

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR
FOTOVOLTAICO TRIFÁSICO NÃO ISOLADO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Julian Cezar Giacomini

Santa Maria, RS, Brasil

2015

DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO TRIFÁSICO NÃO ISOLADO CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Julian Cezar Giacomini

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech

Santa Maria, RS, Brasil

2015

Cezar Giacomini, Julian

Desenvolvimento de um inversor fotovoltaico trifásico não isolado conectado à rede elétrica / Julian Cezar Giacomini.-2015.

184 p.; 30cm

Orientador: Cassiano Rech

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. Inversor fotovoltaico não isolado 2. Corrente de fuga 3. Sistemas fotovoltaicos conectados à rede 4. Filtro LCL 5. Eletrônica de potência I. Rech, Cassiano II. Título.

©2015

Todos os direitos autorais reservados a Julian Cezar Giacomini. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Fone: (55) 96449767; E-mail: julian.c.giacomini@gmail.com

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**A comissão examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado**

**DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR
FOTOVOLTAICO TRIFÁSICO NÃO ISOLADO
CONECTADO À REDE ELÉTRICA**

elaborada por
Julian Cezar Giacomini

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:



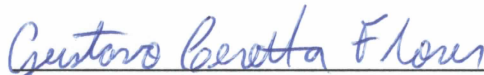
Cassiano Rech, Dr.
(Presidente/Orientador)



Fabricio Bradaschia, Dr. (UFPE)



Leandro Michels, Dr. (UFSM)



Gustavo Ceretta Flores, Me. (Schneider Electric)

Santa Maria, 9 de março de 2015

Dedico este trabalho à minha noiva Kelly,
aos meus pais, Marcos e Lecir,
e à minha irmã Gabrielle.

AGRADECIMENTOS

À minha noiva Kelly, por sua compreensão, confiança e companheirismo, sempre presente nos momentos bons e ruins. Agradeço também aos meus pais, Marcos e Lecir, pela educação a mim concedida e pelo apoio incondicional aos meus estudos.

Ao meu orientador, professor Cassiano Rech, pela excelente orientação e comprometimento. Seus ensinamentos e contribuições foram de fundamental importância para a realização deste trabalho.

Aos professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), especialmente aos professores Leandro Michels, Humberto Pinheiro e Luciano Schuch, os quais fizeram parte do projeto de pesquisa associado ao tema proposto nesta dissertação e também contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho. Um agradecimento também ao professor Rafael Concatto Beltrame pela sua contribuição nas fotos do protótipo.

A todos os colegas do GEPOC pelo convívio, troca de experiências e momentos de descontração. Um agradecimento especial ao colega Clécio Fischer pela disponibilização e ajuda na confecção de placas de circuito. Aos colegas Fabrício Cazakevicius e Tadeu Vargas pelas contribuições técnicas na montagem de protótipo e também a todos os colegas que de uma forma ou de outra contribuíram para a etapa experimental.

Ao engenheiro Jorge Rodrigo Massing pela ajuda em diversas questões técnicas relacionadas a este trabalho, além do auxílio no manuseio dos equipamentos e na etapa experimental. Agradeço também aos funcionários do NUPEDDEE que contribuíram na confecção de placas de circuito e nos demais aspectos de construção da estrutura metálica do protótipo.

Ao engenheiro da Schneider Electric Gustavo Ceretta Flores pelo auxílio prestado no andamento do projeto e também por avaliar e contribuir com o trabalho. Da mesma forma, agradeço ao professor Fabrício Bradaschia pela disponibilidade em se fazer presente para a avaliação deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), em especial ao GEPOC, que proporcionaram a estrutura física e equipamentos necessários ao desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e à Schneider Electric pelo apoio financeiro.

Por fim, agradeço a Deus pela vida que tenho e por tudo de bom que me proporcionou até aqui. Tenho a convicção de que cumpri apenas parte de um sonho ainda maior, pelo qual estou disposto a continuar lutando.

*Nunca se afaste de seus sonhos.
Porque se eles se forem, você
continuará vivendo, mas deixará
de existir.*

Mark Twain.

*Se uma pessoa é perseverante,
por mais que seja dura de
entendimento, se fará inteligente e
por mais que seja fraca se
transformará em forte.*

Leonardo da Vinci.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO TRIFÁSICO NÃO ISOLADO CONECTADO À REDE ELÉTRICA

AUTOR: JULIAN CEZAR GIACOMINI

ORIENTADOR: CASSIANO RECH

Data e local da defesa: Santa Maria, 9 de março de 2015.

Esta Dissertação de Mestrado apresenta o desenvolvimento de um inversor fotovoltaico trifásico não isolado conectado à rede. A topologia desenvolvida foi a de um inversor trifásico três níveis com ponto neutro grampeado (NPC – *Neutral Point Clamped*). A conexão com a rede é feita através de um filtro LCL modificado (LCLM), que possui o ponto comum dos seus capacitores conectado ao ponto central do barramento CC do inversor. O filtro LCLM possui a finalidade de reduzir a corrente de fuga do sistema fotovoltaico ao mesmo tempo em que atenua os harmônicos de corrente injetados na rede. De modo a evitar problemas de instabilidade da malha de corrente do inversor, um sistema de amortecimento passivo do pico de ressonância do filtro LCLM foi empregado. Neste sentido, esta Dissertação de Mestrado contribui propondo um método de projeto do amortecimento passivo que se baseia não somente no critério de estabilidade, mas que também considera a corrente de fuga do sistema fotovoltaico, uma vez que o amortecimento impacta na atenuação das componentes de alta frequência da tensão sobre a capacitância parasita dos módulos fotovoltaicos. Com isso, uma faixa de valores para a resistência de amortecimento foi obtida a partir do limite permitido para a corrente de fuga e da estabilidade da malha de corrente. O sistema de controle do inversor trifásico foi desenvolvido com base no sistema de coordenadas síncronas $dq0$, cujo correto alinhamento com o vetor de referência das tensões da rede permite o controle independente das potências ativa e reativa injetadas na rede. Resultados experimentais e de simulação são apresentados de modo a comprovar o desempenho do inversor trifásico.

Palavras-chave: Inversor Fotovoltaico Não Isolado, Corrente de Fuga, Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede, Filtro LCL.

ABSTRACT

Master Thesis
Post-graduate program in Electrical Engineer
Federal University of Santa Maria

DEVELOPMENT OF A GRID-CONNECTED TRANSFORMERLESS THREE-PHASE PHOTOVOLTAIC INVERTER

AUTHOR: JULIAN CEZAR GIACOMINI
RESEARCH SUPERVISOR: CASSIANO RECH
Santa Maria, March 9th, 2015.

This Master Thesis presents the development of a grid-connected transformerless three-phase photovoltaic inverter. The Neutral Point Clamped (NPC) three-level inverter was chosen for implementation. The grid connection is made with a modified LCL filter (MLCL), where the common point of the output filter capacitors is connected directly to the dc bus central point (neutral point). The MLCL filter reduces the leakage current of photovoltaic system and attenuates the current harmonics injected in the grid. A passive damping of MLCL filter resonance peak was employed in order to avoid instability in the grid connection. In this sense, this Master Thesis contributes proposing a passive damping design method which is based not only on the stability requirement, but also considers the leakage current of photovoltaic system, once that passive damping impacts on the high frequency components of voltage on parasitic capacitance. Therefore, based on leakage current limit and current loop stability, a range for the damping resistance was obtained. The control system of the three-phase inverter was developed in a synchronous reference frame ($dq0$), where the proper alignment with the grid voltage reference vector allows the independent control of active and reactive power inject in the grid. Simulation and experimental results are shown to evaluate the inverter performance and to validate the theoretical analysis.

Keywords: Transformerless Photovoltaic Inverter, Leakage Current, Grid-connected Photovoltaic Systems, LCL Filter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Evolução do consumo anual estimado de energia elétrica no mundo.....	29
Figura 2 – Evolução do consumo anual estimado de energia elétrica no Brasil.	30
Figura 3 – Geração de eletricidade mundial.....	30
Figura 4 – Geração de eletricidade no Brasil.	31
Figura 5 – Composição da energia elétrica gerada por fontes renováveis no mundo.	32
Figura 6 – Evolução acumulativa da capacidade global instalada de geração fotovoltaica.	32
Figura 7 – Distribuição da capacidade fotovoltaica instalada em 2013.	33
Figura 8 – Projeção da capacidade fotovoltaica instalada no mundo.....	35
Figura 9 – Diagrama simplificado de um sistema fotovoltaico autônomo com armazenamento de energia.....	36
Figura 10 – Diagrama simplificado de um sistema fotovoltaico autônomo sem armazenamento de energia.....	36
Figura 11 – Diagrama simplificado de um sistema fotovoltaico residencial conectado à rede.	37
Figura 12 – Diagrama simplificado de um sistema híbrido autônomo.....	37
Figura 13 – Sistema fotovoltaico isolado: (a) transformador de baixa frequência; (b) transformador de alta frequência.	38
Figura 14 – Sistema fotovoltaico não isolado conectado à rede.....	39
Figura 15 – Ilustração das capacitâncias parasitas e da corrente de fuga em um sistema fotovoltaico não isolado conectado à rede.....	40
Figura 16 – Esquema ilustrativo das capacitâncias parasitas em um módulo fotovoltaico.....	45
Figura 17 – Ilustração do fluxo da corrente de fuga.....	46
Figura 18 – Capacitâncias entre enrolamentos em um transformador aplicado a um sistema fotovoltaico.....	47
Figura 19 – Inversor trifásico a três fios conectado à rede com filtro indutivo.....	48
Figura 20 – Circuito equivalente de modo comum para o inversor trifásico com filtro indutivo.....	49
Figura 21 – Emprego do quarto fio para redução da corrente de fuga: (a) inversor trifásico a quatro fios conectado à rede; (b) circuito equivalente de modo comum com a adição do quarto fio.....	50
Figura 22 – Técnicas de modulação para redução da corrente de fuga: (a) inversor trifásico a dois níveis; (b) diagrama vetorial.	51
Figura 23 – Técnicas de modulação para redução da corrente de fuga: (a) inversor trifásico a três níveis; (b) diagrama vetorial para o NPC três níveis.....	53
Figura 24 – Filtro passivo para a redução da corrente de fuga: (a) filtro passivo LCLM; (b) circuito equivalente de modo comum.....	54
Figura 25 – Inversor trifásico a dois níveis com chaves de desconexão CC.....	55
Figura 26 – Inversor trifásico a dois níveis com retificadores para nível zero.....	56
Figura 27 – Inversor trifásico tipo <i>Z-source</i>	57
Figura 28 – Topologias de inversores fotovoltaicos: (a) inversor trifásico a dois níveis; (b) inversor trifásico a três níveis NPC.	59
Figura 29 – Inversor trifásico tipo T.....	60
Figura 30 – Inversor trifásico REFU.....	61
Figura 31 – Inversor NPC trifásico com filtro passivo LCLM.....	63
Figura 32 – Configuração do sistema fotovoltaico.....	64
Figura 33 – Representação do sistema fotovoltaico: (a) modelo elétrico do sistema fotovoltaico; (b) indicação dos pontos analisados na curva $I \times V$	65
Figura 34 – Tensão de circuito aberto: (a) configuração 1; (b) configuração 2.	66

Figura 35 – Tensão de máxima potência: (a) configuração 1; (b) configuração 2.	67
Figura 36 – Fator de aproveitamento: (a) configuração 1; (b) configuração 2.	67
Figura 37 – Geração dos sinais de comando da fase a para a modulação CBPWM.	70
Figura 38 – Sinal de modo comum e tensões referência normalizados com relação à tensão do barramento CC: (a) $\alpha = 0,5$ e $m_a = 0,9$; (b) $\alpha = 0,5$ e $m_a = 1$	73
Figura 39 – Sinais modulantes para $m_a = 1$: (a) $\alpha = 0,5$; (b) $\alpha = 1$	74
Figura 40 – Contribuição da fase a na corrente do ponto central para fator de potência unitário e $m_a = 0,7$: (a) $\alpha = 0,5$; (b) $\alpha = 1$	74
Figura 41 – Tensão sobre o capacitor C_1 para diferentes valores de α (fator de potência unitário).	75
Figura 42 – Fluxograma da implementação da modulação por abordagem geométrica.	76
Figura 43 – Projeto do filtro LCLM: (a) circuito equivalente da fase a ; (b) circuito monofásico com fontes equivalentes.	80
Figura 44 – Espectro considerando $E = 800$ V e $\alpha = 0,5$: (a) tensão v_{ao} ; (b) tensão v_{go}	80
Figura 45 – Dedução da ondulação de corrente em L_1 : (a) ilustração da tensão v_{go} utilizada para o cálculo da ondulação de corrente, onde se desprezam as componentes de alta frequência; (b) detalhe da ondulação de corrente no indutor L_1 para o semiciclo positivo da tensão da rede.	81
Figura 46 – Ondulação de corrente em L_1 : (a) ondulação de corrente percentual; (b) ondulação de corrente máxima percentual.	83
Figura 47 – Ondulação máxima de corrente em função da tensão do barramento CC para o filtro LCLM e para um filtro LCL convencional, considerando $L_1 = 1,1$ mH e $f_s = 7,68$ kHz.	84
Figura 48 – Tensão sobre a capacitância parasita para diferentes valores de potência reativa para C_f	85
Figura 49 – Circuito equivalente de modo comum sem a capacitância parasita, onde $v_{gn} = v_{go}$ desconsiderando a componente CC de v_{gn}	88
Figura 50 – Projeto da indutância L_2 : (a) THD_i em função de f_{res} ; (b) THD_i em função de L_2	90
Figura 51 – Amortecimento passivo empregado: (a) topologia; (b) resposta em frequência de i_d/d_{an} para diferentes valores de R_d e considerando $L_1 = 1,1$ mH, $L_2 = 200$ μ H e $C_f = 25$ μ F.	91
Figura 52 – Circuito equivalente de modo comum incluindo o amortecimento passivo.	92
Figura 53 – Corrente de fuga eficaz em função da resistência de amortecimento.	94
Figura 54 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de eixo direto.	95
Figura 55 – Índices de desempenho da malha de corrente verificados na resposta em frequência.	96
Figura 56 – Análise da estabilidade: (a) diagrama de Nyquist para diferentes valores de R_d ; (b) obtenção da margem de fase e da margem de ganho a partir do diagrama de Nyquist.	96
Figura 57 – Margem de ganho em função da resistência de amortecimento.	97
Figura 58 – Perdas de amortecimento: (a) perdas totais; (b) perdas relativas à potência nominal.	98
Figura 59 – Impacto da impedância da rede: (a) circuito de modo comum com a adição da indutância da rede; (b) resposta em frequência do circuito de modo comum evidenciando os picos de ressonância em f_{r1} e f_{r2}	99
Figura 60 – Impacto da indutância da rede na: (a) corrente de fuga; (b) margem de ganho.	100
Figura 61 – Resultados de simulação: (a) corrente no indutor L_1 ; (b) detalhe da ondulação de corrente.	101
Figura 62 – Resultados de simulação: (a) comparação entre os resultados teóricos e de simulação para a THD_i ; (b) correntes na rede e corrente de fuga para um filtro LCL convencional ($R_d = 2$ Ω , $L_g = 0$ μ H).	102
Figura 63 – Resultados de simulação: (a) $R_d = 2$ Ω , $L_g = 0$ μ H; (b) $R_d = 6$ Ω , $L_g = 0$ μ H.	102

Figura 64 – Resultados de simulação: (a) $R_d = 2 \Omega$, $L_g = 150 \mu\text{H}$; (b) $R_d = 6 \Omega$, $L_g = 150 \mu\text{H}$	103
Figura 65 – Comparação entre os resultados teóricos e de simulação: (a) corrente de fuga eficaz; (b) perdas totais de amortecimento.	103
Figura 66 – Resultados de simulação: (a) $R_d = 0,25 \Omega$, $L_g = 0 \mu\text{H}$; (b) $R_d = 0,2 \Omega$, $L_g = 0 \mu\text{H}$	104
Figura 67 – Representação do vetor de referência das tensões da rede em diferentes eixos de coordenadas.	108
Figura 68 – Esquemático simplificado com as grandezas medidas pelo sistema de controle.	110
Figura 69 – Diagrama de blocos do sistema de controle.	110
Figura 70 – Modelo equivalente da fase a para obtenção do modelo CA.	112
Figura 71 – Resposta em frequência de G_{11}^* e G_{11}	118
Figura 72 – Mapa de polos e zeros: (a) G_{11}^* ; (b) G_{11}	118
Figura 73 – Validação do modelo de pequenos sinais do lado CA: (a) corrente de eixo direto; (b) corrente de eixo em quadratura.	119
Figura 74 – Circuito equivalente para a obtenção do modelo do lado CC.	119
Figura 75 – Validação do modelo de pequenos sinais do lado CC do inversor.	121
Figura 76 – Diagrama de blocos da malha de controle do nível CC da tensão v_{c2}	122
Figura 77 – Dedução do modelo para a malha de balanço: (a) composição da corrente no ponto central; (b) corrente média no ponto central em um período de comutação para $P_n = 25 \text{ kW}$, $\text{FP} = 1$ e $E = 700 \text{ V}$	123
Figura 78 – Relação entre α_m e a corrente i_{np} : (a) nível CC da corrente no ponto central em função de α_m para diferentes tensões do barramento CC considerando $\text{FP} = 1$ e $P_n = 25 \text{ kW}$; (b) nível CC da corrente no ponto central em função de α_m para diferentes potências ativas considerando $\text{FP} = 1$ e $E = 700 \text{ V}$	124
Figura 79 – Comparação entre as curvas calculadas e a relação aproximada, considerando $\text{FP} = 1$ e $P_n = 25 \text{ kW}$	125
Figura 80 – Validação do modelo da malha de balanço das tensões dos capacitores do barramento CC.	126
Figura 81 – Correspondência entre os planos s , z e w	127
Figura 82 – Diagrama de blocos equivalente no plano w para a malha de corrente.	128
Figura 83 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano w após a inserção do controlador.	129
Figura 84 – Projeto do controlador de corrente: (a) resposta em frequência da malha fechada no plano w para a malha de corrente; (b) resposta ao degrau para diferentes frequências de cruzamento de ganho.	130
Figura 85 – Estabilidade para variação da indutância da rede: (a) diagrama de Nyquist para diferentes valores de L_g e considerando $R_d = 1 \Omega$; (b) margem de ganho em função de L_g para diferentes valores de R_d	131
Figura 86 – Diagrama de blocos equivalente no plano w para a malha de tensão.	131
Figura 87 – Resposta em frequência da malha de tensão no plano w após a inserção do controlador.	132
Figura 88 – Resposta em frequência da malha de balanço no plano s após a inserção do controlador.	133
Figura 89 – Resultados de simulação para um degrau na corrente de eixo direto, considerando $R_d = 2,7 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$: (a) (50% \rightarrow 100%); (b) (100% \rightarrow 50%).	134
Figura 90 – Resultados de simulação para variação do fator de potência, considerando $R_d = 2,7 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$: (a) 0,9 indutivo; (b) 0,9 capacitivo.	135

Figura 91 – Resultados de simulação com variação paramétrica da indutância da rede, considerando $R_d = 1 \Omega$: (a) $L_g = 180 \mu\text{H}$; (b) $L_g = 200 \mu\text{H}$.	135
Figura 92 – Resultados de simulação: (a) tensão e corrente na rede e tensões dos capacitores do barramento CC; (b) correntes na rede e tensão do barramento CC para um degrau de $750 \text{ W/m}^2 \rightarrow 1000 \text{ W/m}^2$.	136
Figura 93 – Resultados de simulação para degrau na tensão de referência: (a) (700 V \rightarrow 800 V); (b) (700 V \rightarrow 630 V).	137
Figura 94 – Atuação da malha de balanço: (a) FP = 1, $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; (b) FP = 1, $S = 300 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.	138
Figura 95 – Atuação da malha de balanço: (a) FP = 0,9 indutivo, $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; (b) FP = 0,9 capacitivo, $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.	138
Figura 96 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.	141
Figura 97 – Protótipo desenvolvido.	142
Figura 98 – Resultados experimentais: (a) correntes trifásicas injetadas na rede (10 A/div); (b) tensão (100 V/div) e corrente (20 A/div) na fase a para $i_{q,ref} = 0$.	143
Figura 99 – Malhas de controle adicionadas para rejeição do 5ª e 7ª harmônicos.	143
Figura 100 – Resultados experimentais após a inserção dos novos controladores: (a) correntes na rede (10 A/div); (b) tensão (100 V/div) e corrente (20 A/div) na fase a para $i_{q,ref} = 0$.	144
Figura 101 – Resultados experimentais: (a) corrente na fase a (20 A/div) e tensões de linha sintetizadas na saída do inversor (500 V/div); (b) tensão da rede (200 V/div), corrente na fase a (50 A/div) e tensões nos capacitores do barramento CC (200 V/div) para $i_{q,ref} = 0$.	144
Figura 102 – Resultados experimentais: (a) tensão de bloqueio em S_1 e S_3 (200 V/div); (b) tensão de bloqueio em S_2 e S_4 (200 V/div).	145
Figura 103 – Tensões de linha de saída do inversor (500 V/div) e tensão sobre a capacitância parasita: (a) filtro LCLM (100 V/div); (b) filtro LCL convencional (200 V/div).	145
Figura 104 – Tensão na rede (200 V/div), corrente injetada na fase a (50 A/div) e tensões nos capacitores do barramento CC (200 V/div): (a) FP = 0,9 indutivo; (b) FP = 0,9 capacitivo.	146
Figura 105 – Tensão na rede (100 V/div) e corrente da fase a (20 A/div) para degrau na corrente de referência de eixo direto (5 kW \rightarrow 10 kW).	146
Figura 106 – Resultados para a corrente de fuga (1 A/div), tensão da rede (200 V/div) e corrente na fase a (50 A/div): (a) $R_d = 1 \Omega$; (b) $R_d = 7,4 \Omega$.	147
Figura 107 – Comparação entre os resultados teóricos e experimentais para a corrente de fuga eficaz.	148
Figura 108 – Curva de rendimento experimental em função da potência ativa injetada na rede.	149
Figura 109 – Perdas obtidas experimentalmente.	149
Figura 110 – Distorção harmônica total da corrente injetada na rede em função da potência ativa (normalizada com relação à componente fundamental em 10 kW (◆) e em 25 kW (●)).	150
Figura 111 – Fator de potência em função da potência ativa para $i_{q,ref} = 0$.	150
Figura 112 – Limites individuais de harmônicos para a fase a em 10 kW: (a) ímpares; (b) pares.	151
Figura 113 – Limites individuais de harmônicos para a fase b em 10 kW: (a) ímpares; (b) pares.	151
Figura 114 – Limites individuais de harmônicos para a fase c em 10 kW: (a) ímpares; (b) pares.	152
Figura 115 – Visão geral do protótipo desenvolvido.	167
Figura 116 – Conexão dos capacitores e resistores que compõem o barramento CC.	168
Figura 117 – Aspecto físico do módulo NPC SKiM301MLI12E4, da <i>Semikron</i> .	168
Figura 118 – Aspecto físico driver SKYPER 32 PRO, da <i>Semikron</i> .	169

Figura 119 – Ilustração da placa de adaptação e da placa de contatos para o acionamento do módulo IGBT.....	169
Figura 120 - Esquemático básico do circuito de pré-carga dos capacitores do filtro LCLM.....	170
Figura 121 – Esquemático do filtro de saída para dedução do circuito equivalente de modo comum.....	173
Figura 122 – Circuito equivalente de modo comum obtido a partir das equações (116), (125) e (129).....	176
Figura 123 – Validação do circuito equivalente de modo comum: tensão sobre a capacitância parasita.....	177
Figura 124 – Validação do circuito equivalente de modo comum: corrente de fuga.....	177
Figura 125 – Cálculo das perdas do inversor: (a) descrição do modelo equivalente dos semicondutores para o cálculo das perdas de condução; (b) esboço de uma curva característica do IGBT.....	179
Figura 126 – Curva da resistência série equivalente para o capacitor B43876-S9478-M.....	182
Figura 127 – Comparação entre as perdas do inversor obtidas experimentalmente e as perdas calculadas.....	183
Figura 128 – Comparação entre o rendimento experimental e calculado do inversor.....	184
Figura 129 – Distribuição das perdas teóricas do inversor.....	184

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tempo máximo de desconexão para mudanças bruscas na corrente de fuga, segundo a IEC62109-2.	40
Tabela 2 – Tensão de modo comum para os vetores sintetizados pelo inversor NPC.	53
Tabela 3 – Comparação entre os métodos de mitigação da corrente de fuga.....	58
Tabela 4 – Comparativo entre as topologias de inversores fotovoltaicos apresentadas.....	61
Tabela 5 – Especificações do módulo KD245GH-4FB para as STC (1000 W/m ² @ 25°C). ..	64
Tabela 6 – Configurações de módulos fotovoltaicos consideradas na análise.....	64
Tabela 7 – Especificações do inversor NPC trifásico.....	68
Tabela 8 – Parâmetros adotados no projeto do indutor e indutância L_1 obtida.	84
Tabela 9 – Comparação numérica entre os resultados teóricos e de simulação para a corrente de fuga.	104
Tabela 10 – Parâmetros utilizados para a obtenção de $G_f(w)$	128
Tabela 11 – Parâmetros adotados na implementação.....	141
Tabela 12 – Condições da rede durante a realização dos testes.	142
Tabela 13 – Coeficientes disponibilizados pela <i>Semikron</i>	181
Tabela 14 – Parâmetros típicos adotados para os semicondutores.....	183

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abreviatura\Sigla	Significado
2MV1Z	<i>Two Medium Vectors and One Zero</i>
3MV	<i>Three Medium Vectors</i>
ABINEE	Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
APOD	<i>Alternative Phase Opposition Disposition</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
AZSPWM	<i>Active Zero State PWM</i>
BEN	Balanço Energético Nacional
CA	Corrente Alternada
CBPWM	<i>Carrier-Based PWM</i>
CC	Corrente Contínua
CMV	<i>Common Mode Voltage</i>
COBEI	Comitê Brasileiro de Eletricidade
DPWM	<i>Discontinuous PWM</i>
DR	Diferencial Residual
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EIA	<i>Energy Information Administration</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
EPIA	<i>European Photovoltaic Industry Association</i>
FB10	<i>Full Bridge 10</i>
FP	Fator de potência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
GO	Grão-Orientado
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
LCLM	LCL modificado
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
NBR	Norma Brasileira
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
P&O	Perturbação e Observação
PCC	Ponto de Conexão Comum
PD	<i>Phase Disposition</i>
PI	Proporcional-Integral
PMP	Ponto de Máxima Potência
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RSPWM	<i>Remote State PWM</i>

SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SPWM	<i>Sinusoidal PWM</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UMCR	Unidade de Monitoramento da Corrente Residual
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
C_1, C_2	Capacitâncias do barramento CC	F
C_{base}	Capacitância base	F
C_d	Capacitância do filtro LCLM amortecida	F
C_{eq}	Capacitância equivalente ($C_1 // C_2$)	F
C_f	Capacitância total do filtro LCLM	F
C_n	Capacitância do filtro LCLM sem amortecimento	F
C_p	Capacitância parasita	F
d_{xn}	Sinal modulante da fase x	-
D_d, d_d	Razão cíclica de eixo direto	-
d_q	Razão cíclica de eixo em quadratura	-
E, e	Tensão do barramento CC	V
E_{min}	Tensão mínima do barramento CC	V
E_b	Tensão base	V
f_a	Frequência fundamental da rede	Hz
f_1	Frequência de amostragem	Hz
f_m	Frequência do sinal modulante	Hz
f_p	Frequência da portadora	Hz
f_{res}	Frequência de ressonância	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
I_1	Corrente de pico fundamental na potência nominal do inversor	A
i_{1x}	Corrente de saída do inversor da fase x	A
i_d, I_d	Corrente de eixo direto	A
i_{dx}	Corrente no capacitor C_d da fase x	A
i_f	Corrente de fuga	A
i_{fx}	Corrente no capacitor do filtro LCLM da fase x	A
I_k	Corrente de pico para o harmônico de ordem k	A
i_{np}	Corrente no ponto central	A
i_{nx}	Corrente no capacitor C_n da fase x	A
i_o	Corrente do eixo θ	A
i_{pv}, I_{pv}	Corrente gerada pelo sistema fotovoltaico	A
i_q	Corrente de eixo em quadratura	A
i_x	Corrente injetada na fase x	A
$k_{máx}$	Harmônico máximo	-
L_1	Indutância de saída do inversor	H
L_2	Indutância de conexão com a rede	H

L_g	Indutância da rede	H
m_a	Índice de modulação em amplitude	-
m_f	Índice de modulação em frequência	-
P_n	Potência ativa nominal	W
R_d	Resistência de amortecimento	Ω
S	Irradiação solar	W/m ²
S_b	Potência base	VA
T_1	Período fundamental da rede	s
T_a	Período de amostragem	s
T_{amb}	Temperatura ambiente	°C
THD _i	Distorção harmônica total de corrente	%
$T_{mód}$	Temperatura do módulo fotovoltaico	°C
T_s	Período de comutação	s
v_{ab}, v_{bc}	Tensões de linha geradas pelo inversor	V
v_{c1}, v_{c2}	Tensões nos capacitores do barramento CC	V
v_{cmv}	Tensão de modo comum	V
v_d	Tensão da rede de eixo direto	V
v_{dx}	Tensão no capacitor C_d da fase x	V
v_{fx}	Tensão no capacitor do filtro LCLM da fase x	V
v_{go}	Tensão entre o aterramento da rede e o ponto central	V
v_{Lx}	Tensão sobre a indutância da fase x	V
v_{nx}	Tensão no capacitor C_n da fase x	V
v_o	Sinal de modo comum	V
$v_{o,min}, v_{o,max}$	Limites do espaço de solução para o sinal de modo comum	V
v_p	Tensão sobre a capacitância parasita	V
v_q	Tensão da rede de eixo em quadratura	V
v_{rede}	Tensão eficaz de linha da rede	V
v_x	Tensão da rede da fase x	V
v_{xg}	Tensão entre a fase x e o aterramento da rede	V
v_{xn}	Tensão de braço da fase x	V
v_{xo}	Tensão de braço da fase x com relação ao ponto central	V
α, α_m	Variável de ponderação do sinal de modo comum	-
Δi_{1x}	Ondulação da corrente de saída do inversor da fase x	A
$\Delta_{i,max}$	Ondulação máxima de corrente no indutor L_1 do filtro LCLM	A
$\Delta_{i,max}^{LCL}$	Ondulação máxima de corrente no filtro LCL convencional	A
θ	Ângulo de sincronismo	°
ω_1	Frequência fundamental	rad/s

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	29
1.1 Panorama energético e perspectivas.....	29
1.2 Classificação dos sistemas fotovoltaicos	34
1.2.1 Sistemas fotovoltaicos autônomos	34
1.2.2 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede	35
1.2.3 Sistemas híbridos	37
1.3 Uso do transformador em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.....	38
1.4 Objetivos da dissertação	41
1.5 Organização da dissertação	42
2 CORRENTE DE FUGA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	45
2.1 Introdução.....	45
2.2 Corrente de fuga.....	45
2.3 Métodos de mitigação.....	47
2.3.1 Utilização do quarto fio.....	50
2.3.2 Técnicas de modulação	51
2.3.3 Filtros passivos.....	54
2.3.4 Modificações topológicas	55
2.4 Considerações finais.....	57
3 DEFINIÇÃO, ANÁLISE E ESPECIFICAÇÃO DO INVERSOR.....	59
3.1 Introdução.....	59
3.2 Topologias convencionais de inversores fotovoltaicos não isolados.....	59
3.3 Definição da topologia e do método de redução da corrente de fuga	62
3.4 Definição das especificações do inversor fotovoltaico	63
3.5 Estratégia de modulação	68
3.6 Considerações finais	76
4 PROJETO DO FILTRO PASSIVO LCLM.....	79
4.1 Introdução.....	79
4.2 Projeto do filtro.....	79
4.2.1 Indutância de saída do inversor (L_1)	81
4.2.2 Capacitância de filtro (C_f)	85
4.2.3 Indutância de conexão com a rede (L_2).....	86
4.3 Projeto do amortecimento passivo	90
4.3.1 Esquema de amortecimento	90
4.3.2 Limites para a escolha do resistor de amortecimento (R_d).....	92
4.3.3 Impacto da impedância da rede.....	98
4.4 Resultados de simulação	101
4.5 Considerações finais	104
5 SISTEMA DE CONTROLE	107
5.1 Introdução.....	107
5.2 Descrição da estratégia de controle.....	107
5.3 Modelagem do inversor.....	111
5.3.1 Modelo de pequenos sinais do lado CA.....	111
5.3.2 Modelo do lado CC.....	119
5.3.3 Modelo da malha de balanço das tensões nos capacitores do barramento CC	122
5.4 Projeto dos controladores	126
5.4.1 Controlador da malha de corrente.....	128
5.4.2 Análise da estabilidade frente à variação paramétrica da indutância da rede	130

5.4.3 Controlador da malha de tensão	131
5.4.4 Controlador da malha de balanço das tensões nos capacitores do barramento CC	133
5.5 Resultados de simulação.....	134
5.5.1 Malha de corrente	134
5.5.2 Malha de tensão	136
5.5.3 Malha de balanço das tensões nos capacitores do barramento CC.....	137
5.6 Considerações finais.....	139
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	141
6.1 Introdução	141
6.2 Resultados.....	142
6.2.1 Análise da corrente de fuga	147
6.2.2 Análise do rendimento.....	148
6.2.3 Análise da distorção harmônica total da corrente injetada na rede	149
6.3 Considerações finais.....	152
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	155
7.1 Propostas para trabalhos futuros	158
7.2 Artigos relacionados ao trabalho.....	159
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	161
APÊNDICE A – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO... 167	
APÊNDICE B – DEDUÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE MODO COMUM..... 173	
APÊNDICE C – ANÁLISE TEÓRICA DO RENDIMENTO DO INVERSOR..... 179	

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo objetiva realizar uma contextualização do tema abordado nesta Dissertação de Mestrado. Inicialmente, um panorama energético mundial é apresentado, com destaque para a utilização das energias renováveis. Uma maior ênfase é dada à energia solar fotovoltaica, onde é destacada sua crescente utilização ao longo dos últimos anos. Em seguida, uma classificação dos sistemas fotovoltaicos é apresentada, onde é feita uma descrição das características básicas dos diferentes tipos de sistemas fotovoltaicos. Alguns aspectos relacionados à utilização do transformador em sistemas fotovoltaicos conectados à rede também são abordados, destacando suas vantagens e desvantagens. Ao final do capítulo, os principais objetivos e contribuições da Dissertação são apresentados.

1.1 Panorama energético e perspectivas

A eletricidade é uma das formas de energia mais utilizada no mundo, e isto se deve, entre outros motivos, pela facilidade de seu transporte e também por apresentar reduzidas perdas em comparação a outras fontes de energia. Assim, o desenvolvimento econômico e o aumento da população se traduzem em um incremento do consumo de energia elétrica. Com isso, a sociedade moderna está cada vez mais dependente deste subsídio, uma vez que o setor energético influencia praticamente em todos os aspectos de vida humana. Para ilustrar, a Figura 1 mostra a evolução do consumo anual estimado de energia elétrica no mundo nos últimos anos. Verifica-se que o consumo de energia elétrica subiu de 15136 bilhões de kWh em 2004 para cerca de 19710 bilhões de kWh no ano de 2012, o que equivale a um aumento

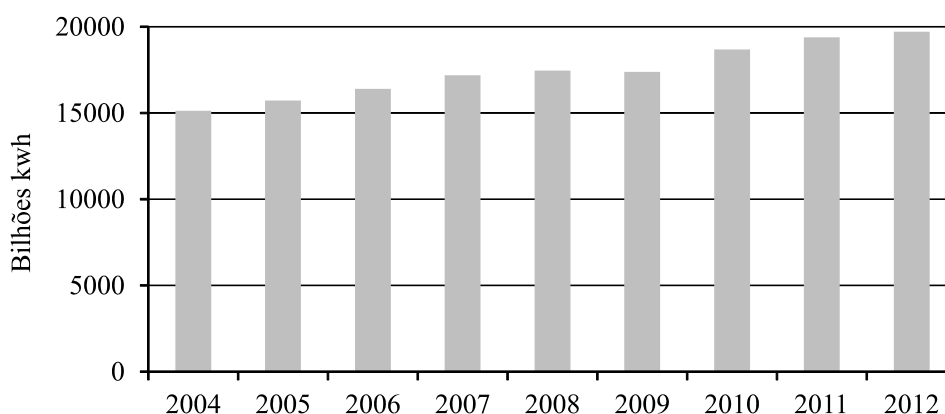


Figura 1 – Evolução do consumo anual estimado de energia elétrica no mundo.
Fonte: Adaptado de (EIA, 2015).

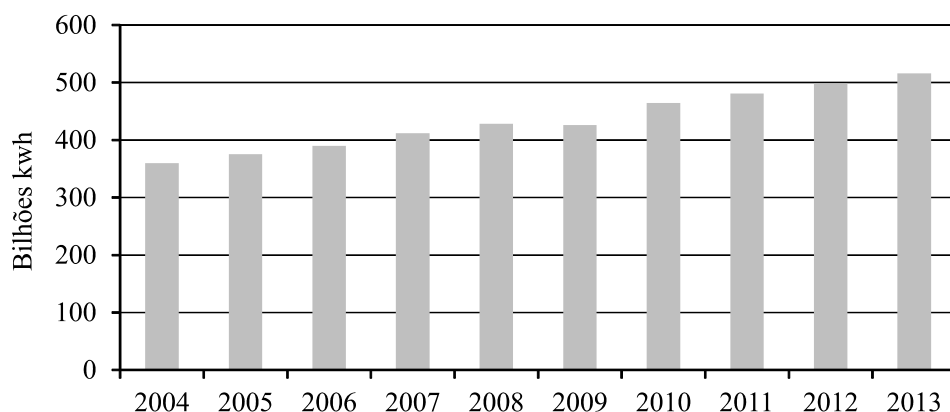


Figura 2 – Evolução do consumo anual estimado de energia elétrica no Brasil.
Fonte: Adaptado de (EPE, 2014).

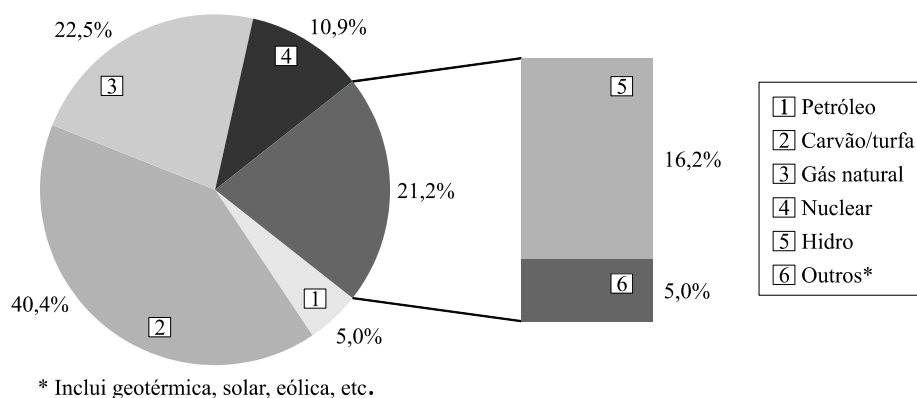


Figura 3 – Geração de eletricidade mundial.
Fonte: Adaptado de (IEA, 2014a).

percentual de 30,2% nesse período.

No caso do Brasil, o consumo anual estimado de energia elétrica também acompanha a tendência mundial, conforme ilustrado na Figura 2. Desta totalidade, aproximadamente 70% da oferta interna de energia elétrica no Brasil provém da geração hidráulica (incluindo importação), segundo dados do Balanço Energético Nacional (BEN) de 2014 (EPE, 2014).

Para suprir esta crescente demanda, a matriz energética deve estar estruturalmente preparada. Sabe-se que a maior parte da energia elétrica mundial consumida provém de fontes não renováveis de energia, como o petróleo e os seus derivados. Esta afirmação pode ser confirmada através da Figura 3, onde está representada a distribuição percentual das principais fontes primárias geradoras de energia elétrica no mundo, considerando o ano de 2012. Nota-se que as energias renováveis correspondem a somente 21,2% da geração de eletricidade no mundo, enquanto que o restante é predominantemente não renovável.

Comparado ao cenário mundial, pode-se afirmar que o Brasil utiliza uma quantidade significativa de fontes renováveis na sua matriz energética, as quais representam 79,3% da

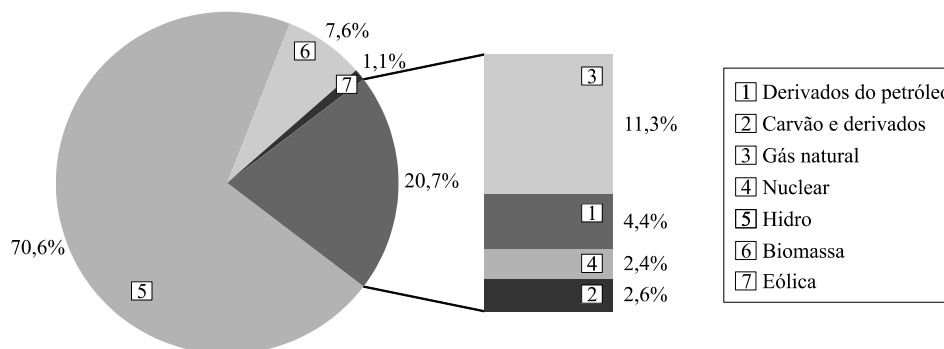


Figura 4 – Geração de eletricidade no Brasil.
Fonte: (EPE, 2014).

oferta interna de eletricidade no Brasil (incluindo importações) no ano de 2013, conforme mostrado na Figura 4. O restante (20,7%) é de origem não renovável e inclui os derivados do petróleo, carvão, gás natural e a energia nuclear. No entanto, como a geração renovável no Brasil é predominantemente hídrica, o regime das chuvas afeta a disponibilidade de energia elétrica em situações de estiagem.

A utilização de fontes não renováveis apresenta um impacto ambiental bastante negativo. A emissão de gases tóxicos na atmosfera, resultantes da queima do petróleo, provocam o aquecimento global (efeito estufa), afetando o clima e o ecossistema de uma forma geral. Além disso, a provável escassez dos combustíveis fósseis vem motivando investimentos em fontes renováveis de energia e a adoção de práticas sustentáveis. Dentre estas fontes, uma das que mais se destaca pelo crescimento nos últimos anos é a energia solar.

