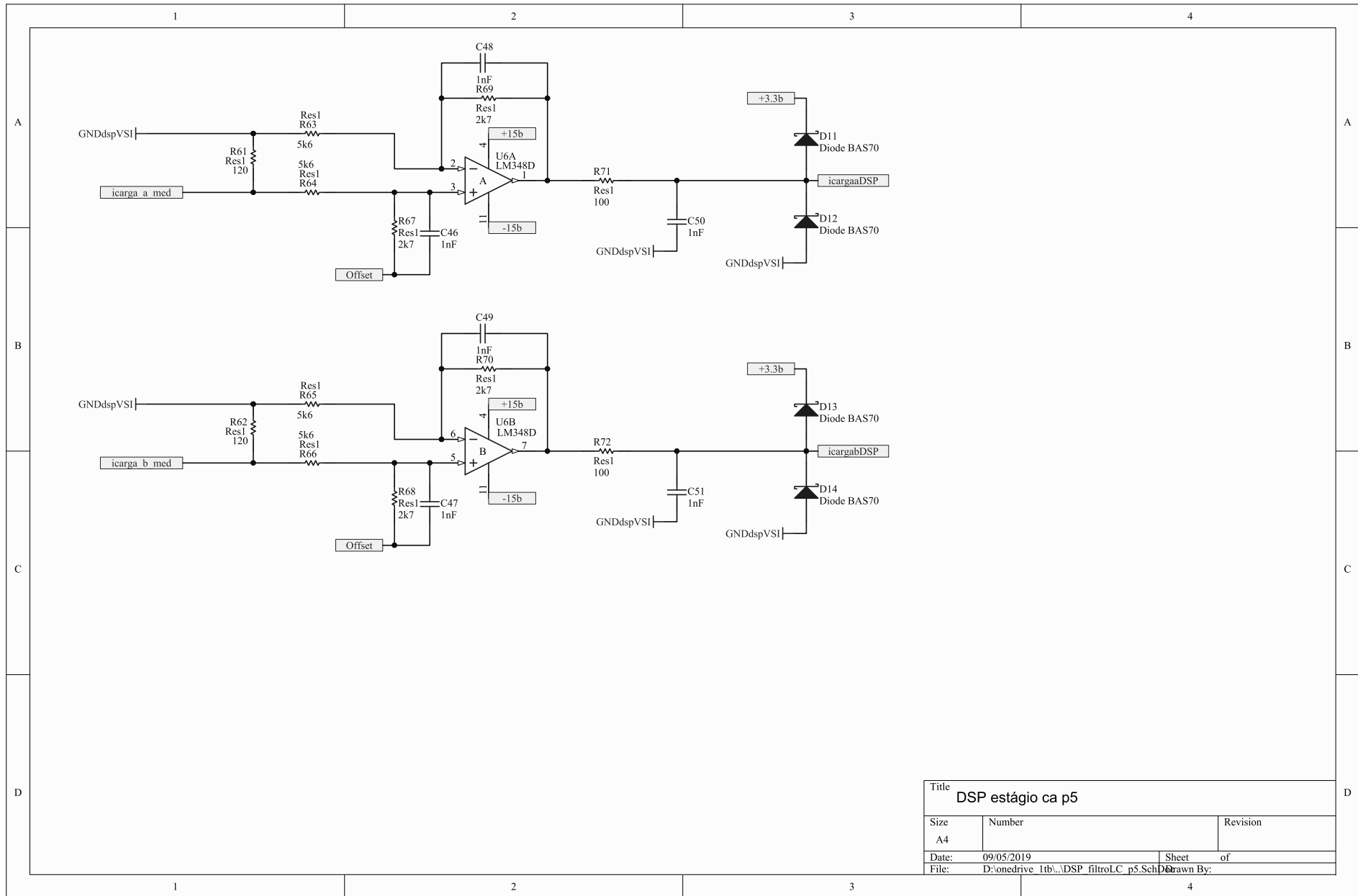




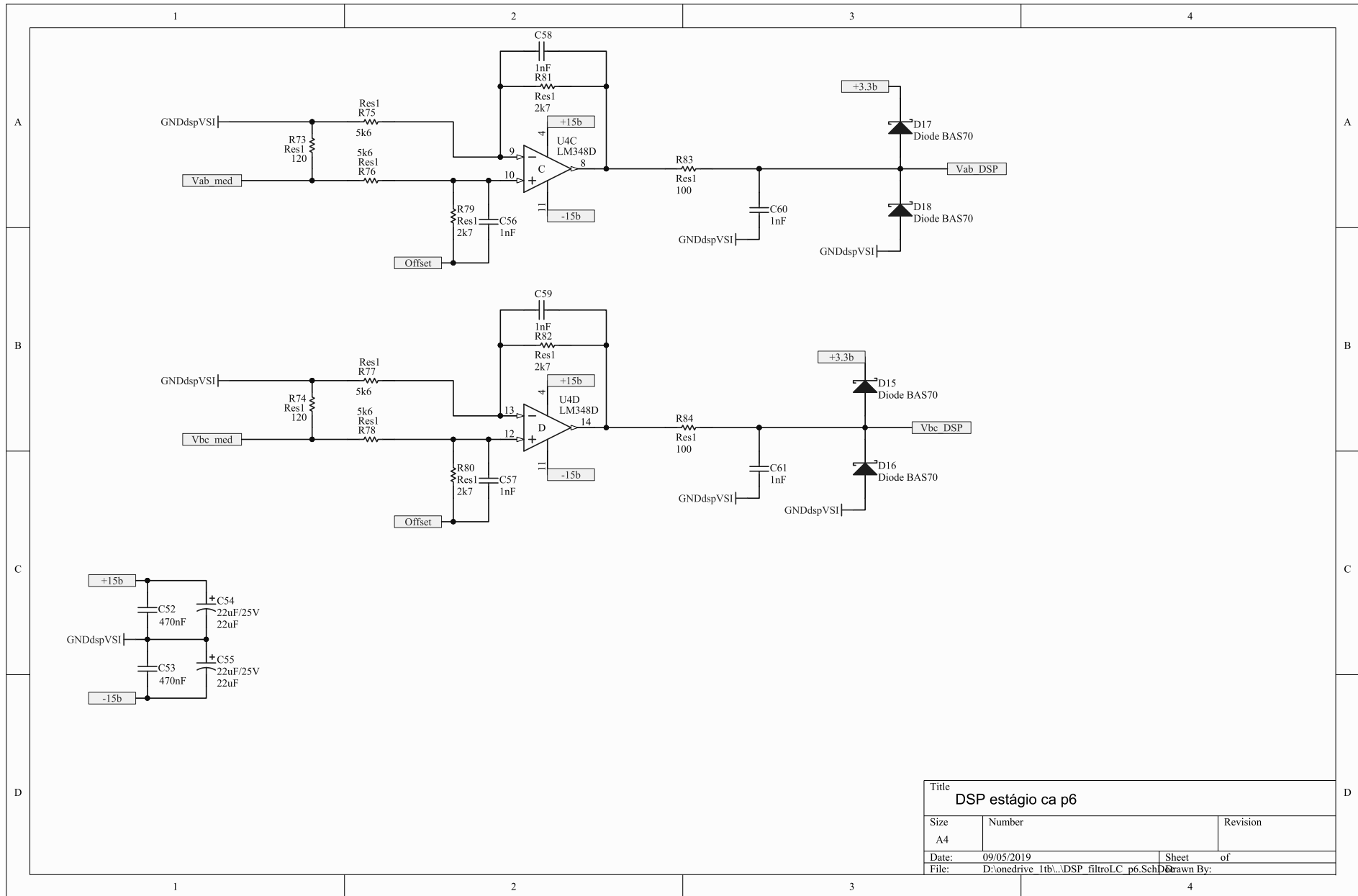
| | | |
|-------------------|---|-----------|
| Title | | |
| DSP estágio ca p3 | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 28/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tb\ADSP filtroLC p3.SchDoc | Drawn By: |



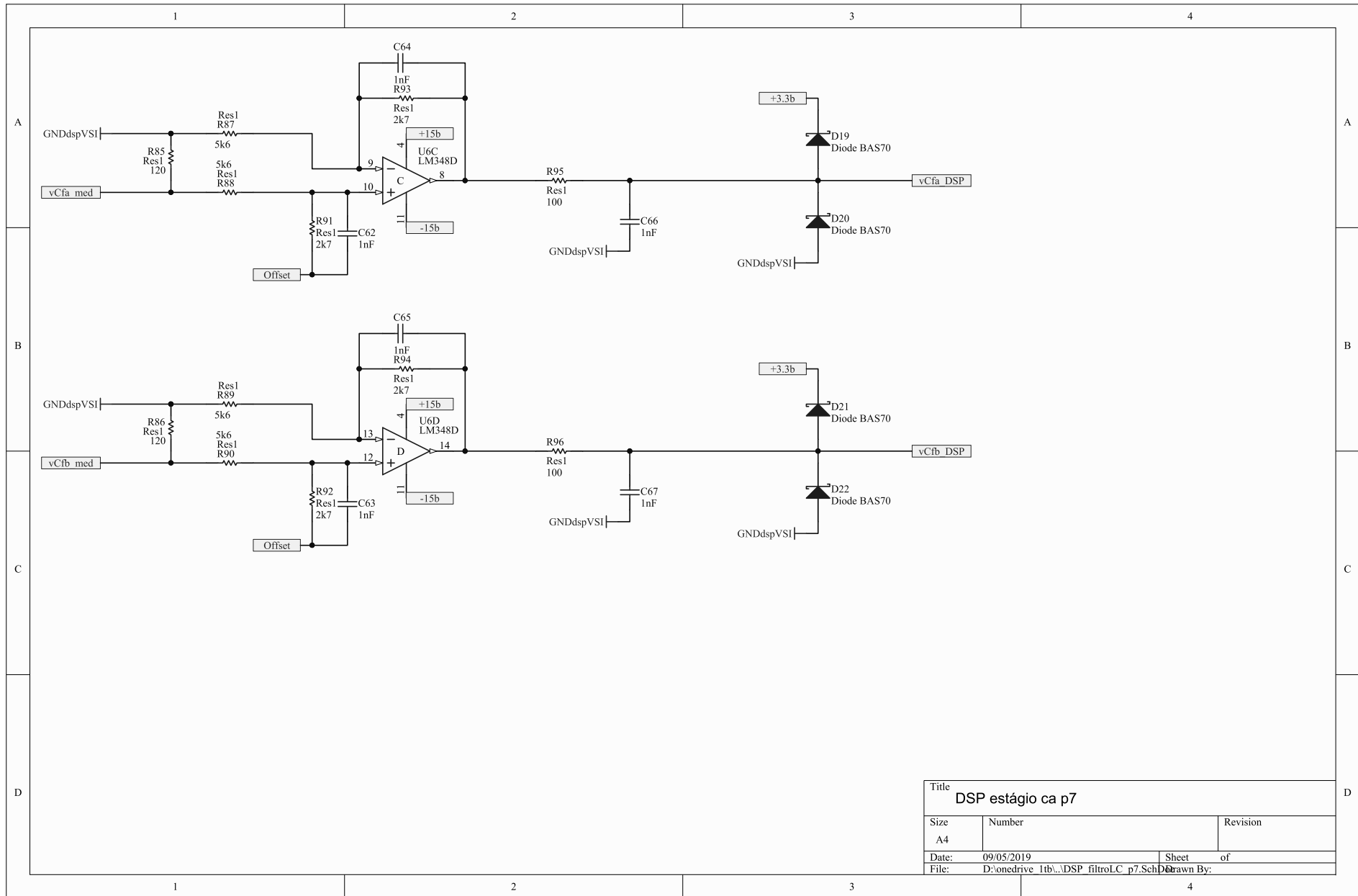
| | | |
|--|-----------|----------|
| Title DSP estágio ca p4 | | |
| Size A4 | Number | Revision |
| Date: 09/05/2019 | Sheet of | |
| File: D:\onedrive 1tb\...DSP filtroLC p4.SchDoc | Drawn By: | |