A energia solar se caracteriza como uma fonte de energia renovável bastante promissora. Pode ser aproveitada de diversas formas, onde se destacam os sistemas fotovoltaicos. Nestes sistemas, a energia do sol é utilizada para a produção de eletricidade a partir de módulos fotovoltaicos. A energia solar fotovoltaica apresenta diversas vantagens em relação às demais fontes de energia, como por exemplo: não produz ruído, não contribui sensivelmente para a poluição, possui uma fonte primária de energia abundante (Sol), pode ser instalada próxima ao local de consumo, apresenta elevada vida útil, facilidade de instalação devido à sua estrutura modular, entre outras (LUQUE e HEGEDUS, 2011).

A energia solar fotovoltaica vem em constante crescimento, embora sua contribuição ainda não seja significativa em comparação com a energia gerada por outras fontes renováveis, como pode ser observado na Figura 5, considerando dados de 2012 fornecidos pela *International Energy Agency* (IEA). Enquanto que a energia solar fotovoltaica é responsável por apenas 2,11% da energia elétrica renovável gerada mundialmente, a energia hídrica contribui com 77,8%.

No entanto, evidencia-se que a capacidade global instalada de geração fotovoltaica vem experimentando um forte crescimento ao longo dos anos, como exemplificado na Figura 6. Com 81,5 GW em 2013, a Europa se consolida como a principal região do mundo em termos de capacidade instalada, o que representa 59% da capacidade instalada global de geração fotovoltaica. A América se situa em terceiro, com aproximadamente 13,7 GW de potência instalada. A busca por fontes alternativas de energia, aliada aos crescentes investimentos, fez com que a capacidade instalada de geração fotovoltaica no mundo alcançasse o patamar de 138,85 GW no ano de 2013, segundo dados da *European Photovoltaic Industry Association (EPIA)* (EPIA, 2014).

No contexto mundial, a Alemanha é um dos países que mais investe na energia solar, possuindo 26% da capacidade fotovoltaica instalada no mundo, seguida da Itália (13%) e da China (13%), de acordo com dados de 2013 fornecidos pela EPIA e ilustrados na Figura 7. A China é o país não Europeu com maior capacidade instalada, possuindo cerca de 18,6 GW.

No caso do Brasil, a energia solar fotovoltaica ainda não se tornou uma tecnologia

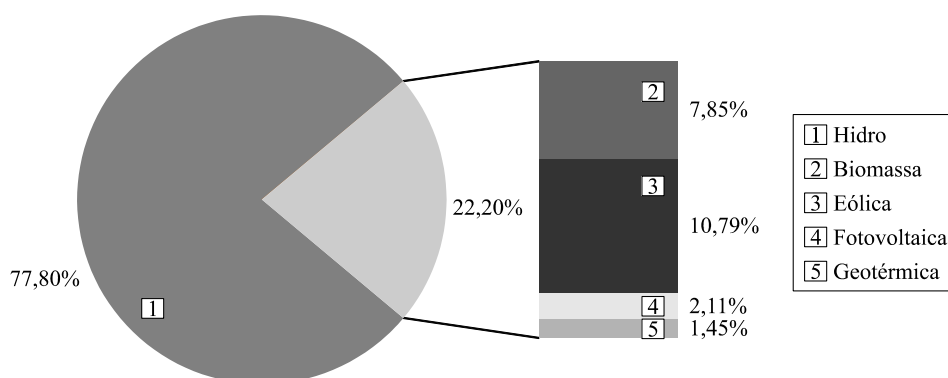


Figura 5 – Composição da energia elétrica gerada por fontes renováveis no mundo.
 Fonte: Adaptado de (IEA, 2014b).

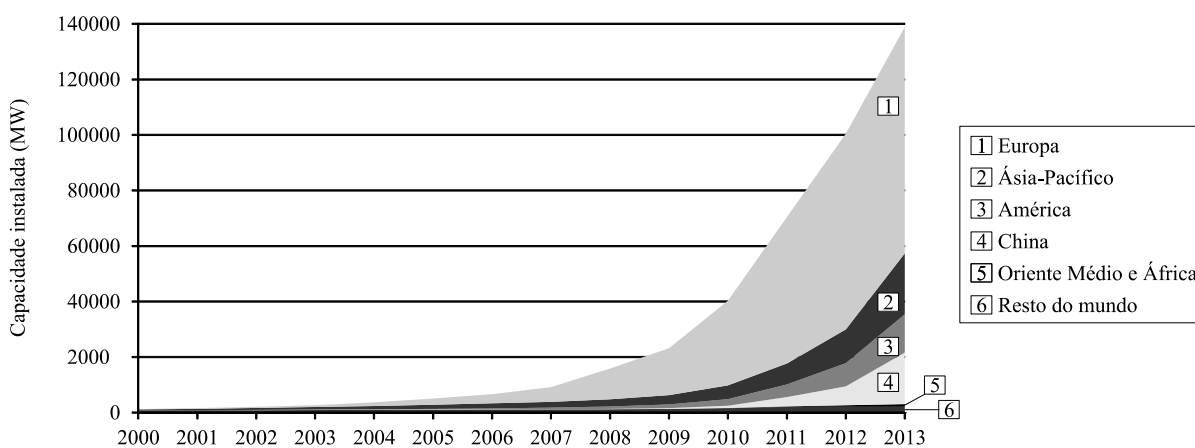


Figura 6 – Evolução acumulativa da capacidade global instalada de geração fotovoltaica.
 Fonte: Adaptado de (EPIA, 2014).

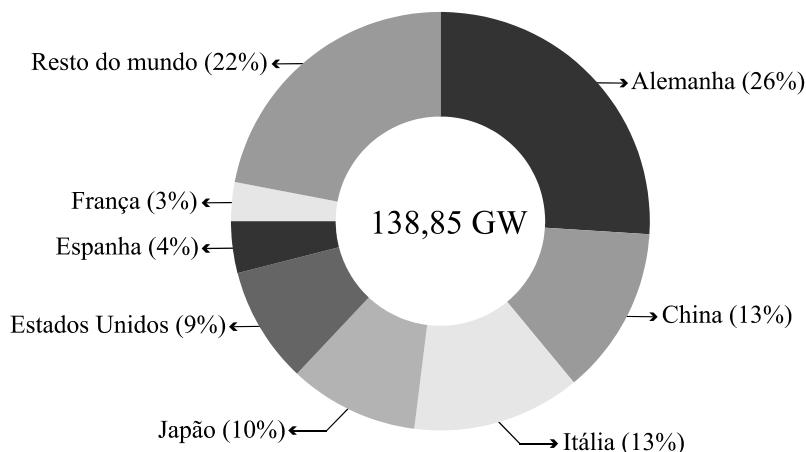


Figura 7 – Distribuição da capacidade fotovoltaica instalada em 2013.
Fonte: (EPIA, 2014).

difundida como nos países europeus. Foi empregada principalmente em pequenos sistemas isolados ou autônomos, em locais onde não há suprimento de energia elétrica através de linhas de distribuição. Segundo dados do BEN de 2014, o Brasil possuía uma capacidade instalada de geração fotovoltaica de apenas 5 MW no ano de 2013 (EPE, 2014).

Por outro lado, o potencial de irradiação solar incidente em qualquer região do território brasileiro é superior ao da maioria dos países da Europa, que concentram a maior capacidade instalada mundial em geração fotovoltaica. Por exemplo, o Brasil possui uma insolação diária entre 4,5 e 6 kWh/m², enquanto, na Alemanha, a insolação máxima diária não ultrapassa o limiar de 3,5 kWh/m² (VILLALVA e GAZOLI, 2012). Portanto, estes dados evidenciam o pouco aproveitamento deste recurso por parte do Brasil, uma vez que o território brasileiro apresenta potencial para geração solar fotovoltaica muito superior à Alemanha, a qual possui a maior capacidade instalada de geração solar fotovoltaica do mundo.

Diversos fatores contribuem para o pouco uso da energia solar fotovoltaica no Brasil. Um deles é o abundante potencial hídrico que o país possui, o qual ainda não foi totalmente explorado e que acaba canalizando a maioria dos investimentos na área de geração de energia elétrica. Além disso, o custo da eletricidade produzida com energia fotovoltaica ainda é considerado elevado em comparação com a energia hidrelétrica (VILLALVA e GAZOLI, 2012). Somado a estes fatores está a falta de incentivos governamentais, onde se verifica a escassez de subsídios para a instalação de pequenos/médios sistemas de geração fotovoltaicos.

Em contrapartida, ao longo dos últimos anos, nota-se um crescimento do interesse por parte de órgãos competentes em tornar os sistemas fotovoltaicos competitivos e difundidos na matriz energética brasileira. Uma sinalização disto é a aprovação, no ano de 2012, da resolução normativa n° 482 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) (ANEEL,

2012b). Esta resolução estabelece as condições gerais para o acesso da microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica. Define também o sistema de compensação de energia elétrica, no qual permite ao consumidor possuir um sistema fotovoltaico em sua residência para a complementação do consumo próprio. Além disso, caso haja excedente, possibilita o abatimento em futuras contas de energia elétrica ou até mesmo a exportação desta energia para outra localidade. Além disso, o Comitê Brasileiro de Eletricidade (COBEI) criou um grupo técnico sobre sistemas fotovoltaicos, o qual foi responsável pela elaboração de importantes normativas, sendo elas:

- NBR 16274/2014: Sistemas fotovoltaicos conectados à rede – Requisitos mínimos para documentação, ensaios de comissionamento, inspeção e avaliação de desempenho;
- NBR 16150/2013: Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição – Procedimento de ensaio de conformidade;
- NBR 16149/2013: Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição;
- NBR IEC 62116/2012: Procedimento de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Logo, uma vez que as barreiras relacionadas à energia solar fotovoltaica sejam vencidas, esta fonte de energia possui grandes chances de se tornar uma das fontes renováveis mais empregadas no Brasil, juntamente com a energia hídrica e a eólica. As perspectivas futuras com relação à energia solar fotovoltaica no mundo são bastante promissoras. Segundo dados da IEA, no ano de 2020, estima-se que a capacidade instalada mundial de energia solar fotovoltaica chegue próxima à 400 GW, quase três vezes a capacidade instalada atual (IEA, 2014b). A Figura 8 ilustra esta projeção ao longo dos próximos anos.

1.2 Classificação dos sistemas fotovoltaicos

1.2.1 Sistemas fotovoltaicos autônomos

Os sistemas fotovoltaicos autônomos são geralmente empregados em lugares remotos, onde não se tem o acesso à energia elétrica através da rede de distribuição ou onde a utilização de outro meio de suprimento de energia seja mais oneroso. Nestes sistemas, a carga

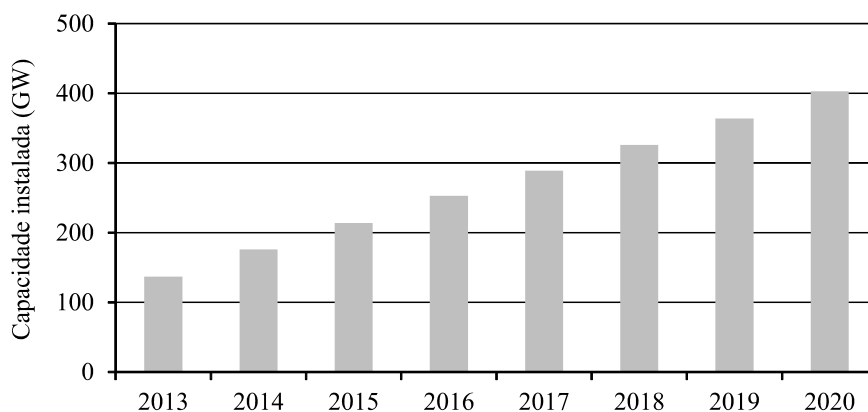


Figura 8 – Projeção da capacidade fotovoltaica instalada no mundo.
Fonte: Adaptado de (IEA, 2014b).

é alimentada somente pelos painéis fotovoltaicos, sendo classificados de acordo com a disponibilidade de armazenamento de energia.

Os sistemas fotovoltaicos autônomos com armazenamento de energia são destinados a alimentar a carga e também permitem armazenar a energia excedente em bancos de baterias. Isto possibilita que as cargas sejam alimentadas em momentos onde não se tenha disponível a luz solar. Um esquema básico deste tipo de sistema pode ser observado na Figura 9, onde se destaca que as cargas podem ser atendidas tanto em corrente contínua como em corrente alternada. A unidade de controle é destinada, por exemplo, ao gerenciamento da carga das baterias. Alguns exemplos de aplicação deste tipo de sistema são em equipamentos de telecomunicação, residências isoladas, iluminação pública, entre outros.

Com relação aos sistemas fotovoltaicos autônomos sem armazenamento de energia, são estruturalmente mais simples, pois não existe um sistema responsável pelo gerenciamento de carga das baterias. Por outro lado, as cargas somente são alimentadas quando se tem incidência solar suficiente nos módulos fotovoltaicos. Sua estrutura básica pode ser analisada na Figura 10. Este tipo de sistema pode ser aplicado, por exemplo, em sistemas de bombeamento de água, acionando motores em corrente contínua ou em corrente alternada.

1.2.2 Sistemas fotovoltaicos conectados à rede

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede injetam a energia gerada pelos módulos fotovoltaicos na rede pública de energia elétrica. Podem ser divididos em sistemas de grande porte centralizados (usinas) ou em sistemas de pequeno porte descentralizados (geração distribuída). A ANEEL define três categorias de sistemas fotovoltaicos conectados à rede, de acordo com sua potência (ANEEL, 2012a):

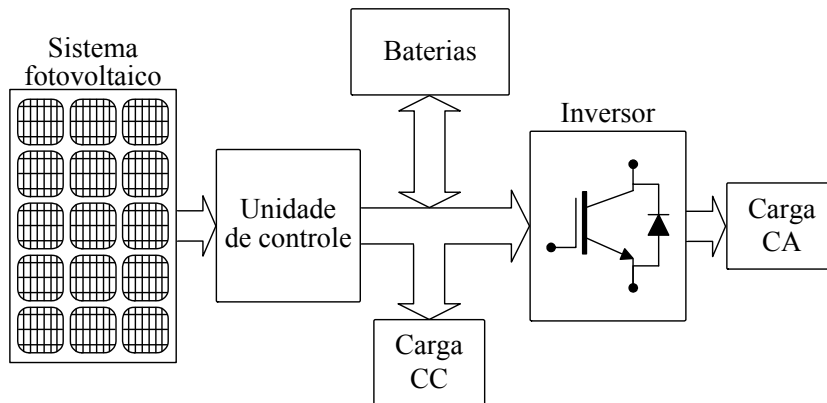


Figura 9 – Diagrama simplificado de um sistema fotovoltaico autônomo com armazenamento de energia.

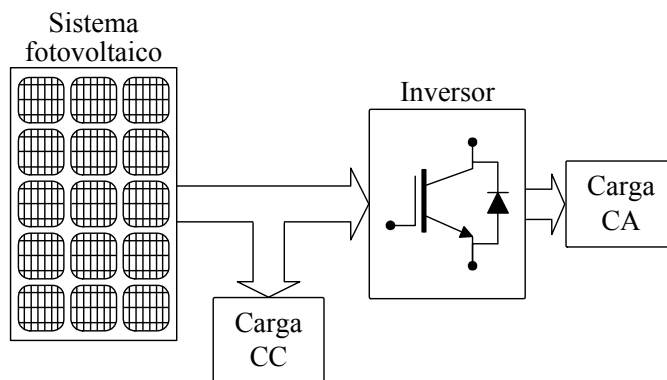


Figura 10 – Diagrama simplificado de um sistema fotovoltaico autônomo sem armazenamento de energia.

- Microgeração: potência instalada até 100 kW;
- Minigeração: potência instalada entre 100 kW e 1 MW;
- Usinas de eletricidade: potência instalada acima de 1 MW.

As usinas produzem grandes quantidades de energia elétrica através de um sistema fotovoltaico de grande porte, inserindo a energia gerada na rede elétrica com o auxílio de inversores e transformadores. Estas estruturas necessitam de uma grande área para sua instalação e se localizam relativamente distante dos grandes centros de consumo, o que requer a utilização de extensos sistemas de transmissão.

Os sistemas de microgeração e minigeração são instalados de forma distribuída (Geração Distribuída), próximos ao local de consumo, sendo que a energia gerada é utilizada como fonte complementar à rede de distribuição. Com isso, elimina-se grande parte das perdas associadas à transmissão e a distribuição. Os sistemas de minigeração são mais empregados em instalações comerciais e industriais, enquanto que os sistemas de microgeração são utilizados em instalações residenciais com menor consumo de energia elétrica (VILLALVA e GAZOLI, 2012). Para exemplificar, na Figura 11, é mostrado um diagrama simplificado de um sistema fotovoltaico residencial conectado à rede elétrica. Neste

caso, o medidor de energia do consumidor deve ser do tipo bidirecional, uma vez que a energia excedente pode ser injetada na rede.

1.2.3 Sistemas híbridos

Sistemas híbridos combinam diversas fontes geradoras de energia, não somente os painéis fotovoltaicos. Podem operar conectados à rede elétrica ou de forma autônoma, além de possibilitar a integração de outras fontes de energia, como geradores à combustão, geradores eólicos, células a combustível, entre outros. Esta integração de fontes permite que o tamanho do arranjo fotovoltaico seja reduzido, além do tamanho do banco de baterias, uma vez que, em instantes onde não se tenha irradiação solar, a energia pode ser gerada pelas demais fontes presentes. Um esquema básico de um sistema híbrido autônomo é mostrado na Figura 12. São considerados sistemas mais complexos, pois é necessário realizar um controle eficaz sobre as diferentes fontes de energia para o atendimento das cargas conectadas.

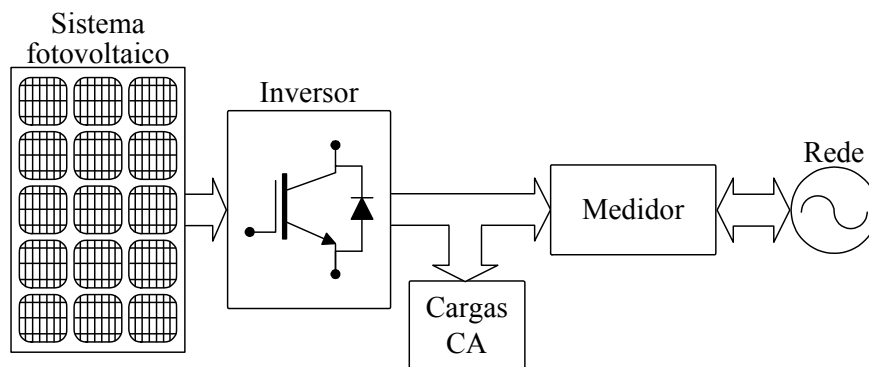


Figura 11 – Diagrama simplificado de um sistema fotovoltaico residencial conectado à rede.

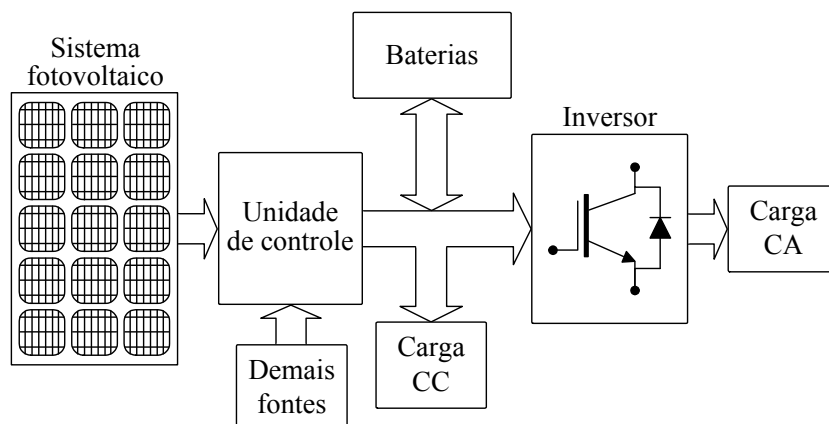


Figura 12 – Diagrama simplificado de um sistema híbrido autônomo.

1.3 Uso do transformador em sistemas fotovoltaicos conectados à rede

Dependendo da isolação elétrica existente entre o sistema fotovoltaico e a rede, os sistemas fotovoltaicos conectados à rede podem ser isolados ou não isolados. Esta isolação galvânica é feita utilizando um transformador, o qual pode estar localizado no lado da rede (baixa frequência) ou no lado CC (alta frequência), conforme exemplificado na Figura 13. No Brasil, a ANEEL estabelece que os sistemas de geração distribuída com potência instalada superior a 100 kW devem possuir um transformador de isolamento como requisito mínimo para a conexão com o sistema elétrico (ANEEL, 2012a). Por outro lado, este requisito não se aplica a sistemas que possuam uma potência instalada inferior a 100 kW.

O uso do transformador em sistemas fotovoltaicos conectados à rede traz alguns benefícios, tais como: possibilidade de adaptação de níveis de tensão, evita a injeção de corrente contínua na rede e também a circulação de correntes de fuga oriundas das capacitâncias parasitas do sistema fotovoltaico (GONZALEZ et al., 2006; GUBÍA et al., 2007; SUAN et al., 2011). Além disso, proporciona uma maior segurança pessoal contra choques elétricos, uma vez que o isolamento criado pelo transformador impede que a corrente circule pelo corpo humano caso uma pessoa entre em contato com a carcaça metálica não aterrada do módulo fotovoltaico (FARIAS, 2011).

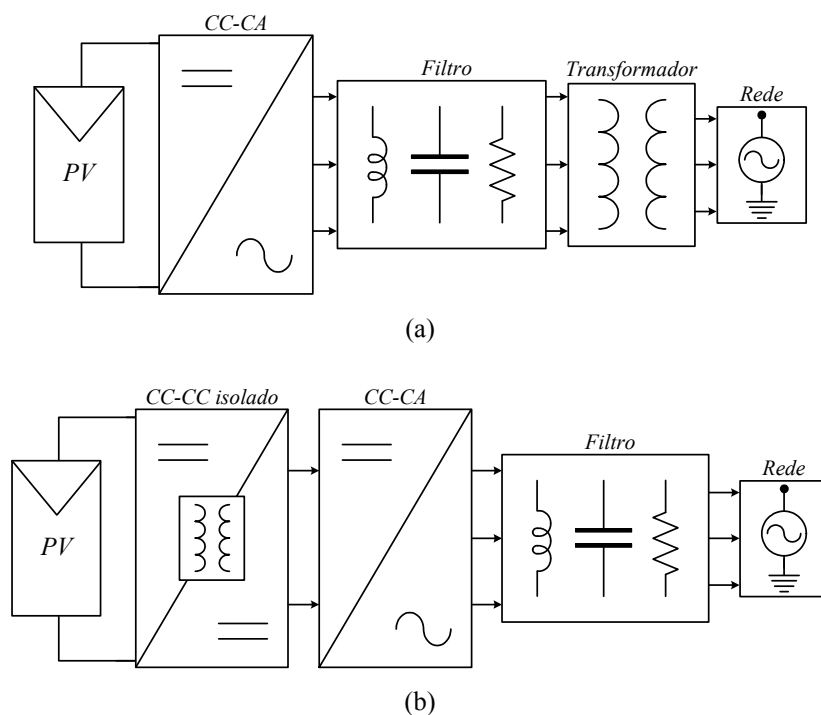


Figura 13 – Sistema fotovoltaico isolado: (a) transformador de baixa frequência; (b) transformador de alta frequência.

Quando a isolamento galvânica é feita do lado da rede (Figura 13(a)), o transformador opera em baixa frequência, tendo, por consequência, um elevado peso, volume e custo, além de provocar a diminuição do rendimento do sistema devido à presença das perdas associadas a este elemento (GONZALEZ et al., 2006; GUBÍA et al., 2007). A diminuição do volume e do custo pode ser obtida utilizando-se um transformador em alta frequência (Figura 13(b)). No entanto, o aumento da frequência causa uma elevação nas perdas magnéticas no núcleo, além de que o rendimento também é comprometido devido ao estágio adicional para conversão de energia (LOPEZ, TEODORESCU, FREIJEDO e DOVAL-GANDOY, 2007; MARANGONI, 2012).

A eliminação da isolamento galvânica através da retirada do transformador permite obter um sistema com um maior rendimento, baixo custo e reduzido tamanho/peso (KEREKES et al., 2007; GONZALEZ et al., 2008). Um esquema simplificado de um sistema fotovoltaico não isolado conectado à rede é mostrado na Figura 14.

Com a perda da isolamento galvânica, a carcaça metálica dos módulos fotovoltaicos deve ser aterrada por questões de segurança, impedindo assim a ocorrência de choques elétricos caso uma pessoa entre em contato com a mesma. Com isso, formam-se capacitâncias parasitas entre as células fotovoltaicas e a sua carcaça aterrada. Dependendo da modulação e da topologia do inversor empregadas no sistema não isolado, ocorrem variações de tensão nestas capacitâncias parasitas, originando correntes de fuga que percorrem o circuito do inversor e são injetadas na rede (TEODORESCU et al., 2010; SUAN et al., 2011). Na Figura 15, ilustra-se a corrente de fuga (i_f) que é gerada no sistema fotovoltaico devido às capacitâncias parasitas equivalentes (C_p), as quais podem ser representadas entre os terminais de saída do módulo fotovoltaico e a carcaça aterrada. Esta é uma das desvantagens associadas aos sistemas fotovoltaicos não isolados, onde a corrente de fuga acaba provocando problemas de interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference* – EMI) e distorção na forma de onda da corrente de saída do inversor,

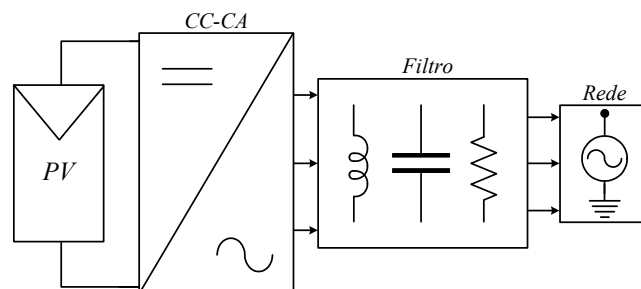


Figura 14 – Sistema fotovoltaico não isolado conectado à rede.

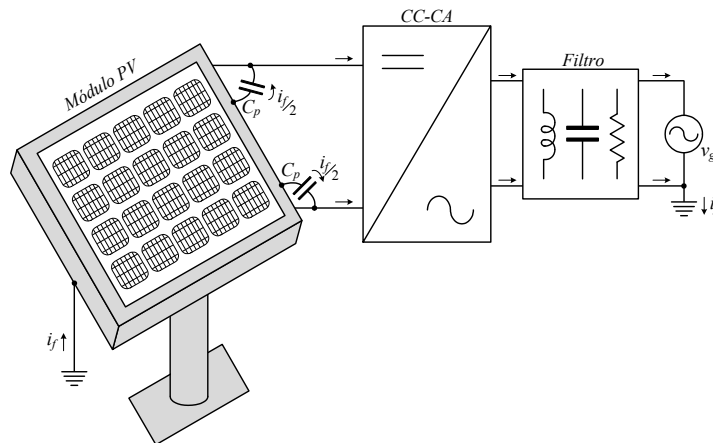


Figura 15 – Ilustração das capacitâncias parasitas e da corrente de fuga em um sistema fotovoltaico não isolado conectado à rede.

aumentando as perdas e causando problemas de segurança (MYRZIK e CALAIS, 2003). Outra desvantagem associada à perda de isolamento é a possibilidade de injeção de corrente contínua na rede elétrica, ocasionando problemas de saturação de transformadores de distribuição situados na rede (KEREKES et al., 2007).

Neste sentido, existem normas internacionais que limitam o nível de corrente de fuga presente no sistema fotovoltaico. A norma internacional IEC 62109-2, que trata da segurança em sistemas fotovoltaicos, estabelece que o inversor deve apresentar um meio de detectar a corrente de fuga e realizar a desconexão com a rede caso os limites sejam violados (IEC, 2011). A referida norma permite a escolha de duas maneiras diferentes de realizar este monitoramento: uma é utilizando um dispositivo de corrente Diferencial Residual (DR) de 30 mA e a outra é utilizando uma Unidade de Monitoramento da Corrente Residual (UMCR).

Caso a UMCR seja usada, o inversor deve se desconectar da rede em até 0,3 segundos se a corrente de fuga eficaz ultrapassar 300 mA. Entretanto, cabe destacar que, para inversores com potência acima de 30 kVA, este limite deve ser incrementado de 10 mA para cada kVA adicional. Além disso, o inversor deve se desconectar da rede caso a UMCR detecte mudanças bruscas na corrente de fuga, conforme mostrado na Tabela 1.

Tabela 1 – Tempo máximo de desconexão para mudanças bruscas na corrente de fuga, segundo a IEC62109-2.

Mudança no valor eficaz da corrente de fuga	Tempo máximo de desconexão da rede
30 mA	0,3 s
60 mA	0,15 s
150 mA	0,04 s

Esta é uma forma de detectar um choque elétrico caso alguma pessoa entre em contato com um condutor energizado. Até o momento, as normas brasileiras relacionadas a sistemas fotovoltaicos conectados à rede não apresentam limites específicos para a corrente de fuga, embora a norma NBR 5410 estabeleça o uso de dispositivos de corrente residual para proteção contra choques elétricos em locais específicos da instalação (ABNT, 2004).

1.4 Objetivos da dissertação

Esta Dissertação de Mestrado possui como objetivo geral projetar e desenvolver um inversor trifásico não isolado destinado à conexão de sistemas fotovoltaicos na rede secundária de distribuição de energia elétrica. Este inversor deve injetar correntes na rede com um nível de distorção harmônica que atenda as normas nacionais vigentes para sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Além disso, deve apresentar elevado rendimento e manter a corrente de fuga do sistema fotovoltaico dentro dos limites normativos. Como objetivos específicos deste trabalho podem-se destacar os seguintes itens:

- Realização de um estudo acerca do fenômeno da corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos não isolados conectados à rede, com destaque para os métodos comumente adotados para a sua mitigação;
- Definição de uma topologia para o inversor trifásico não isolado com base na análise de algumas estruturas encontradas comercialmente para sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Juntamente com a escolha da topologia, objetiva-se também definir uma estratégia de modulação adequada para o inversor trifásico;
- Definição e implementação de um método para a redução da corrente de fuga do sistema fotovoltaico aplicado ao inversor trifásico não isolado sob estudo;
- Projeto de um filtro passivo para a redução dos harmônicos de corrente injetados na rede de distribuição;
- Comprovação experimental dos resultados teóricos.

Além disso, esta Dissertação de Mestrado visa contribuir com relação ao projeto de um amortecimento passivo para o filtro de conexão com a rede. Conforme será detalhado posteriormente, este amortecimento passivo impacta não somente na estabilidade do sistema de controle, mas também na redução da corrente de fuga do sistema fotovoltaico.

1.5 Organização da dissertação

Esta dissertação encontra-se organizada em sete capítulos, incluindo a introdução e as considerações finais. Além disso, três apêndices foram adicionados de modo a apresentar algumas informações relevantes relacionadas ao projeto do inversor trifásico. No Capítulo 2, é apresentado o fenômeno da corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos não isolados, onde são abordadas questões como a origem das capacitâncias parasitas em sistemas fotovoltaicos, o que causa a circulação da corrente de fuga, seus efeitos nocivos ao sistema, entre outras. Por fim, alguns métodos utilizados para a redução da corrente de fuga são apresentados.

No Capítulo 3, é apresentada a definição da topologia do inversor trifásico, bem como do método de redução da corrente de fuga do sistema fotovoltaico. Também são apresentadas algumas das principais topologias empregadas em sistemas fotovoltaicos não isolados, com destaque para as disponíveis comercialmente. Em seguida, as especificações do inversor trifásico são definidas e a estratégia de modulação empregada é detalhada, destacando-se suas principais características.

O Capítulo 4 trata do projeto do filtro passivo para a conexão com a rede. O esquema de amortecimento passivo é projetado com base nos critérios de corrente de fuga e estabilidade do sistema de controle. Também é analisado o impacto da indutância da rede nos critérios de projeto da resistência de amortecimento. Resultados de simulação são mostrados ao final do capítulo de modo a validar o procedimento de projeto.

A descrição da estratégia de controle adotada para inversor trifásico é mostrada no Capítulo 5. Realiza-se também a modelagem do inversor, onde são obtidos os modelos para o projeto das malhas de controle. O projeto dos controladores é feito utilizando técnicas convencionais de projeto baseadas na resposta em frequência. Uma breve análise da variação paramétrica da indutância da rede também é apresentada com o intuito de verificar a estabilidade do sistema de controle. Por fim, o desempenho do sistema de controle é verificado através de simulações.

Os resultados experimentais são detalhados no Capítulo 6. Ao final, algumas considerações finais acerca da dissertação são apresentadas de modo a identificar as suas contribuições e os possíveis trabalhos futuros. O Apêndice A descreve de forma simplificada alguns aspectos de implementação do inversor trifásico, tais como os semicondutores utilizados e os demais componentes físicos. No Apêndice B, é apresentada a dedução do circuito equivalente de modo comum do inversor trifásico, o qual é utilizado no projeto do

amortecimento passivo do filtro de conexão com a rede. O Apêndice C descreve o procedimento de cálculo utilizado para a obtenção das perdas teóricas do inversor.

2 CORRENTE DE FUGA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

2.1 Introdução

Este capítulo trata do fenômeno da corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos não isolados, com ênfase nos métodos de mitigação empregados em sistemas trifásicos. Inicialmente, é mostrado como são originadas as capacitâncias parasitas em sistemas fotovoltaicos, como as mesmas podem ser modeladas e o que origina a circulação da corrente de fuga, bem como seus efeitos nocivos ao sistema. Também é mostrado o motivo pelo qual sistemas com transformador não sofrem com os problemas associados à corrente de fuga. Algumas normas internacionais destinadas à limitação dos níveis de corrente de fuga são apresentadas. Por fim, são abordados alguns métodos utilizados para a redução da corrente de fuga em sistemas trifásicos.

2.2 Corrente de fuga

A corrente de fuga é originada a partir das variações de tensão sobre as capacitâncias parasitas existentes entre os terminais dos módulos fotovoltaicos e a carcaça metálica aterrada. As capacitâncias parasitas existentes em sistemas fotovoltaicos surgem devido às características e propriedades físicas dos materiais utilizados na fabricação do módulo fotovoltaico. Como pode ser observado na Figura 16, estas capacitâncias localizam-se entre as células, nas laterais do módulo e entre a camada de vidro superior (CALAIS et al., 1999). Seu valor depende essencialmente de fatores construtivos, como as características do material empregado, e de fatores externos, como a umidade e a sobreposição de sujeira sobre a superfície do módulo (SUAN et al., 2011). Quanto maior for a área da superfície do módulo, maiores serão os valores destas capacitâncias. Em arranjos fotovoltaicos de área considerável,

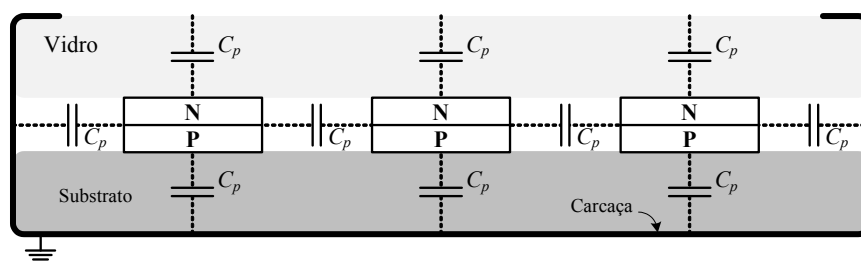


Figura 16 – Esquema ilustrativo das capacitâncias parasitas em um módulo fotovoltaico.

estas capacitâncias assumem valores em torno de 50 a 150 nF/kW para módulos de silício cristalino, variando conforme as condições climáticas e a estrutura dos módulos (MYRZIK e CALAIS, 2003).

Quando ocorrem variações de tensão sobre as capacitâncias parasitas, correntes de fuga são originadas e percorrem o circuito do inversor, são injetadas na rede e retornam pelo terminal aterrado, como ilustrado na Figura 17. Geralmente, modela-se o efeito da capacitância parasita inserindo-se um capacitor conectado em ambos os terminais (positivo e negativo) do módulo fotovoltaico (GUBÍA et al., 2007). Neste trabalho, será considerada a existência da capacitância parasita somente no terminal negativo do módulo, sendo esta consideração perfeitamente aceitável, uma vez que a tensão sobre a capacitância parasita superior difere da inferior somente pela magnitude da tensão do módulo fotovoltaico, que varia lentamente quando comparada à frequência de comutação do inversor.

Quanto maior for a amplitude e a frequência das variações de tensão sobre a capacitância parasita, maior será a magnitude da corrente de fuga. Este comportamento pode ser verificado analisando-se a equação que descreve a corrente através de um capacitor em função da variação de tensão em seus terminais:

$$i_f(t) = C_p \frac{dv_p(t)}{dt}, \quad (1)$$

onde v_p é a tensão sobre a capacitância parasita. Portanto, a magnitude da corrente de fuga depende do valor da capacitância parasita e da variação de tensão sobre a mesma. Logo, em regime permanente, níveis contínuos (CC) de tensão não contribuem para a corrente de fuga.

A corrente de fuga pode degradar a qualidade da corrente injetada na rede, uma vez que componentes indesejadas de corrente circularão pela rede (CALAIS et al., 1999). Além disso, a perda da isolamento galvânica gera problemas relativos à segurança pessoal (risco de choque

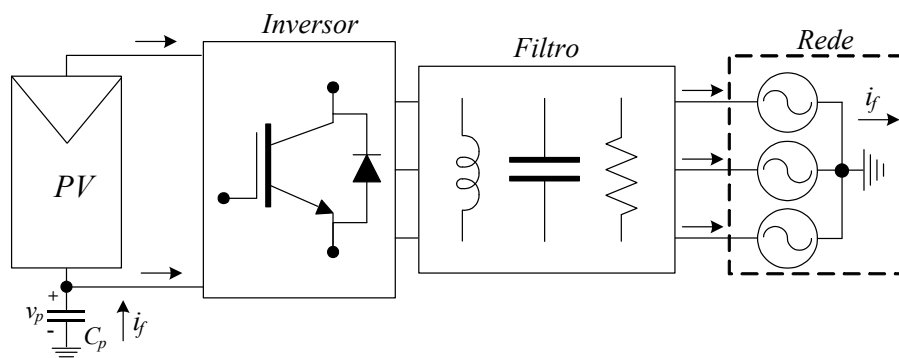


Figura 17 – Ilustração do fluxo da corrente de fuga.

elétrico) caso a carcaça do módulo fotovoltaico não seja aterrada. Outro efeito causado pela corrente de fuga é o aumento de ruídos de alta frequência, que causam problemas de compatibilidade eletromagnética no inversor e que podem interferir no funcionamento de outros equipamentos nas proximidades. Estes problemas não são verificados em sistemas fotovoltaicos com transformador, uma vez que a corrente de fuga é praticamente inexistente. Para descrever como isto ocorre, considere um sistema fotovoltaico isolado por um transformador de baixa frequência, representado na Figura 18. Embora exista isolação galvânica entre o primário e o secundário do transformador, existem capacitâncias parasitas (C_{ta} , C_{tb} e C_{tc}) entre os enrolamentos. Como estas capacitâncias são da ordem de 100 pF e estão em série com o circuito, correntes parasitas com frequências menores que 50 kHz irão ser fortemente reduzidas (devido à elevada impedância série destas capacitâncias), enquanto que as frequências mais elevadas podem ser filtradas através da inserção de um filtro de EMI (KEREKES et al., 2009).

2.3 Métodos de mitigação

A corrente de fuga pode ser composta por componentes de baixa frequência (50/60 Hz), média frequência (10-100 kHz) e alta frequência (150 kHz-30 MHz) (HUAFENG e SHAOJUN, 2010). As amplitudes das componentes de baixa frequência são relativamente reduzidas e podem ser desprezadas em sistemas de pequeno/médio porte. As componentes de alta frequência podem ser minimizadas com a utilização de um filtro de EMI. No entanto, as componentes de média frequência, situadas em torno da frequência de comutação do inversor, podem apresentar amplitudes significativas. Como citado anteriormente, a magnitude da corrente de fuga está diretamente associada às variações de tensão sobre a capacitância parasita. Estas variações dependem basicamente da topologia do inversor (juntamente com o

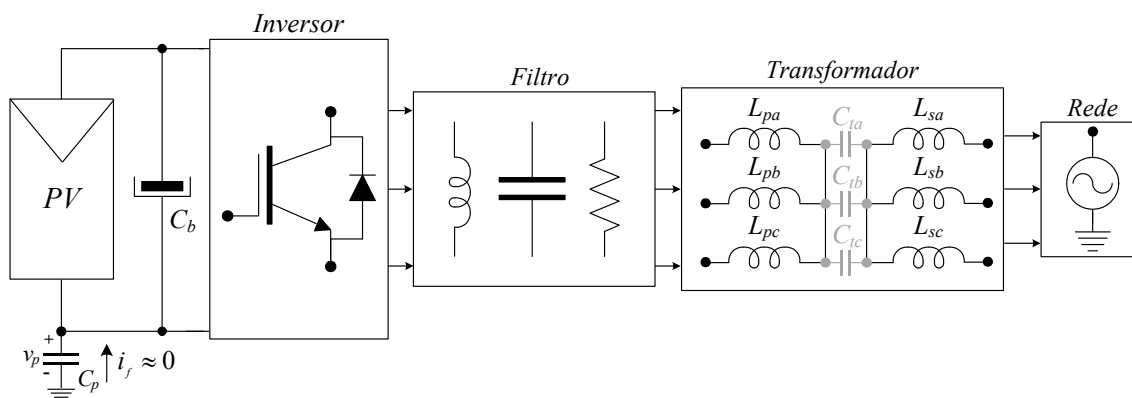


Figura 18 – Capacitâncias entre enrolamentos em um transformador aplicado a um sistema fotovoltaico.

filtro de saída) e da estratégia de modulação utilizada (KEREKES et al., 2007). Neste sentido, tem-se buscado alterar a topologia dos inversores e/ou aplicar técnicas de modulação que permitam a redução da corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos não isolados.

De modo a descrever as medidas a serem adotadas para mitigar o efeito da circulação da corrente de fuga em inversores trifásicos não isolados, se torna necessário encontrar uma relação matemática para a tensão sobre as capacitâncias parasitas em função das características do inversor. Para tanto, considere o inversor trifásico a três fios conectado à rede através de um filtro puramente indutivo, como representado na Figura 19.