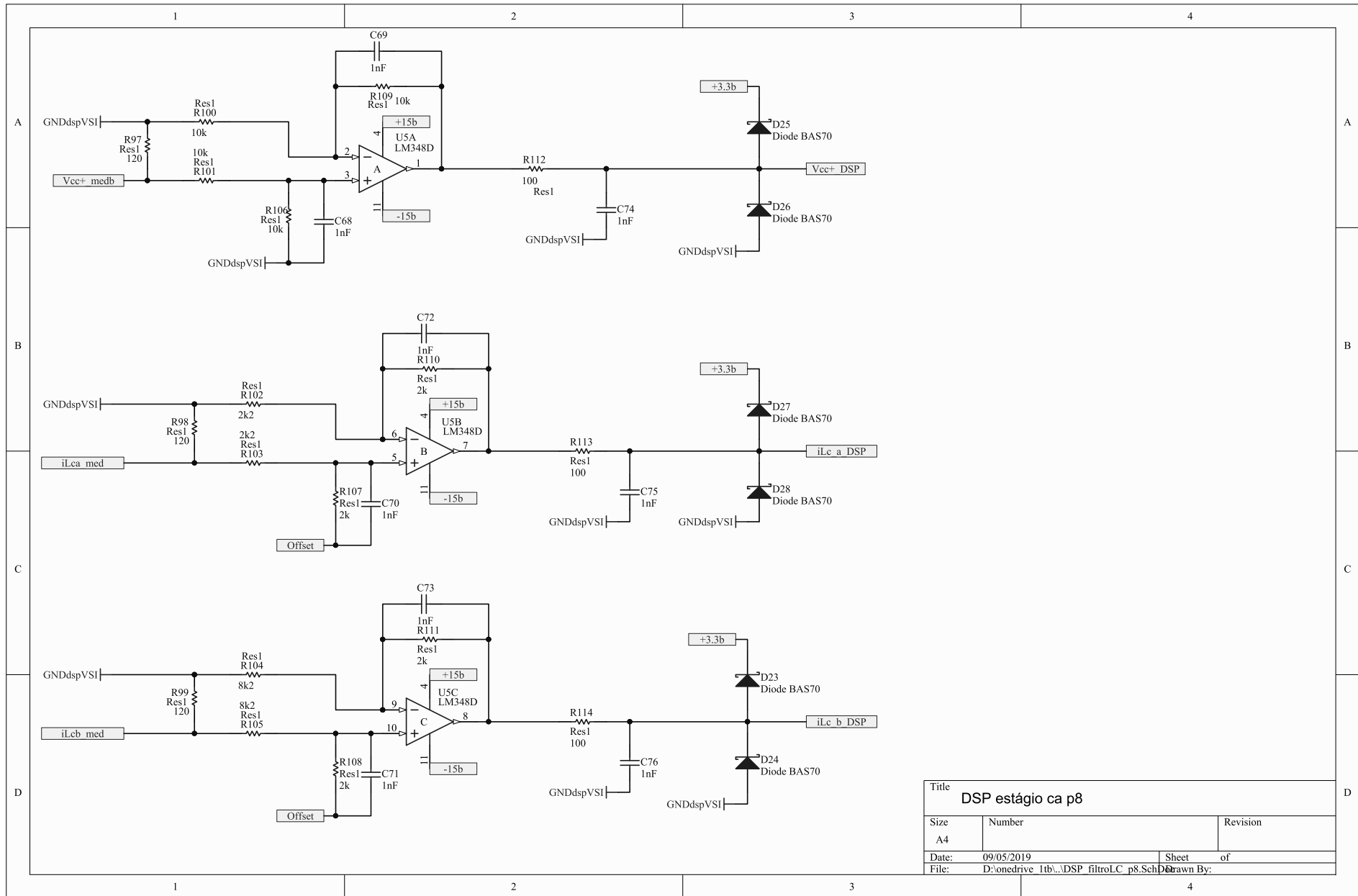
| | | |
|--|----------|----------|
| Title DSP estágio ca p5 | | |
| Size A4 | Number | Revision |
| Date: 09/05/2019 | Sheet of | |
| File: D:\onedrive 1tb\...DSP filtroLC p5.SchDrawn By: | | |

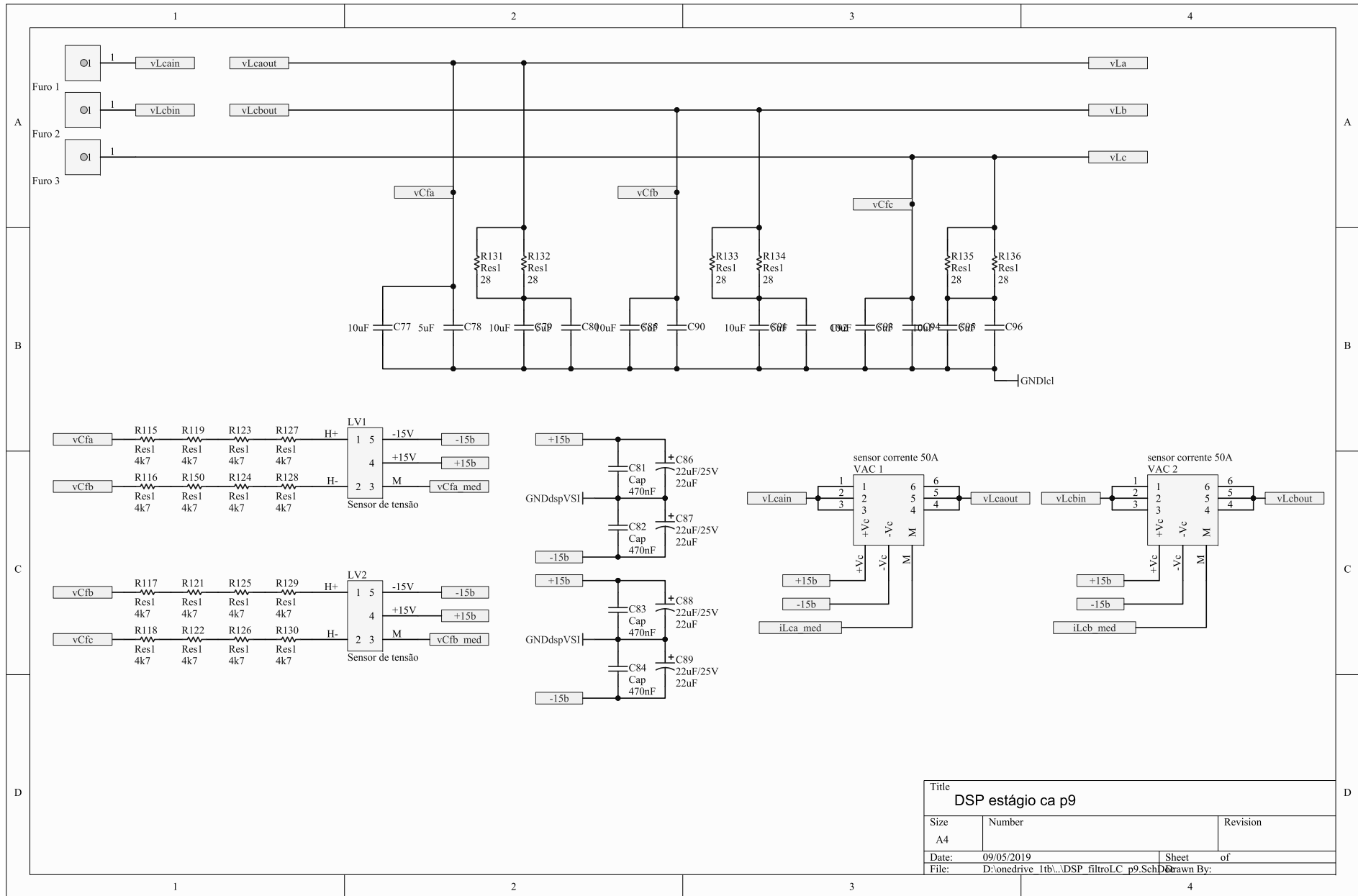


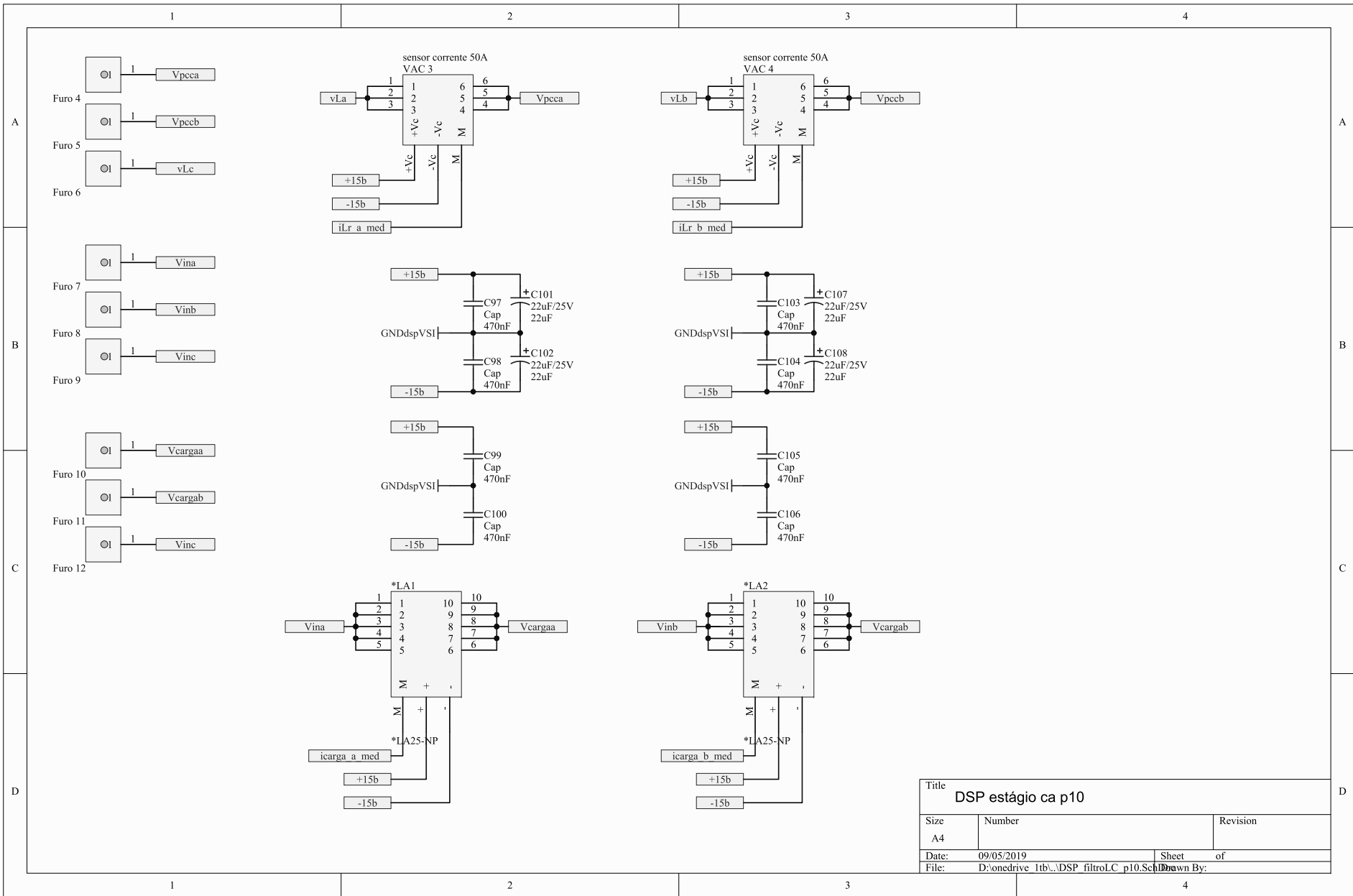
| | | |
|-------------------|--|----------|
| Title | | |
| DSP estágio ca p6 | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tb\...DSP_filtroLC_p6.Sch.Drawn By: | |