Aplicando a LKT (Lei de Kirchhoff das Tensões) nos três braços do conversor tem-se:

$$v_p + v_{an} - v_{ag} = v_p + v_{bn} - v_{bg} = v_p + v_{cn} - v_{cg} = 0, \quad (2)$$

onde as tensões v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} representam as quedas de tensão sobre as indutâncias de filtro somadas com as tensões da rede. Somando-se as três equações presentes em (2) e isolando a tensão sobre a capacitância parasita tem-se que:

$$v_p = \frac{-(v_{an} + v_{bn} + v_{cn})}{3} + \frac{v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}}{3}. \quad (3)$$

A primeira parcela da equação (3) é conhecida como tensão de modo comum (*CMV – Common Mode Voltage*) do inversor e representa a média das tensões sintetizadas pelos braços do inversor:

$$v_{cmv} = \frac{v_{an} + v_{bn} + v_{cn}}{3}. \quad (4)$$

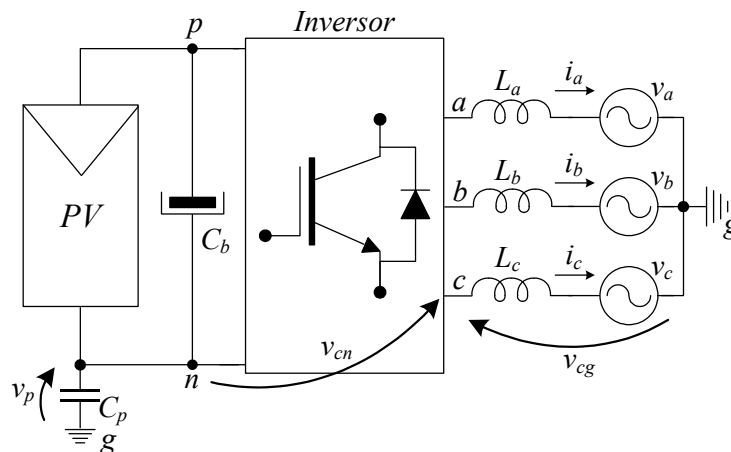


Figura 19 – Inversor trifásico a três fios conectado à rede com filtro indutivo.

Como definido anteriormente, as tensões v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} são dadas pela soma das tensões da rede (v_a , v_b e v_c) com as respectivas quedas de tensão no filtro (v_{La} , v_{Lb} e v_{Lc}). Assim, tem-se que:

$$v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} = v_{La} + v_a + v_{Lb} + v_b + v_{Lc} + v_c. \quad (5)$$

Considerando que as tensões trifásicas da rede são balanceadas ($v_a + v_b + v_c = 0$) tem-se que:

$$v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} = v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc}. \quad (6)$$

Substituindo (4) e (6) em (3) chega-se ao seguinte:

$$v_p = -v_{cmv} + \frac{v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc}}{3}. \quad (7)$$

Analisando a equação (7), percebe-se que a tensão sobre a capacitância parasita depende essencialmente da tensão de modo comum e das quedas de tensão sobre as indutâncias de filtro. Neste sentido, assumindo que as indutâncias do filtro são idênticas ($L_a = L_b = L_c = L$), a equação (7) pode ser representada por um circuito equivalente de modo comum, conforme mostrado na Figura 20.

Modelos semelhantes ao apresentado na Figura 20 são encontrados na literatura para inversores monofásicos e/ou trifásicos (GUBÍA et al., 2007; LOPEZ, TEODORESCU, FREIJEDO e DOVALGANDOY, 2007; KERKES et al., 2009; HUAFENG e SHAOJUN, 2010). Quando da utilização do filtro de EMI, também se faz necessária a sua representação no modelo (GUBÍA et al., 2007). Demonstra-se também que pode existir uma tensão diferencial em alta frequência se as indutâncias de filtro de conexão com a rede não forem iguais, fato este que também contribui para o aumento da corrente de fuga (GUBÍA et al., 2007). Neste sentido,

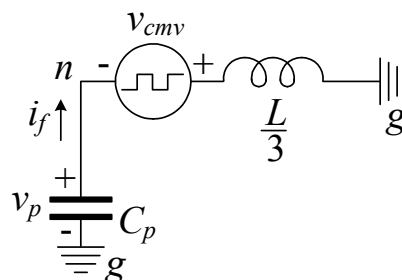


Figura 20 – Circuito equivalente de modo comum para o inversor trifásico com filtro indutivo.

nas próximas seções são descritas algumas alternativas para a redução da corrente de fuga.

2.3.1 Utilização do quarto fio

De acordo com a Figura 20, é possível notar que a geração da corrente de fuga está ligada diretamente com as variações presentes na tensão de modo comum. No entanto, em sua grande maioria, as técnicas de modulação aplicadas aos inversores trifásicos resultam em uma tensão de modo comum de elevada amplitude e frequência, tendo como consequência a circulação de elevadas correntes de fuga. Neste caso, uma alternativa adotada é a utilização de inversores que possibilitam a utilização de um quarto fio conectado ao aterramento da rede e ao ponto central do divisor capacitivo do barramento CC (KEREKES et al., 2009), como mostrado na Figura 21(a).

O objetivo da utilização do quarto fio é fazer com que a tensão sobre a capacitância parasita se mantenha praticamente constante, pois, considerando que as tensões dos capacitores do barramento CC são constantes, tem-se que:

$$v_p = -\frac{E}{2} - v_{go}, \quad (8)$$

onde v_{go} é a diferença de potencial entre o aterramento da rede e o ponto central do divisor capacitivo (sobre a impedância Z_n do quarto fio). Esta nova malha criada pela adição do quarto fio pode ser adicionada ao modelo descrito anteriormente, resultando no circuito mostrado na Figura 21(b).

Logo, considerando que a impedância Z_n é significativamente baixa, mesmo que a

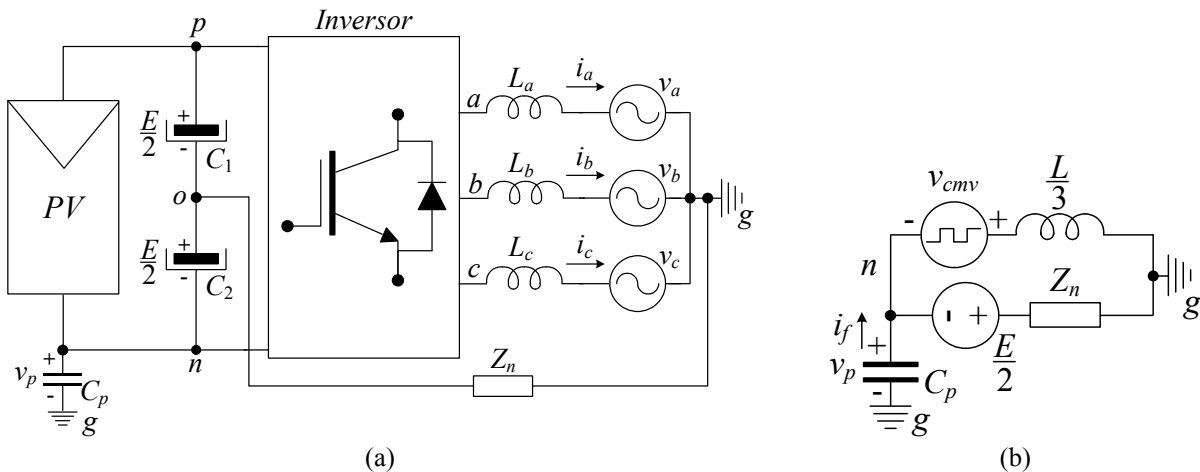


Figura 21 – Emprego do quarto fio para redução da corrente de fuga: (a) inversor trifásico a quatro fios conectado à rede; (b) circuito equivalente de modo comum com a adição do quarto fio.

tensão de modo comum apresente variações de alta frequência e amplitude, a tensão sobre a capacitância parasita se mantém praticamente constante e igual à tensão no capacitor C_2 . Entretanto, caso esta impedância se torne elevada, as variações de alta frequência na tensão v_{go} tendem a ficar acentuadas, ocasionando a elevação da corrente de fuga (KEREKES et al., 2008). Evidencia-se então, que, se este método de mitigação for utilizado, a impedância do quarto fio deve ser minimizada. Além disso, a utilização do quarto fio na conexão com a rede traz a desvantagem da limitação da máxima amplitude da tensão de linha gerada pelo inversor na região linear em 86,6% da tensão total do barramento CC.

2.3.2 Técnicas de modulação

Caso a aplicação impeça a utilização do quarto fio, uma alternativa é a utilização de técnicas de modulação que reduzam ou eliminem as variações em alta frequência da tensão de modo comum. Nestes casos, a técnica de modulação mais empregada é a do tipo vetorial, ou *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM), pois possui maior flexibilidade para a escolha das sequências de comutação (PINHEIRO et al., 2005).

Para exemplificar, considere o emprego do inversor trifásico a dois níveis convencional, mostrado na Figura 22(a). Existem oito possíveis combinações para as chaves S_a , S_b e S_c , o que resulta em seis vetores ativos ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) e dois vetores nulos (V_0, V_7). Efetuando o mapeamento das tensões de saída do inversor (v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}) em um espaço bidimensional através da transformada $\alpha\beta$, obtém-se o diagrama vetorial mostrado na Figura 22(b). Juntamente com cada vetor, está sinalizada a tensão de modo comum que é gerada ao se aplicar o respectivo vetor (entre parênteses). Percebe-se que, se o padrão

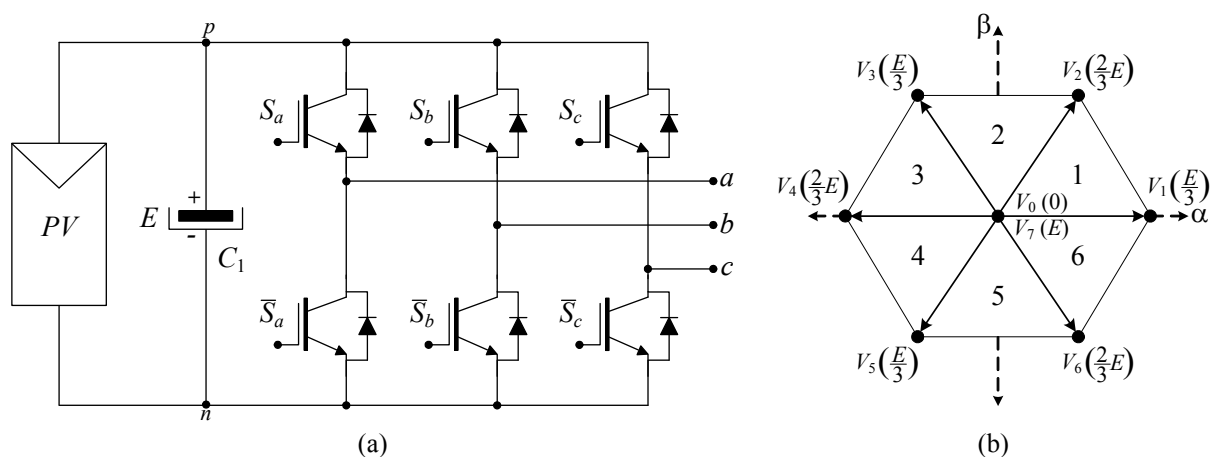


Figura 22 – Técnicas de modulação para redução da corrente de fuga: (a) inversor trifásico a dois níveis; (b) diagrama vetorial.

convencional de modulação for utilizado, onde todos os vetores são utilizados para sintetizar as tensões de saída em um ciclo da fundamental, a tensão de modo comum varia em alta frequência a cada aplicação dos vetores.

Uma possibilidade é a utilização somente dos vetores pares (V_2, V_4, V_6) ou ímpares (V_1, V_3, V_5) para a síntese da tensão desejada, uma vez que em ambos os casos a tensão de modo comum apresenta um valor constante. Este tipo de modulação é denominada de RSPWM1 (*Remote State PWM*) para a utilização dos vetores ímpares e RSPWM2 para a utilização dos pares (CACCIATO et al., 1999). Embora seja uma estratégia bastante eficaz para a redução da corrente de fuga, a máxima amplitude da tensão de fase sintetizada fica limitada a 57,7% da tensão que seria gerada com a utilização de todos os vetores (SVPWM convencional). Um acréscimo de 15,5% na tensão sintetizada pode ser obtido se o padrão RSPWM3 for utilizado, onde existe uma alternância na utilização do RSPWM1 e do RSPWM2 a cada 60° do diagrama vetorial (CACCIATO et al., 1999). No entanto, a transição de um padrão para outro causa uma alteração na tensão de modo comum, resultando na geração de corrente de fuga.

Outra técnica aplicada ao inversor trifásico a dois níveis é a AZSPWM (*Active Zero State PWM*), onde somente os vetores nulos (V_0, V_7) não são utilizados (YEN-SHIN et al., 2004). Neste caso, o vetor nulo é sintetizado através da aplicação de dois vetores não nulos defasados de 180°. Com isso, eliminam-se da tensão de modo comum as variações relativas aos vetores nulos (0 e E). Embora esta técnica permita sintetizar a mesma amplitude máxima da tensão obtida com o SVPWM convencional, a tensão de modo comum ainda varia entre $E/3$ e $2E/3$. Existem ainda variações destas técnicas, mas o objetivo continua sendo minimizar as variações de alta frequência na tensão de modo comum (UN e HAVA, 2006).

A mesma metodologia de redução da tensão de modo comum também pode ser aplicada a outros inversores, tal como o inversor trifásico a três níveis NPC (*Neutral Point Clamped*). Sua topologia é mostrada na Figura 23(a), onde a estrutura de cada fase é representada de forma modular. Para o inversor NPC, é possível sintetizar 19 diferentes vetores, como pode ser observado na Figura 23(b). A subdivisão é feita em vetores grandes ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$), médios ($V_7, V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$), pequenos ($V_{13}, V_{14}, V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}$) e vetor nulo (V_0). Como os vetores pequenos podem ser obtidos a partir de dois estados de condução e o vetor nulo a partir de três estados de condução, o inversor NPC totaliza 27 possíveis estados de condução. A tensão de modo comum gerada para cada vetor do diagrama vetorial é mostrada na Tabela 2.

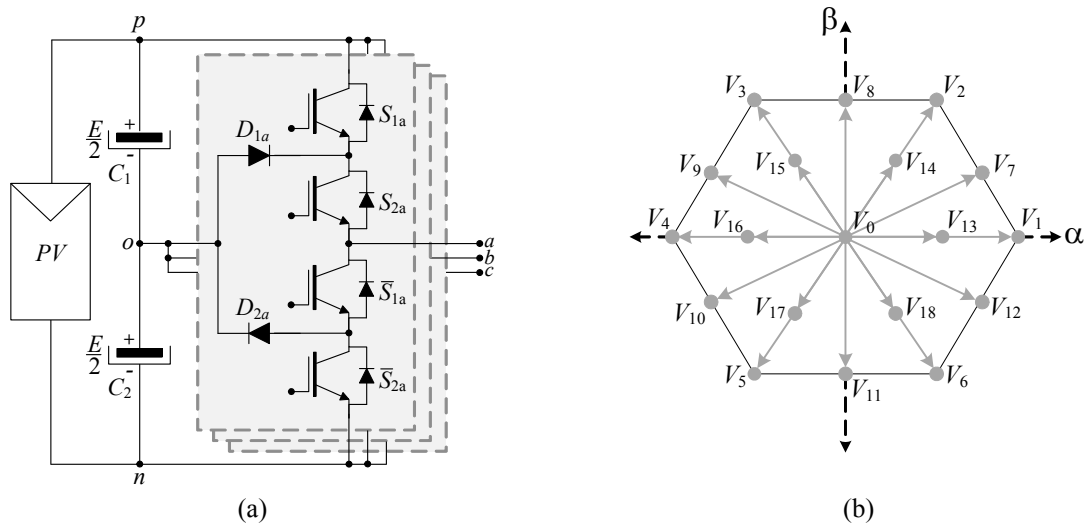


Figura 23 – Técnicas de modulação para redução da corrente de fuga: (a) inversor trifásico a três níveis; (b) diagrama vetorial para o NPC três níveis.

Tabela 2 – Tensão de modo comum para os vetores sintetizados pelo inversor NPC.

Vetor	v_{cmv}
$V_1, V_3, V_5, V_{14}^1, V_{16}^2, V_{18}^1$	$E/3$
$V_2, V_4, V_6, V_{13}^2, V_{15}^2, V_{17}^1$	$2E/3$
$V_0^3, V_7, V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$	$E/2$
V_{13}^1, V_{15}^1 e V_{17}^2	$E/6$
V_{14}^2, V_{16}^1 e V_{18}^2	$5E/6$
V_0^2	E
V_0^1	0

Neste caso, as técnicas 3MV (*Three Medium Vectors*) e 2MV1Z (*Two Medium Vectors and One Zero*) podem ser aplicadas (CAVALCANTI et al., 2012). Na técnica 3MV, os três vetores médios mais próximos da referência são utilizados, mantendo a tensão de modo comum constante e igual à $E/2$. Da mesma forma, a técnica 2MV1Z faz uso de dois vetores médios e do vetor nulo V_0^3 , resultando também em uma tensão de modo comum constante e igual à $E/2$. No entanto, a máxima tensão de fase sintetizada pelo inversor NPC é 86,6% da tensão obtida com a modulação SVPWM convencional. Ressalta-se que ambas as técnicas devem ser utilizadas conjuntamente, uma vez que para elevados índices de modulação emprega-se a técnica 3MV e para baixos índices de modulação adota-se a técnica 2MV1Z (CAVALCANTI et al., 2012).

Conclui-se desta análise que a utilização da modulação SVPWM proporciona flexibilidade na escolha dos vetores de comutação para minimizar a tensão de modo comum e, por consequência, a corrente de fuga. No entanto, a não utilização de um determinado

conjunto de vetores, com o intuito de manter a tensão de modo comum constante, traz a desvantagem da redução da capacidade de síntese de tensão do inversor.

2.3.3 Filtros passivos

Outra possível abordagem para a redução da corrente de fuga é a forma de conexão do filtro passivo utilizado. Um filtro passivo LCL modificado (LCLM) foi proposto em (DONG et al., 2012) para um inversor monofásico ponte completa, sendo estendida pelo mesmo autor para a configuração trifásica (DONG, 2012). Uma estrutura semelhante foi encontrada para o acionamento de máquinas (RENDUSARA e ENJETI, 1998), com a diferença de que o filtro de modo comum não foi implementado neste caso. A estrutura proposta do filtro passivo LCLM aplicada a um inversor trifásico dois níveis é mostrada na Figura 24(a). O filtro é composto basicamente pelos mesmos componentes de um filtro LCL convencional, no entanto, o ponto comum dos capacitores do filtro é conectado ao ponto central do barramento CC. Esta conexão forma um caminho de menor impedância para a corrente de fuga, minimizando sua circulação pela rede.

Para melhor entendimento, pode-se considerar o circuito equivalente de modo comum para o filtro passivo LCLM, apresentado na Figura 24(b). O ramo capacitivo formado pela capacitância $3C_f$ atua minimizando as variações de alta frequência da tensão sobre a capacitância parasita, reduzindo a corrente de fuga. É importante ressaltar que o capacitor C_2 do barramento CC não foi incluído no circuito equivalente de modo comum, pois sua capacitância é bastante elevada com relação à do capacitor C_f . Similarmente, como

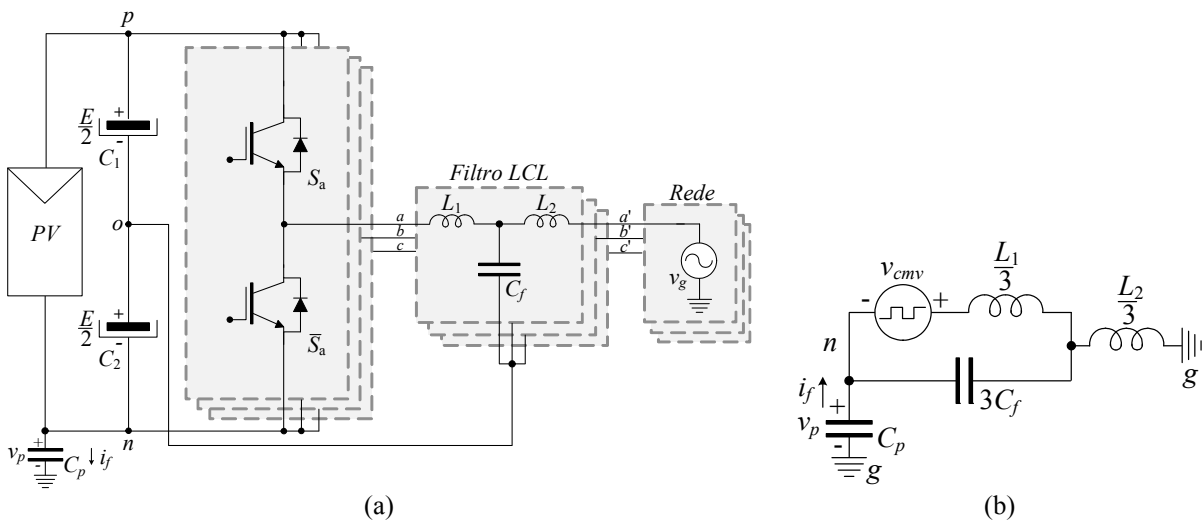


Figura 24 – Filtro passivo para a redução da corrente de fuga: (a) filtro passivo LCLM; (b) circuito equivalente de modo comum.

o objetivo é modelar o comportamento em alta frequência do circuito equivalente de modo comum, o nível CC do capacitor C_2 ($E/2$) também não foi incluído no circuito.

A utilização deste método para a redução da corrente de fuga não requer nenhuma modificação na topologia do inversor nem a adição de componentes extras. Além disso, a estratégia de modulação também não necessita ser modificada, mantendo, desta forma, a capacidade de síntese de tensão do inversor. Isto se deve porque, embora exista um quarto fio que retorna para o barramento CC, do ponto de vista da rede o sistema é a três fios, possibilitando que uma modulação adequada seja utilizada para o máximo aproveitamento da tensão do barramento CC. No entanto, um projeto cuidadoso de seus elementos deve ser realizado de forma a efetivamente reduzir a corrente de fuga sem causar problemas de instabilidade na conexão com a rede.

2.3.4 Modificações topológicas

Existem ainda técnicas que realizam modificações nas topologias convencionais de modo a mitigar a circulação da corrente de fuga. Um exemplo é o inversor trifásico a dois níveis com chaves de desconexão CC, também conhecido como inversor FB10 (*Full Bridge 10*), mostrado na Figura 25 (RODRIGUEZ et al., 2011). É composto essencialmente por um inversor trifásico a dois níveis a três fios e um estágio de desconexão do barramento CC que, por sua vez, é dividido em duas partes. A motivação do uso das chaves de desconexão é isolar o barramento CC durante a aplicação dos vetores nulos na saída do inversor (instantes em que não há transferência de energia para a rede), evitando a

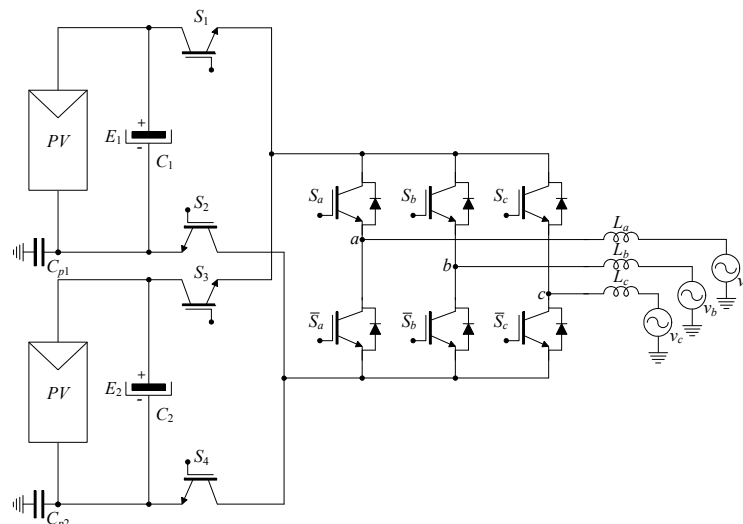


Figura 25 – Inversor trifásico a dois níveis com chaves de desconexão CC.

circulação da corrente de fuga nestes instantes.

A tensão de modo comum é de certa forma compartilhada entre os dois sistemas fotovoltaicos, ou seja, o sistema superior é utilizado (S_1 e S_2 ligados) somente nos vetores que produzem uma tensão de modo comum de $E/3$, enquanto que o sistema inferior é utilizado (S_3 e S_4 ligados) somente nos vetores que produzem uma tensão de modo comum de $2E/3$ (RODRIGUEZ et al., 2011). Com isso, garante-se que as tensões sobre as capacitâncias parasitas de cada módulo se mantenham constantes, evitando a circulação da corrente de fuga. Este inversor pode ser considerado uma versão trifásica do inversor monofásico H5, o qual é comercializado pela *SMA Solar Technology*, cujo princípio de operação também é desconectar o barramento CC na aplicação do vetor nulo (BREMICKER et al., 2005).

Outra topologia modificada é o inversor trifásico a dois níveis com retificadores para nível zero, mostrado na Figura 26 (VAZQUEZ et al., 2010). Esta topologia também é derivada do inversor trifásico a dois níveis a três fios, onde, neste caso, é feita a adição de dois retificadores trifásicos na saída do inversor. O retificador A é acionado quando se deseja manter a tensão de modo comum em $E/3$, enquanto que o retificador B é acionado quando se deseja manter a tensão de modo comum em $2E/3$. Nesse caso, os retificadores são utilizados somente para aplicação dos vetores nulos. Embora a corrente de fuga apresente uma redução, a tensão de modo comum ainda possui variações de alta frequência (alternando entre $E/3$ e $2E/3$).

O inversor trifásico a dois níveis do tipo *Z-source* mostrado na Figura 27 também é uma alternativa para sistemas fotovoltaicos não isolados (BRADASCHIA et al., 2011). Essa topologia possui um estágio inicial de acoplamento que permite elevar ou reduzir a tensão de entrada, sem a necessidade da adição de um conversor CC-CC para tal função. Este arranjo permite que um ou mais braços do inversor sejam curto-circuitados (*shoot-through states*),

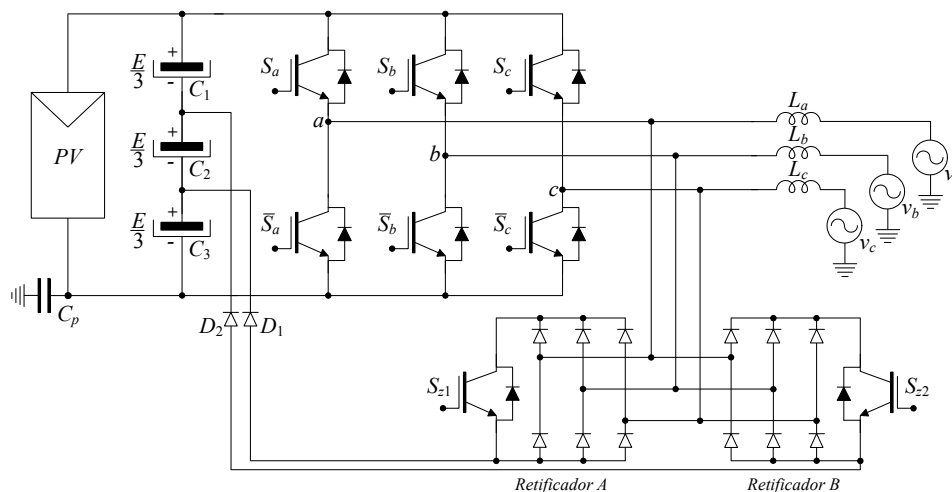


Figura 26 – Inversor trifásico a dois níveis com retificadores para nível zero.

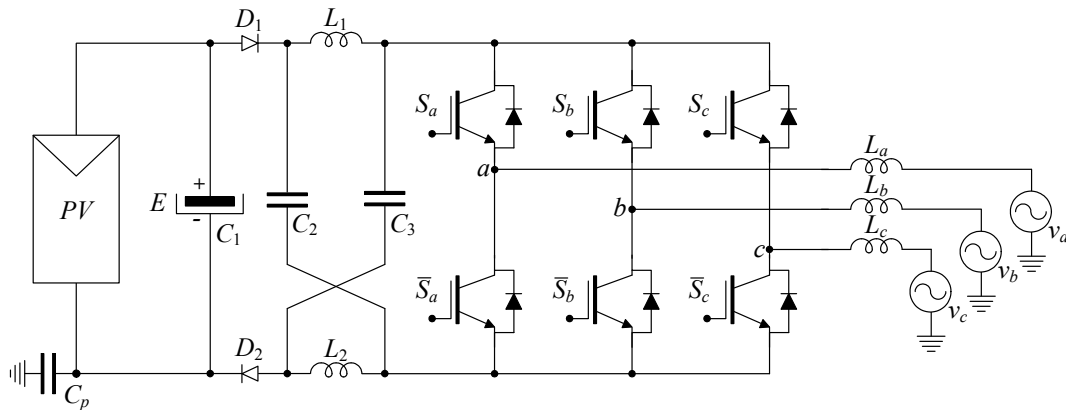


Figura 27 – Inversor trifásico tipo *Z-source*.

proporcionando ao mesmo uma característica buck-boost. Quando da utilização dos “*shoot-through states*”, os diodos D_1 e D_2 são responsáveis por desconectar o barramento CC do restante do sistema, evitando a circulação da corrente de fuga. No entanto, para a aplicação dos demais vetores de saída, deve-se utilizar uma modulação apropriada de modo a manter a tensão de modo comum constante (BRADASCHIA et al., 2011).

Portanto, a modificação da topologia do inversor pode se tornar uma alternativa para a mitigação da corrente de fuga no sistema fotovoltaico conectado à rede. Em contrapartida, o aumento do número de semicondutores eleva a complexidade e o custo do sistema. Além disso, estes componentes adicionais devem aumentar as perdas do inversor, reduzindo seu rendimento.

2.4 Considerações finais

Este capítulo apresentou aspectos relacionados à geração e mitigação da corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos trifásicos não isolados conectados à rede. Foi mostrado que a geração da corrente de fuga está diretamente relacionada com a tensão de modo comum gerada pelo inversor. Uma alternativa para sua mitigação é a utilização do quarto fio, onde a tensão sobre a capacitância parasita é mantida praticamente constante e igual à metade da tensão do barramento CC. No entanto, caso esta técnica seja utilizada, deve-se minimizar a impedância do condutor utilizado para o quarto fio.

Outra possibilidade é a aplicação de técnicas de modulação que modificam o comportamento da tensão de modo comum, reduzindo e/ou eliminando suas variações em alta frequência. Por outro lado, a modificação da tensão de modo comum geralmente requer a utilização de uma quantidade reduzida de vetores de comutação, o que acaba limitando a capacidade de síntese de tensão do inversor. Neste sentido, a mudança na forma de conexão

Tabela 3 – Comparação entre os métodos de mitigação da corrente de fuga.

Característica	Técnica de mitigação da corrente de fuga			
	4° fio	Modulação	Filtro LCLM	Modificações topológicas
Redução da capacidade de síntese de tensão	Sim	Sim	Não	Não
Modificação da topologia do inversor	Não	Não	Não	Sim
Complexidade de implementação	Baixa	Média	Baixa	Alta
Custo	Baixo	Baixo	Baixo	Alto
Complexidade de projeto	Baixa	Média	Alta	Alta

do filtro passivo pode ser uma alternativa, onde foi mostrado que o filtro LCLM proporciona um caminho de menor impedância para a corrente de fuga, reduzindo sua circulação pela rede. No entanto, o projeto de seus elementos deve ser realizado de forma a reduzir a corrente de fuga sem causar problemas de instabilidade na conexão com a rede. Por fim, algumas propostas de modificações topológicas destinadas à redução da corrente de fuga foram apresentadas. Contudo, a adição de componentes extras tende a aumentar a complexidade e o custo do sistema fotovoltaico. Logo, de modo a sintetizar as características de cada método de redução da corrente de fuga, na Tabela 3 é feita uma comparação entre os métodos apresentados no decorrer deste capítulo.

3 DEFINIÇÃO, ANÁLISE E ESPECIFICAÇÃO DO INVERSOR

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a definição da topologia do inversor trifásico não isolado a ser estudada nesta Dissertação de Mestrado. Inicialmente, algumas das principais topologias empregadas em sistemas fotovoltaicos não isolados são apresentadas, com destaque para as disponíveis comercialmente. Em seguida, apresenta-se a topologia do inversor trifásico a ser desenvolvida, bem como do método de mitigação da corrente de fuga adotado. Posteriormente, procede-se à definição das especificações do inversor, com ênfase na análise dos níveis de tensão do barramento CC. Ao final, a estratégia de modulação empregada é detalhada, destacando-se suas principais características.

3.2 Topologias convencionais de inversores fotovoltaicos não isolados

A topologia que pode ser considerada a mais tradicional é o inversor trifásico a dois níveis, mostrado na Figura 28(a). Neste caso, a utilização do quarto fio destina-se à redução da corrente de fuga do sistema fotovoltaico, como mostrado no capítulo anterior. Caso seja necessário, um estágio elevador (usualmente o conversor boost) pode ser adicionado entre o arranjo fotovoltaico e o barramento CC com o objetivo de adequar o nível de tensão do arranjo fotovoltaico ao nível de operação do barramento CC do inversor.

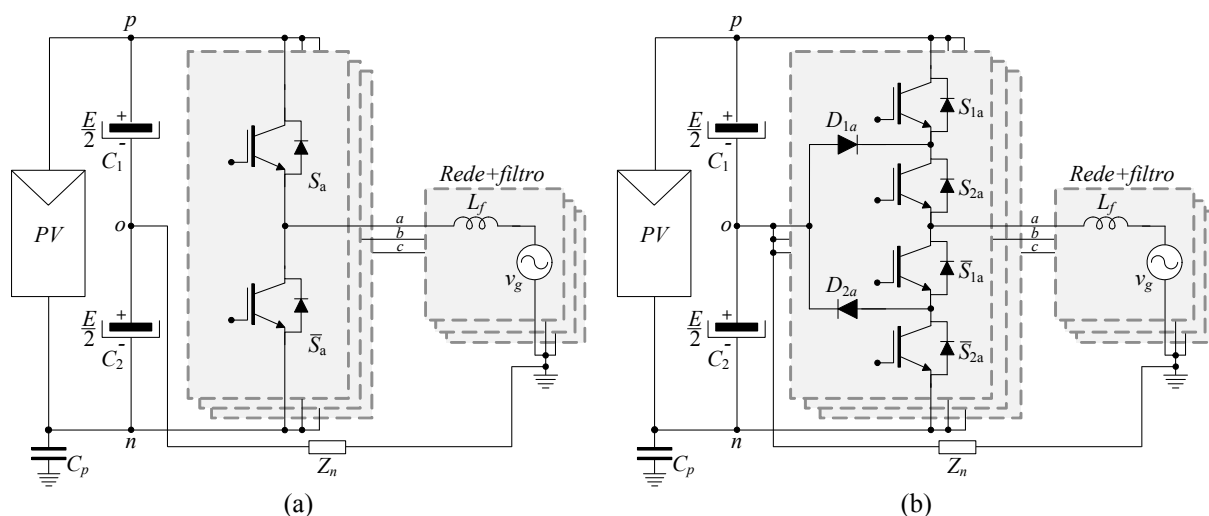


Figura 28 – Topologias de inversores fotovoltaicos: (a) inversor trifásico a dois níveis; (b) inversor trifásico a três níveis NPC.

Devido à capacidade de sintetizar três níveis de tensão por fase e de permitir a redução pela metade da tensão de bloqueio dos interruptores, o inversor trifásico a três níveis do tipo NPC também é empregado em sistemas fotovoltaicos não isolados, conforme ilustra a Figura 28(b) (NABAE et al., 1981). Com o aumento do número de níveis, é possível sintetizar tensões/correntes com menor conteúdo harmônico, o que permite reduzir o tamanho físico dos filtros. Além disso, a redução da tensão de bloqueio possibilita o uso de chaves de menor tensão, as quais possuem a característica de menores perdas. O inversor NPC também permite a utilização do quarto fio para a minimização da corrente de fuga. Atualmente, o inversor NPC trifásico é comercializado pela empresa *Danfoss Solar* na série *TripleLynx* (TEODORESCU et al., 2010). Um estágio de entrada para elevação da tensão também pode ser utilizado, caso seja necessário.

Outra topologia atrativa para sistemas fotovoltaicos não isolados é o inversor trifásico a três níveis tipo T, mostrado na Figura 29 (NABAE et al., 1981). Neste inversor, o ponto central do divisor capacitivo é grampeado através de um interruptor bidirecional. Esta topologia combina as características dos inversores a dois níveis (reduzidas perdas por condução) e de três níveis (reduzidas perdas por comutação), caracterizando-o como um inversor de elevado rendimento (SCHWEIZER e KOLAR, 2013). No entanto, ao contrário do inversor NPC, os interruptores S_{1x} e S_{2x} ($x = a, b, c$) devem ser projetados para suportar a tensão total do barramento CC. A mitigação da corrente de fuga também é obtida através da utilização do quarto fio. Algumas patentes podem ser encontradas em versões trifásicas e monofásicas (FALK, 2009; KNAUP, 2009; SCHMIDT e BURGER, 2009). A empresa *Conergy* comercializa a versão monofásica deste inversor na série IPG (TEODORESCU et al., 2010).

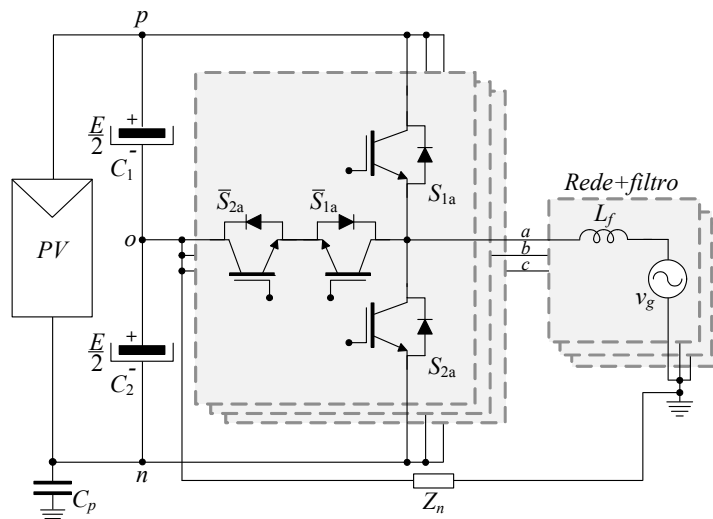


Figura 29 – Inversor trifásico tipo T.

Uma topologia que também se encontra disponível comercialmente é a do inversor trifásico REFU, comercializado e patenteado pela empresa alemã *Refu Solar* (ARB e HANTSCHHEL, 2013). Conforme se pode observar na Figura 30, esta topologia combina um inversor tipo T e um inversor dois níveis, além de um estágio simétrico integrado de elevação de tensão, proporcionando cinco níveis nas tensões de fase. Os conversores boost são utilizados quando a tensão do sistema fotovoltaico é menor que a tensão da rede, então S_{3x} e S_{4x} comutam. Caso contrário, os conversores boost são desabilitados e os interruptores S_{1x} e S_{2x} passam a operar em alta frequência. Os diodos D_{1x} e D_{2x} são necessários para evitar que ocorra um curto-circuito no barramento CC quando da comutação dos interruptores S_{3x} e S_{4x} (BURGER e KRANZER, 2009). A corrente de fuga é reduzida através da utilização do quarto fio, assim como para as demais topologias apresentadas anteriormente. Uma breve comparação entre as características de cada topologia é apresentada na Tabela 4.

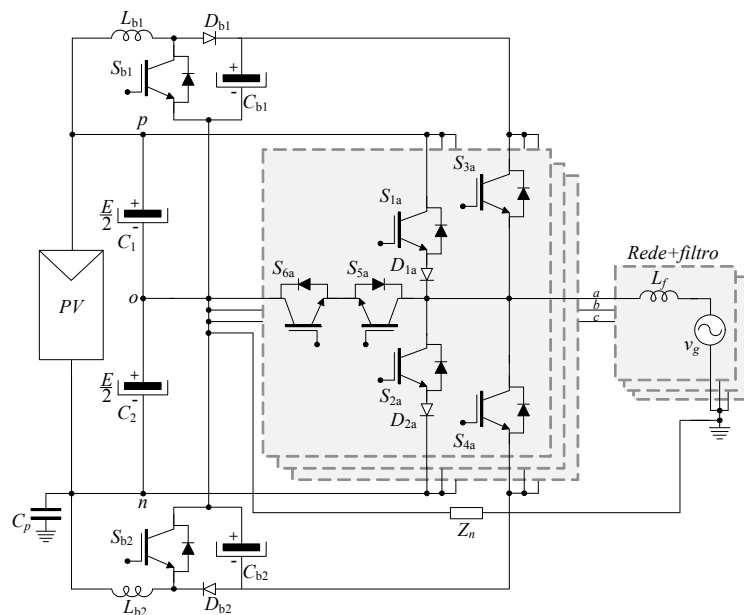


Figura 30 – Inversor trifásico REFU.

Tabela 4 – Comparativo entre as topologias de inversores fotovoltaicos apresentadas.

Característica	Topologia			
	Dois níveis	NPC	Tipo T	REFU
Máxima tensão de bloqueio	E	$E/2$	E	E
Níveis (fase)	2	3	3	5
Elevado rendimento	Não	Sim	Sim	Sim
Complexidade	Baixa	Moderada	Moderada	Alta
Protegida por patente ativa	Não	Não	Sim	Sim

3.3 Definição da topologia e do método de redução da corrente de fuga

Como critérios para a escolha da topologia a ser desenvolvida levou-se em consideração as características de elevado rendimento e qualidade das tensões geradas. Os inversores de três níveis, tal como o NPC e o tipo T, apresentam-se mais vantajosos neste sentido, uma vez que apresentam elevado rendimento e sintetizam cinco níveis na tensão de linha (BURGER e KRANZER, 2009). No entanto, o inversor tipo T apresenta o inconveniente de que duas chaves de cada braço necessitam suportar a tensão total do barramento CC, o que não ocorre no inversor NPC. Já o inversor trifásico a dois níveis convencional apresenta desempenho inferior com relação aos critérios apresentados, pois suas chaves devem suportar a tensão total do barramento CC e as tensões de linha geradas possuem apenas três níveis. Com relação ao inversor trifásico REFU, embora sintetize mais níveis do que os inversores NPC e tipo T, apresenta certa complexidade tanto do ponto de vista de implementação quanto de controle. Diante disto, optou-se pela implementação do inversor NPC trifásico. Um estágio de entrada para elevação de tensão pode ser empregado para estender a faixa de operação do inversor, auxiliando em situações de sombreamento parcial do sistema fotovoltaico. No entanto, optou-se por não empregar este estágio adicional, pois ocasionaria um aumento nas perdas e também no número de componentes do sistema.

Com relação ao método de mitigação da corrente de fuga, optou-se pela utilização do filtro passivo LCLM apresentado no capítulo anterior. Esta escolha se deve ao fato de que se evita a subutilização do barramento CC que ocorreria caso alguma estratégia de modulação modificada fosse usada para a redução da corrente de fuga. Além disso, devido à ausência de um estágio elevador de entrada, é importante que não haja redução da capacidade de síntese de tensão do inversor, uma vez que isso acarretaria na utilização de uma tensão de barramento CC muito elevada para a conexão com a rede. A utilização do quarto fio também reduziria a capacidade de síntese de tensão do inversor, pois somente 86,6% da tensão do barramento CC seria aproveitada na região linear da modulação. Devido às desvantagens citadas no capítulo anterior, entende-se também que as modificações topológicas não são alternativas atrativas para esta aplicação.

Desta forma, na Figura 31, é mostrada a topologia escolhida juntamente com o filtro de conexão com a rede. O projeto do filtro LCLM é detalhado no Capítulo 4, bem como a definição e o projeto do amortecimento empregado para a redução do pico de ressonância do filtro.

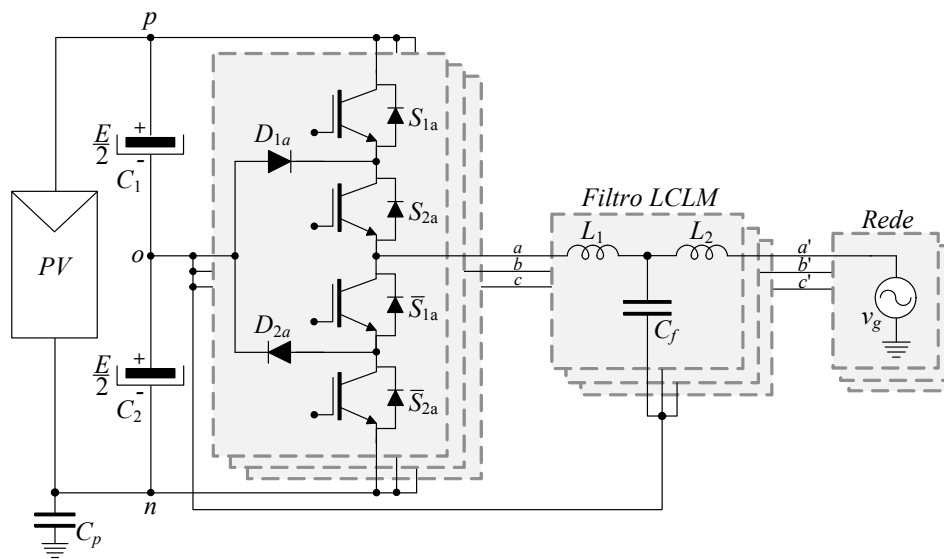


Figura 31 – Inversor NPC trifásico com filtro passivo LCLM.

3.4 Definição das especificações do inversor fotovoltaico

A conexão do inversor NPC não isolado é realizada em uma rede trifásica a três fios com tensão nominal de linha de 380 V e frequência nominal de 60 Hz. Sua potência ativa nominal (P_n) foi definida em 25 kW, podendo operar com fator de potência (FP) ajustável de 0,9 indutivo até 0,9 capacitivo, conforme previsto em norma (ABNT, 2013a).

Os níveis de tensão do barramento CC do inversor necessitam ser analisados de uma forma criteriosa, uma vez que, em sistemas fotovoltaicos, a tensão dos módulos possui um comportamento variável em função das condições climáticas. Para tanto, deve-se estabelecer uma tensão mínima para conexão com a rede e uma tensão máxima dada pela máxima tensão de circuito aberto do sistema fotovoltaico. Além disso, uma faixa para a tensão nominal de entrada também deve ser definida.

A tensão mínima de entrada do inversor está associada à tensão mínima necessária para a conexão com a rede. Neste sentido, considera-se que a tensão da rede se encontra dentro dos valores adequados estipulados pelos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), Módulo 8, que exige uma tensão eficaz máxima de até 231 V (fase-neutro) para sistemas que operam com tensão nominal inferior à 1 kV (ANEEL, 2015). Por questões práticas, o índice de modulação de amplitude (m_a) foi limitado em, no máximo, 0,9. Portanto, desconsiderando a impedância do filtro passivo, o limite mínimo para a tensão do barramento CC fica definido como:

$$E_{min} = \frac{231 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{0,9} = 628,7 \cong 630 \text{ V.} \quad (9)$$

Para a definição da tensão de entrada nominal do inversor é necessário analisar o comportamento típico da tensão de saída de um conjunto de módulos fotovoltaicos conectados em série/paralelo mediante variações de temperatura e irradiação solar. Para esta análise, considerou-se os módulos comerciais da *Kyocera*, modelo KD245GH-4FB (silício policristalino), cujas especificações são detalhadas na Tabela 5 para as condições de ensaio

Tabela 5 – Especificações do módulo KD245GH-4FB para as STC (1000 W/m² @ 25°C).

Especificação	Valor
Potência	245 W
Tensão de máxima potência	29,8 V
Corrente de máxima potência	8,23 A
Tensão de circuito aberto	36,9 V
Corrente de curto-circuito	8,91 A
Rendimento	14,8%
Número de células por módulo	60
Coeficientes de temperatura	-0,1328 V/°C
	0,0053 A/°C

Tabela 6 – Configurações de módulos fotovoltaicos consideradas na análise.

Grandeza	Configuração 1	Configuração 2
Tensão de máxima potência nas STC	685 V	745 V
Módulos em série por <i>string</i>	23	25
<i>Strings</i> em paralelo	5	5
Ponto de máxima potência nas STC	28,1 kW	30,6 kW

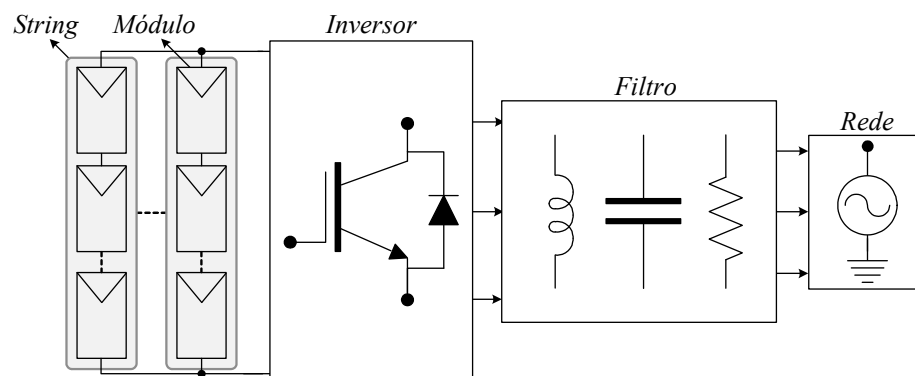


Figura 32 – Configuração do sistema fotovoltaico.

padrão (STC – *Standard Test Conditions*). Como a potência nominal do inversor é de 25 kW, serão analisadas duas configurações de sistemas fotovoltaicos que se aproximam desta potência. Estas duas configurações estão detalhadas na Tabela 6. Considera-se neste caso que a associação dos módulos fotovoltaicos é feita na configuração série-paralela, assim como mostrado na Figura 32.

A tensão de saída de cada configuração foi analisada para diferentes situações de irradiação solar e temperatura ambiente, utilizando, para isto, o modelo elétrico do sistema fotovoltaico resultante, mostrado na Figura 33(a) (VILLALVA et al., 2009). A foto-corrente i_{pv} depende do nível de irradiação solar e, em menor medida, da temperatura do módulo. A característica não linear do modelo é representada pelo diodo D_{pv} , o qual modela o comportamento da junção *pn* das células fotovoltaicas. Sua corrente i_{dv} depende de diversos fatores, tais como: temperatura, constantes elétricas e térmicas, entre outros. O modelo ainda inclui as resistências relativas às perdas de potência, sendo elas a resistência série R_s e a resistência paralela R_p . A resistência R_s objetiva modelar as perdas causadas devido as quedas de tensão nos contatos metálicos da célula, enquanto que R_p modela as perdas internas ou por corrente de fuga. A obtenção dos parâmetros do modelo foi feita de forma iterativa utilizando técnicas de estimação encontradas na literatura (VILLALVA et al., 2009).

A curva típica de saída do sistema fotovoltaico (curva IxV) é mostrada na Figura 33(b), onde estão indicados os seus principais pontos: corrente de curto-circuito (i_{cc}), corrente de máxima potência (i_{mp}), tensão de circuito aberto (v_{oc}), tensão de máxima potência (v_{mp}) e ponto de máxima potência (PMP). Esta curva é obtida para uma dada irradiação solar (S) e temperatura ambiente (T_{amb}). Logo, utilizando o modelo elétrico mostrado anteriormente, a corrente de saída do sistema fotovoltaico (i_{pv}) é calculada para cada ponto de irradiação solar

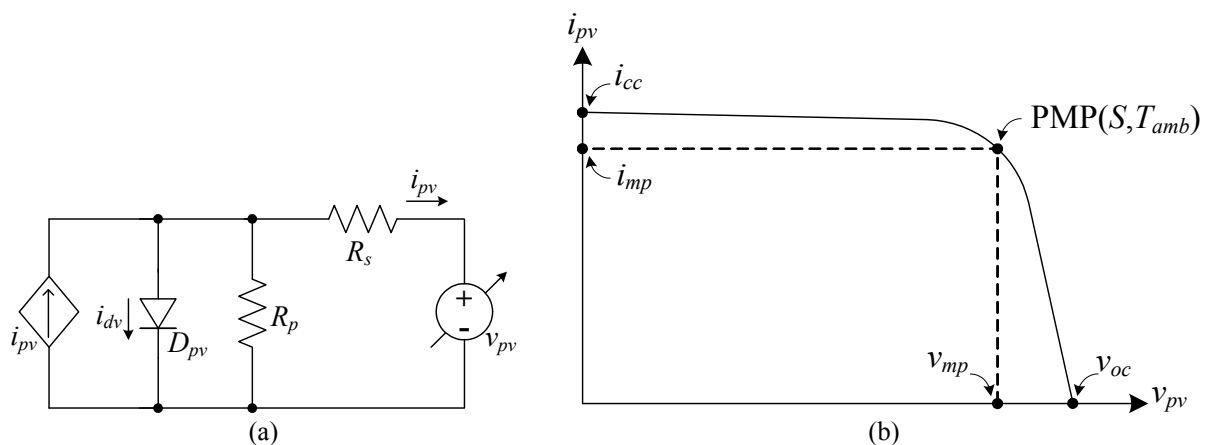


Figura 33 – Representação do sistema fotovoltaico: (a) modelo elétrico do sistema fotovoltaico; (b) indicação dos pontos analisados na curva IxV.

e temperatura, variando-se a tensão de saída v_{pv} desde zero até v_{oc} . Com isso, é possível obter uma série de curvas $I \times V$ para diferentes situações de irradiação solar e temperatura ambiente.

Contudo, como as curvas fornecidas pelo fabricante são dadas em função da temperatura dos módulos, para realizar a análise em função da temperatura ambiente a seguinte relação foi utilizada (TAMIZHMANI et al., 2003):

$$T_{mód} = 0,943T_{amb} + 0,028S + 4,3, \quad (10)$$

onde $T_{mód}$ é a temperatura do módulo ($^{\circ}\text{C}$), T_{amb} é a temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$) e S é a irradiação solar (W/m^2). Esta equação considera ainda que a velocidade do vento é nula, o que resulta na pior situação do ponto de vista de elevação de temperatura.

Portanto, o comportamento da tensão de circuito aberto em função da irradiação solar e da temperatura ambiente se encontra representado na Figura 34 para ambas as configurações. Observa-se que em situações de baixa temperatura ambiente os níveis de circuito aberto são os mais elevados. Por outro lado, a irradiação afeta pouco o comportamento da tensão de circuito aberto. No entanto, em nenhuma das configurações a tensão de circuito aberto ultrapassa o limiar de 1000 V, que é o limite máximo para a tensão de entrada em inversores comerciais. Este limite está relacionado com a isolamento elétrica dos módulos fotovoltaicos disponíveis comercialmente.

Com relação ao ponto de máxima potência, seu comportamento em função da temperatura ambiente e da irradiação é mostrado na Figura 35. A tendência que se verifica é que a tensão de máxima potência diminui à medida que a temperatura ambiente aumenta. Esta tendência também é verificada para valores elevados de irradiação. Para a configuração 1 (Figura 35(a)), percebe-se que para temperaturas ambiente acima de 20°C , aproximadamente,

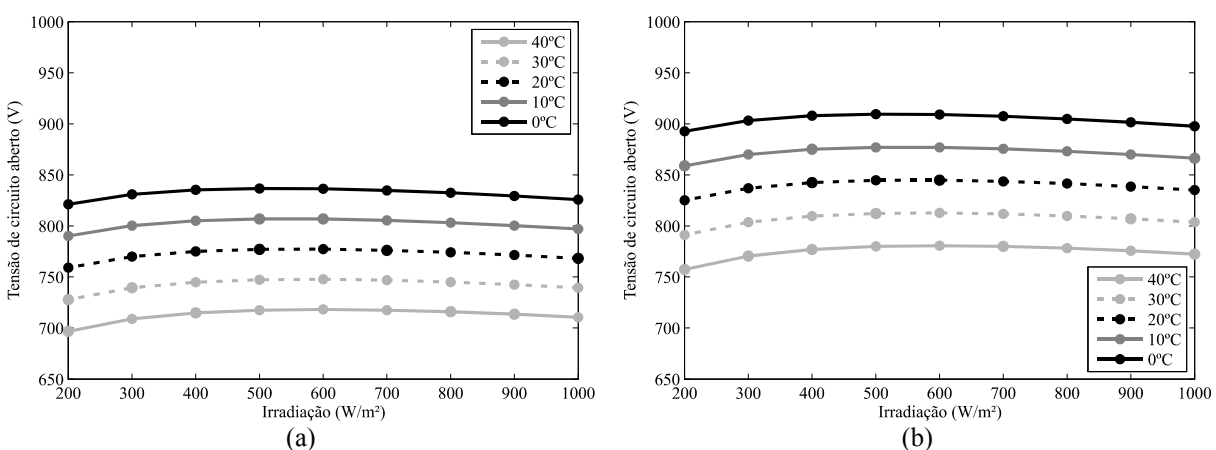


Figura 34 – Tensão de circuito aberto: (a) configuração 1; (b) configuração 2.

a tensão de máxima potência fica abaixo do limiar mínimo definido anteriormente para a tensão do barramento CC (630 V). Como a configuração 2 apresenta dois módulos a mais por *string*, a tensão de máxima potência fica abaixo do limiar de 630 V somente próximo de 40°C (Figura 35(b)).

Nas situações em que a tensão de entrada atinge o limiar mínimo de 630 V, o inversor deverá sair do ponto de máxima potência para garantir a mínima tensão para conexão com a rede, ou seja, o algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) passa a ficar inoperante enquanto que a malha de controle do inversor atua fixando a tensão do barramento CC em 630 V. Neste caso, ocorre uma subutilização da potência disponibilizada pelo sistema fotovoltaico, uma vez que o mesmo passa a operar fora do ponto de máxima potência. De modo a ilustrar esta situação, a Figura 36 mostra o fator de aproveitamento da potência fotovoltaica disponível para ambas as configurações.

O fator de aproveitamento para a configuração 2 fica entre 100% e 99,2%, representando uma perda de potência de 0,8% em situações de temperaturas elevadas

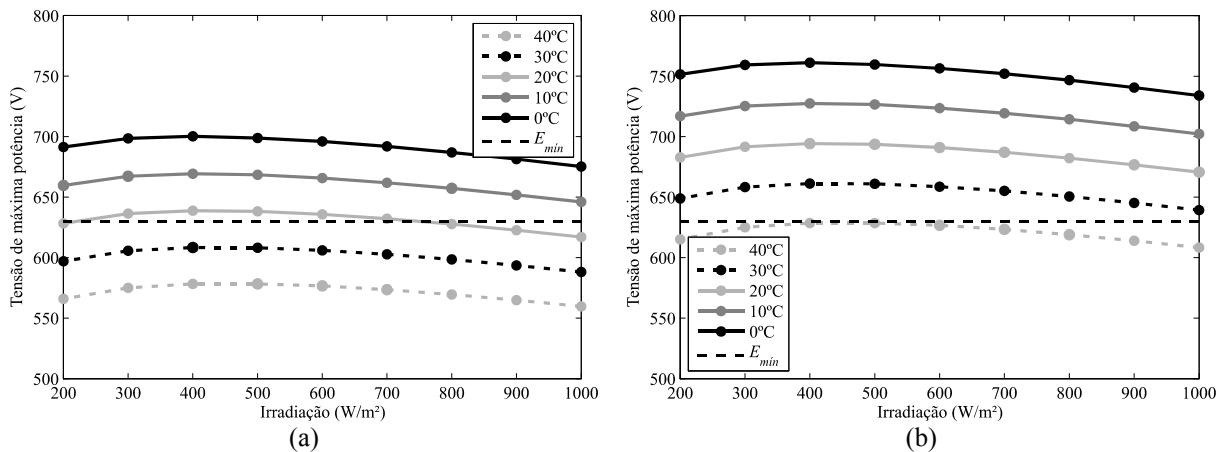


Figura 35 – Tensão de máxima potência: (a) configuração 1; (b) configuração 2.

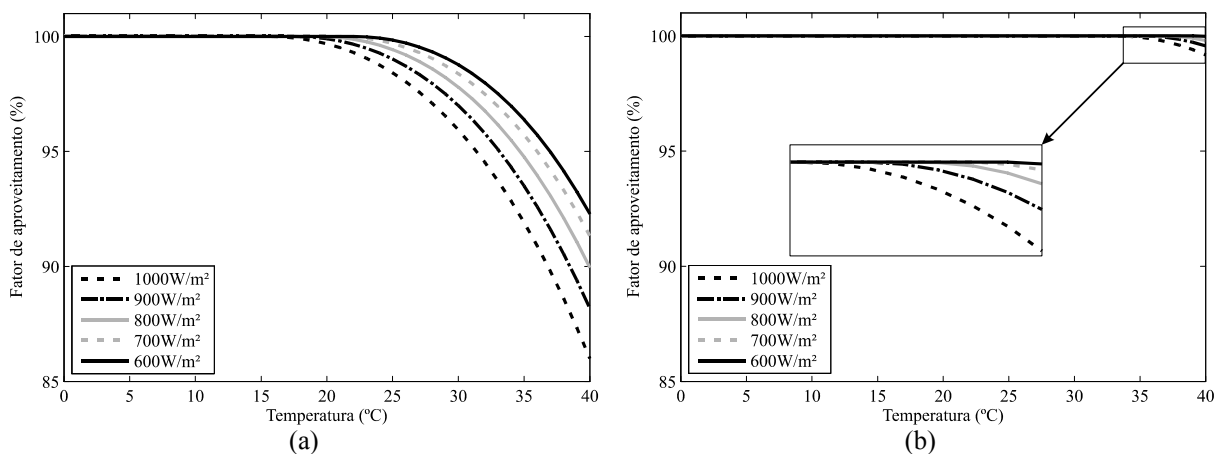


Figura 36 – Fator de aproveitamento: (a) configuração 1; (b) configuração 2.

(> 35°C). No entanto, mesmo nas estações mais quentes, a ocorrência de níveis de temperatura ambiente superiores a 35°C é bastante baixa, o que significa que o sistema iria operar pouco tempo nesta condição. Com relação à configuração 1, possui fator de aproveitamento na faixa de 100% a 87%, o que representa uma perda de potência de até 13%. Logo, dependendo da irradiação solar, a configuração 1 apresenta redução no fator de aproveitamento antes mesmo de alcançar 20°C. Conclui-se que, na utilização de um sistema fotovoltaico com um nível de tensão de aproximadamente 685 V (configuração 1) nas STC, a perda de potência em altas temperaturas é bastante significativa em comparação com um barramento de 745 V (configuração 2) nas STC. Além disso, uma maior disponibilidade de energia solar ocorre em situações de elevada temperatura, o que requer do inversor a capacidade de aproveitar o máximo possível desta energia.

Portanto, uma vez analisada a variação da tensão de entrada do inversor, definem-se o restante das suas especificações, mostradas na Tabela 7. A tensão nominal de entrada foi estabelecida em um intervalo de 700 V a 800 V, uma vez que nesta faixa de tensão verifica-se um melhor aproveitamento da energia dos módulos fotovoltaicos para altas temperaturas. Caso seja utilizado um sistema fotovoltaico que apresente uma tensão nas STC maior que 800 V, a tensão de circuito aberto pode ultrapassar a tensão máxima do sistema (1000 V). Esta mesma análise pode ser aplicada no caso da utilização de módulos fotovoltaicos de diferentes especificações.

Tabela 7 – Especificações do inversor NPC trifásico.

Especificação	Valor
Potência ativa nominal	25 kW
Rede elétrica	220/380 V 3 ϕ /60 Hz
Fator de potência	0,9i – 0,9c (ajustável)
Tensão CC nominal de entrada	700 V – 800 V
Tensão CC máxima de entrada	1000 V
Tensão CC mínima de entrada	630 V
Frequência de comutação	7,68 kHz

3.5 Estratégia de modulação

Existem diversas técnicas de modulação que podem ser aplicadas a inversores a três níveis, tais como: modulação por eliminação seletiva de harmônicos (SHE – *Selective Harmonic Elimination*), modulação por largura de pulso baseada em portadoras (CBPWM – *Carrier-Based Pulse Width Modulation*) e modulação vetorial (SVPWM). Especificamente

para o inversor NPC, tais técnicas possuem objetivos variados, como por exemplo: equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento CC, eliminação das ondulações de baixa frequência destas tensões ou redução do conteúdo harmônico gerado.

Na modulação SHE, os sinais de comando dos interruptores (ângulos de comutação) são previamente calculados e armazenados em uma memória, de modo que um determinado conjunto de harmônicos seja eliminado nas tensões de fase e/ou de linha. É uma estratégia de modulação que geralmente apresenta baixas frequências de comutação (inferior a 500 Hz), o que acarreta na elevação do volume dos elementos magnéticos do filtro de saída (PATEL e HOFT, 1973). Além disso, a principal desvantagem de sua utilização é que quanto maior é a quantidade de harmônicos que se deseja eliminar, maior é a complexidade existente para encontrar a solução do conjunto de equações.

A modulação SVPWM apresenta grande flexibilidade na escolha das sequências de comutação, principalmente quando o objetivo é a maximização da utilização do barramento CC, equilíbrio das tensões dos capacitores ou redução das perdas de comutação (PINHEIRO et al., 2005). Nesta modulação, as tensões sintetizadas pelo inversor são mapeadas em um sistema de coordenadas espacial (geralmente utilizando a transformação $\alpha\beta$) visando facilitar sua representação. Posteriormente, dada uma tensão a ser sintetizada na saída do inversor, calculam-se os tempos de aplicação dos vetores para que a média em um período de comutação seja igual à tensão desejada. É uma técnica de aplicação exclusiva em processadores digitais, onde sua desvantagem é o tempo elevado de desenvolvimento e a complexidade de implementação.

A modulação CBPWM é uma técnica amplamente utilizada em conversores estáticos. Basicamente, consiste na comparação de um sinal modulante (sinal de referência) com uma portadora triangular, onde o cruzamento entre ambos os sinais determina os instantes de comutação dos interruptores (HOLMES e LIPO, 2003). No caso de conversores multiníveis, a estratégia CBPWM pode ser aplicada aumentando-se o número de portadoras, onde para o inversor NPC a três níveis são utilizadas duas portadoras. A disposição destas portadoras origina diferentes subtipos de modulação, de acordo com as fases das mesmas: PD (*Phase Disposition*), POD (*Phase Opposition Disposition*) e APOD (*Alternative Phase Opposition Disposition*). Neste trabalho será utilizado o subtipo PD, que se caracteriza por possuir as portadoras dispostas em fase. Essa disposição das portadoras resulta em uma menor distorção harmônica das tensões de linha em relação às variantes POD e APOD (HOLMES e LIPO, 2003). O esquema de comparação para a fase a é apresentado na Figura 37, onde d_{an} é o sinal modulante da fase a , v_{is} é a triangular superior e v_{ii} é a triangular inferior. O índice de

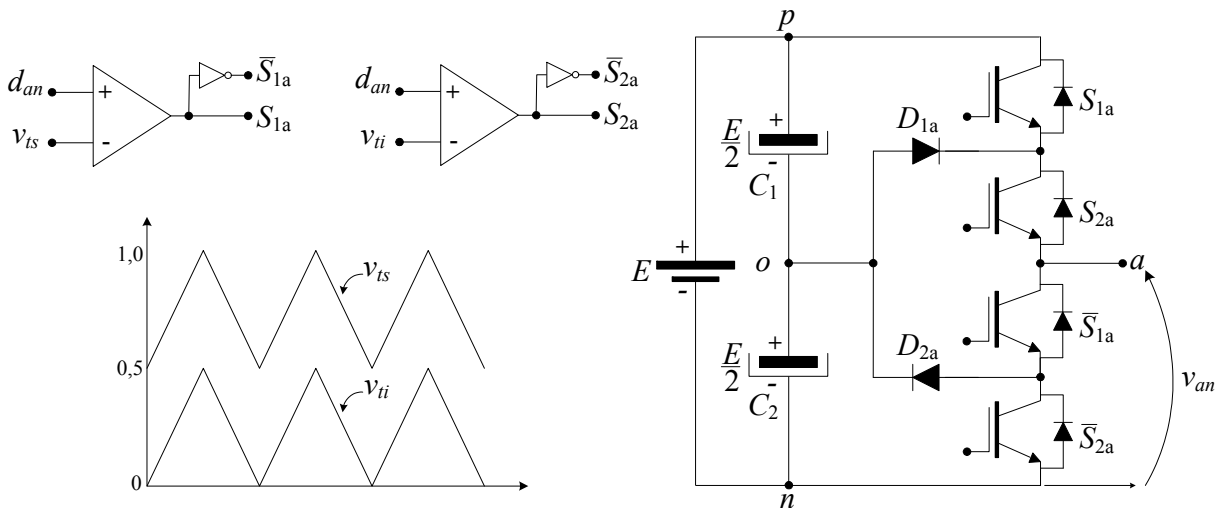


Figura 37 – Geração dos sinais de comando da fase a para a modulação CBPWM.

modulação em frequência (m_f) do inversor representa a relação entre a frequência da portadora (f_p) e a frequência do sinal modulante (f_m):

$$m_f = \frac{f_p}{f_m}. \quad (11)$$

Com relação aos harmônicos de alta frequência, o mais significativo encontra-se na frequência da portadora. No entanto, este componente acaba não aparecendo nas tensões de linha.

Se os sinais modulantes forem senoidais e defasados de 120° entre si, a modulação é denominada de SPWM (*Sinusoidal PWM*). Nesta modulação, a tensão de pico fundamental de linha do inversor ($v_{máx,SPWM}$) possui a seguinte relação com a tensão do barramento CC:

$$v_{máx,SPWM} = \frac{E}{2} \sqrt{3} m_a, \quad (12)$$

onde m_a é o índice de modulação em amplitude do inversor, o qual varia desde zero até a unidade, considerando a operação na região linear. Percebe-se neste caso uma subutilização do barramento CC, ou seja, o pico da tensão fundamental de linha é de no máximo 86,6% da tensão total do barramento CC ($m_a = 1$).

Diante disto, visando a maximização da tensão do barramento CC utilizando a modulação por portadoras, em (RYAN et al., 1999), foi proposta a modulação por abordagem geométrica, onde uma matriz de transformação que relaciona o espaço das tensões dos braços do inversor com o espaço das tensões de linha de saída foi definida, sendo dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Uma vez que as tensões de saída são linearmente dependentes (inversor a três fios), o conhecimento de v_{ab} e v_{bc} conseqüentemente implica na definição de v_{ca} , não sendo necessária sua representação na matriz da equação (13). Portanto, para que a matriz possa possuir inversa e para que haja um conjunto de tensões de braço que satisfaça a igualdade, uma nova variável foi adicionada à matriz, aqui denominada de sinal de modo comum (v_o):

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Como se pode perceber, o sinal de modo comum neste caso foi escolhido como sendo o somatório das tensões sintetizadas pelos braços do inversor. Neste sentido, invertendo a matriz da equação (14) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_o \end{bmatrix}. \quad (15)$$

O grau de liberdade nesta modulação se apresenta na escolha do sinal de modo comum. Contudo, para sua determinação é necessário avaliar as restrições impostas pelas variáveis envolvidas para um dado conjunto de tensões de linha a serem sintetizadas. Basicamente, o valor médio em um período de comutação das tensões de braço ($\bar{v}_{an}, \bar{v}_{bn}, \bar{v}_{cn}$) do inversor fica delimitado no seguinte intervalo:

$$\begin{cases} 0 \leq \bar{v}_{an} \leq E \\ 0 \leq \bar{v}_{bn} \leq E \\ 0 \leq \bar{v}_{cn} \leq E \end{cases}. \quad (16)$$

Impondo os limites inferiores da equação (16) em (15) e isolando o sinal de modo comum, tem-se o seguinte, em termos de valores médios em um período de comutação:

$$\begin{cases} \bar{v}_o \geq -2\bar{v}_{ab} - \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_o \geq \bar{v}_{ab} - \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_o \geq \bar{v}_{ab} + 2\bar{v}_{bc} \end{cases} \quad (17)$$

Da mesma forma, aplicando os limites superiores da equação (16) em (15) obtém-se outro conjunto de restrições para o sinal de modo comum:

$$\begin{cases} \bar{v}_o \leq 3E - 2\bar{v}_{ab} - \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_o \leq 3E + \bar{v}_{ab} - \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_o \leq 3E + \bar{v}_{ab} + 2\bar{v}_{bc} \end{cases} \quad (18)$$

Ainda, as seguintes variáveis auxiliares podem ser definidas:

$$\begin{cases} \gamma_1 = -2\bar{v}_{ab} - \bar{v}_{bc} \\ \gamma_2 = \bar{v}_{ab} - \bar{v}_{bc} \\ \gamma_3 = \bar{v}_{ab} + 2\bar{v}_{bc} \end{cases} \quad (19)$$

Então, combinando as equações (17), (18) e (19) conclui-se que o sinal de modo comum escolhido deve satisfazer a seguinte condição:

$$\max(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3) \leq \bar{v}_o \leq 3E + \min(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3). \quad (20)$$

Algumas das soluções tipicamente escolhidas para o sinal de modo comum são os próprios limites da equação (20) (máximo ou mínimo) ou a média de ambos. Visando facilitar a representação da solução escolhida, neste trabalho será atribuída uma variável de ponderação ($0 \leq \alpha \leq 1$) entre a solução máxima e a mínima:

$$\bar{v}_o = \alpha \bar{v}_{o,min} + (1 - \alpha) \bar{v}_{o,max}, \quad (21)$$

onde:

$$\begin{cases} \bar{v}_{o,min} = \max(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3) \\ \bar{v}_{o,max} = 3E + \min(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3) \end{cases} \quad (22)$$

Portanto, uma vez definido sinal de modo comum e as tensões de linha desejadas, a matriz (15) é utilizada para encontrar as tensões de braço. Diante disto, os sinais modulantes (d_{an}, d_{bn}, d_{cn}) também podem ser encontrados, uma vez que possuem uma relação de

proporcionalidade com as tensões de braço. Através desta técnica, pode-se aproveitar toda a tensão do barramento CC, uma vez que é possível definir o pico das tensões fundamentais de linha desde zero até E da seguinte forma:

$$\begin{cases} \bar{v}_{ab} = m_a E \sin(\omega_1 t) \\ \bar{v}_{bc} = m_a E \sin(\omega_1 t - 120^\circ) \end{cases} \quad (23)$$

Verifica-se que para $m_a = 1$ tem-se o máximo aproveitamento da tensão do barramento CC com relação às tensões de linha sintetizadas pelo inversor. Para exemplificar, a Figura 38(a) mostra as tensões de linha e solução obtida para o sinal de modo comum considerando $m_a = 0,9$ e $\alpha = 0,5$. Neste caso, as restrições da equação (16) e as tensões de linha foram normalizadas com relação à tensão do barramento CC. Percebe-se que a solução encontra-se dentro dos limites máximos e mínimos impostos pelas condições da equação (20). Para o caso de $m_a = 1$ e $\alpha = 0,5$ (Figura 38(b)), observa-se que o sinal de modo comum ainda se situa dentro do espaço de solução, embora esta situação represente o limite da operação na região linear do inversor.

Portanto, para sua implementação deve-se definir uma solução para o sinal de modo comum dentro dos limites impostos. A adoção de $\alpha = 0,5$ resulta nos sinais modulantes mostrados Figura 39(a). Outra opção é realizar a escolha do sinal de modo comum de forma a reduzir as perdas de comutação, adotando $\alpha = 0$ ou $\alpha = 1$. Na escolha de uma destas soluções, o número de comutações apresenta uma redução de 33% em relação ao caso em que $\alpha = 0,5$ (DA SILVA et al., 2011). Isto ocorre porque, a cada ciclo da componente fundamental, um dos sinais modulantes permanece em zero ou um durante 120° , impedindo que o respectivo braço realize

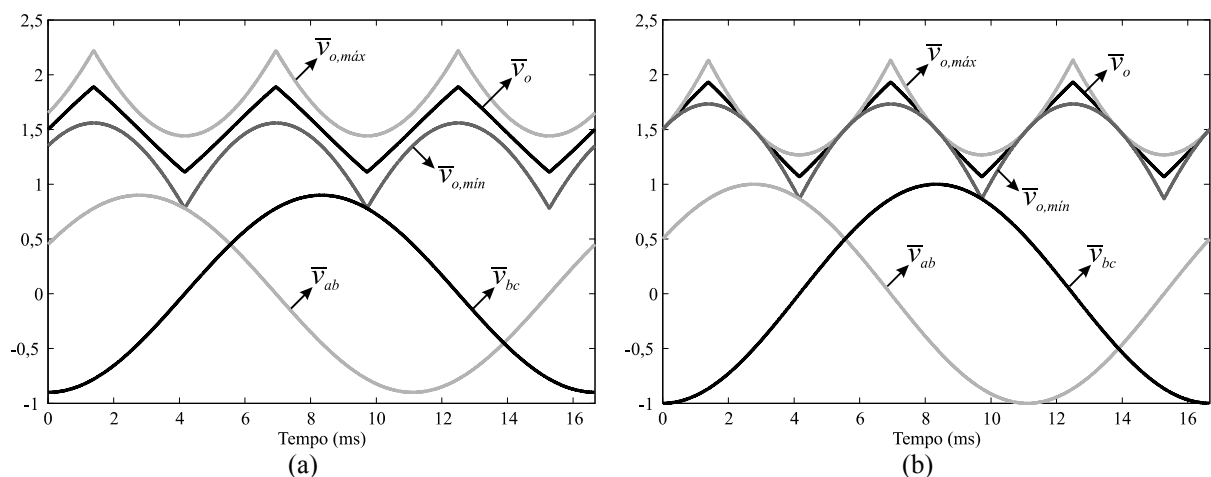


Figura 38 – Sinal de modo comum e tensões referência normalizados com relação à tensão do barramento CC: (a) $\alpha = 0,5$ e $m_a = 0,9$; (b) $\alpha = 0,5$ e $m_a = 1$.

comutações. Este comportamento pode ser verificado na Figura 39(b), onde se encontra ilustrada a situação para $\alpha = 1$. Outras variações desta modulação podem ser obtidas alterando-se o valor de α de 0 a 1 a cada 60° da componente fundamental, originando as técnicas denominadas de PWM descontínuo (DPWM – *Discontinuous PWM*) (DA SILVA et al., 2011).

No entanto, a utilização das soluções extremas ($\alpha = 0$ ou $\alpha = 1$) para o sinal de modo comum acaba por forçar um desequilíbrio nas tensões dos capacitores do barramento CC (DE OLIVEIRA et al., 2004). Para exemplificar, considere a Figura 40, onde está representada a contribuição da fase a na corrente do ponto central ($i_{a,np}$) do barramento CC, considerando fator de potência unitário, $m_a = 0,7$ e admitindo que as correntes de saída do inversor sejam senoidais e isentas de ondulação em alta frequência. O grampeamento do ponto central ocorre quando o sinal modulante (d_{an}) encontra-se entre as duas portadoras (v_{ti} e v_{ts}), conforme destacado na região sombreada da Figura 40. Na situação em que $\alpha = 0,5$ (Figura 40(a)), a

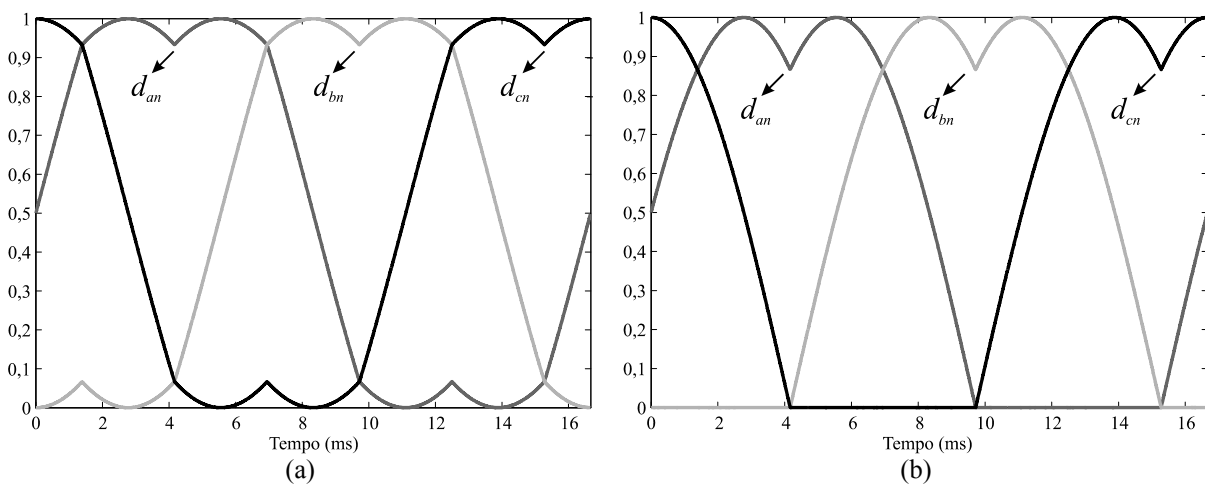


Figura 39 – Sinais modulantes para $m_a = 1$: (a) $\alpha = 0,5$; (b) $\alpha = 1$.

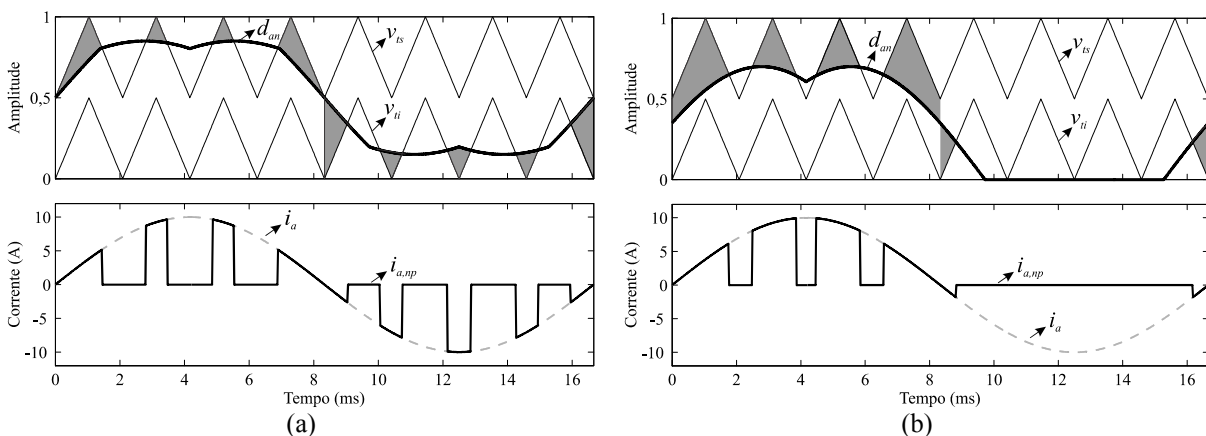


Figura 40 – Contribuição da fase a na corrente do ponto central para fator de potência unitário e $m_a = 0,7$: (a) $\alpha = 0,5$; (b) $\alpha = 1$.

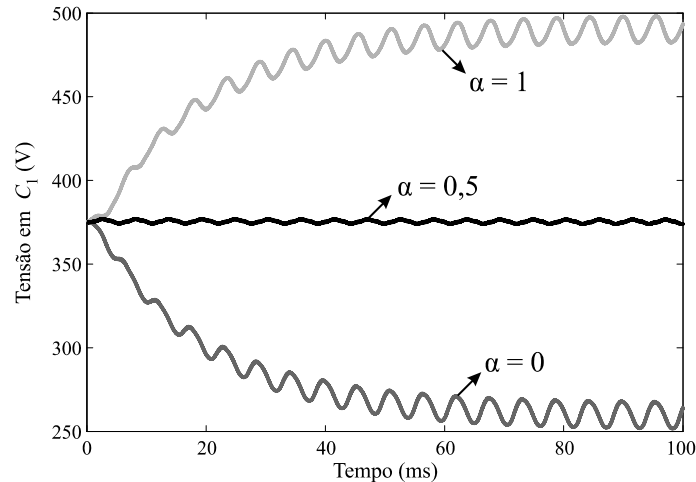


Figura 41 – Tensão sobre o capacitor C_1 para diferentes valores de α (fator de potência unitário).

contribuição da fase a na corrente no ponto central apresenta valor médio nulo, pois o grampeamento ocorre em intervalos iguais tanto no semiciclo positivo quanto no semiciclo negativo. O mesmo ocorre para as outras duas fases, resultando numa corrente média total nula, mantendo as tensões dos capacitores equilibradas. Por outro lado, para $\alpha = 1$ (Figura 40(b)), o grampeamento ocorre em intervalos desiguais, resultando numa corrente média diferente de zero no ponto central. Com isso, as tensões nos capacitores do barramento CC passam a apresentar um desequilíbrio. Este comportamento pode ser verificado na Figura 41, onde está representada a tensão sobre o capacitor C_1 para diferentes valores de α , considerando um barramento CC de 750 V e fator de potência unitário.