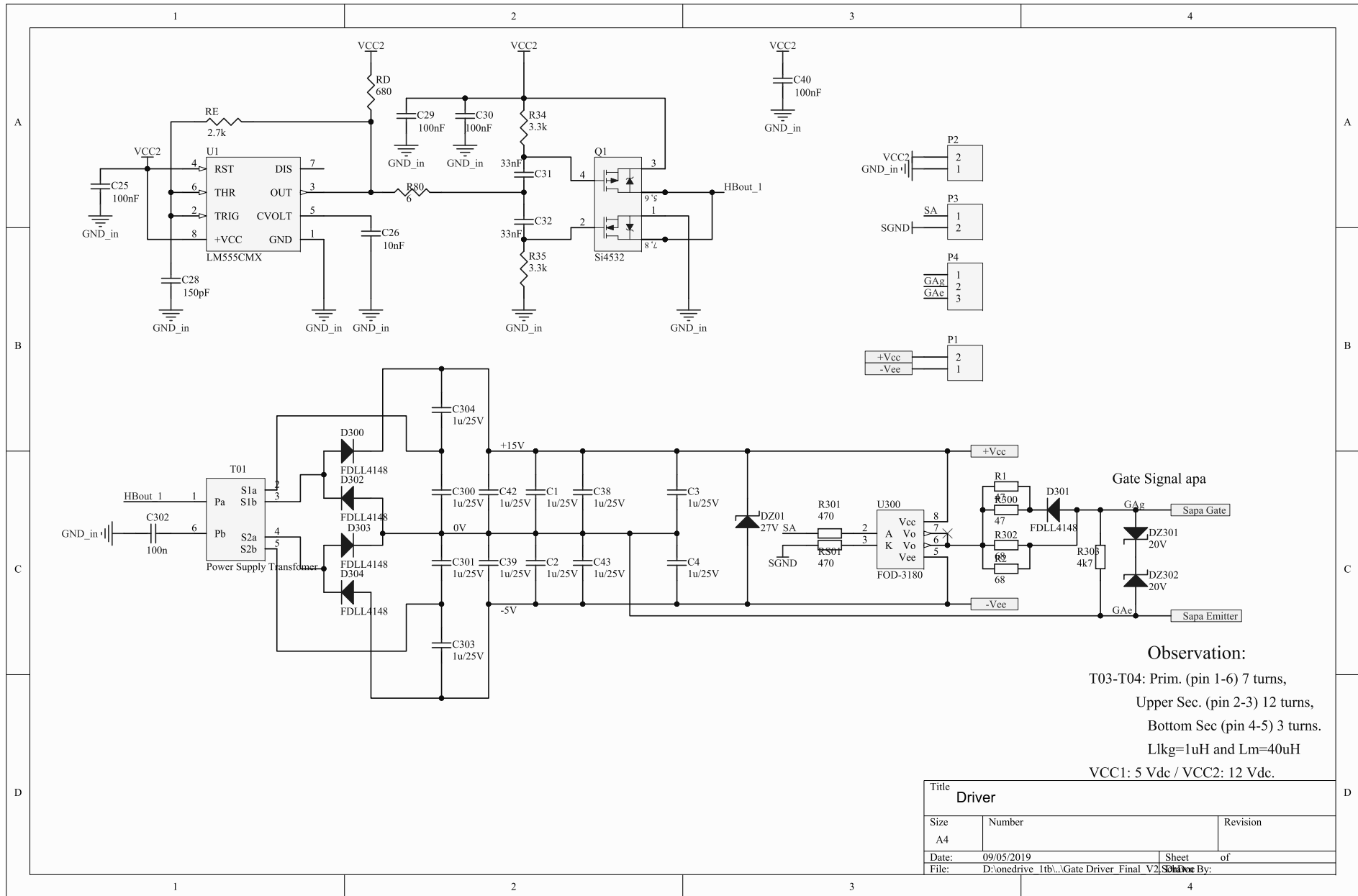
| | | |
|-------------------|---|----------|
| Title | | |
| DSP estágio ca p7 | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tb\...DSP_filtroLC_p7.SchDoc Drawn By: | |