Este é um inconveniente inerente ao inversor NPC e diversas técnicas têm sido desenvolvidas para eliminação das ondulações de baixa frequência nos capacitores e também para a equalização destas tensões (BUSQUETS-MONGE et al., 2004; POU et al., 2007; GRIGOLETTO e PINHEIRO, 2009). É um problema que apresenta certa complexidade, uma vez que depende tanto do índice de modulação quanto do fator de potência de saída. As técnicas geralmente utilizam o grau de liberdade proporcionado pelos vetores redundantes do inversor NPC para o controle da corrente no ponto central, uma vez que esta é a causadora dos desequilíbrios. A utilização da solução em que $\alpha = 0,5$, embora não elimine as ondulações de baixa frequência, tende a equilibrar o nível CC das tensões nos capacitores, uma vez que distribui uniformemente a aplicação dos vetores redundantes (vetores pequenos) em um ciclo da componente fundamental (DE OLIVEIRA et al., 2004). Neste sentido, optou-se pela utilização neste trabalho da modulação por abordagem geométrica com $\alpha = 0,5$, uma vez que esta solução tende a equilibrar as tensões nos capacitores ao mesmo tempo em que permite maximizar a utilização do barramento CC. No entanto, um mecanismo de controle destas

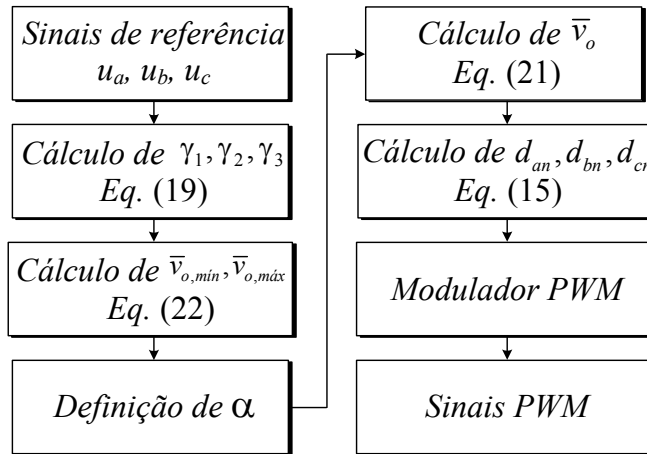


Figura 42 – Fluxograma da implementação da modulação por abordagem geométrica.

tensões deve ser implementado, pois fatores externos (diferença de capacitâncias, desigualdade de tensões iniciais, tempo morto, etc.) podem vir a causar desequilíbrios. Para tanto, no Capítulo 5 apresenta-se uma malha de balanço para equalizar o nível CC das tensões nos capacitores do barramento caso ocorra algum desequilíbrio.

Logo, de modo a esclarecer o procedimento para a obtenção dos sinais modulantes do inversor, a Figura 42 ilustra um fluxograma da modulação por abordagem geométrica implementada. Os sinais de referência u_a , u_b e u_c representam as ações de controle (razões cíclicas) de cada fase do inversor, as quais são previamente calculadas pelo sistema de controle. A partir dos sinais de referência, calculam-se os limites para o sinal de modo comum $\bar{v}_{o,min}$ e $\bar{v}_{o,max}$. Uma vez definida a variável de ponderação α , o sinal de modo comum \bar{v}_o é obtido. Em seguida, a matriz descrita anteriormente na equação (15) é utilizada para calcular os sinais modulantes d_{an} , d_{bn} e d_{cn} a partir dos sinais de referência u_a , u_b , u_c e do sinal de modo comum \bar{v}_o . Por fim, o modulador PWM realiza a comparação das portadoras triangulares com os sinais modulantes para a geração dos sinais de comando dos semicondutores.

3.6 Considerações finais

Neste capítulo, o inversor NPC trifásico conectado à rede através de um filtro passivo LCLM foi definido como sendo a topologia a ser implementada. Sua escolha se deu basicamente devido a critérios como elevado rendimento e qualidade da tensão gerada. Como método de mitigação da corrente de fuga optou-se o emprego do filtro passivo LCLM, uma vez que se evita a subutilização do barramento CC e não necessita de modificações

topológicas. Em seguida, foram determinadas as especificações do inversor baseadas na análise das condições climáticas (temperatura ambiente e irradiação solar) de dois sistemas fotovoltaicos com diferentes configurações de módulos. Ao final, a estratégia de modulação adotada foi apresentada, onde um sinal de modo comum é escolhido de forma a sintetizar as tensões de linha de referência, podendo maximizar a utilização do barramento CC na região linear de operação do inversor.

4 PROJETO DO FILTRO PASSIVO LCLM

4.1 Introdução

Neste capítulo, é apresentado o projeto do filtro passivo LCLM e do seu esquema de amortecimento. Inicialmente, os principais parâmetros do filtro são calculados, sendo eles a indutância de saída do inversor (L_1), a capacitância total do filtro (C_f) e a indutância de conexão com a rede (L_2). Salienta-se que o objetivo não é otimizar o projeto destes componentes, sendo que seus parâmetros de desempenho foram escolhidos de forma a contemplar valores típicos adotados na prática. Em seguida, o projeto de um esquema de amortecimento passivo da ressonância do filtro LCLM é abordado, onde é definido o valor da resistência de amortecimento baseada nos critérios de corrente de fuga e estabilidade do sistema de controle. Também é analisado o impacto da indutância da rede nos critérios de projeto da resistência de amortecimento. Ao final, alguns resultados de simulação são mostrados de modo a validar o procedimento de projeto.

4.2 Projeto do filtro

Diversos métodos de projeto aplicados a filtros LCL podem ser encontrados na literatura (WANG et al., 2003; LISERRE et al., 2005; YONGQIANG et al., 2005; AHMED et al., 2007; JALILI e BERNET, 2009). Muitos autores utilizam, como critério, o fator de atenuação de *ripple*, que representa a atenuação da corrente injetada na rede em relação à corrente de saída do conversor na frequência de comutação. Neste trabalho, optou-se por aplicar uma metodologia baseada na determinação da distorção harmônica total da corrente injetada na rede em função da frequência de ressonância do filtro LCLM para a determinação da indutância L_2 (MICHELS et al., 2005). Com relação aos outros parâmetros, a indutância L_1 foi projetada em função da ondulação de corrente na saída do conversor e a capacitância C_f foi obtida baseada no seu consumo de potência reativa na frequência fundamental.

Visando simplificar a abordagem matemática, todo o projeto será baseado na análise do circuito equivalente monofásico do inversor NPC. Para tanto, considera-se somente o braço do inversor referente à fase a , representado na Figura 43(a). Considerando ainda que as tensões dos capacitores do barramento CC são iguais, com valores médios constantes e apresentam pequenas ondulações, os semicondutores e a fonte de entrada podem ser

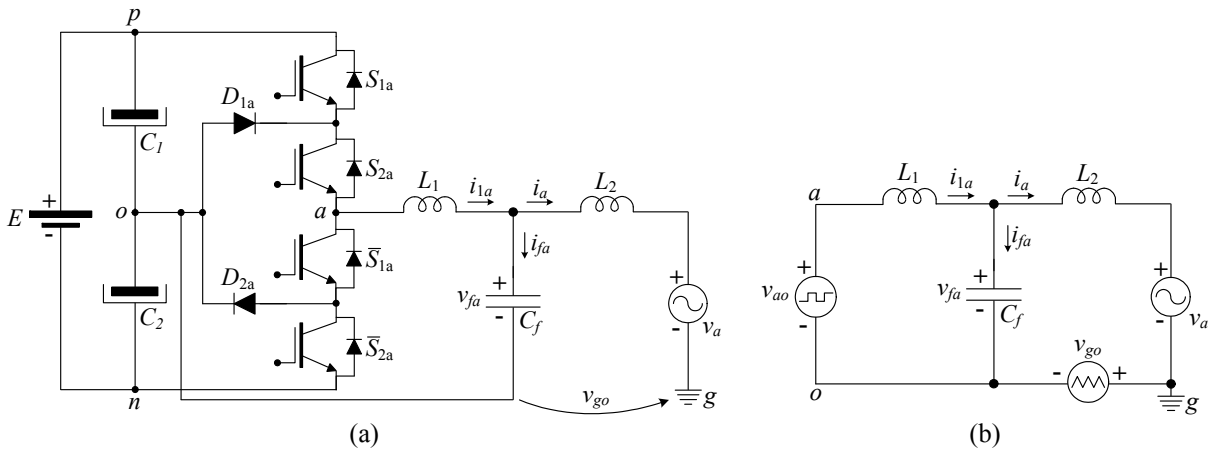


Figura 43 – Projeto do filtro LCLM: (a) circuito equivalente da fase a ; (b) circuito monofásico com fontes equivalentes.

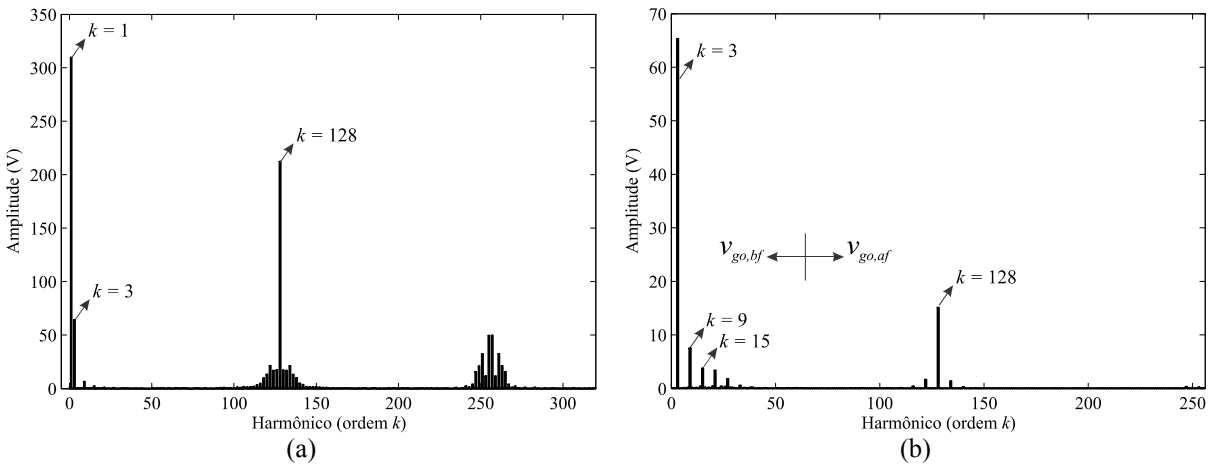


Figura 44 – Espectro considerando $E = 800 \text{ V}$ e $\alpha = 0,5$: (a) tensão v_{ao} ; (b) tensão v_{go} .

substituídos por uma fonte de tensão equivalente v_{ao} , que depende dos sinais de comando dos interruptores. De forma similar, a tensão entre o ponto g da rede e o ponto o do inversor (v_{go}) também é substituída por uma fonte de tensão equivalente, conforme ilustra a Figura 43(b).

A tensão v_{ao} possui componentes de alta frequência (situadas em torno da frequência de comutação e suas múltiplas) e componentes de baixa frequência (situadas na frequência fundamental e nas frequências múltiplas de três oriundas do sinal de modo comum v_o), conforme ilustra o espectro presente na Figura 44(a). As tensões da rede elétrica são consideradas senoidais, equilibradas e isentas de distúrbios. Com relação à tensão v_{go} , é composta pelo sinal de modo comum (baixa frequência) e por componentes de alta frequência e reduzida amplitude, de acordo com a Figura 44(b). Portanto, o projeto do filtro parte do conhecimento do espectro das três fontes presentes no circuito da Figura 43(b) (v_{ao} , v_{go} e v_a). A seguir serão apresentadas as etapas de projeto de cada um dos elementos do filtro.

4.2.1 Indutância de saída do inversor (L_1)

O indutor L_1 apresenta uma ondulação de corrente maior do que o indutor L_2 , uma vez que o capacitor C_f forma um caminho de baixa impedância para os harmônicos de alta frequência. Neste sentido, a indutância L_1 é projetada para limitar a ondulação de corrente na saída do inversor em um determinado percentual em relação à corrente nominal.

O cálculo da indutância L_1 requer o conhecimento da ondulação de corrente (Δi_{1a}) dentro de um período de comutação. Além disso, como a amplitude da ondulação de corrente varia dentro de um período da rede, é necessário o conhecimento do instante de tempo onde a ondulação é máxima. Logo, a partir do circuito equivalente mostrado anteriormente na Figura 43(b), é possível obter a tensão sobre esta indutância:

$$v_{L_1}(t) = L_1 \frac{di_{1a}(t)}{dt} = v_{ao}(t) - v_{fa}(t). \quad (24)$$

As componentes de alta frequência presentes na tensão v_{go} ($v_{go,af}$) podem ser desprezadas, uma vez que são pequenas em amplitude se comparadas à parcela de baixa frequência ($v_{go,bf}$). Para ilustrar, na Figura 45(a), é mostrada a tensão v_{go} real comparada com a parcela de baixa frequência. A queda de tensão em L_2 também é desconsiderada, uma vez que, é pequena em amplitude se comparada à tensão da rede. Com isso, resulta na seguinte equação:

$$L_1 \frac{di_{1a}(t)}{dt} = v_{ao}(t) - v_{go,bf}(t) - v_a(t). \quad (25)$$

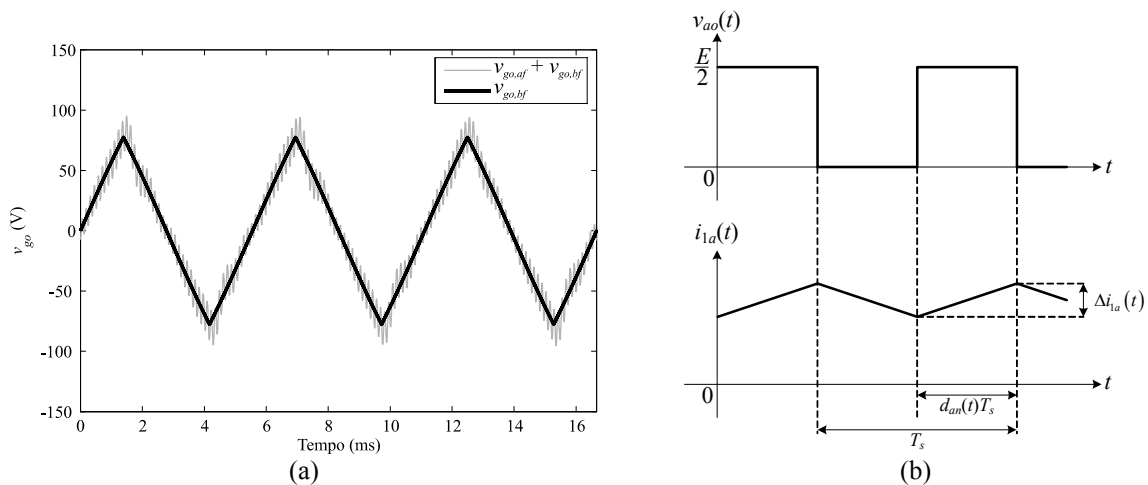


Figura 45 – Dedução da ondulação de corrente em L_1 : (a) ilustração da tensão v_{go} utilizada para o cálculo da ondulação de corrente, onde se desprezam as componentes de alta frequência; (b) detalhe da ondulação de corrente no indutor L_1 para o semiciclo positivo da tensão da rede.

Isolando a tensão v_{ao} , chega-se ao seguinte:

$$v_{ao}(t) = L_1 \frac{di_{1a}(t)}{dt} + v_{go,bf}(t) + v_a(t). \quad (26)$$

Considerando o semiciclo positivo da tensão da rede, em um período de comutação a tensão v_{ao} varia entre 0 e $E/2$. Esta variação, por sua vez, causa a ondulação de corrente Δi_{1a} no indutor, como ilustra a Figura 45(b). Para a primeira etapa, cuja duração é $d_{an}T_s$, a tensão aplicada sobre o filtro é $E/2$, resultando na seguinte equação para a ondulação de corrente:

$$\frac{E}{2} = L_1 \frac{\Delta i_{1a}(t)}{d_{an}(t)T_s} + v_{go,bf}(t) + v_a(t), \quad (27)$$

onde T_s é o período de comutação. Isolando a ondulação de corrente tem-se que:

$$\Delta i_{1a}(t) = \frac{d_{an}(t) \left[\frac{E}{2} - (v_{go,bf}(t) + v_a(t)) \right]}{L_1 f_s}. \quad (28)$$

A parcela de baixa frequência da tensão v_{go} é diretamente proporcional ao sinal de modo comum (v_o) inserido nos sinais modulantes. Sendo assim, considerando a média em um período de comutação, tem-se a seguinte relação:

$$v_{go,bf}(t) = \frac{v_o(t)}{3} - \frac{E}{2}. \quad (29)$$

Substituindo (29) em (28) chega-se à seguinte equação:

$$\Delta i_{1a}(t) = \frac{d_{an}(t) \left[E - \left(\frac{v_o(t)}{3} + v_a(t) \right) \right]}{L_1 f_s}. \quad (30)$$

Portanto, admitindo que não exista diferença angular entre o sinal modulante d_{an} e a tensão da rede v_a , a ondulação percentual de corrente no indutor L_1 em função do ângulo da rede para diferentes valores de tensão do barramento CC é mostrada na Figura 46(a). As curvas foram obtidas para uma indutância de 1 mH, para uma frequência de comutação de 7,68 kHz e considerando a corrente nominal de pico do inversor (54 A). Considerou-se ainda

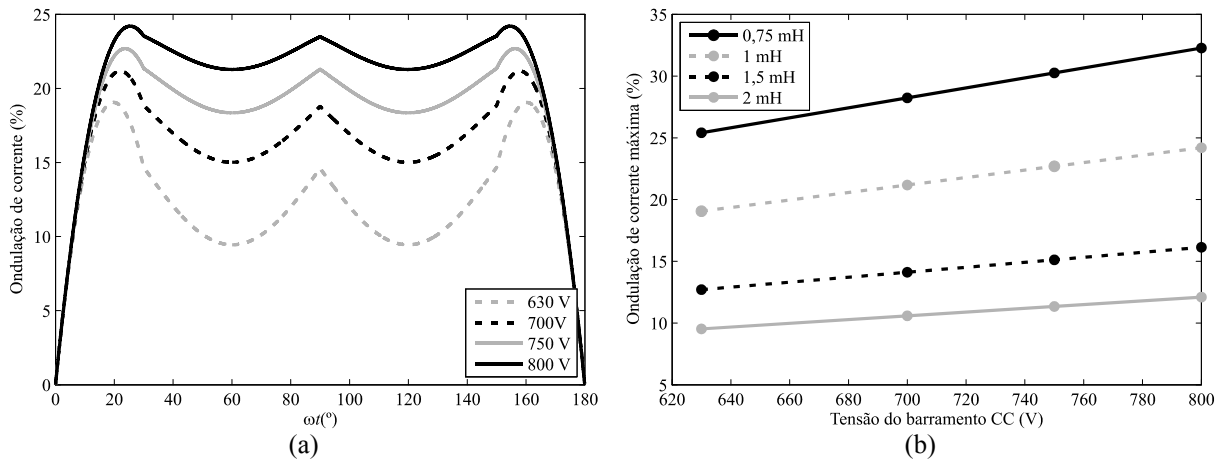


Figura 46 – Ondulação de corrente em L_1 : (a) ondulação de corrente percentual; (b) ondulação de corrente máxima percentual.

que, para a conexão com a rede, a mudança da tensão do barramento CC modifica o valor do índice de modulação seguindo a seguinte relação:

$$m_a = \frac{v_{rede} \sqrt{2}}{E}, \quad (31)$$

onde v_{rede} é a tensão eficaz de linha da rede, cujo valor adotado foi 380 V. Na Figura 46(b), está ilustrado o comportamento da máxima ondulação de corrente percentual em função da tensão do barramento CC para diferentes indutâncias. Quanto maior for a tensão do barramento CC, maior será a ondulação de corrente. Da mesma forma, quanto maior for a indutância, menor será a ondulação de corrente.

Considerando que a máxima ondulação de corrente ocorre aproximadamente em $\omega t = 22^\circ$, conforme se verifica na Figura 46(a), a equação (30) pode ser simplificada para a obtenção de uma relação aproximada para a ondulação máxima de corrente:

$$\Delta_{i,máx} = \frac{\sqrt{2}v_{rede} - \frac{4(v_{rede})^2}{9E}}{L_1 f_s}. \quad (32)$$

De acordo com (32), evidencia-se uma desvantagem do filtro passivo LCLM, que é a elevada ondulação de corrente em relação a um filtro LCL convencional (que não possui o quarto fio conectado ao ponto central). Isto se deve principalmente porque a tensão aplicada na entrada do filtro LCLM (tensão v_{ao}) possui somente três níveis. Por outro lado, na utilização do filtro convencional, a tensão aplicada ao filtro possui nove níveis ($v_{ao} + v_{cmv}$), o que acaba reduzindo as variações de tensão sobre a indutância e, conseqüentemente,

diminuindo a ondulação de corrente. Como apresentado em (ARAÚJO et al., 2007), a ondulação máxima de corrente para o inversor NPC com filtro LCL convencional e utilizando a modulação SPWM pode ser descrita por:

$$\Delta_{i,máx}^{LCL} = \frac{E}{16L_1f_s}. \quad (33)$$

De acordo com (32) e (33), e considerando-se os mesmos parâmetros de tensão do barramento, indutância e frequência de comutação, pode-se afirmar que o inversor NPC com filtro passivo LCLM possui aproximadamente o dobro da ondulação de corrente com relação ao mesmo inversor utilizando um filtro LCL convencional. Esta característica pode ser verificada na Figura 47, onde está representada a ondulação máxima de corrente percentual para o filtro LCLM e para um filtro LCL convencional, considerando $L_1 = 1,1$ mH e $f_s = 7,68$ kHz. Este inconveniente pode aumentar as perdas magnéticas no indutor além de ser

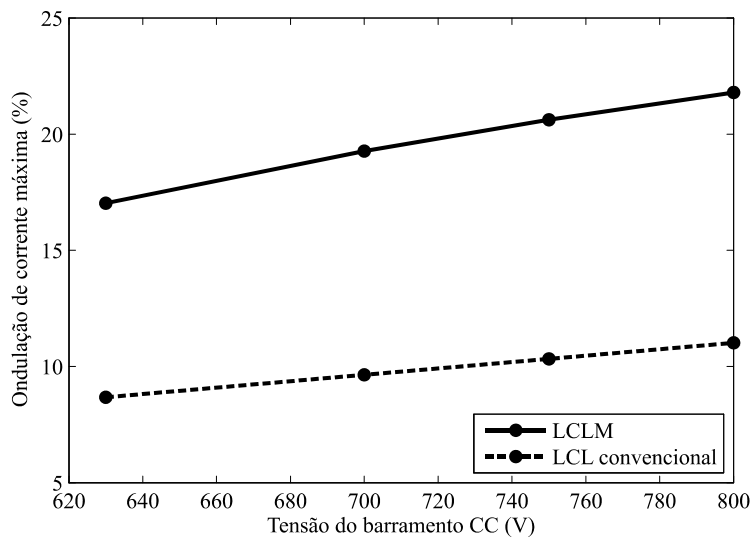


Figura 47 – Ondulação máxima de corrente em função da tensão do barramento CC para o filtro LCLM e para um filtro LCL convencional, considerando $L_1 = 1,1$ mH e $f_s = 7,68$ kHz.

Tabela 8 – Parâmetros adotados no projeto do indutor e indutância L_1 obtida.

Grandeza	Valor
Tensão de linha eficaz da rede (v_{rede})	380 V
Tensão do barramento CC (E)	800 V
Corrente nominal de pico	54 A
Ondulação de corrente máxima ($\Delta_{i,máx}$)	22%
Frequência de comutação (f_s)	7,68 kHz
Indutância L_1	1,1 mH

necessária uma indutância maior para obter a mesma ondulação de corrente do filtro convencional.

Portanto, considerando uma ondulação de corrente máxima de aproximadamente 22% e aplicando a equação (32), uma indutância de 1,1 mH foi obtida para o inversor NPC utilizando o filtro LCLM. Os parâmetros adotados no cálculo estão detalhados na Tabela 8.

4.2.2 Capacitância de filtro (C_f)

A capacitância C_f é geralmente projetada a partir da sua potência reativa nominal consumida na frequência fundamental. Por exemplo, se a malha de corrente atua controlando a corrente injetada na rede, então o inversor deverá suprir a energia reativa necessária ao capacitor de filtro para que determinado fator de potência seja obtido, aumentando sua potência aparente. Caso contrário, se a corrente controlada é a de saída do inversor (corrente em L_1), então a potência reativa absorvida pelo capacitor de filtro não deve ser muito elevada para evitar que ocorra um significativo decréscimo no fator de potência de saída.

No caso do filtro LCLM, a definição de C_f também está ligada à redução da corrente de fuga do sistema fotovoltaico, uma vez que esta capacitância gera um caminho de menor impedância para as componentes de alta frequência, reduzindo a circulação da corrente de fuga pela rede. Portanto, do ponto de vista de mitigação da corrente de fuga, é preferível que esta capacitância seja bastante elevada para reduzir as oscilações de alta frequência da tensão sobre a capacitância parasita. Para ilustrar, na Figura 48, é mostrada a tensão sobre a capacitância parasita (v_p) para diferentes valores de C_f (capacitância que apresenta uma potência reativa de 1%, 2,5%, 5% e 10% da potência ativa nominal na frequência fundamental). Foi considerado nesta situação que $L_1 = 1,1$ mH, $L_2 = 500$ μ H e $E = 700$ V. Nota-se que à medida que C_f aumenta, as componentes de alta frequência da tensão v_p tendem

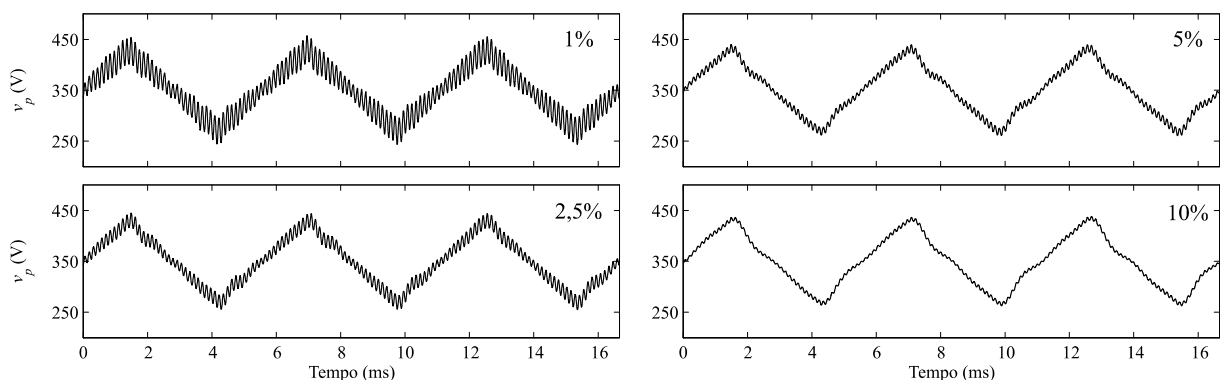


Figura 48 – Tensão sobre a capacitância parasita para diferentes valores de potência reativa para C_f .

a diminuir sua amplitude. Embora exista uma parcela de baixa frequência oriunda do sinal de modo comum (v_o), a mesma não gera uma corrente de fuga significativa, uma vez que a capacitância parasita apresenta uma elevada impedância para baixas frequências.

No entanto, a utilização de valores muito elevados para C_f pode causar a excitação da ressonância das componentes de baixa frequência presentes na tensão de modo comum (v_{cmv}), tendo como consequência a elevação da corrente de fuga (KANGLE et al., 2013). Contudo, a ocorrência desta excitação depende diretamente do sinal de modo comum escolhido na modulação. Além disso, o aumento excessivo de C_f também tende a diminuir a indutância L_2 para manter uma mesma distorção harmônica de corrente, podendo causar problemas de sensibilidade a variações paramétricas da indutância da rede.

Diante disto, optou-se por projetar a capacitância C_f de modo que a potência reativa absorvida pelo capacitor seja de 5% da potência nominal do inversor na frequência fundamental, sendo este um valor típico para inversores conectados à rede (LISERRE et al., 2005). Neste sentido, adotando-se uma tensão base (E_b) de 380 V e uma potência base (S_b) de 25 kVA, a capacitância base (C_b) para a frequência fundamental (ω_1) é dada por:

$$C_{base} = \frac{S_b}{\omega_1 E_b^2} = 460 \text{ } \mu\text{F} . \quad (34)$$

Aplicando o critério definido anteriormente, chega-se ao valor da capacitância do filtro:

$$C_f = 5\% C_{base} \approx 25 \text{ } \mu\text{F} . \quad (35)$$

4.2.3 Indutância de conexão com a rede (L_2)

O próximo parâmetro do filtro a ser definido é a indutância de conexão com a rede (L_2). Neste trabalho, optou-se por utilizar uma abordagem baseada na distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente injetada na rede (THD_i). Embora este método não garanta o atendimento normativo aos níveis individuais de harmônicos, o atendimento ao nível de distorção harmônica total da corrente é obtido selecionando a indutância L_2 . Segundo a norma ABNT NBR 16149, para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, o limite máximo de THD_i é de 5% em relação à componente fundamental na potência nominal do inversor (ABNT, 2013a). A definição matemática da THD de corrente é a seguinte:

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (I_k)^2}}{I_1} \cdot 100 \quad [\%], \quad (36)$$

onde I_k é a corrente de pico para o harmônico de ordem k e I_1 é a corrente de pico fundamental na potência nominal do inversor. Logo, para o cálculo da THD_i se faz necessária a obtenção do espectro da corrente injetada na rede.

De acordo com o circuito equivalente apresentado anteriormente na Figura 43(b), o espectro da corrente injetada na rede (i_a) depende do espectro das fontes de tensão v_{ao} , v_{go} e v_a . Contudo, a tensão da rede não será incluída na análise, uma vez que a mesma é considerada senoidal e com baixa distorção harmônica. Esta consideração é coerente, pois a norma ABNT NBR 16150 afirma que a tensão da fonte que emula a rede no ensaio de conformidade do inversor pode conter uma THD de até 2,5% (ABNT, 2013b). Os harmônicos de baixa frequência tanto da tensão v_{ao} como da tensão v_{go} também serão desprezados na análise, uma vez que a conexão a três fios na rede impede que os componentes de sequência zero de corrente (oriundos do sinal de modo comum v_o) circulem pela rede. Da mesma forma, por questões de simplicidade, a capacitância parasita do sistema fotovoltaico não será incluída nos modelos apresentados a seguir.

Portanto, ainda considerando a fase a , o módulo de cada harmônico de alta frequência presente no espectro da corrente injetada na rede pode ser obtido pela seguinte equação:

$$i_a(k) = \left| v_{ao}(j\omega_1 k) G_1(j\omega_1 k) + v_{go}(j\omega_1 k) G_2(j\omega_1 k) \right|, \quad (37)$$

onde G_1 e G_2 são, respectivamente, as funções de transferência que relacionam a corrente na rede com as tensões v_{ao} e v_{go} , representadas por:

$$G_1(j\omega_1 k) = \frac{i_a(j\omega_1 k)}{v_{ao}(j\omega_1 k)} = \frac{1}{s^3 C_f L_1 L_2 + s(L_1 + L_2)} \Bigg|_{s=j\omega_1 k}, \quad (38)$$

$$G_2(j\omega_1 k) = \frac{i_a(j\omega_1 k)}{v_{go}(j\omega_1 k)} = -\frac{s^2 C_f L_1 + 1}{s^3 C_f L_1 L_2 + s(L_1 + L_2)} \Bigg|_{s=j\omega_1 k}. \quad (39)$$

Substituindo (37) em (36) tem-se que:

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=m_f-b}^{k_{\text{máx}}} \left(|v_{ao}(j\omega_1 k) G_1(j\omega_1 k) + v_{go}(j\omega_1 k) G_2(j\omega_1 k)| \right)^2}}{I_1} \cdot 100 \quad [\%]. \quad (40)$$

A limitação da quantidade de harmônicos considerados no cálculo é dada por $k_{\text{máx}}$. O primeiro harmônico é dado por $m_f - b$, onde m_f é o índice de modulação em frequência e b é a banda lateral, a qual inclui no cálculo um determinado número de harmônicos inferiores à m_f .

A tensão v_{ao} é obtida a partir da modulação geométrica e seu espectro é determinado pela comparação dos sinais modulantes com as portadoras triangulares. Por outro lado, o espectro de alta frequência de v_{go} não é determinado de forma direta, uma vez que o mesmo depende dos parâmetros do filtro LCLM. Portanto, o mesmo pode ser obtido a partir do circuito equivalente de modo comum apresentado no Capítulo 2 e representado novamente na Figura 49 sem a capacitância parasita. Como a capacitância parasita é desconsiderada, a corrente de fuga é nula ($i_f = 0$). Com isso, a tensão v_{gn} é igual à tensão sobre a capacitância equivalente do filtro ($3C_f$), conforme se verifica na Figura 49. O espectro da tensão v_{gn} é igual ao da tensão v_{go} , com exceção da parcela CC igual à metade da tensão do barramento CC, o qual se encontra presente em v_{gn} .

Assim, o espectro da tensão v_{go} pode ser obtido a partir da tensão de modo comum:

$$v_{go}(j\omega_1 k) = |v_{cmv}(j\omega_1 k) G_3(j\omega_1 k)|, \quad (41)$$

onde a função de transferência G_3 relaciona a tensão de modo comum com a tensão v_{go} :

$$G_3(j\omega_1 k) = \frac{v_{go}(j\omega_1 k)}{v_{cmv}(j\omega_1 k)} = \frac{1}{s^2 C_f L_1 + 1} \Big|_{s=j\omega_1 k}. \quad (42)$$

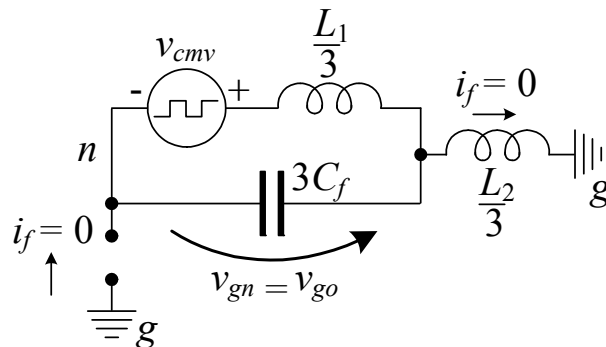


Figura 49 – Circuito equivalente de modo comum sem a capacitância parasita, onde $v_{gn} = v_{go}$ desconsiderando a componente CC de v_{gn} .

A tensão de modo comum é então obtida a partir das tensões dos braços do inversor, as quais possuem espectro conhecido. Realizando a substituição de (41) em (40), chega-se à:

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=m_f-b}^{k_{\max}} \left(|v_{ao}(j\omega_1 k) G_1(j\omega_1 k) + v_{cmv}(j\omega_1 k) G_2(j\omega_1 k) G_3(j\omega_1 k)| \right)^2}}{I_1} \cdot 100 \text{ [\%]}. \quad (43)$$

Logo, uma vez conhecidos os espectros de v_{ao} e v_{cmv} , a distorção harmônica da corrente injetada na rede pode ser calculada. A única incógnita em (43) é a indutância L_2 presente em G_1 e G_2 , uma vez que C_f e L_1 foram definidos anteriormente. A solução para o problema pode ser obtida de forma gráfica, atribuindo valores para L_2 e verificando a variação da THD_i . Contudo, a faixa de variação de L_2 depende dos limites impostos pela frequência de ressonância (f_{res}) do filtro LCL, uma vez que ambas se relacionam pela seguinte equação:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_f L_1 L_2}} \text{ [Hz]}. \quad (44)$$

De modo a evitar problemas de ressonância, muitos autores sugerem a limitação da frequência de ressonância no seguinte intervalo (LISERRE et al., 2005):

$$10f_1 < f_{res} < \frac{f_s}{2}, \quad (45)$$

onde f_1 é a frequência fundamental e f_s a frequência de comutação. A proximidade da frequência de ressonância com a banda passante do controlador de corrente tende a dificultar o projeto do sistema de controle, logo, optou-se por elevar o limite mínimo da frequência de ressonância para 1 kHz, mantendo o limite máximo.

Neste sentido, adotando $m_f = 128$, $b = 15$, $k_{\max} = 4096$, $I_1 = 54 \text{ A}$ e $E = 800 \text{ V}$, a relação entre frequência de ressonância, indutância L_2 e THD_i é mostrada na Figura 50. De acordo com a Figura 50(a), para valores de THD_i maiores que cerca de 0,5%, o critério de máxima frequência de ressonância não é atendido. Os baixos níveis de THD_i obtidos se devem pelo fato de que grande parcela da alta frequência foi previamente filtrada por L_1 e C_f . Portanto, a definição da indutância L_2 fica condicionada até o limite de 0,5% da THD_i , restringindo o espaço de solução do problema. O comportamento da indutância em função da distorção harmônica total de corrente é mostrado na Figura 50(b).

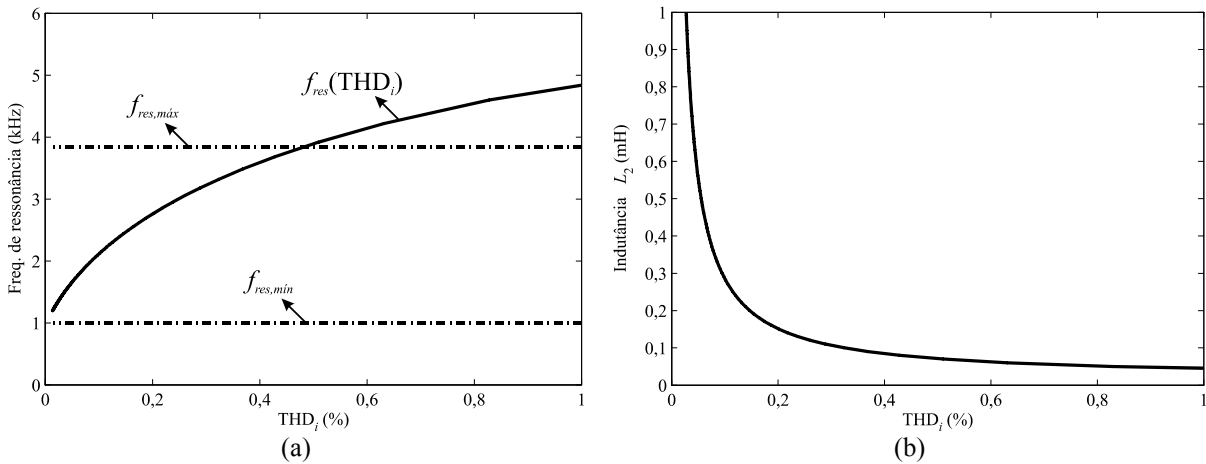


Figura 50 – Projeto da indutância L_2 : (a) THD_i em função de f_{res} ; (b) THD_i em função de L_2 .

De modo a manter a frequência de ressonância do filtro em uma faixa intermediária dos limites apresentados, optou-se pela seguinte solução:

$$\begin{cases} L_2 = 200 \text{ } \mu\text{H} \\ f_{res} = 2,44 \text{ kHz} \\ \text{THD}_i = 0,146\% \end{cases} \quad (46)$$

Se um valor maior de frequência de ressonância fosse escolhido, então a indutância L_2 se reduziria muito, podendo causar problemas de sensibilidade à variação paramétrica da impedância da rede. Neste caso, se a indutância da rede apresentar um valor significativo em comparação com L_2 , a resposta em frequência do filtro pode ser modificada sensivelmente, podendo causar problemas de instabilidade do sistema caso o controlador empregado não esteja projetado para esta condição.

4.3 Projeto do amortecimento passivo

4.3.1 Esquema de amortecimento

O amortecimento do filtro LCLM objetiva atenuar o pico de ressonância de modo a evitar uma possível instabilidade da malha de controle do inversor, facilitando também o projeto dos controladores. O amortecimento pode ser do tipo passivo, utilizando elementos adicionais ao filtro (indutores, capacitores e resistores), ou pode ser ativo, onde o amortecimento é realizado por uma malha de controle. Dentre estas técnicas, o amortecimento passivo se destaca pelo baixo custo e, principalmente, pela facilidade de implementação

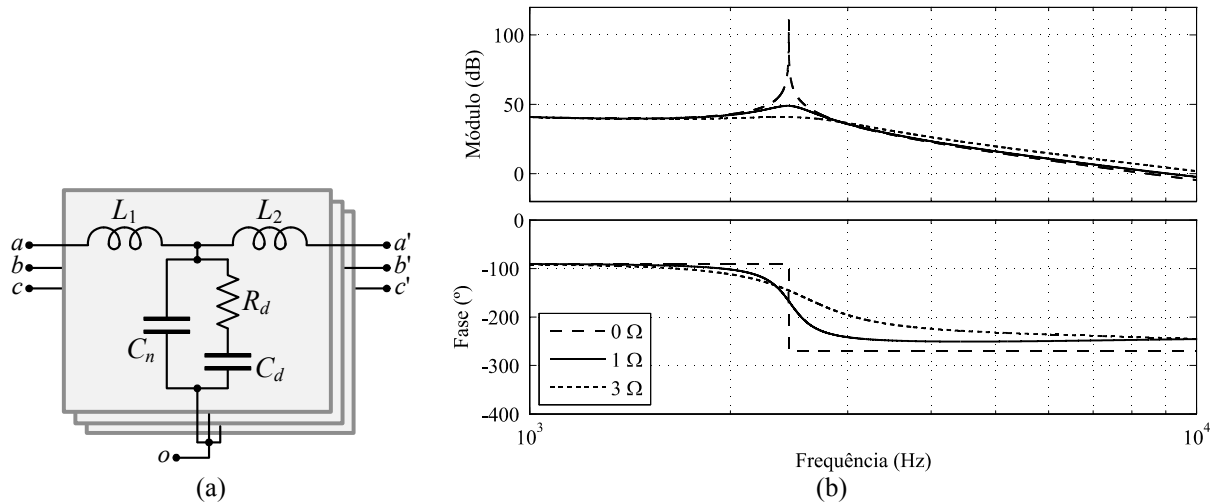


Figura 51 – Amortecimento passivo empregado: (a) topologia; (b) resposta em frequência de i_a/d_{an} para diferentes valores de R_d e considerando $L_1 = 1,1$ mH, $L_2 = 200$ μ H e $C_f = 25$ μ F.

(WEIMIN et al., 2013). Portanto, a partir disto optou-se pela utilização do amortecimento passivo neste trabalho.

Neste sentido, existem diferentes esquemas de amortecimento passivo, cada um com características específicas e com diferentes estruturas (WANG et al., 2003; AHMED et al., 2007). Neste trabalho, foi adotado o esquema de amortecimento passivo mostrado na Figura 51(a), onde $C_d + C_n = C_f$.

Este amortecimento se caracteriza por apresentar baixas perdas e também por manter a atenuação em alta frequência praticamente constante mesmo com o aumento da resistência de amortecimento R_d . Este comportamento pode ser verificado na Figura 51(b), onde está representada a resposta em frequência do filtro LCLM (i_a/d_{an}) para diferentes valores de R_d . Nota-se que, à medida que R_d aumenta, o pico de ressonância é atenuado e a mudança de fase se torna menos abrupta. No entanto, a inclinação da curva de módulo para altas frequências não muda significativamente, mantendo assim a característica de atenuação do filtro de -60 dB/déc. Quanto maior for a relação C_d/C_n maior é o amortecimento, entretanto, maiores são as perdas (WEIMIN et al., 2013). De modo a obter um balanço entre perdas e amortecimento, é usual dividir igualmente a capacitância total do filtro (C_f) entre C_n e C_d (CHANNEGOWDA e JOHN, 2010). No entanto, por questões de implementação, optou-se por fazer a seguinte divisão: $C_n = 10$ μ F ($0,4C_f$) e $C_d = 15$ μ F ($0,6C_f$).