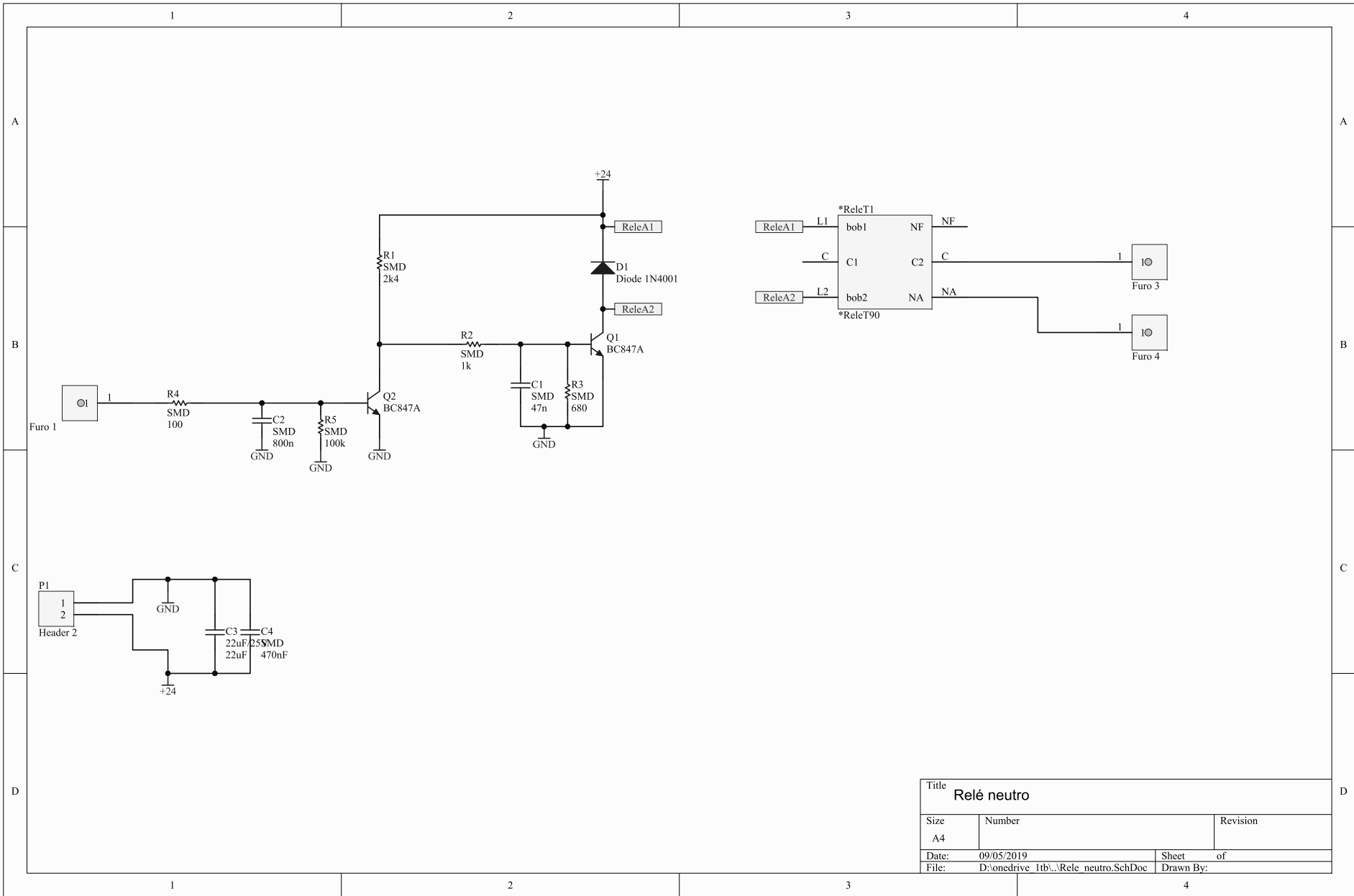




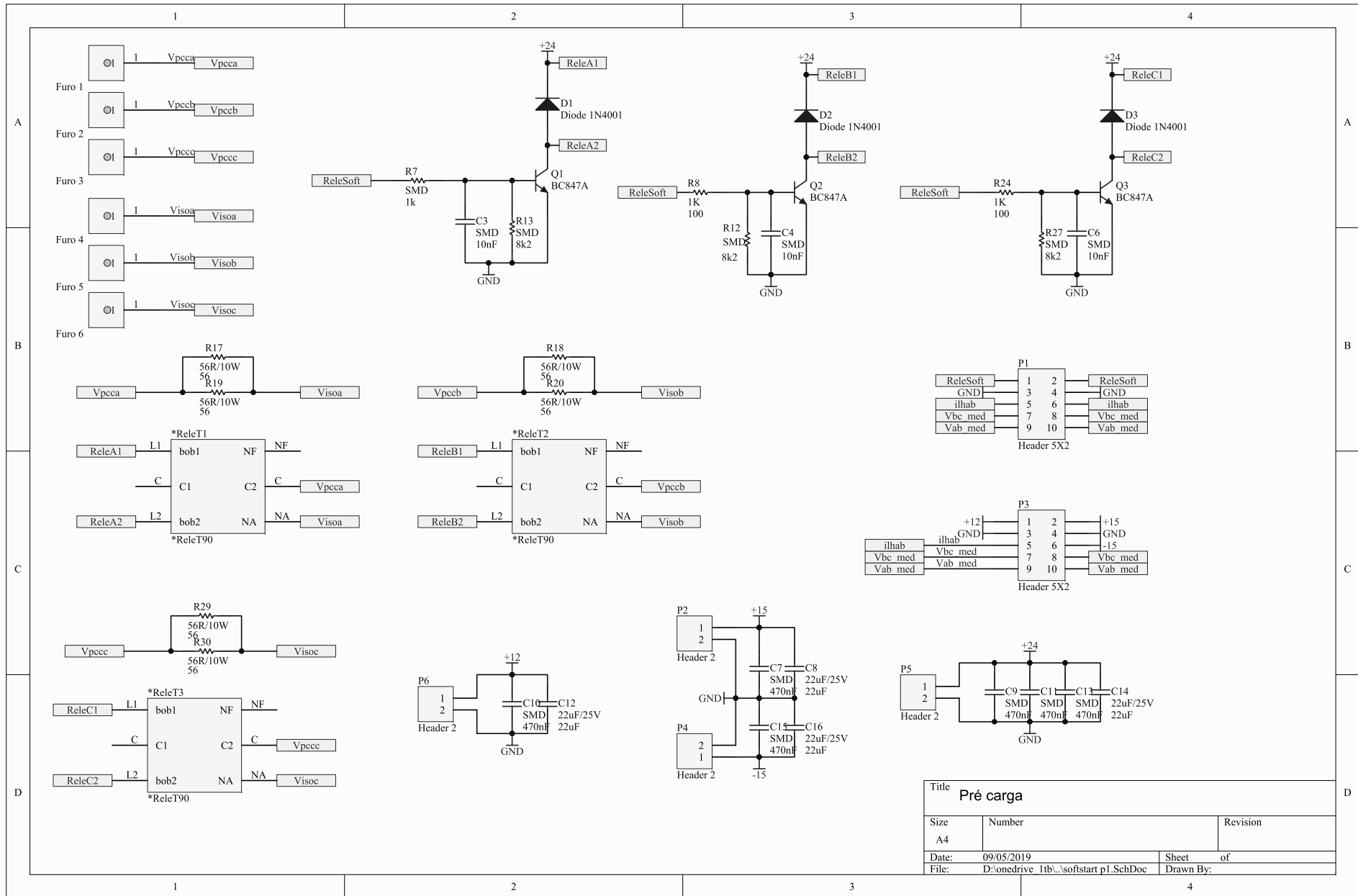


| | | |
|--------------------|---|----------|
| Title | | |
| DSP estágio ca p10 | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tb\ADSP filtroLC p10.SchDown By: | |