Com isso, o projeto do amortecimento passivo se resume na definição da resistência de amortecimento R_d . Sua escolha pode ser feita considerando parâmetros como perdas, atenuação e/ou estabilidade do sistema de controle. Contudo, quando este esquema de amortecimento é utilizado no filtro LCLM aplicado a sistemas fotovoltaicos não isolados, o

valor da resistência afeta também o comportamento da corrente de fuga, uma vez que altera a impedância do ramo capacitivo do filtro responsável pela atenuação das componentes de alta frequência.

Nas seções subsequentes, é apresentado o projeto da resistência de amortecimento baseado nos critérios de estabilidade do sistema de controle e impacto na corrente de fuga. Toda a análise foi realizada de forma analítica, fazendo o uso das funções de transferência do filtro LCLM e dos espectros das fontes envolvidas no circuito equivalente. O ponto de operação considerado será na potência nominal, com tensão do barramento CC de 700 V e admitindo fator de potência unitário. Além disso, neste projeto, foi adotada uma capacitância parasita de 1,25 μF , a qual se situa dentro da faixa típica de valores para módulos de silício cristalino (50-150 nF/kW) (MYRZIK e CALAIS, 2003).

4.3.2 Limites para a escolha do resistor de amortecimento (R_d)

De modo a elucidar o comportamento da corrente de fuga no filtro passivo LCLM em função da resistência de amortecimento, considere o circuito de modo comum mostrado na Figura 52, agora com a inclusão do amortecimento passivo. Como comentado no Capítulo 2, a conexão do ponto comum dos capacitores do filtro no ponto central do barramento CC forma um caminho de menor impedância para a corrente de fuga de alta frequência, reduzindo sua circulação pela rede. A inserção de um elemento resistivo neste caminho acaba elevando sua impedância, afetando o processo de atenuação da corrente de fuga.

De acordo com o circuito equivalente da Figura 52, cada harmônico k da corrente de fuga pode ser obtido a partir do espectro da tensão de modo comum (v_{cmv}), da seguinte forma:

$$i_f(j\omega_1 k) = v_{cmv}(j\omega_1 k) G_{cm}(j\omega_1 k). \quad (47)$$

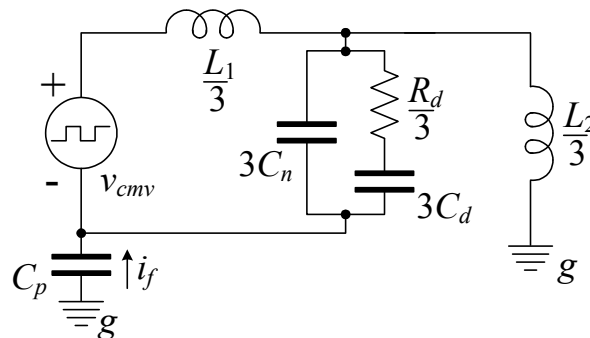


Figura 52 – Circuito equivalente de modo comum incluindo o amortecimento passivo.

A função de transferência G_{cm} relaciona a tensão de modo comum com a corrente de fuga para o circuito equivalente, sendo descrita por:

$$G_{cm}(j\omega_1 k) = \frac{i_f(j\omega_1 k)}{v_{cmv}(j\omega_1 k)} = \frac{sC_p(sC_d R_d + 1)}{s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + 1} \Big|_{s=j\omega_1 k}, \quad (48)$$

onde os coeficientes a_1 , a_2 , a_3 , a_4 e a_5 são dados por:

$$\begin{aligned} a_1 &= C_d R_d, \\ a_2 &= L_1(C_d + C_n) + \frac{C_p}{3}(L_1 + L_2), \\ a_3 &= C_d R_d \left(C_n L_1 + \frac{C_p L_1}{3} + \frac{C_p L_2}{3} \right), \\ a_4 &= C_p L_1 L_2 \left(\frac{C_d + C_n}{3} \right), \\ a_5 &= \frac{C_d C_p C_n L_1 L_2 R_d}{3}. \end{aligned} \quad (49)$$

Uma vez obtido o espectro da corrente de fuga, seu comportamento em regime permanente em função do tempo pode ser obtido da seguinte forma:

$$i_f(t) = \sum_{k=1}^{k_{max}} \left(|i_f(j\omega_1 k)| \cos(k\omega_1 t + \angle i_f(j\omega_1 k)) \right). \quad (50)$$

A partir de (50), o valor eficaz (ou RMS – *Root Mean Square*) da corrente de fuga pode ser calculado por:

$$i_{f,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (i_f(t))^2 dt}, \quad (51)$$

onde T_1 é o período da fundamental (período da rede). Portanto, as únicas incógnitas das equações (48)-(51) são a resistência de amortecimento R_d e a própria corrente de fuga eficaz $i_{f,rms}$. Neste sentido, variando o valor de R_d pode-se traçar o comportamento da corrente de fuga eficaz em função da resistência de amortecimento, conforme mostrado na Figura 53.

Nota-se que, à medida que a resistência de amortecimento aumenta, a corrente de fuga apresenta um comportamento crescente. Isto se deve porque a impedância do ramo capacitivo do filtro LCLM aumenta e, conseqüentemente, a atenuação das componentes de alta

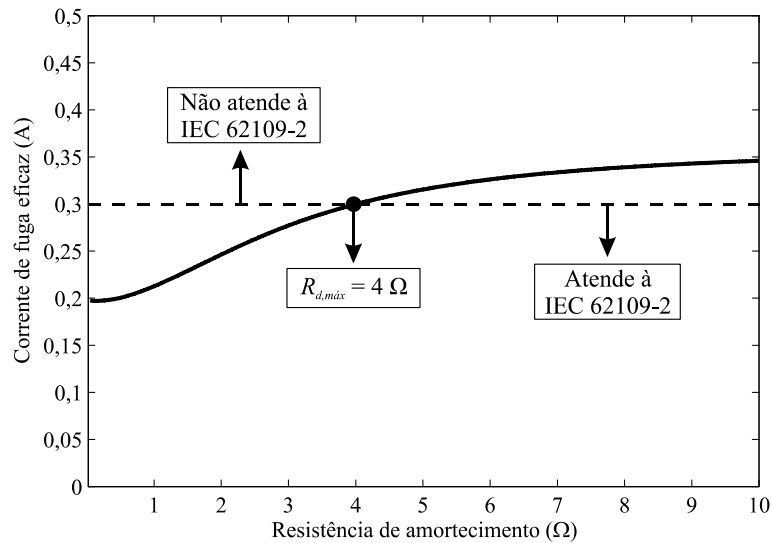


Figura 53 – Corrente de fuga eficaz em função da resistência de amortecimento.

frequência é prejudicada. Neste sentido, o valor máximo para a resistência de amortecimento ($R_{d,máx}$) é dado pela interseção da curva do valor eficaz da corrente de fuga com a linha que delimita o limite imposto pela norma IEC 62109-2. Para os parâmetros considerados na análise, o valor máximo para a resistência de amortecimento é de 4Ω , conforme se verifica na Figura 53.

A partir da curva apresentada na Figura 53, o aumento da resistência de amortecimento tende a elevar o valor eficaz da corrente de fuga. Contudo, a estabilidade do sistema de controle é prejudicada com a diminuição da resistência de amortecimento. Conforme mostrado anteriormente na Figura 51(b), a resistência de amortecimento atenua o pico de ressonância do filtro e ameniza a variação brusca que ocorre na fase da função de transferência utilizada para o projeto do controlador de corrente. Portanto, se o valor máximo de R_d é dado pelo limite de corrente de fuga, então o seu valor mínimo é aquele que garante a estabilidade do sistema de controle.

A análise da estabilidade para diferentes valores de resistência de amortecimento está diretamente ligada à técnica de controle adotada. Para tanto, neste trabalho, foi adotada a técnica baseada em coordenadas síncronas para o controle da corrente injetada na rede (TEODORESCU et al., 2010). Nesta técnica, o sistema de coordenadas trifásico estacionário é convertido em um sistema ortogonal que gira em sincronismo com a frequência da rede, utilizando para isto a transformada de $dq0$, também conhecida como transformada de Park. Possui a vantagem da possibilidade da utilização da ação integral para eliminar o erro em regime permanente, uma vez que no sistema síncrono as grandezas assumem valores

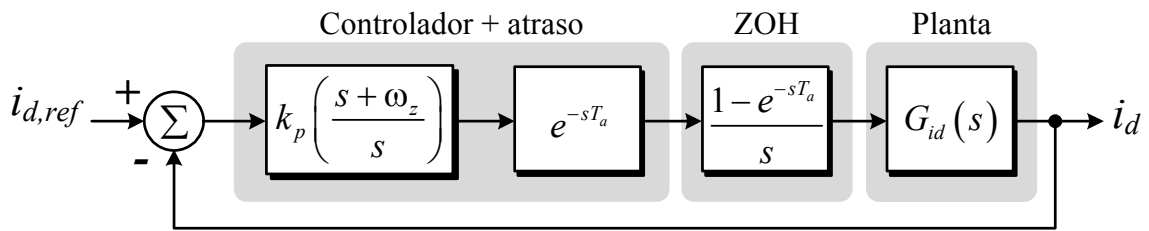


Figura 54 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de eixo direto.

idealmente contínuos no tempo. Além disso, permite o controle independente das potências ativa e reativa injetadas na rede.

A apresentação da estrutura completa do sistema de controle, juntamente com a dedução dos modelos matemáticos que descrevem a planta e o projeto dos controladores, é feita com maiores detalhes no Capítulo 5. Nesta etapa, o diagrama de blocos da Figura 54 é suficiente para realizar a análise de estabilidade, onde está representada a malha de controle da corrente de eixo direto. A malha de controle da corrente de eixo em quadratura possui a mesma estrutura. Como elemento de compensação, é empregado um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI). Devido à implementação digital em microprocessador, o atraso de transporte (e^{-sT_a}) também é incluído na malha de controle, onde T_a é o período de amostragem. A inclusão do termo e^{-sT_a} se faz necessário para representar a dinâmica causada pelo atraso de um período de amostragem que ocorre na atualização da razão cíclica internamente ao microprocessador. O modulador PWM é representado por um retentor de ordem zero (ZOH – *Zero-Order Hold*), uma vez que representa uma boa aproximação para frequências bem menores que a frequência de comutação (BUSO e MATTAVELLI, 2006). A planta $G_{id}(s)$ representa a relação entre a corrente de eixo direto e o sinal modulante.

É possível projetar o controlador PI sem o conhecimento da resistência de amortecimento, uma vez que os parâmetros de desempenho adotados (margem de fase e frequência de cruzamento de ganho) não variam significativamente com R_d . Isto se deve ao fato de que a frequência de cruzamento de ganho por 0 dB (malha aberta) adotada é suficientemente menor que a frequência de ressonância do filtro, podendo a planta ser representada por um filtro puramente indutivo (LISERRE et al., 2005). Esta simplificação implica na desconsideração da capacitância C_f no modelo do filtro LCLM. Para ilustrar graficamente estas afirmações, na Figura 55, é mostrada a resposta em frequência de malha aberta considerando o modelo completo (para diferentes valores de R_d) e também considerando um filtro puramente indutivo ($L_1+L_2=L_{total}$ e $R_d=0\ \Omega$). O controlador PI utilizado proporciona uma frequência de cruzamento de ganho de 400 Hz e uma margem de fase de 60° para $k_p=0,0043$ e $\omega_z=750$. Verifica-se que, para certos valores de R_d , tanto a margem de fase quanto a frequência de

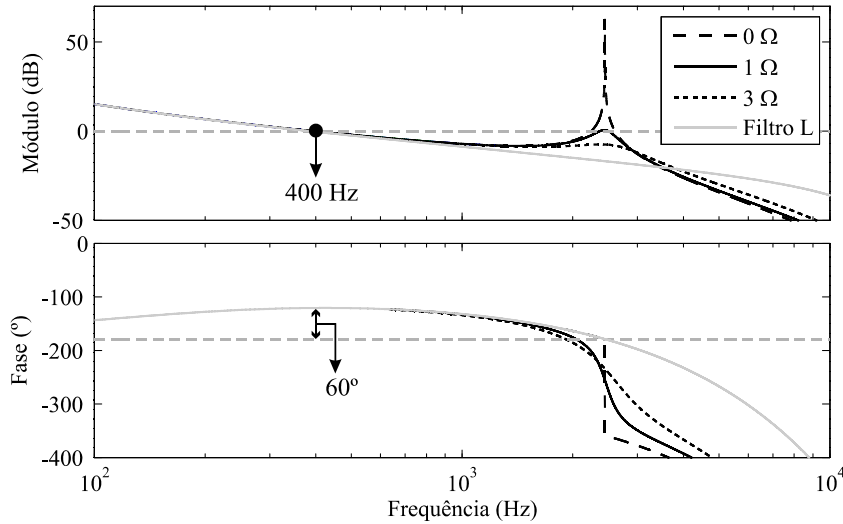


Figura 55 – Índices de desempenho da malha de corrente verificados na resposta em frequência.

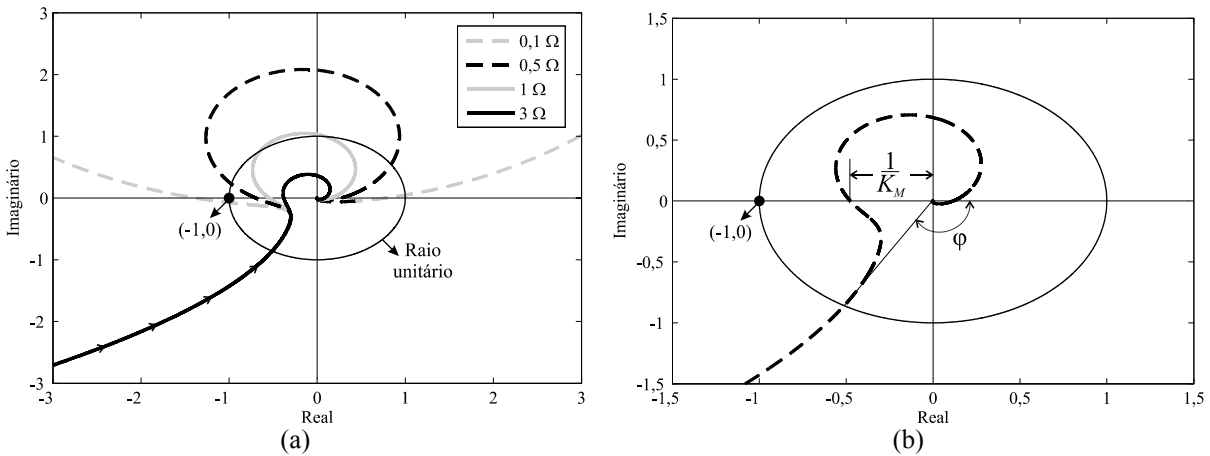


Figura 56 – Análise da estabilidade: (a) diagrama de Nyquist para diferentes valores de R_d ; (b) obtenção da margem de fase e da margem de ganho a partir do diagrama de Nyquist.

cruzamento de ganho visualmente não se modificam, mesmo com a mudança de R_d . No entanto, para valores de R_d menores que cerca de 1Ω , a resposta em frequência passa a apresentar múltiplas frequências de cruzamento de ganho por 0 dB, dificultando a análise da estabilidade. Neste sentido, optou-se pelo uso do diagrama de Nyquist para a análise da estabilidade, uma vez que facilita a obtenção dos parâmetros de desempenho.

Portanto, o parâmetro que definirá a estabilidade nesta situação é a margem de ganho, uma vez que é afetada diretamente pelo valor da resistência de amortecimento. Para exemplificar, considere o diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta traçado para diferentes valores de R_d , mostrado na Figura 56(a). De modo a simplificar a ilustração, não foi mostrado o diagrama simétrico e nem o contorno oriundo do desvio do mapeamento na origem do plano s (necessário para plantas com polos na origem) (OGATA, 2010). Portanto, para que o sistema em questão seja considerado estável a partir do diagrama de Nyquist, o ponto -1 do

diagrama não pode ser circundado no sentido horário. A obtenção da margem de fase e da margem de ganho a partir do diagrama de Nyquist é ilustrada na Figura 56(b).

A margem de ganho (MG) em dB é obtida a partir do recíproco do módulo da função de transferência de malha aberta (FTMA) na frequência em que a fase é -180° (ω_M):

$$MG = 20 \log(K_M) = -20 \log(|FTMA(j\omega_M)|) \quad [\text{dB}]. \quad (52)$$

A margem de ganho será positiva se K_M for maior que a unidade e será negativa que K_M for menor que a unidade. Logo, uma margem de ganho positiva indica que o sistema é estável, enquanto que uma margem de ganho negativa indica instabilidade. Com relação à margem de fase (MF), é o atraso de fase adicional na frequência de cruzamento de ganho:

$$MF = 180^\circ + \varphi \quad [^\circ]. \quad (53)$$

Portanto, a partir da Figura 56(a), percebe-se que à medida que a resistência de amortecimento diminui, a margem de ganho também diminui, levando o sistema à instabilidade. A margem de ganho em função da resistência de amortecimento é mostrada na Figura 57. A partir desta curva, define-se o valor mínimo da resistência de amortecimento ($R_{d,min}$), que para as condições impostas fica em $0,2 \Omega$.

A partir disto, os limites para a resistência de amortecimento ficam definidos como:

$$0,2 \Omega < R_d < 4 \Omega. \quad (54)$$

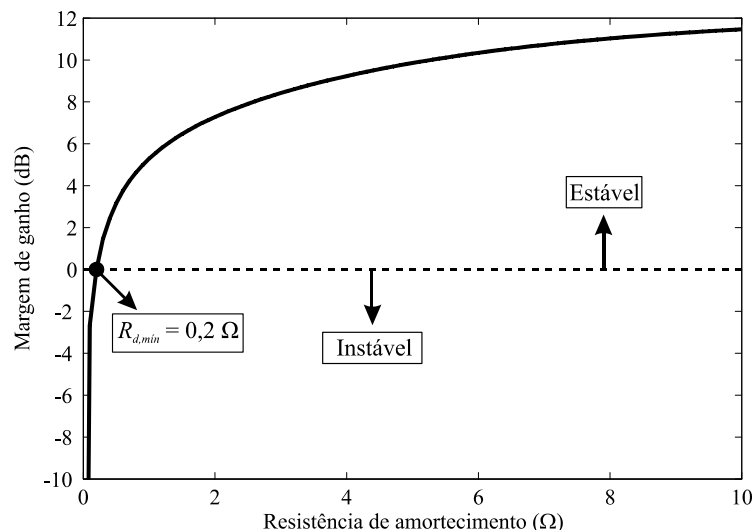


Figura 57 – Margem de ganho em função da resistência de amortecimento.

Sendo que o limite máximo de 4Ω foi definido anteriormente com base no critério da corrente de fuga. É importante salientar que tais limites foram obtidos para os parâmetros definidos previamente, tais como a tensão do barramento CC, capacitância parasita e para o controlador PI previamente mostrado. A adoção de parâmetros diferentes dos adotados implica na modificação dos limites para R_d .

Uma desvantagem da utilização do amortecimento passivo são perdas ôhmicas e, conseqüentemente, a redução no rendimento do inversor. No entanto, em comparação com a potência nominal do inversor, as perdas de amortecimento não representam uma parcela significativa. Para ilustrar esta afirmação, considere as perdas totais de amortecimento para $0,2 \Omega < R_d < 4 \Omega$, mostradas na Figura 58(a), e também as perdas relativas à potência nominal do inversor, mostradas na Figura 58(b). Estas curvas foram obtidas de forma semelhante à curva da Figura 53, sendo que neste caso obteve-se o valor eficaz da corrente na resistência de amortecimento. Nota-se que para a máxima resistência de amortecimento as perdas não ultrapassam 42 W, o que representa um percentual de 0,16% da potência nominal do inversor.

4.3.3 Impacto da impedância da rede

Na seção anterior, foi mostrado que a escolha da resistência de amortecimento representa um compromisso entre minimização da corrente de fuga e estabilidade do sistema de controle. O valor mínimo de R_d é aquele que garante a estabilidade, enquanto que seu valor máximo é dado pelo limite normativo da corrente de fuga. Entretanto, a indutância da rede também afeta o comportamento da estabilidade e da corrente de fuga, uma vez que modifica a resposta em frequência do filtro LCLM.

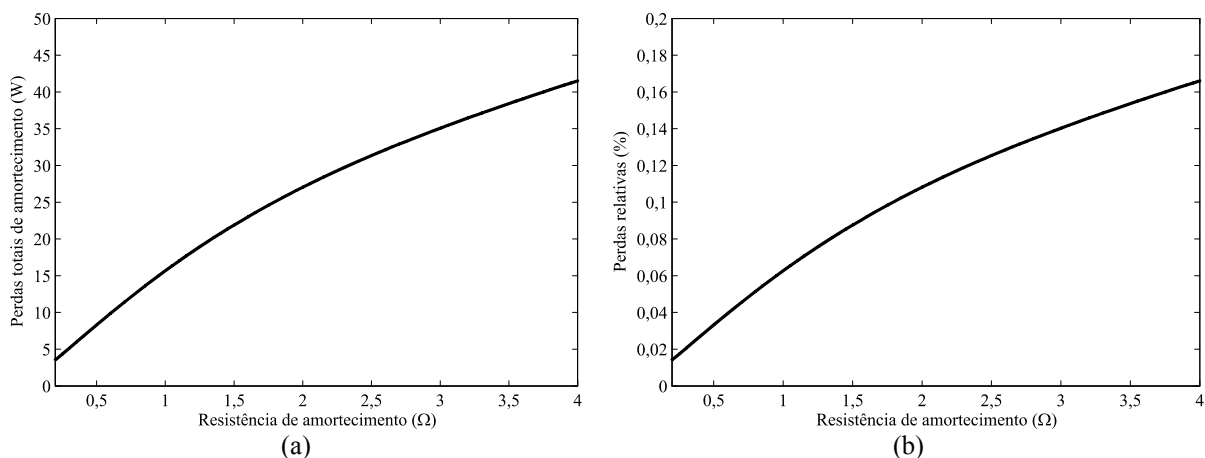


Figura 58 – Perdas de amortecimento: (a) perdas totais; (b) perdas relativas à potência nominal.

Para ilustrar a mudança no comportamento da corrente de fuga, considere o circuito de modo comum da Figura 59(a), agora com a inclusão da indutância da rede (L_g). Trata-se de um sistema de 5ª ordem que possui dois picos de ressonância, conforme se verifica na curva de módulo de i_f/v_{cmv} , presente na Figura 59(b) (para $R_d = 0 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$). A frequência do primeiro pico (f_{r1}) depende basicamente de L_1 , C_d e C_n :

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_d + C_n)}} \quad [\text{Hz}]. \quad (55)$$

Por outro lado, a frequência do segundo pico (f_{r2}) depende de L_2 , C_p e L_g :

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_2 + L_g}{3} C_p}} \quad [\text{Hz}]. \quad (56)$$

Uma vez que $C_d + C_n \gg C_p$, o primeiro pico de ressonância se localiza numa frequência menor que o segundo pico de ressonância. De acordo com (56), evidencia-se que f_{r2} pode variar, uma vez que C_p e L_g são grandezas relativamente incertas na prática. Se uma destas grandezas se torna elevada, f_{r2} tende a diminuir e a componente da frequência de comutação presente em v_{cmv} pode excitar a ressonância em f_{r2} , resultando em uma elevada corrente de fuga. Como comentado anteriormente, a capacitância C_f ($C_d + C_n$) precisar ser elevada para uma melhor atenuação das componentes em alta frequência da tensão sobre a capacitância parasita. Por outro lado, quanto maior for C_f menor é a frequência f_{r1} . Neste caso, deve-se tomar cuidado para evitar excitação da ressonância das componentes de baixa

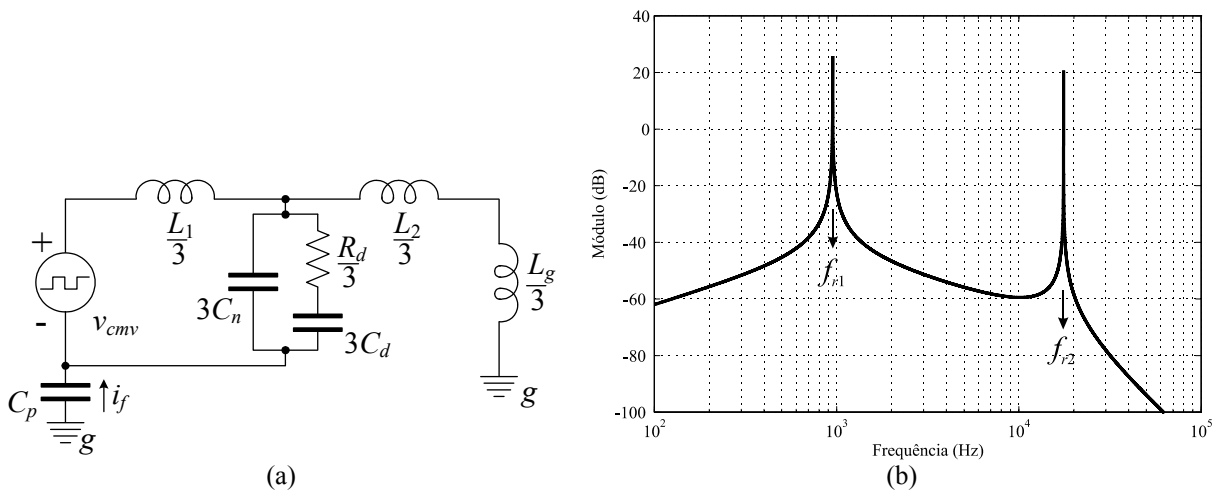


Figura 59 – Impacto da impedância da rede: (a) circuito de modo comum com a adição da indutância da rede; (b) resposta em frequência do circuito de modo comum evidenciando os picos de ressonância em f_{r1} e f_{r2} .

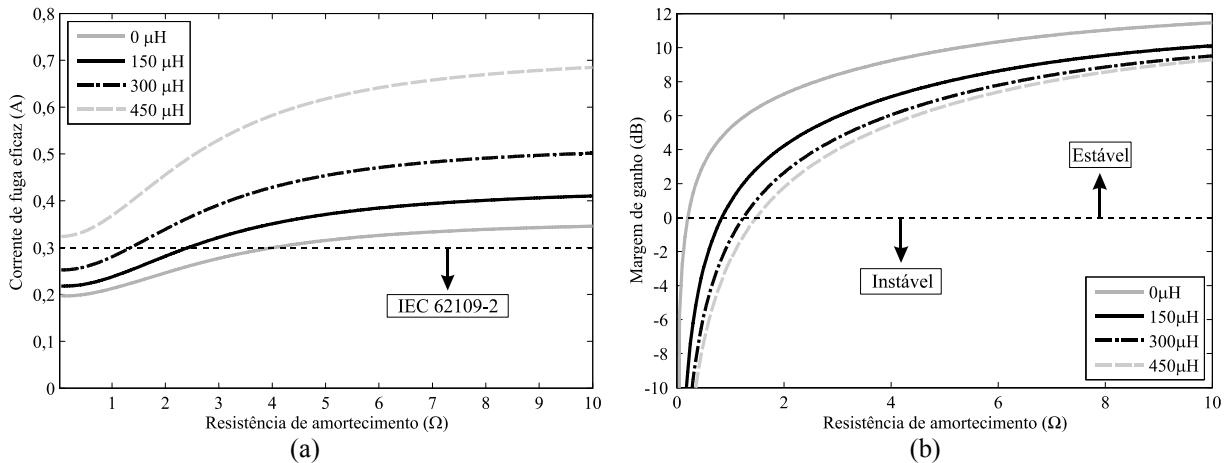


Figura 60 – Impacto da indutância da rede na: (a) corrente de fuga; (b) margem de ganho.

frequência presentes em v_{cmv} devido à redução de f_{r1} (KANGLE et al., 2013). Estas componentes de baixa frequência são oriundas do sinal de modo comum presente nos sinais modulantes de cada fase.

Portanto, o comportamento do valor eficaz da corrente de fuga em função da resistência de amortecimento para diferentes indutâncias da rede é mostrado na Figura 60(a). Nota-se que, para a faixa de indutância considerada, a corrente de fuga tende a aumentar com a indutância da rede para um mesmo valor de R_d . Isto se deve justamente porque a frequência f_{r2} apresenta redução com o aumento de L_g , se aproximando assim da frequência de comutação (7,68 kHz). Com isso, o limite máximo para a resistência de amortecimento diminui, pois a curva da corrente de fuga intercepta a reta da norma em um valor menor de resistência.

De forma similar, a estabilidade do sistema de controle também é afetada pela variação da indutância da rede, uma vez que a margem de ganho é modificada. Neste sentido, a Figura 60(b) ilustra o comportamento da margem de ganho em função da resistência de amortecimento para diferentes valores de L_g . É possível perceber que, para a faixa de indutância considerada, o aumento de L_g diminui a margem de ganho para um mesmo R_d . Isto tende a levar o sistema próximo da instabilidade, ao mesmo tempo em que aumenta o valor mínimo para a resistência de amortecimento.

Analisando ambos os gráficos apresentados na Figura 60, percebe-se que há situações em que não é possível obter um valor de R_d que atenda a norma de corrente de fuga e que garanta a estabilidade do sistema de controle, como é o caso de $L_g = 300 \mu\text{H}$. Ou seja, para este valor de indutância da rede obtém-se $R_{d,min} = 1,35 \Omega$ e $R_{d,max} = 1,25 \Omega$, indicando que não há solução para o problema. Neste caso, uma alternativa é modificar os parâmetros do controlador de forma a reduzir a frequência de cruzamento de ganho da malha de corrente. Esta modificação poderia elevar a margem de ganho e possibilitar a

diminuição do valor de $R_{d,min}$. Entretanto, o desempenho do sistema de controle tende a ser prejudicado devido à redução da banda passante. Por outro lado, para $L_g > 450 \mu\text{H}$, a corrente de fuga permanece acima do limite da norma independente do valor de R_d , conforme verifica-se na Figura 60(a). Neste caso, o reprojeto do filtro LCLM pode ser realizado, onde uma possibilidade é o aumento da capacitância do filtro (C_f).

4.4 Resultados de simulação

Algumas simulações foram realizadas no *software* PSIM[®] de modo a validar o projeto do filtro LCLM e do amortecimento passivo. Na Figura 61, é mostrada a corrente no indutor L_1 considerando os seguintes parâmetros: $E = 800 \text{ V}$, $P_n = 25 \text{ kW}$, $\text{FP} = 1$ e $R_d = 3 \Omega$. A ondulação de corrente para $L_1 = 1,1 \text{ mH}$ obtida na teoria foi de $11,7 \text{ A}$, enquanto que, na simulação, obteve-se um valor de $12,8 \text{ A}$, conforme se verifica na Figura 61(b). Esta diferença se deve pelas simplificações que foram adotadas no desenvolvimento teórico, sendo elas a desconsideração da queda de tensão sobre L_2 , das componentes de alta frequência da tensão v_{go} e também do ângulo de defasagem existente entre o sinal modulante d_{an} e a tensão da rede v_a . Contudo, diante destas simplificações, pode-se afirmar que houve uma boa correspondência entre o valor calculado e o valor simulado.

A distorção harmônica da corrente injetada na rede também foi verificada nas simulações. A correspondência entre os valores teóricos e os de simulação encontra-se mostrada na Figura 62(a) para diferentes valores de R_d e para $P_n = 25 \text{ kW}$, $\text{FP} = 1$ e $E = 800 \text{ V}$. Percebe-se que os resultados teóricos condizem com os obtidos nas simulações. Neste caso, o aumento da resistência de amortecimento tende a aumentar THD_i que, por sua

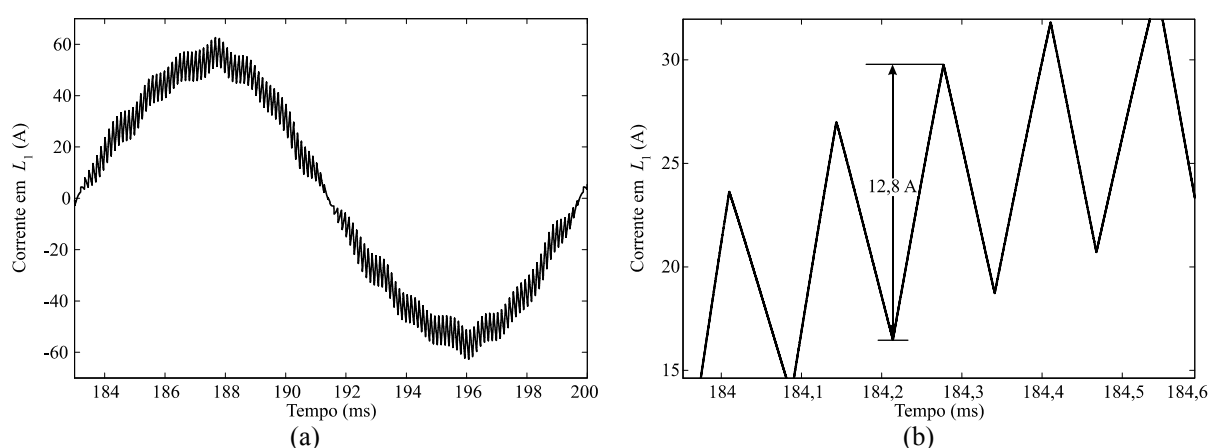


Figura 61 – Resultados de simulação: (a) corrente no indutor L_1 ; (b) detalhe da ondulação de corrente.

vez, foi projetada considerando $R_d = 0$. No entanto, mesmo assim o limite normativo de 5% não é violado com o aumento de R_d .

A avaliação dos limites de corrente de fuga também foi realizada para diferentes valores de resistência de amortecimento e de indutância da rede, adotando $E = 700$ V, $P_n = 25$ kW, FP = 1 e $C_p = 1,25$ μ F. Na Figura 63(a), é mostrado o resultado de simulação para $R_d = 2$ Ω , o qual resulta em uma corrente de fuga eficaz de 244,85 mA, ficando abaixo do limite da norma (300 mA). Por outro lado, utilizando $R_d = 6$ Ω , a corrente de fuga fica acima do limite da norma, conforme ilustra a Figura 63(b). A título comparativo, a Figura 62(b) ilustra a corrente de fuga no caso da utilização de um filtro LCL convencional, o qual não possui o ponto comum dos capacitores do filtro conectado ao ponto central. Como se pode observar, a corrente de fuga atinge um nível extremamente alto, chegando ao patamar de 27,96 A. Com isso, as correntes injetadas na rede apresentam um significativo aumento na sua distorção harmônica, conforme se verifica também na Figura 62(b).

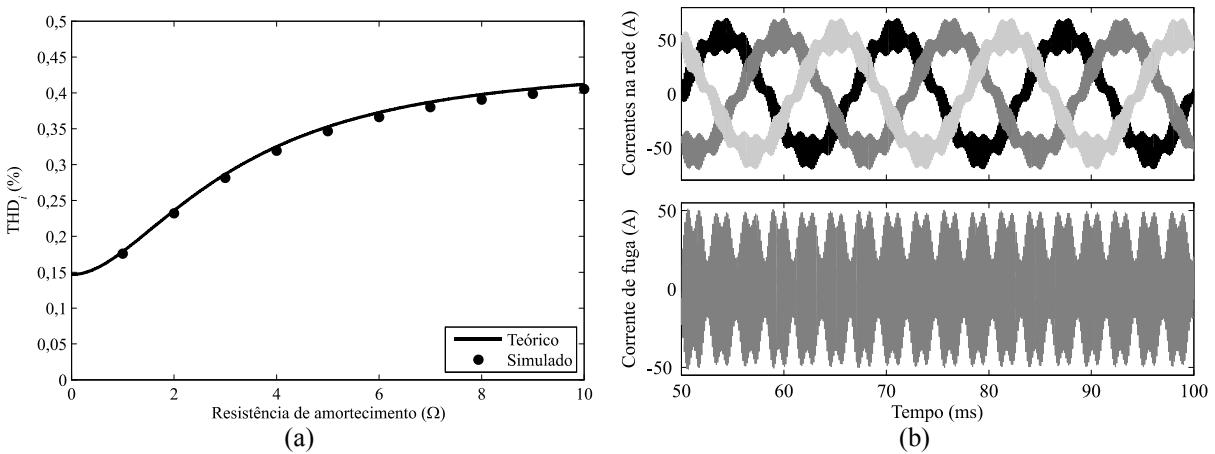


Figura 62 – Resultados de simulação: (a) comparação entre os resultados teóricos e de simulação para a THD_i; (b) correntes na rede e corrente de fuga para um filtro LCL convencional ($R_d = 2$ Ω , $L_g = 0$ μ H).

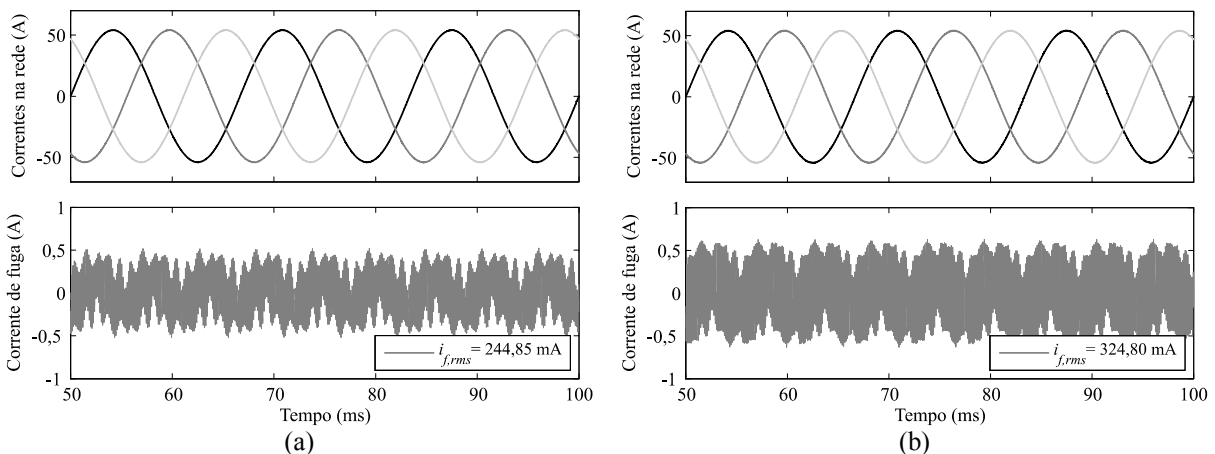


Figura 63 – Resultados de simulação: (a) $R_d = 2$ Ω , $L_g = 0$ μ H; (b) $R_d = 6$ Ω , $L_g = 0$ μ H.

De modo a verificar a influência da indutância da rede na corrente de fuga, a Figura 64 mostra as simulações realizadas admitindo $L_g = 150 \mu\text{H}$. Tanto para $R_d = 2 \Omega$ (Figura 64(a)), quanto para $R_d = 6,0 \Omega$ (Figura 64(b)), verifica-se a elevação nos níveis da corrente de fuga eficaz que circula pela rede com a inclusão de L_g .

A comparação gráfica entre os níveis de corrente de fuga obtidos na teoria e nas simulações é mostrada na Figura 65(a), enquanto que a comparação numérica é apresentada na Tabela 9 para duas indutâncias da rede ($L_g = 0 \mu\text{H}$ e $L_g = 150 \mu\text{H}$). Verifica-se uma boa correspondência para ambas as situações de indutância da rede, onde o erro percentual entre os resultados teóricos e de simulação ficou abaixo de 1%. As perdas totais de amortecimento obtidas nas simulações também condizem com a teoria, como mostrado na Figura 65(b).

Para validar a análise de estabilidade da malha de controle de corrente, foram simuladas duas situações: uma adotando $R_d = 0,25 \Omega$ e outra adotando $R_d = 0,2 \Omega$. Para ambas as situações, a indutância da rede foi desconsiderada ($L_g = 0 \mu\text{H}$). Conforme a curva

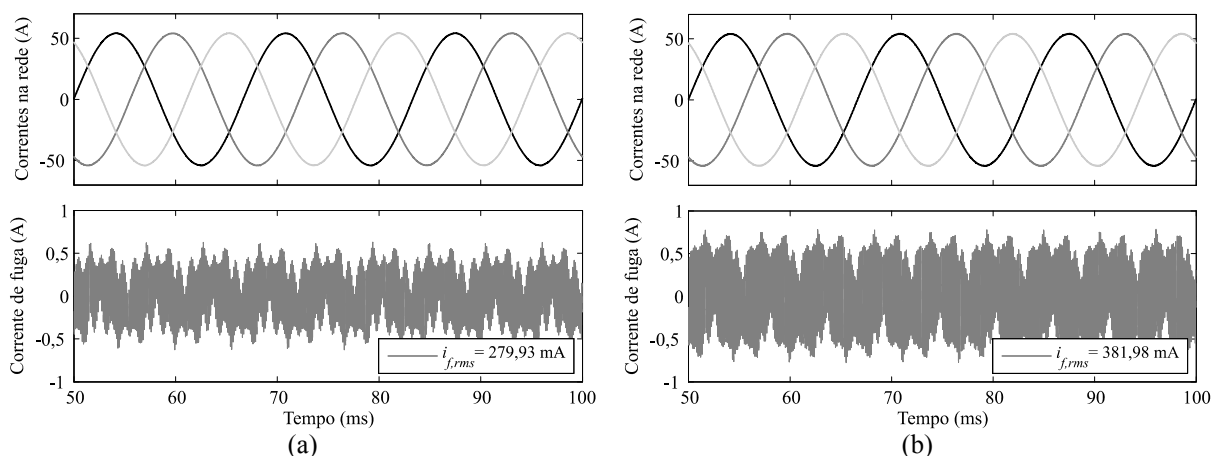


Figura 64 – Resultados de simulação: (a) $R_d = 2 \Omega$, $L_g = 150 \mu\text{H}$; (b) $R_d = 6 \Omega$, $L_g = 150 \mu\text{H}$.

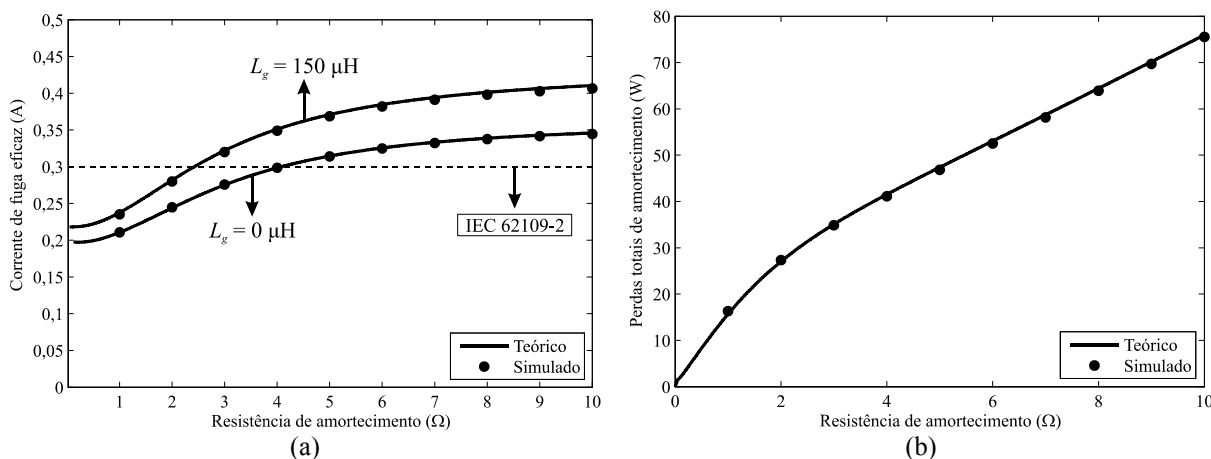
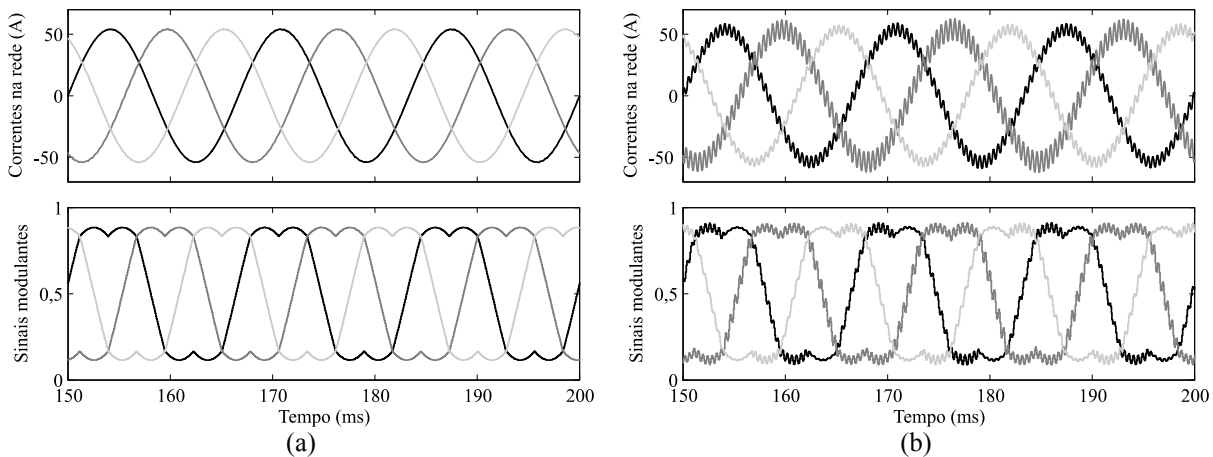


Figura 65 – Comparação entre os resultados teóricos e de simulação: (a) corrente de fuga eficaz; (b) perdas totais de amortecimento.

Tabela 9 – Comparação numérica entre os resultados teóricos e de simulação para a corrente de fuga.

R_d (Ω)	$L_g = 0 \mu\text{H}$			$L_g = 150 \mu\text{H}$		
	Teórico (mA)	Simulado (mA)	Erro (%)	Teórico (mA)	Simulado (mA)	Erro (%)
1	212,67	210,67	0,940	237,58	235,23	0,989
2	246,33	244,85	0,601	281,76	279,93	0,649
3	277,17	275,72	0,523	321,95	320,04	0,593
4	299,83	298,49	0,447	351,03	348,94	0,595
5	315,44	314,07	0,434	370,93	368,65	0,615
6	326,16	324,79	0,420	384,59	381,98	0,679
7	333,66	332,22	0,432	394,22	391,26	0,751
8	339,04	337,58	0,431	401,21	397,98	0,805
9	343,00	341,51	0,434	406,45	402,79	0,900
10	345,99	344,44	0,448	410,49	406,43	0,989

Figura 66 – Resultados de simulação: (a) $R_d = 0,25 \Omega$, $L_g = 0 \mu\text{H}$; (b) $R_d = 0,2 \Omega$, $L_g = 0 \mu\text{H}$.

apresentada anteriormente na Figura 57, para $R_d = 0,25 \Omega$, a margem de obtida é de 0,77 dB, indicando que o sistema é estável. Por outro lado, para $R_d = 0,2 \Omega$, o sistema se encontra no limite da estabilidade, uma vez que a margem de ganho é de 0 dB. Na Figura 66(a), são mostradas as correntes na rede e os sinais modulantes para $R_d = 0,25 \Omega$, onde se percebe que em regime permanente o sistema se apresenta estável. Contudo, na Figura 66(b) nota-se que as correntes na rede e os sinais modulantes se apresentam oscilatórios para $R_d = 0,2 \Omega$, confirmando o limiar da instabilidade do sistema de controle.

4.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou o projeto do filtro passivo LCLM e de seu esquema de amortecimento. Inicialmente, a indutância L_1 foi projetada de modo a limitar, em

aproximadamente 22%, a ondulação da corrente na saída do inversor. Com relação à capacitância C_f , a mesma foi projetada de forma que a potência reativa por ela absorvida seja de 5% da potência nominal do inversor na frequência fundamental. A indutância L_2 foi obtida a partir da relação entre frequência de ressonância do filtro e distorção harmônica total de corrente. Em seguida, definiu-se a utilização de um esquema de amortecimento passivo para a atenuação do pico de ressonância do filtro, onde foi obtida uma faixa para a sua resistência de amortecimento de modo obter um compromisso entre corrente de fuga e estabilidade da malha de corrente. O impacto da indutância da rede no procedimento de projeto também foi avaliado, uma vez que a sua inclusão modifica os limites para a resistência de amortecimento. Por fim, foram realizadas algumas simulações que acabaram por validar o projeto do filtro passivo LCLM.

5 SISTEMA DE CONTROLE

5.1 Introdução

Este capítulo apresenta o sistema de controle do inversor trifásico não isolado conectado à rede. Inicialmente, a descrição básica da estratégia de controle adotada é apresentada, onde são definidos os objetivos do controle e as funções de transferência necessárias para os projetos dos controladores. Em seguida, a modelagem do inversor trifásico é descrita, onde são deduzidos os modelos do lado CA e do lado CC. Os projetos dos controladores das malhas de corrente e de tensão são realizados utilizando técnicas convencionais de projeto baseadas na resposta em frequência. Uma análise da variação paramétrica da indutância da rede é realizada de forma a verificar a estabilidade do sistema de controle. O projeto de uma malha de controle para o balanço das tensões dos capacitores do barramento CC também é apresentado. Por fim, o desempenho do sistema de controle é verificado através de simulações.

5.2 Descrição da estratégia de controle

Ao conectar sistemas fotovoltaicos na rede elétrica, o objetivo principal consiste em controlar o fluxo de potência ativa e reativa através da corrente injetada na rede. O controle de corrente é amplamente utilizado para tal finalidade, uma vez que proporciona maior segurança, maior estabilidade e uma rápida resposta transitória (TEODORESCU et al., 2010). Dentre as técnicas mais comumente utilizadas, pode-se destacar o controle preditivo (WU et al., 1991), o controle ressonante (TEODORESCU et al., 2006) e o controle em coordenadas síncronas (TEODORESCU et al., 2010).

Neste trabalho, o controle do inversor trifásico é desenvolvido com base no sistema de coordenadas síncronas $dq0$. A transformada $dq0$, também conhecida como transformada de Park, converte um sistema de coordenadas trifásico estacionário em um sistema ortogonal que gira em sincronismo com a frequência da rede, conforme ilustra a Figura 67. A matriz de transformação utilizada é dada por (TEODORESCU et al., 2010):

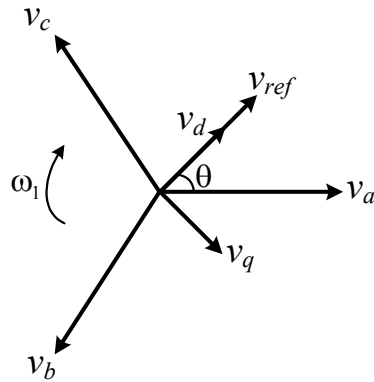


Figura 67 – Representação do vetor de referência das tensões da rede em diferentes eixos de coordenadas.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (57)$$

onde θ é o ângulo de sincronismo, medido entre o eixo d e o eixo a . Este ângulo pode ser obtido mediante a utilização de um algoritmo de sincronismo (TEODORESCU et al., 2010). O vetor de referência é decomposto em três coordenadas distintas, onde a componente do eixo 0 é nula para inversores a três fios. A matriz de transformação (57) é dita invariante em potência, uma vez que a potência trifásica no sistema de coordenadas síncronas é igual à potência trifásica no sistema de coordenadas abc (BARBI, 1985). Por outro lado, a transformada $dq0$ insere um ganho de $\sqrt{3/2}$ nas tensões e correntes no sistema $dq0$.

Os eixos girantes podem estar sincronizados com diferentes vetores, dependendo da aplicação. Para inversores conectados à rede, é usual realizar o alinhamento do eixo direto com o vetor de referência das tensões da rede (v_{ref}), como mostrado na Figura 67. A vantagem é que este alinhamento torna possível o controle da potência ativa e reativa de forma independente pelo sistema de controle. Isto pode ser evidenciado nas equações que descrevem a potência ativa (P) e reativa (Q) injetadas na rede em coordenadas síncronas (TEODORESCU et al., 2010):

$$\begin{cases} P = v_d i_d + v_q i_q \\ Q = v_d i_q - v_q i_d \end{cases}, \quad (58)$$

onde v_d e v_q são as componentes de eixo direto e de eixo em quadratura das tensões da rede, respectivamente. Se o vetor de referência for alinhado com o eixo direto, então a componente

de eixo em quadratura é idealmente nula ($v_q = 0$), resultando nas seguintes equações para a potência injetada na rede:

$$\begin{cases} P = v_d i_d \\ Q = v_d i_q \end{cases} \quad (59)$$

De acordo com (59), nota-se que a potência ativa injetada na rede pode ser controlada através de i_d , enquanto que a potência reativa injetada na rede é controlada por i_q . Logo, surge a necessidade de implementação de duas malhas de corrente distintas para o controle individual das potências ativa e reativa injetadas na rede.

Além disso, outra vantagem da transformada $dq0$ é que idealmente as grandezas assumem valores contínuos (CC) e regulados no tempo (caso as tensões e/ou correntes sejam senoidais e equilibradas), evitando-se trabalhar com grandezas senoidais. Isto facilita o projeto dos controladores, uma vez que a ação integral pode ser utilizada para eliminar o erro em regime permanente. Caso contrário, a operação com grandezas senoidais iria requerer controladores mais complexos (ressonantes, repetitivos, etc.) para zerar o erro em regime.

O diagrama de blocos do sistema de controle é mostrado na Figura 69, enquanto que na Figura 68 é mostrado um circuito esquemático simplificado com as grandezas medidas pelo sistema de controle digital. Basicamente, o objetivo do sistema de controle do inversor é injetar correntes senoidais na rede com controle do fator de potência. Além disso, também deve regular a tensão do barramento CC em um nível adequado para a conexão com a rede, bem como manter equilibradas as tensões nos capacitores do barramento CC.

O sistema de controle é composto por duas malhas de corrente, uma malha externa de tensão e uma malha de balanço, conforme se verifica na Figura 69. A malha interna da corrente de eixo direto (i_d) é responsável pelo controle da potência ativa injetada na rede. A referência de corrente para o eixo direto ($i_{d,ref}$) é imposta pela malha de tensão, ou seja, a tensão do barramento CC é controlada através do aumento/diminuição da potência ativa entregue à rede. Por outro lado, a malha interna da corrente de eixo em quadratura (i_q) controla a potência reativa injetada na rede. A referência da corrente de eixo em quadratura ($i_{q,ref}$) é selecionada para garantir um determinado fator de potência. A malha de balanço é responsável por manter equilibradas as tensões dos capacitores do barramento CC, utilizando para tal a variável de ponderação do sinal de modo comum (α).

A referência para a tensão do barramento CC (e_{ref}) é imposta pelo algoritmo de seguimento do ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos, o qual é responsável por

selecionar o ponto de operação para a extração da máxima potência disponível. Existem inúmeras técnicas na literatura que podem ser utilizadas para esta finalidade, como por exemplo, o método de perturbação e observação (P&O) e o método da condutância incremental (SUBUDHI e PRADHAN, 2013). No entanto, a seleção e a implementação do algoritmo de seguimento não são abordadas neste trabalho.

Os controladores são implementados digitalmente em um processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), onde o atraso de implementação z^{-1} foi incluído na malha de controle para representar o atraso de um período de amostragem que ocorre na atualização das razões cíclicas internamente ao microprocessador (BUSO e MATTAVELLI, 2006). A dinâmica do modulador PWM foi modelada através da inclusão de um retentor de ordem zero (ZOH), uma vez que representa uma boa aproximação considerando a frequência de comutação adotada (BUSO e MATTAVELLI, 2006).

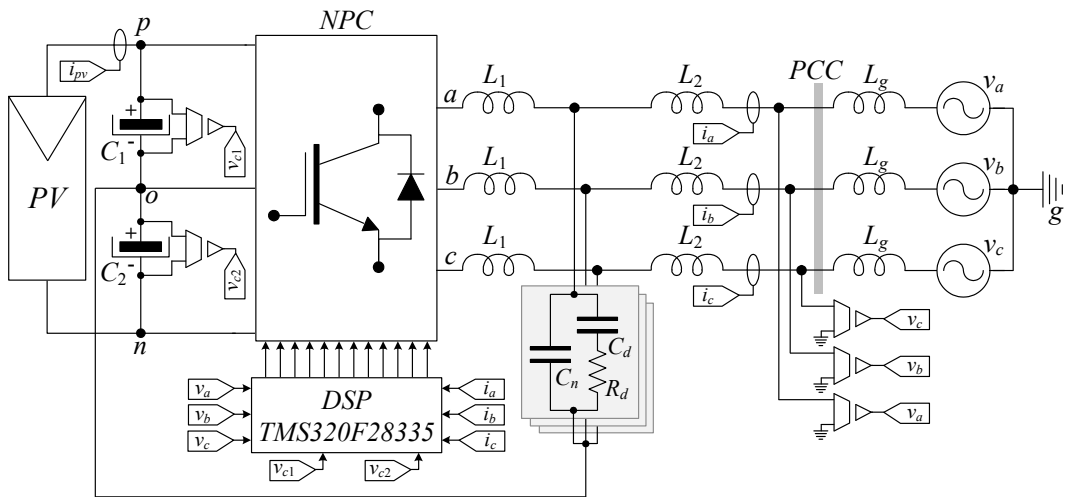


Figura 68 – Esquemático simplificado com as grandezas medidas pelo sistema de controle.

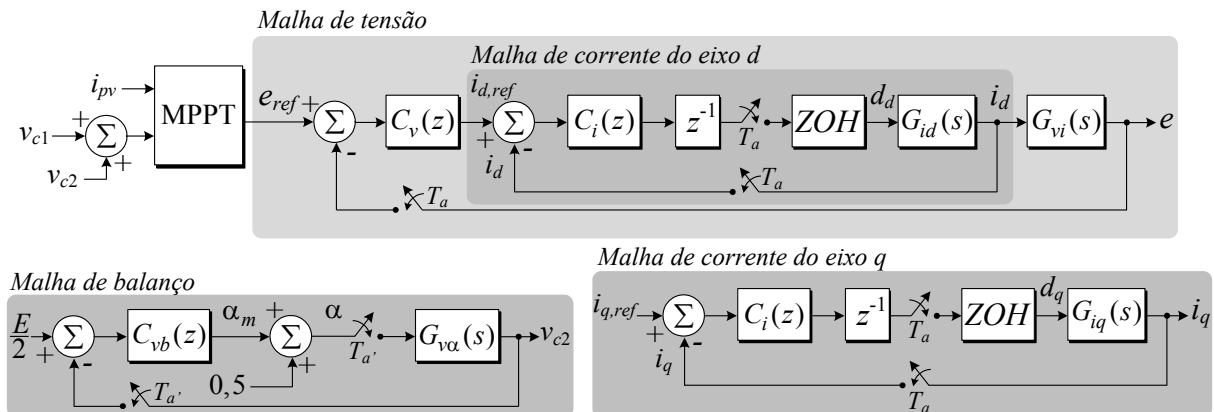


Figura 69 – Diagrama de blocos do sistema de controle.

A função de transferência necessária para o projeto da malha de corrente de eixo direto, representada por G_{id} , deve relacionar a razão cíclica de eixo direto (d_d) com a corrente de eixo direto (i_d). Da mesma forma, para a malha da corrente de eixo em quadratura, a função G_{iq} deve representar a relação entre a razão cíclica de eixo em quadratura (d_q) e a corrente de eixo em quadratura (i_q). Para a malha de tensão, a função de transferência G_{vi} deve relacionar a corrente de eixo direto (i_d) com a tensão do barramento CC (e). Com relação à malha de balanço, a função de transferência G_{vc} deve relacionar a variável α com a tensão no capacitor C_2 (v_{c2}). Dessa forma, a seguir, é apresentada a dedução do modelo do inversor trifásico com o intuito de obter as funções de transferência desejadas.

5.3 Modelagem do inversor

Os conversores estáticos de potência são sistemas variantes no tempo e não lineares. Isto se deve às diferentes etapas de operação do conversor, com circuitos elétricos distintos, durante um período de comutação. Neste sentido, se faz necessária a obtenção de um modelo médio em um período de comutação para a obtenção de um circuito invariante no tempo. O modelo médio desconsidera as ondulações pelas comutações e representa apenas a evolução do valor médio das variáveis. Ainda, caso esse modelo médio seja não linear, pode-se realizar a linearização do mesmo caso deseja-se usar ferramentas clássicas de análise e projeto de sistemas de controle. A linearização é feita em torno de um ponto de operação em regime permanente, permitindo assim obter o chamado modelo de pequenos sinais. O método de modelagem utilizado neste trabalho para o inversor NPC trifásico foi o modelo médio por espaço de estados, (*Space State Averaging Modeling*), proposto por MIDDLEBROOK e CUK (1977). A seguir são descritos os passos para a obtenção dos modelos dinâmicos que representam o comportamento do inversor NPC com filtro LCLM.

5.3.1 Modelo de pequenos sinais do lado CA

O modelo do lado CA do inversor trifásico permite obter as funções de transferência necessárias para o projeto das malhas de corrente. Neste sentido, considerando a fase a , os capacitores do barramento CC e os semicondutores foram substituídos pela fonte de tensão v_{ao} , resultando no circuito equivalente da Figura 70. A tensão v_{ao} possui uma forma de onda do tipo três níveis ($E/2, 0, -E/2$), de acordo com os estados de condução dos interruptores.

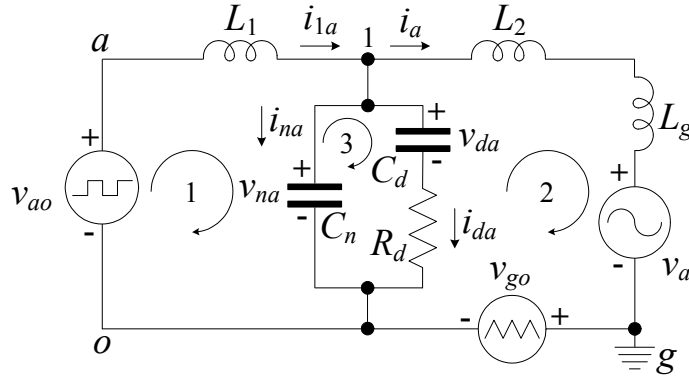


Figura 70 – Modelo equivalente da fase a para obtenção do modelo CA.

Com isso, o circuito equivalente mostrado na Figura 70 é linear e invariante no tempo, possuindo três fontes de excitação (v_{ao} , v_{go} e v_a). Neste caso, o modelo dinâmico obtido diretamente do circuito da Figura 70 é o próprio modelo médio do conversor (ao considerar o valor médio de v_{ao} em um período de comutação). Portanto, equacionando a malha 1 e isolando a corrente em L_1 tem-se a seguinte equação de estados:

$$\frac{di_{1a}(t)}{dt} = \frac{v_{ao}(t)}{L_1} - \frac{v_{na}(t)}{L_1}. \quad (60)$$

Ainda, o valor médio de v_{ao} em um período de comutação pode ser escrito em função da razão cíclica e da tensão E :

$$\langle v_{ao}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_{ao}(\tau) d\tau = d_{an}(t) E. \quad (61)$$

Substituindo (61) em (60) obtém-se a seguinte equação de estados média:

$$\frac{d\langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{d_{an}(t) E}{L_1} - \frac{\langle v_{na}(t) \rangle_{T_s}}{L_1}. \quad (62)$$

Da mesma forma, equacionando a malha 2 e fazendo $L_2^* = L_2 + L_g$ tem-se que:

$$\frac{d\langle i_a(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle v_{na}(t) \rangle_{T_s}}{L_2^*} - \frac{\langle v_a(t) \rangle_{T_s}}{L_2^*} - \frac{\langle v_{go}(t) \rangle_{T_s}}{L_2^*}. \quad (63)$$

E para a malha 3:

$$\frac{d\langle v_{da}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle v_{na}(t) \rangle_{T_s}}{R_d C_d} - \frac{\langle v_{da}(t) \rangle_{T_s}}{R_d C_d}. \quad (64)$$

Equacionando as correntes no nó 1, chega-se ao seguinte:

$$\frac{d\langle v_{na}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s}}{C_n} - \frac{\langle i_a(t) \rangle_{T_s}}{C_n} - \frac{\langle v_{na}(t) \rangle_{T_s}}{R_d C_n} + \frac{\langle v_{da}(t) \rangle_{T_s}}{R_d C_n}. \quad (65)$$

Representando (62), (63), (64) e (65) na forma matricial tem-se o seguinte sistema de equações em espaço de estados:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle v_{na}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{da}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_a(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_d C_n} & \frac{1}{R_d C_n} & \frac{1}{C_n} & -\frac{1}{C_n} \\ \frac{1}{R_d C_d} & -\frac{1}{R_d C_d} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2^*} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{na}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{da}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{1a}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_a(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{E}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2^*} & -\frac{1}{L_2^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{an}(t) \\ \langle v_a(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{go}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix}. \quad (66)$$

No entanto, a tensão v_{go} deve ser determinada, uma vez que a mesma depende dos parâmetros do filtro LCLM. Logo, estendendo a equação (63) para as outras duas fases e realizando o somatório das três equações chega-se à:

$$L_2^* \frac{d}{dt} \left[\langle i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) \rangle_{T_s} \right] = \langle v_{na}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{nb}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{nc}(t) \rangle_{T_s} - \left[\langle v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) \rangle_{T_s} \right] - 3 \langle v_{go}(t) \rangle_{T_s}. \quad (67)$$

Considerando que $i_a + i_b + i_c = 0$ e que as tensões trifásicas da rede são senoidais e equilibradas ($v_a + v_b + v_c = 0$), a equação (67) pode ser simplificada para a obtenção de v_{go} :

$$\langle v_{go}(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_{na}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{nb}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_{nc}(t) \rangle_{T_s}}{3}. \quad (68)$$

De acordo com (68), evidencia-se que a tensão v_{go} depende das tensões nos capacitores de filtro (C_n) das três fases, representando um acoplamento dinâmico entre as fases.

O próximo passo do processo de modelagem é realizar a transformada $dq0$. Para tanto, considere o seguinte sistema genérico descrito em espaço de estados:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t). \quad (69)$$

Aplicando a transformada $dq0$ nos estados e nas entradas tem-se:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{dq0}(t) = \mathbf{T}_1\mathbf{x}(t) \\ \mathbf{u}_{dq0}(t) = \mathbf{T}_2\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (70)$$

Isolando $\mathbf{x}(t)$ e $\mathbf{u}(t)$ em (70), substituindo em (69) e rearranjando os termos tem-se:

$$\frac{d\mathbf{x}_{dq0}(t)}{dt} = \mathbf{x}_{dq0}(t) \left[\mathbf{T}_1\mathbf{A}\mathbf{T}_1^{-1} - \mathbf{T}_1 \frac{d\mathbf{T}_1^{-1}}{dt} \right] + \mathbf{T}_1\mathbf{B}\mathbf{T}_2^{-1}\mathbf{u}_{dq0}(t), \quad (71)$$

onde \mathbf{T}_2 é a matriz da transformada $dq0$ e \mathbf{T}_1 é uma matriz diagonal de dimensão $n \times n$, onde n é a ordem do sistema. Além disso, as matrizes da diagonal principal de \mathbf{T}_1 são iguais à \mathbf{T}_2 . Logo, estendendo o sistema de equações de (66) para as outras duas fases, substituindo a tensão v_{go} obtida em (68) e aplicando as operações descritas em (71), chega-se ao modelo médio em espaço de estados do inversor trifásico descrito em coordenadas síncronas:

$$\begin{cases} \frac{d\langle \mathbf{x}_{dq}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \mathbf{A}_{dq} \langle \mathbf{x}_{dq}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_{dq} \langle \mathbf{u}_{dq}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{R}_{dq} \langle \mathbf{vr}_{dq}(t) \rangle_{T_s}, \\ \langle \mathbf{y}_{dq}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{C}_{dq} \langle \mathbf{x}_{dq}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (72)$$

onde $\mathbf{x}_{dq}(t)$, $\mathbf{u}_{dq}(t)$ e $\mathbf{vr}_{dq}(t)$ são dados por (73). As matrizes \mathbf{A}_{dq} , \mathbf{B}_{dq} , \mathbf{C}_{dq} e \mathbf{R}_{dq} são mostradas em (74) e (75). Analisando a equação (74), percebe-se que, em coordenadas síncronas, o modelo apresenta uma característica de acoplamento entre os eixos d e q , representado pela frequência fundamental ω_1 . Como a conexão com a rede é feita a três fios, as componentes do

eixo 0 foram omitidas na apresentação do modelo. Além disso, o eixo 0 se apresenta desacoplado dos eixos d e q , uma vez que não afeta as grandezas destes eixos.

$$\mathbf{x}_{dq}(t) = \begin{bmatrix} v_{nd}(t) \\ v_{nq}(t) \\ v_{dd}(t) \\ v_{dq}(t) \\ \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix}, \mathbf{u}_{dq}(t) = \begin{bmatrix} d_d(t) \\ d_q(t) \end{bmatrix}, \mathbf{vr}_{dq}(t) = \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix}. \quad (73)$$

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_d C_n} & \omega_1 & \frac{1}{R_d C_n} & 0 & \frac{1}{C_n} & 0 & -\frac{1}{C_n} & 0 \\ -\omega_1 & -\frac{1}{R_d C_n} & 0 & \frac{1}{R_d C_n} & 0 & \frac{1}{C_n} & 0 & -\frac{1}{C_n} \\ \frac{1}{R_d C_d} & 0 & -\frac{1}{R_d C_d} & \omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_d C_d} & -\omega_1 & -\frac{1}{R_d C_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & -\omega_1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2^*} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_1 \\ 0 & \frac{1}{L_2^*} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (74)$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{E}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{E}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_2^*} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2^*} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (75)$$

O próximo passo é perturbar e linearizar as equações em um determinado ponto de operação em regime permanente para a obtenção do modelo de pequenos sinais. Considera-se que as tensões da rede (\mathbf{v}_{rd}) são isentas de perturbações e se mantêm constantes em um período de comutação. Logo, admite-se que os estados e as entradas são constituídos de uma componente CC e de uma componente referente à variação em torno deste ponto:

$$\begin{cases} \langle \mathbf{x}_{dq}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{X}_{dq} + \tilde{\mathbf{x}}_{dq}(t) \\ \langle \mathbf{u}_{dq}(t) \rangle_{T_s} = \mathbf{U}_{dq} + \tilde{\mathbf{u}}_{dq}(t) \end{cases} \quad (76)$$

Substituindo (76) em (72) e desprezando as componentes CC chega-se ao modelo de pequenos sinais para o inversor NPC trifásico:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{\mathbf{x}}_{dq}(t)}{dt} = \mathbf{A}_{dq} \tilde{\mathbf{x}}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq} \tilde{\mathbf{u}}_{dq}(t) \\ \tilde{\mathbf{y}}_{dq}(t) = \mathbf{C}_{dq} \tilde{\mathbf{x}}_{dq}(t) \end{cases}, \quad (77)$$

onde as matrizes \mathbf{A}_{dq} , \mathbf{B}_{dq} e \mathbf{C}_{dq} foram definidas anteriormente. Como o objetivo é encontrar as funções de transferência que relacionam as razões cíclicas com as correntes injetadas na rede, o sistema de equações de (77) deve ser resolvido utilizando a Transformada de Laplace:

$$\frac{\tilde{\mathbf{y}}_{dq}(s)}{\tilde{\mathbf{u}}_{dq}(s)} = \mathbf{C}_{dq} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{dq})^{-1} \mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}, \quad (78)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade e G_{11} , G_{12} , G_{21} e G_{22} são as funções de transferência que representam a relação dinâmica entrada-saída do modelo. Expandindo (78) tem-se que:

$$\begin{cases} \tilde{i}_d(s) = G_{11}(s) \tilde{d}_d(s) + G_{12}(s) \tilde{d}_q(s) \\ \tilde{i}_q(s) = G_{21}(s) \tilde{d}_d(s) + G_{22}(s) \tilde{d}_q(s) \end{cases} \quad (79)$$

Pelo princípio da superposição, as funções de transferência podem ser obtidas:

$$G_{11}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_d(s)}{\tilde{d}_d(s)} \right|_{\tilde{d}_q=0}, \quad (80)$$

$$G_{22}(s) = \frac{\tilde{i}_q(s)}{\tilde{d}_q(s)} \Big|_{\tilde{d}_d=0} \quad (81)$$

Contudo, como o sistema em coordenadas síncronas é acoplado, as funções de transferência G_{12} e G_{21} são diferentes de zero, representando um acoplamento dinâmico entre as saídas do modelo. Por exemplo, uma perturbação em d_d afeta tanto a corrente i_d quanto a corrente i_q . Da mesma forma, uma perturbação em d_q afeta ambas as correntes i_d e i_q . No controle de inversores conectados à rede com filtro puramente indutivo, o efeito do acoplamento pode ser eliminado de forma simples, realizando uma realimentação interna ao controlador (DANNEHL et al., 2009). Contudo, no filtro LCL o acoplamento se apresenta mais complexo, uma vez que a ordem do sistema é mais elevada (XIANWEN et al., 2013).

Diante disto, o efeito do acoplamento foi desprezado neste trabalho, o que implica na eliminação dos termos de acoplamento da matriz (74). Com isso, as funções de transferência necessárias para o projeto dos controladores (G_{id} e G_{iq}) passam a ser representadas por:

$$G_{11}^*(s) = G_{22}^*(s) = G_{id}^*(s) = G_{iq}^*(s) = \frac{E(C_d R_d s + 1)}{s^4(C_d C_n L_1 L_2^* R_d) + s^3(C_d L_1 L_2^* + C_n L_1 L_2^*) + s^2(C_d L_1 R_d + C_d L_2^* R_d) + s(L_1 + L_2^*)} \quad (82)$$

onde G_{11}^* e G_{22}^* são as novas funções de transferência desconsiderando o acoplamento. Em decorrência desta simplificação, tem-se também que $G_{12}^* = G_{21}^* = 0$. De modo a ilustrar estas afirmações, na Figura 71, é mostrada a comparação da resposta em frequência de G_{11}^* e G_{11} , considerando $R_d = 1 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$. Nota-se uma diferença entre ambas as respostas somente para baixas frequências, uma vez que G_{11} possui um par de polos complexos conjugados não amortecidos em f_1 (60 Hz).

Para um melhor entendimento, na Figura 72, é mostrado o mapa de polos e zeros de G_{11}^* e de G_{11} . A função G_{11}^* apresenta um zero real e quatro polos, sendo um deles real e negativo, outro localizado na origem e um par complexo conjugado localizado na frequência de ressonância. Já a função acoplada G_{11} , apresenta um número maior de polos e zeros, como pode ser verificado na Figura 72(b). A quantidade de polos aumenta de quatro para oito em relação à função G_{11}^* . Isto ocorre porque o acoplamento duplica e causa um espelhamento de $\pm f_1$ na frequência dos polos de G_{11}^* (MASSING, 2013). Contudo, ao mesmo tempo, o

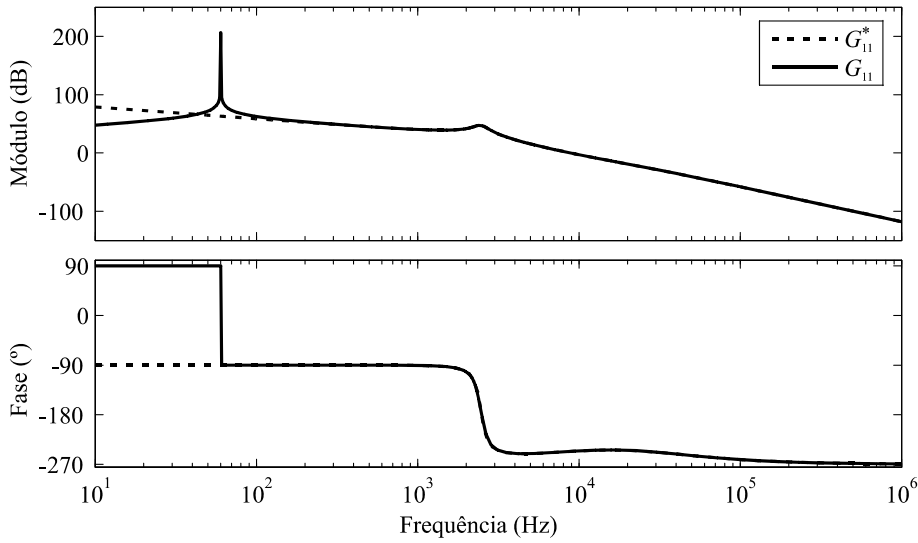


Figura 71 – Resposta em frequência de G_{11}^* e G_{11} .

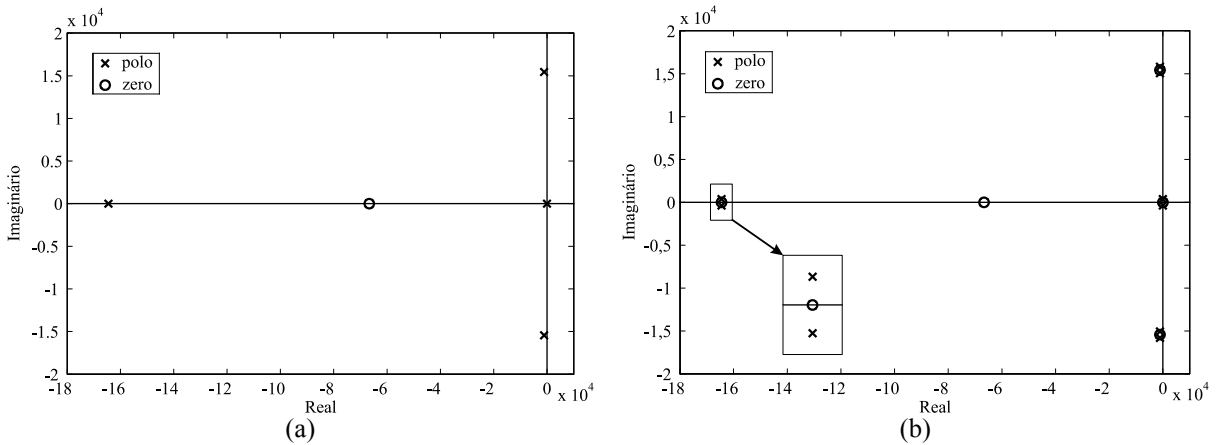


Figura 72 – Mapa de polos e zeros: (a) G_{11}^* ; (b) G_{11} .

acoplamento insere mais quatro zeros próximos aos polos adicionais, cancelando de certa forma o seu efeito. Este é o motivo da semelhança entre as respostas em frequência da Figura 71. Somente o efeito dos polos adicionais em torno da origem não é compensado pelo zero adicional, o que explica a diferença existente em baixas frequências mostrada na Figura 71.

Como a malha de corrente geralmente opera com frequências de cruzamento de ganho acima de 200 Hz, a função G_{11}^* que despreza o acoplamento pode ser utilizada para o projeto dos controladores da malha de corrente, uma vez que representa de forma coerente a função G_{11} nas frequências de interesse. De forma equivalente, como o controlador empregado possui elevado ganho em baixas frequências, a resposta em frequência em malha fechada resultante é similar para ambas as plantas (G_{11} e G_{11}^*).

De modo a validar o equacionamento, foram realizadas simulações comparando a resposta transitória do inversor com a do modelo. Para tanto, um degrau de 5% foi aplicado nas respectivas razões cíclicas em $t = 0,15$ segundos com o intuito de causar um distúrbio nas correntes de eixo direto e de eixo em quadratura. Os resultados são mostrados na Figura 73, onde foram adotados os seguintes parâmetros: $E = 700$ V, $R_d = 10$ Ω e $L_g = 0$ μ H. Percebe-se que o modelo do lado CA modela de forma precisa o comportamento transitório das correntes síncronas mediante uma perturbação nas razões cíclicas.

5.3.2 Modelo do lado CC

A malha responsável pela regulação da tensão do barramento CC é significativamente mais lenta do que a malha de corrente, uma vez que, preferencialmente, ambas devem estar desacopladas. Portanto, o filtro LCLM de saída pode ser substituído por fontes controladas de corrente, assim como mostrado na Figura 74. Para a obtenção do modelo de pequenos sinais do lado CC, desconsidera-se a corrente no ponto central dos capacitores do barramento CC, o

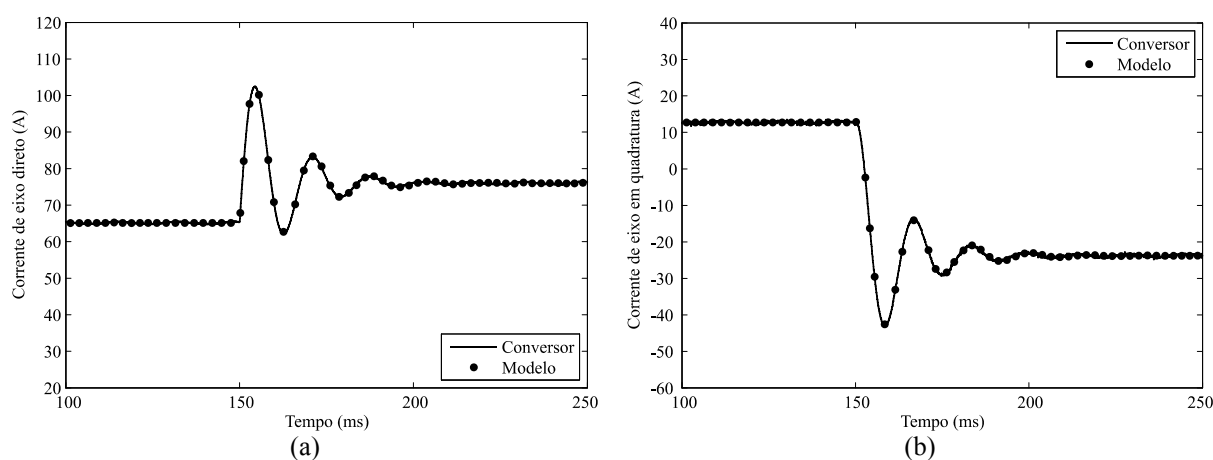


Figura 73 – Validação do modelo de pequenos sinais do lado CA: (a) corrente de eixo direto; (b) corrente de eixo em quadratura.

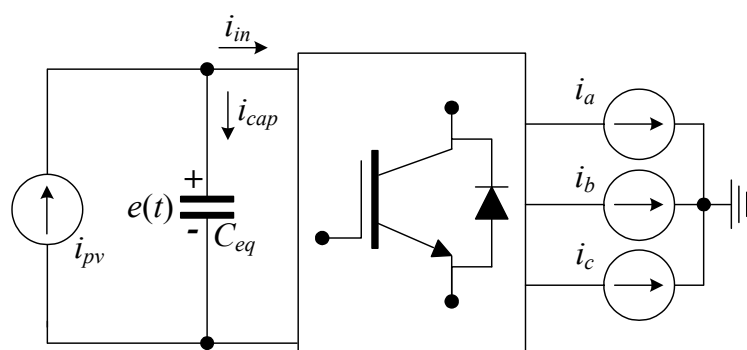


Figura 74 – Circuito equivalente para a obtenção do modelo do lado CC.

que permite obter um capacitor equivalente C_{eq} , que é dado pela associação em série de C_1 e C_2 . As resistências e o diodo do modelo elétrico do sistema fotovoltaico também são desconsiderados, resultando somente em uma fonte de corrente contínua equivalente i_{pv} .

Logo, equacionando o lado CC do inversor, a seguinte relação pode ser obtida em termos de valores médios em um período de comutação:

$$\langle i_{pv}(t) \rangle_{T_s} = C_{eq} \frac{d \langle e(t) \rangle_{T_s}}{dt} + \langle i_{in}(t) \rangle_{T_s}. \quad (83)$$

Desprezando as perdas internas do inversor, a corrente média i_{in} em função do tempo pode ser descrita a partir das correntes e das razões cíclicas em coordenadas síncronas (BORGONOVO, 2001):

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = \langle d_d(t) \rangle_{T_s} \langle i_d(t) \rangle_{T_s} + \langle d_q(t) \rangle_{T_s} \langle i_q(t) \rangle_{T_s}. \quad (84)$$

Admitindo fator de potência unitário ($i_q = 0$) e substituindo (84) em (83) tem-se que:

$$\langle i_{pv}(t) \rangle_{T_s} = C_{eq} \frac{d \langle e(t) \rangle_{T_s}}{dt} + \langle d_d(t) \rangle_{T_s} \langle i_d(t) \rangle_{T_s}. \quad (85)$$

Inserindo perturbações somente na tensão do barramento e na corrente de eixo direto obtém-se o seguinte:

$$I_{pv} = C_{eq} \frac{d(\tilde{e}(t) + E)}{dt} + D_d (\tilde{i}_d(t) + I_d), \quad (86)$$

onde I_{pv} , E e D_d , são os valores em regime permanente para a corrente do sistema fotovoltaico, tensão do barramento CC e razão cíclica de eixo direto, respectivamente. Desprezando os termos CC e fazendo a Transformada de Laplace, chega-se à função de transferência necessária para o projeto do controle da malha de tensão:

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{e}(s)}{i_d(s)} = -\frac{D_d}{sC_{eq}}. \quad (87)$$

O valor em regime permanente de D_d pode ser obtido a partir dos termos CC da equação (86):

$$D_d = \frac{I_{pv}}{I_d}. \quad (88)$$

A corrente nominal de eixo direto depende da potência ativa nominal (P_n) e da tensão de linha eficaz da rede (v_{rede}):

$$I_d = \frac{P_n}{v_{rede}}. \quad (89)$$

Da mesma forma, desconsiderando as perdas no processo de conversão de energia, a corrente nominal I_{pv} pode ser descrita por:

$$I_{pv} = \frac{P_n}{E}. \quad (90)$$

Combinando (88), (89), (90) e substituindo em (87) tem-se o seguinte:

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{e}(s)}{i_d(s)} = -\frac{v_{rede}}{sC_{eq}E}. \quad (91)$$

A validação do modelo foi realizada aplicando-se uma perturbação de 5% (degrau) na corrente de eixo direto de modo a verificar o efeito causado na tensão do barramento CC. A comparação entre o modelo obtido e a simulação é mostrada na Figura 75, onde os seguintes parâmetros foram adotados: $v_{rede} = 380$ V, $E = 700$ V e $C_{eq} = 1175$ μ F. Em $t = 0,02$ segundos, é aplicado um degrau na corrente de eixo direto, fazendo com que a tensão do capacitor decresça.