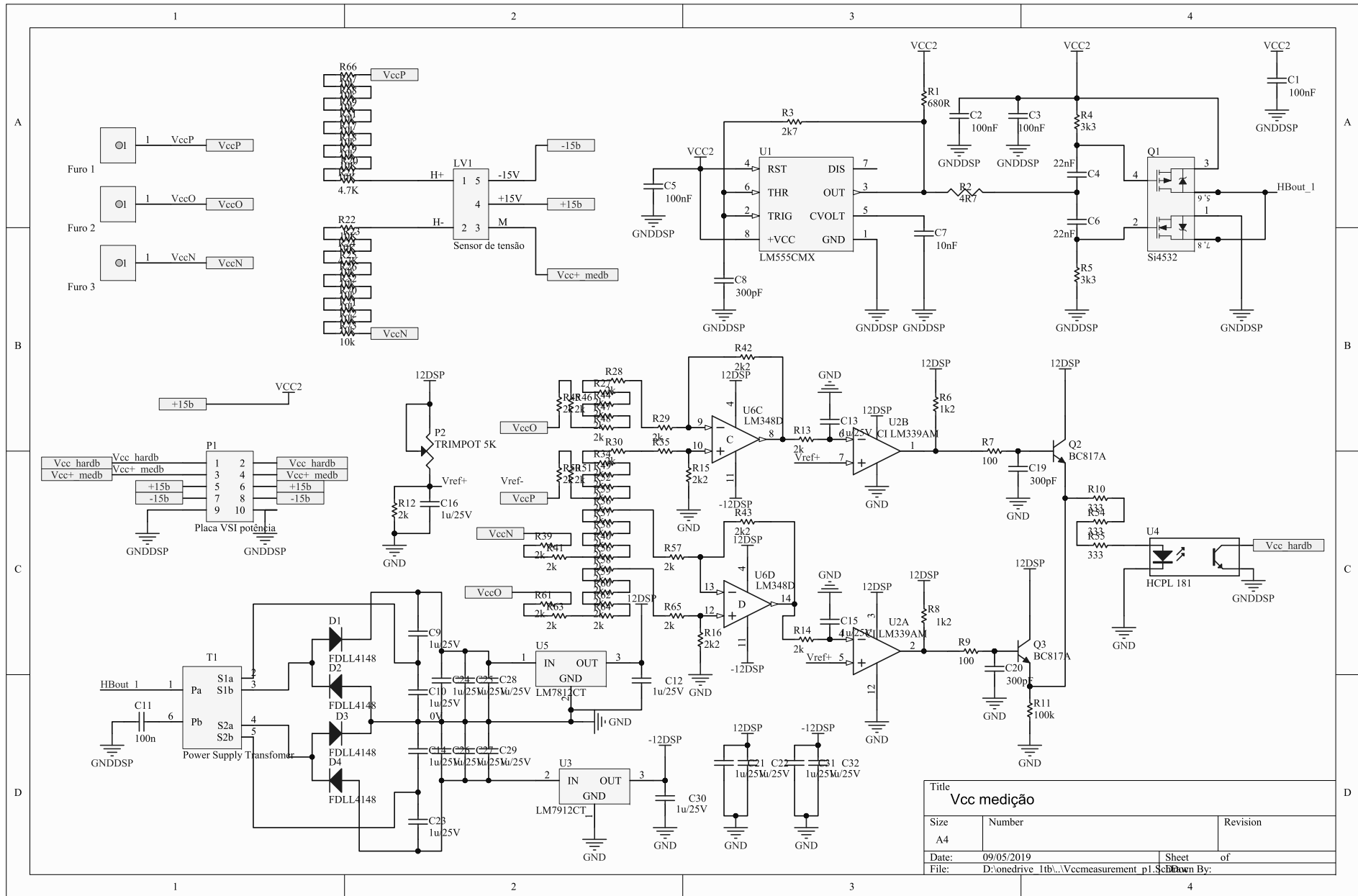




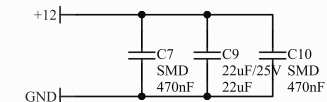
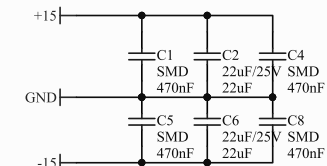
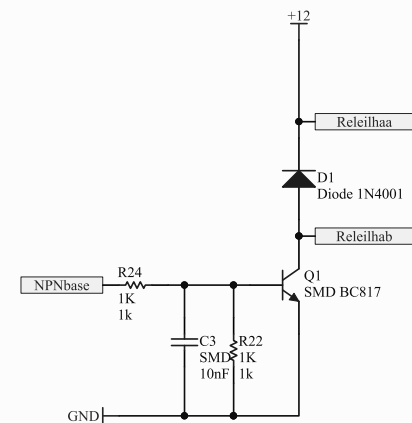
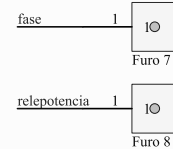
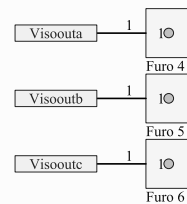
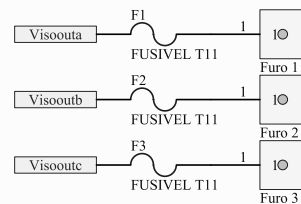
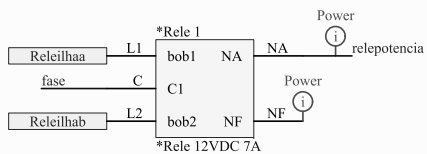
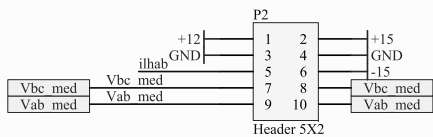
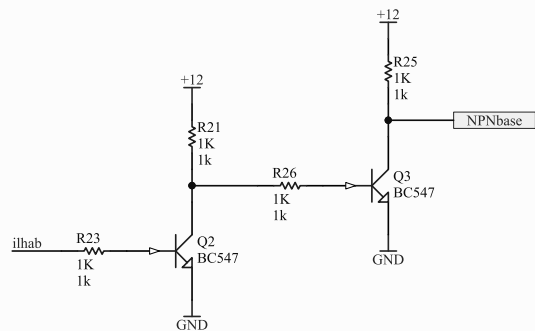
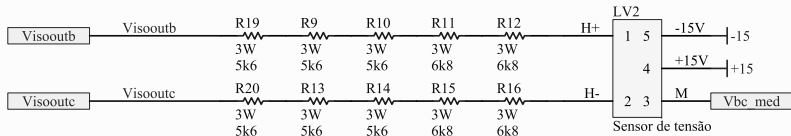
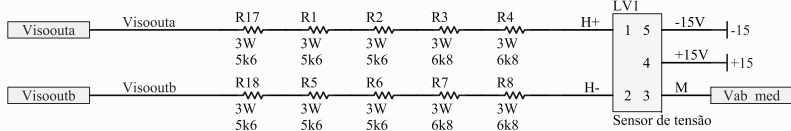
| | | |
|-------------|-------------------------------------|-----------|
| Title | | |
| Relé neutro | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tbl\Relé neutro.SchDoc | Drawn By: |



| | | |
|-----------|---|-----------|
| Title | | |
| Pré carga | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tb\...\softstart p1.SchDoc | Drawn By: |



| | | |
|-------------|--|----------|
| Title | | |
| Vcc medição | | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive\1tb\...Vccmeasurement p1.sch | |



Tensão de rede medição e contator acionamento

| | | |
|-------|---|-----------|
| Title | Tensão de rede medição e contator acionamento | |
| Size | Number | Revision |
| A4 | | |
| Date: | 09/05/2019 | Sheet of |
| File: | D:\onedrive 1tbl\...Vrede sens.SchDoc | Drawn By: |