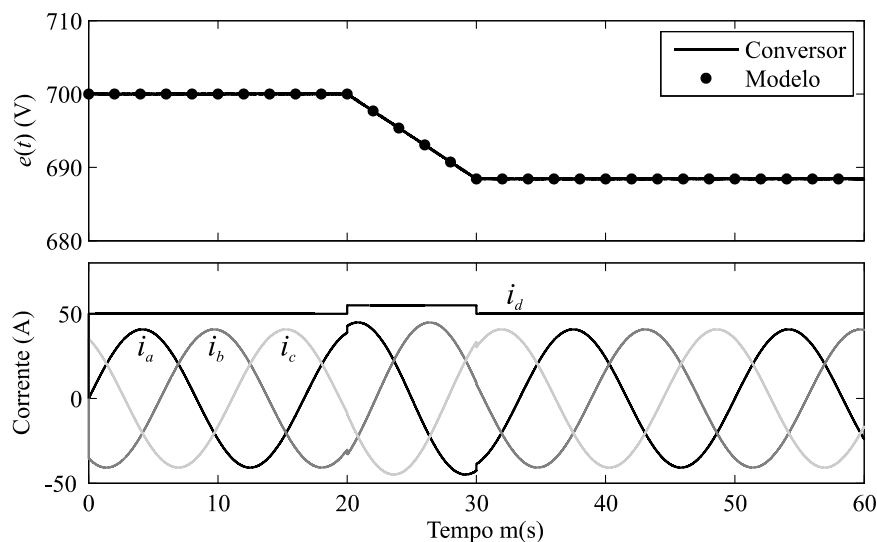


Figura 75 – Validação do modelo de pequenos sinais do lado CC do inversor.

Este decréscimo ocorre devido ao balanço de potência entre a entrada e a saída do inversor, uma vez que a energia do capacitor é transferida para rede enquanto que a corrente do sistema fotovoltaico é mantida a mesma. Em $t = 0,03$ segundos, é aplicado um degrau de mesma amplitude, mas em sentido contrário, cessando a descarga do capacitor equivalente. A tensão do capacitor se estabiliza porque a potência de saída do inversor se torna igual à potência do sistema fotovoltaico. Conforme se verifica na Figura 75, o modelo do lado CC representa de forma fiel o comportamento entre a corrente de eixo direto e a tensão do barramento CC.

5.3.3 Modelo da malha de balanço das tensões nos capacitores do barramento CC

No Capítulo 3, foi mostrado que a modulação por abordagem geométrica tende a equilibrar o nível CC das tensões nos capacitores utilizando a solução em que $\alpha = 0,5$, uma vez que distribui uniformemente a aplicação dos vetores redundantes (vetores pequenos) em um ciclo da componente fundamental. Contudo, fatores externos podem vir a causar desequilíbrios, tais como: diferença de capacitâncias, desigualdade das tensões iniciais, tempo morto, entre outros. Neste sentido, se faz necessária uma malha de controle que atue de forma a compensar uma possível diferença no nível CC destas tensões.

O nível CC das tensões nos capacitores C_1 e C_2 pode ser controlado a partir da variável α , a qual realiza uma ponderação para a escolha do sinal de modo comum \bar{v}_o :

$$\bar{v}_o = \alpha \bar{v}_{o,min} + (1 - \alpha) \bar{v}_{o,max} \quad (92)$$

Neste caso, α varia de 0 a 1 e faz a ponderação entre os limites do espaço de solução, $\bar{v}_{o,min}$ e $\bar{v}_{o,max}$, definindo assim o sinal de modo comum que será utilizado para determinar os sinais modulantes. Como mostrado no Capítulo 3, a utilização de $\alpha \neq 0,5$ acaba por forçar um desequilíbrio no nível CC das tensões dos capacitores do barramento CC. A partir disto, verifica-se que α pode ser usado como uma ação de controle para equilibrar as tensões nos capacitores do barramento CC caso haja algum desequilíbrio.

A malha de controle proposta é mostrada na Figura 76 e objetiva manter o nível CC da

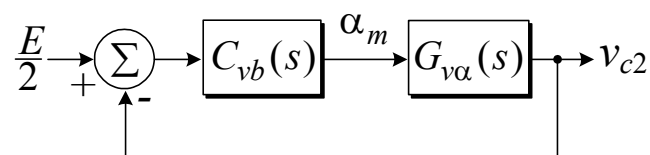


Figura 76 – Diagrama de blocos da malha de controle do nível CC da tensão v_{c2} .

tensão no capacitor inferior (v_{c2}) igual à metade da tensão do barramento CC. Uma vez que $v_{c1} + v_{c2} = E$, o desequilíbrio no nível CC de v_{c1} também é compensado por esta malha de controle. Como o valor nominal de α é 0,5, o sistema de controle realiza um ajuste fino em torno deste valor nominal através da nova variável α_m :

$$\alpha = \alpha_m + 0,5, \quad (93)$$

onde α_m varia de -0,5 a 0,5. A planta $G_{v\alpha}$ relaciona a variável α_m com a tensão na capacitância C_2 . Embora tenha sido definido que a variável de controle seja α_m , a grandeza que efetivamente controla o nível CC das tensões nos capacitores é a corrente média no ponto central do inversor NPC (i_{np}), conforme ilustra a Figura 77(a). Neste caso, desconsiderou-se a corrente dos capacitores do filtro LCLM que retorna para o ponto central, uma vez que a mesma apresenta nível CC idealmente nulo. Além disso, como esta malha é significativamente mais lenta do que a malha de corrente, o filtro LCLM é substituído por fontes controladas de corrente.

Logo, para a obtenção de $G_{v\alpha}$ é necessário obter primeiramente a relação entre α_m e o nível CC da corrente no ponto central. A partir da Figura 77(a), o nível CC da corrente no ponto central do divisor capacitivo pode ser obtido por:

$$\bar{i}_{np} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(i_a(t) (|2d_{an}(t) - 1| - 1) + i_b(t) (|2d_{bn}(t) - 1| - 1) + i_c(t) (|2d_{cn}(t) - 1| - 1) \right) dt \quad (94)$$

onde $T = T_1/3$, uma vez que $i_{np}(t)$ possui um período três vezes menor que o período fundamental da rede, conforme se verifica na Figura 77(b). A partir de (94), verifica-se que o nível CC da corrente no ponto central depende das correntes de saída do inversor e dos sinais

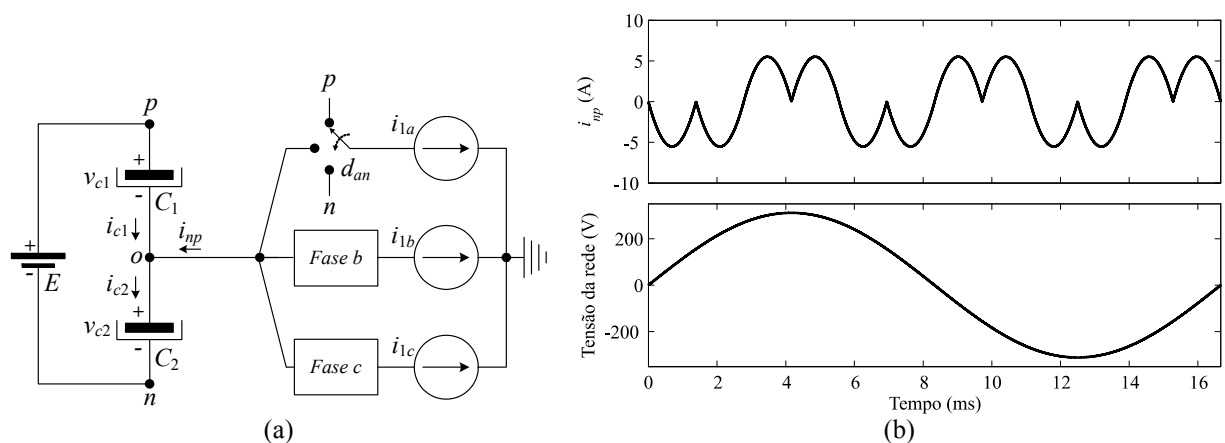


Figura 77 – Dedução do modelo para a malha de balanço: (a) composição da corrente no ponto central; (b) corrente média no ponto central em um período de comutação para $P_n = 25$ kW, FP = 1 e $E = 700$ V.

modulantes das respectivas fases. As correntes de saída do inversor dependem da potência ativa e reativa injetada na rede. Por outro lado, os sinais modulantes dependem da tensão do barramento CC (índice de modulação em amplitude) e da variável de ponderação α (sinal de modo comum). Portanto, na Figura 78(a), estão representadas as curvas do nível CC da corrente no ponto central em função de α_m , considerando $FP = 1$ e $P_n = 25$ kW. Estas curvas foram obtidas para diferentes tensões do barramento CC. Nota-se que, para valores positivos de α_m , o nível CC de i_{np} se apresenta negativo, descarregando o capacitor C_2 . Por outro lado, para valores negativos de α_m , o nível CC de i_{np} é positivo, carregando o capacitor C_2 . Contudo, a inclinação das curvas depende do nível da tensão do barramento CC e da potência ativa injetada na rede, conforme se verifica na Figura 78(a) e na Figura 78(b). Por sua vez, a potência reativa injetada na rede não modifica o comportamento das curvas da Figura 78, uma vez que a mesma não altera o nível CC da corrente no ponto central. A partir das curvas apresentadas, é possível então obter uma relação matemática aproximada entre \bar{i}_{np} e α_m :

$$\bar{i}_{np} = -\alpha_m \frac{P}{v_{rede}} \sqrt{\frac{2}{3}} (-m_a 3,6 + 3,76) \text{sign}(P), \quad (95)$$

onde P é a potência ativa injetada na rede, v_{rede} é a tensão eficaz de linha da rede e m_a é o índice de modulação em amplitude do inversor. A relação apresentada em (95) também leva em consideração o sentido do fluxo de potência ativa, representado por $\text{sign}(P)$. Isto se faz necessário porque, em situações transitórias e de baixa irradiação, o fluxo de potência pode ser invertido momentaneamente, modificando assim a tendência apresentada em (95). A comparação entre a relação aproximada descrita em (95) e as curvas calculadas é mostrada na

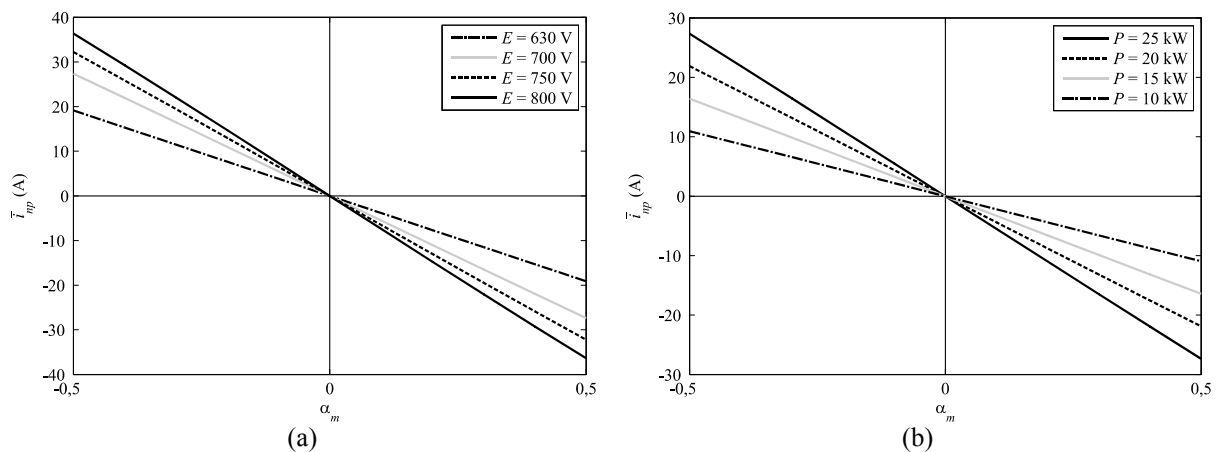


Figura 78 – Relação entre α_m e a corrente i_{np} : (a) nível CC da corrente no ponto central em função de α_m para diferentes tensões do barramento CC considerando $FP = 1$ e $P_n = 25$ kW; (b) nível CC da corrente no ponto central em função de α_m para diferentes potências ativas considerando $FP = 1$ e $E = 700$ V.

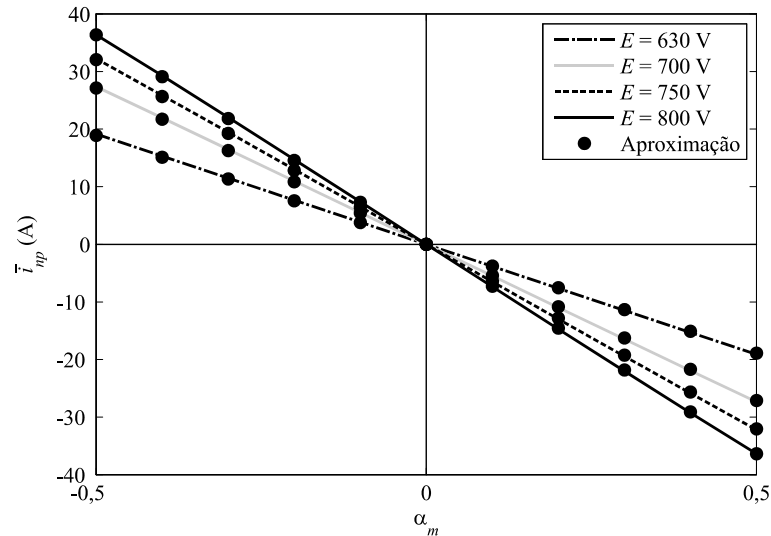


Figura 79 – Comparação entre as curvas calculadas e a relação aproximada, considerando $FP = 1$ e $P_n = 25$ kW.

Figura 79, considerando $FP = 1$ e $P_n = 25$ kW.

Por fim, a relação dinâmica entre a corrente no ponto central e a tensão no capacitor C_2 deve ser encontrada. Para tanto, admitindo que a tensão do barramento CC é constante e desprezando-se as ondulações de tensão tem-se que:

$$E = v_{c1}(t) + v_{c2}(t). \quad (96)$$

Admitindo também que as capacitâncias associadas aos capacitores do barramento CC sejam idênticas ($C_1=C_2=C$), tem-se que:

$$C \frac{dE}{dt} = C \frac{dv_{c1}(t)}{dt} + C \frac{dv_{c2}(t)}{dt} \quad (97)$$

Efetuada a Transformada de Laplace:

$$sCv_{c1}(s) + sCv_{c2}(s) = 0. \quad (98)$$

Equacionando as correntes no ponto central obtém-se a seguinte relação:

$$sCv_{c1}(s) = sCv_{c2}(s) - i_{np}(s). \quad (99)$$

Logo, substituindo (99) em (98), chega-se ao seguinte:

$$\frac{v_{c2}(s)}{i_{np}(s)} = \frac{1}{2sC}. \quad (100)$$

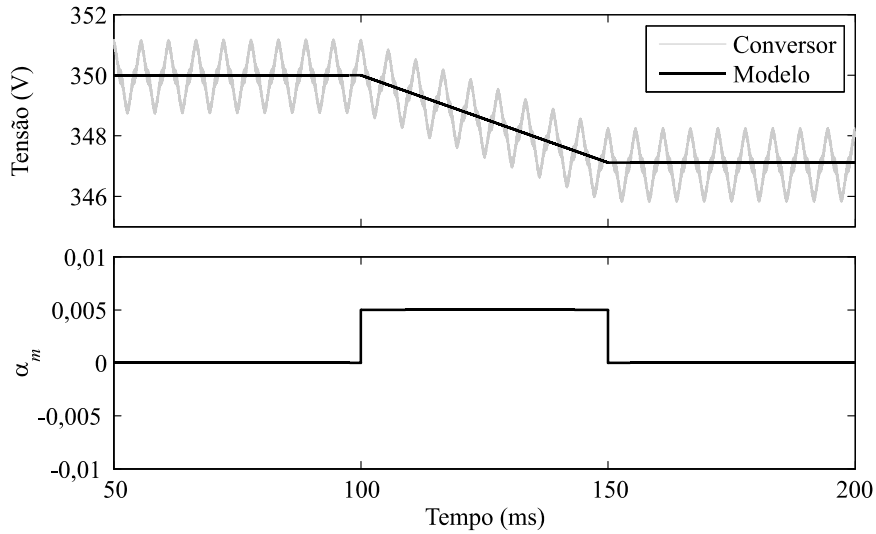


Figura 80 – Validação do modelo da malha de balanço das tensões dos capacitores do barramento CC.

Combinando (100) com (95) chega-se a função de transferência G_{va} :

$$G_{va}(s) = \frac{v_{c2}(s)}{\alpha_m(s)} = -\frac{P}{v_{rede}} \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-m_a \sqrt{13} + 3,76 \right) \text{sign}(P) \frac{1}{2sC}. \quad (101)$$

A validação do modelo descrito em (101) é mostrada na Figura 80, onde os seguintes parâmetros foram adotados: $P = 25 \text{ kW}$, $v_{rede} = 380 \text{ V}$, $E = 700 \text{ V}$ e $C_1 = C_2 = 2350 \mu\text{F}$. Em $t = 0,1$ segundos, é aplicado um degrau de 1% em α_m , fazendo com que a tensão v_{c2} decresça. Em $t = 0,15$ segundos, é aplicado um degrau de mesma amplitude, mas em sentido contrário, cessando a descarga de C_2 . Como se pode notar, a dinâmica da tensão média em C_2 é representada de forma coerente pelo modelo deduzido.

5.4 Projeto dos controladores

Os controladores das malhas de corrente e de tensão foram projetados com base nos métodos de resposta em frequência. Para tanto, de modo a simplificar a análise da resposta em frequência no domínio discreto, um remapeamento do plano z pode ser realizado através da transformada bilinear (OGATA, 1994):

$$z = \frac{1 + (T_a/2)w}{1 - (T_a/2)w}, \quad (102)$$

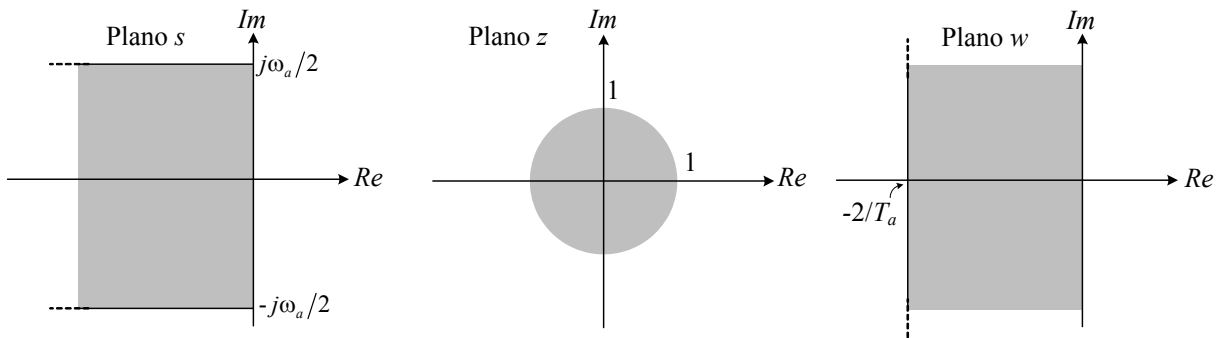


Figura 81 – Correspondência entre os planos s , z e w .

onde T_a é o período de amostragem e w é a nova variável complexa. Através da transformada Z e da transformada bilinear, a parte esquerda do plano contínuo s é mapeada dentro do círculo unitário no plano z , que, por sua vez, é mapeado na metade esquerda do plano w . A Figura 81 ilustra as transformações realizadas nos respectivos planos. A origem do plano z é mapeada no ponto $-2/T_a$ do plano w . Ao longo do eixo $j\omega$, a variável complexa s varia desde 0 até $\omega_a/2$ devido ao teorema de Nyquist. Por outro lado, no plano w a faixa de variação de frequências vai de 0 à ∞ . Isto significa que, embora o plano w corresponda à exatamente metade do plano s , existe uma diferença entre ambos os planos no que diz respeito à frequência. A relação entre a frequência ω no plano s e a frequência fictícia ν no plano w é dada por:

$$\nu = \frac{2}{T_a} \tan\left(\omega \frac{T_a}{2}\right). \quad (103)$$

Através de (103), a frequência ω é convertida na frequência fictícia ν . Isto significa que existe uma distorção de frequência quando a transformada bilinear é usada. No entanto, para frequências menores que oito vezes a frequência de amostragem f_a , o erro entre ν e ω fica em torno de 5%. Logo, para estas condições tem-se que $\nu \approx \omega$, o que permite afirmar que a função de transferência $G(w)$ representa de forma coerente a função contínua $G(s)$ (OGATA, 1994).

Portanto, utilizando a ferramenta da transformada bilinear, os seguintes passos devem ser seguidos para o projeto do controlador:

- Obter o modelo discreto da planta considerando o efeito do ZOH;
- Multiplicar a planta discretizada por z^{-1} de modo a incluir no projeto do controlador a dinâmica do atraso que ocorre na atualização da lei de controle, quando necessário;
- Realizar a transformação bilinear sobre a planta discretizada resultante, obtendo assim uma função de transferência em função de w ;

- Projetar o controlador no plano w utilizando as ferramentas de projeto para o plano s (margem de ganho, margem de fase, etc);
- Discretizar o controlador projetado utilizando a transformada bilinear inversa;
- Obter a equação de diferenças para a implementação digital no processador.

Uma vantagem inerente ao projeto no plano w é a possibilidade de inclusão da dinâmica do atraso de implementação na planta, permitindo que seu efeito seja levado em consideração no projeto do controlador. A seguir, o procedimento de projeto descrito acima é aplicado na determinação dos controladores discretos das malhas de corrente e tensão.

5.4.1 Controlador da malha de corrente

O projeto do controlador das malhas de corrente de eixo direto e de eixo em quadratura foi baseado no diagrama de blocos da Figura 82. O mesmo controlador foi adotado para ambos os eixos síncronos, uma vez que suas plantas são iguais. A planta $G_i(w)$ foi obtida de acordo com os passos descritos anteriormente, já incluindo o atraso de implementação, o efeito do ZOH e adotando os parâmetros descritos na Tabela 10. A frequência de amostragem adotada foi de 15,36 kHz, que é o dobro da frequência de comutação do inversor. Esta escolha se deu para minimizar a distorção da transformada bilinear nas frequências de interesse e também para reduzir o atraso de fase causado pelo ZOH e pelo atraso de implementação (BUSO e MATTAVELLI, 2006). Para o resistor de amortecimento, foi empregado um valor comercial de 2,7 Ω , o qual atende aos requisitos de corrente de fuga apresentados no Capítulo 4.

Tabela 10 – Parâmetros utilizados para a obtenção de $G_i(w)$.

Grandeza	Valor
E	700 V
L_1	1,1 mH
L_2	200 μ H
C_d	15 μ F
C_n	10 μ F
R_d	2,7 Ω
L_g	0 μ H
f_a	15,36 kHz

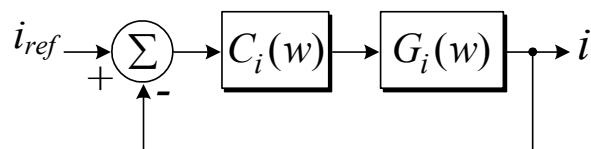


Figura 82 – Diagrama de blocos equivalente no plano w para a malha de corrente.

Como parâmetros de desempenho, foram adotados uma margem de fase de 60° e uma frequência de cruzamento de ganho de 400 Hz. Como, no sistema de coordenadas síncronas, as correntes idealmente assumem valores contínuos no tempo, o controlador $C_i(w)$ deve possuir uma ação integral na sua estrutura de modo a eliminar o erro em regime permanente, atendendo assim ao princípio do modelo interno (FRANCIS e WONHAM, 1976). Além disso, conforme comentado no Capítulo 4, para a frequência de cruzamento de ganho desejada, a resposta em frequência do filtro LCLM é praticamente igual à de um filtro L. Isto implica que a margem de fase em 400 Hz é de 90° , não sendo necessária a utilização de uma ação derivativa para levar a margem de fase para 60° . Com isso, o controlador C_i projetado no plano w para atender as especificações foi:

$$C_i(w) = k_p \frac{(w + v_z)}{w} = 0,0043 \frac{(w + 750)}{w}. \quad (104)$$

A resposta em frequência da função de transferência de malha aberta com a inclusão do controlador é mostrada na Figura 83, onde se verifica que os parâmetros de desempenho foram alcançados. Além disso, a margem de ganho obtida foi de 8,1 dB, indicando que a malha de controle atende aos critérios de estabilidade. Logo, efetuando a transformada bilinear inversa sobre (104) obtém-se o controlador de corrente discreto:

$$C_i(z) = 0,0043 \frac{(w + 750)}{w} \Bigg|_{w = \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} = 0,004405 \frac{(z - 0,9523)}{(z - 1)}. \quad (105)$$

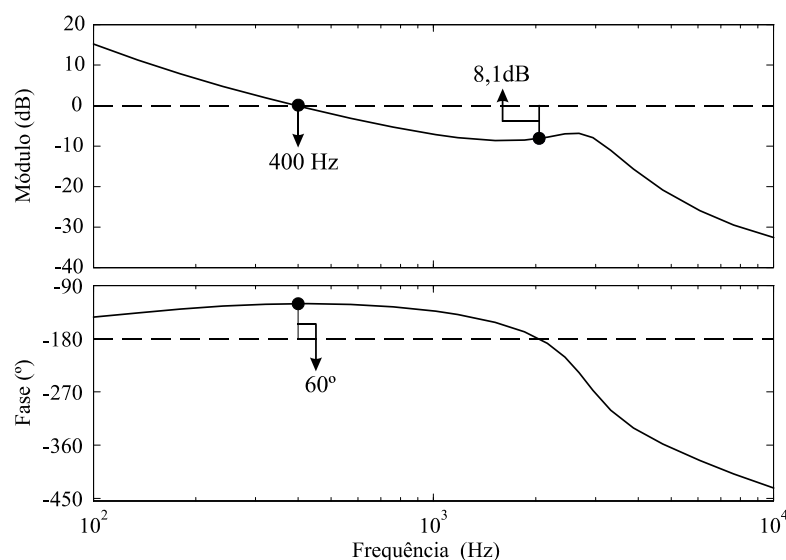


Figura 83 – Resposta em frequência da malha de corrente no plano w após a inserção do controlador.

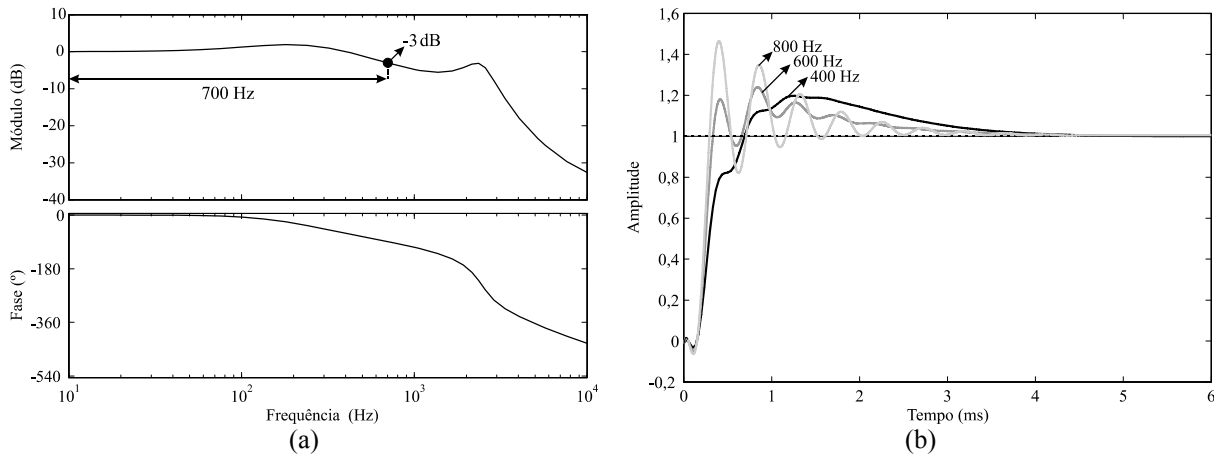


Figura 84 – Projeto do controlador de corrente: (a) resposta em frequência da malha fechada no plano w para a malha de corrente; (b) resposta ao degrau para diferentes frequências de cruzamento de ganho.

Na Figura 84(a), está representada a resposta em frequência de malha fechada no plano w após a inserção do compensador, onde se verifica que a banda passante ficou em torno de 700 Hz para a frequência de cruzamento adotada. Optou-se por não elevar a frequência de cruzamento de ganho acima de 400 Hz, uma vez que a resposta ao degrau do sistema em malha fechada tende a apresentar oscilações. Este comportamento pode ser verificado na Figura 84(b), onde está representada a resposta ao degrau para o sistema em malha fechada para diferentes frequências de cruzamento de ganho da malha de corrente. Nota-se que, para frequências de cruzamento de ganho acima de 400 Hz, o sistema tende a ficar oscilatório, uma vez que a margem de ganho é reduzida com o aumento do ganho do controlador.

5.4.2 Análise da estabilidade frente à variação paramétrica da indutância da rede

Na determinação da resistência de amortecimento realizada no Capítulo 4, foi mostrado que a indutância da rede pode afetar o comportamento tanto da corrente de fuga do sistema fotovoltaico quanto da estabilidade da malha de corrente. De modo a melhor ilustrar este comportamento, considere o diagrama de Nyquist da malha aberta de corrente no plano w para diferentes valores de indutância da rede, apresentado na Figura 85(a). As curvas foram traçadas considerando $R_d = 1 \Omega$ e adotando o controlador de corrente projetado anteriormente. À medida que L_g aumenta, a margem de ganho do sistema de controle diminui, uma vez que a curva de Nyquist tende a envolver o ponto $(-1,0)$ no sentido horário.

Portanto, embora a faixa de valores da resistência de amortecimento definida no Capítulo 4 ($0,2 \Omega < R_d < 4 \Omega$) garanta a estabilidade do sistema de controle para um dado conjunto de parâmetros, a inclusão da indutância da rede tende a modificar este comportamento. Para tanto, na Figura 85(b), é ilustrada a margem de ganho da malha de

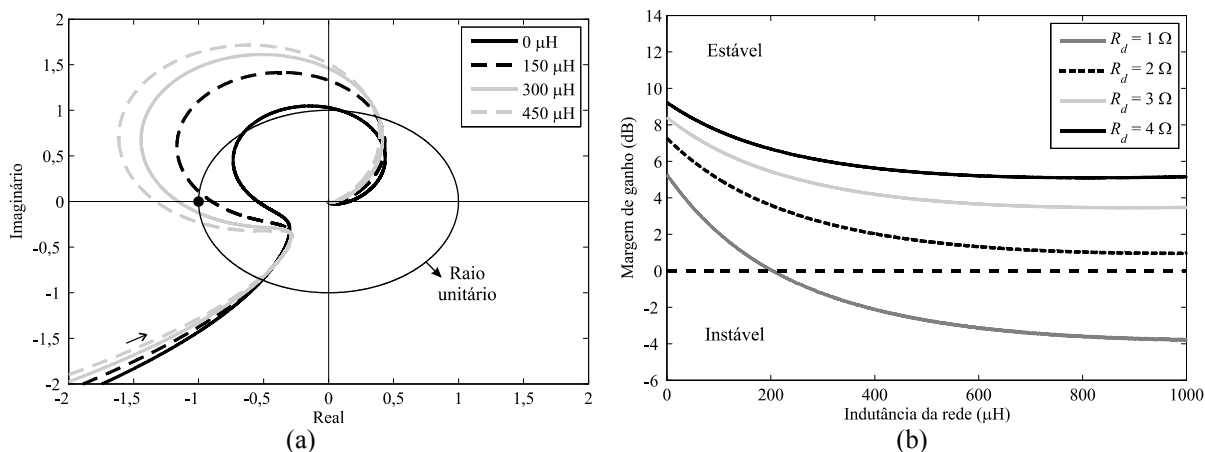


Figura 85 – Estabilidade para variação da indutância da rede: (a) diagrama de Nyquist para diferentes valores de L_g e considerando $R_d = 1 \Omega$; (b) margem de ganho em função de L_g para diferentes valores de R_d .

corrente em função de L_g para diferentes valores de R_d . Existem valores de R_d que não levam o sistema à instabilidade, mesmo com o aumento de L_g . Contudo, para $R_d = 1 \Omega$, por exemplo, a estabilidade do sistema de controle não é garantida para $L_g > 200 \mu\text{H}$. Neste caso, uma solução seria a redução da frequência de cruzamento de ganho da malha de corrente, o que proporcionaria um aumento da margem de ganho. No entanto, esta solução implica na redução da banda passante do sistema de controle, deteriorando seu desempenho transitório e sua rejeição a distúrbios.

5.4.3 Controlador da malha de tensão

Para o controle da malha de tensão foi considerado o diagrama de blocos equivalente no plano w mostrado na Figura 86, onde a malha de controle da corrente de eixo direto foi substituída pela sua função de transferência de malha fechada (FTMF_i) equivalente para baixas frequências.

A frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão deve ser suficientemente menor que a da malha de corrente, uma vez que ambas devem estar desacopladas. Além disso, a malha de tensão deve evitar que as oscilações de baixa frequência presentes na tensão do barramento CC (oriundas de possíveis desequilíbrios nas tensões da rede) se

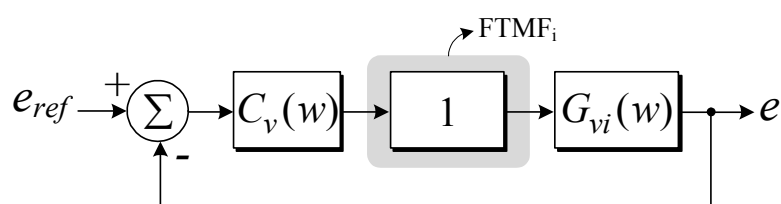


Figura 86 – Diagrama de blocos equivalente no plano w para a malha de tensão.

propagem para a referência de corrente, causando distorções nas correntes injetadas na rede. Diante disto, do ponto de vista da malha de tensão, a malha de corrente pode ser substituída pelo ganho em baixas frequências da função de transferência em malha fechada da malha de corrente. Logo, conforme se verifica na Figura 84(a) mostrada anteriormente, a malha de controle de corrente pode ser substituída por um ganho unitário, uma vez que a mesma não insere ganho nem fase para baixas frequências.

A planta $G_v(w)$ foi obtida através da discretização do modelo do lado CC e da sua respectiva conversão para o plano w . Os parâmetros considerados no projeto foram: $v_{rede} = 380 \text{ V}$, $E = 700 \text{ V}$ e $C_{eq} = 1175 \mu\text{F}$. A frequência de cruzamento de ganho adotada foi de 18 Hz enquanto que a margem de fase desejada foi estipulada em 60° . Portanto, o controlador projetado no plano w para atender a estas especificações é do tipo PI, conforme o seguinte:

$$C_v(w) = k_p \frac{(w + v_z)}{w} = -0,211 \frac{(w + 65)}{w}. \quad (106)$$

A resposta em frequência da malha de tensão compensada no plano w é mostrada na Figura 87. Verifica-se que os parâmetros de desempenho foram atendidos. O controlador discreto da malha de tensão é então obtido através da transformada bilinear inversa aplicada sobre a equação (106):

$$C_v(z) = -0,211 \frac{(w + 65)}{w} \Bigg|_{w = \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} = -0,21145 \frac{(z - 0,9958)}{(z - 1)}. \quad (107)$$

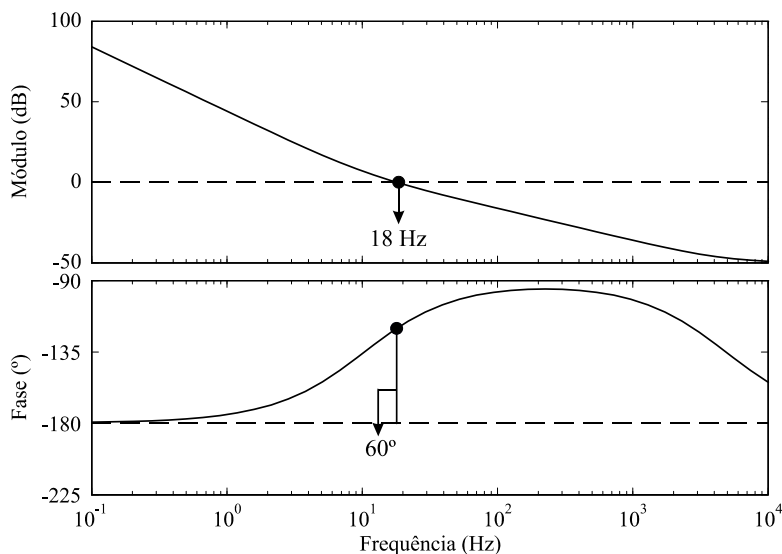


Figura 87 – Resposta em frequência da malha de tensão no plano w após a inserção do controlador.

5.4.4 Controlador da malha de balanço das tensões nos capacitores do barramento CC

O diagrama de blocos para o projeto do controlador da malha de balanço das tensões dos capacitores do barramento CC foi apresentado anteriormente na Figura 76. A frequência de cruzamento de ganho foi estabelecida em 10 Hz, uma vez que a malha deve ser lenta para evitar variações bruscas no valor de α_m . O projeto do controlador C_{vb} , ao contrário dos demais controladores, foi realizado no domínio contínuo (plano s), uma vez que não ocorre atraso de implementação nesta malha de controle. Os parâmetros adotados no projeto foram: $P = 25$ kW, $v_{rede} = 380$ V, $E = 700$ V e $C_1 = C_2 = 2350$ μ F. Assim como para as demais malhas de controle, um controlador PI foi utilizado para a obtenção da frequência de cruzamento de ganho desejada e para a obtenção de uma margem de fase de 80° , resultando:

$$C_{vb}(s) = -0,0054 \frac{(s + 9,63)}{s} \quad (108)$$

A resposta em frequência da malha compensada é representada na Figura 88, onde se encontram detalhados os parâmetros de desempenho. O controlador discreto pode ser obtido utilizando a transformada bilinear:

$$C_{vb}(z) = -0,0054 \frac{(s + 9,63)}{s} \Bigg|_{s = \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} = -0,0055445 \frac{(z - 0,9479)}{(z - 1)} \quad (109)$$

Uma vez que o objetivo da malha de balanço é controlar o nível CC (valor médio) das

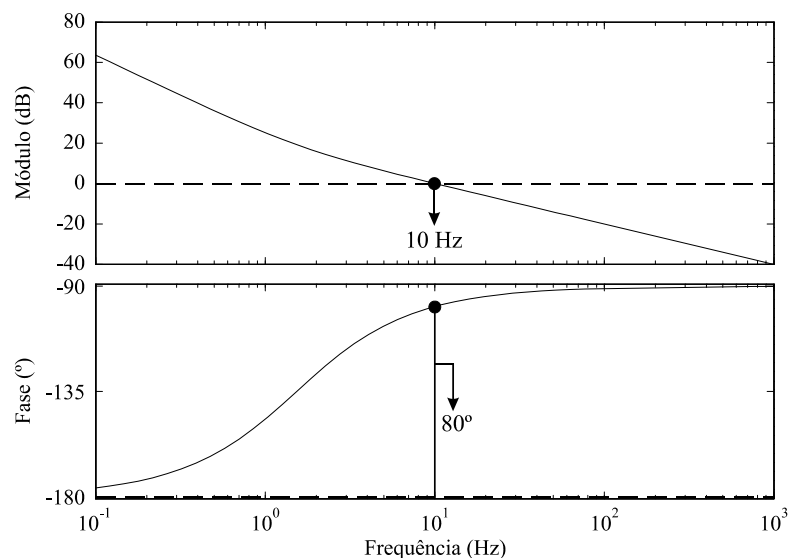


Figura 88 – Resposta em frequência da malha de balanço no plano s após a inserção do controlador.

tensões nos capacitores, a atualização da lei de controle desta malha é feita a uma taxa de 180 Hz, uma vez que a tensão média v_{c2} é também calculada nesta frequência. Deste modo, a frequência de amostragem utilizada em (109) foi de 180 Hz.

5.5 Resultados de simulação

A seguir são apresentadas algumas simulações realizadas no *software* PSIM[®] visando comprovar o desempenho do inversor trifásico no que diz respeito às malhas de corrente, de tensão e de balanço das tensões dos capacitores do barramento CC. O algoritmo de sincronismo usado para a obtenção do ângulo θ foi baseado na aplicação de um filtro de Kalman sobre as tensões trifásicas da rede, uma vez que torna possível a extração da componente fundamental destas tensões sem a inclusão de fase ao sistema de controle do inversor (CARDOSO et al., 2008).

5.5.1 Malha de corrente

Para as simulações da malha de corrente, o sistema fotovoltaico foi substituído por uma fonte de tensão contínua de 700 V. Os resultados para um degrau na corrente de eixo direto são mostrados na Figura 89, onde foi adotado $R_d = 2,7 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$. O comportamento transitório das correntes injetadas na rede para um degrau positivo na corrente de eixo direto (50% \rightarrow 100%) é ilustrado na Figura 89(a), onde se verifica que o sistema de controle seguiu a referência imposta, zerando o erro em aproximadamente 5 milissegundos. O mesmo comportamento se verifica para um degrau negativo na corrente de eixo direto

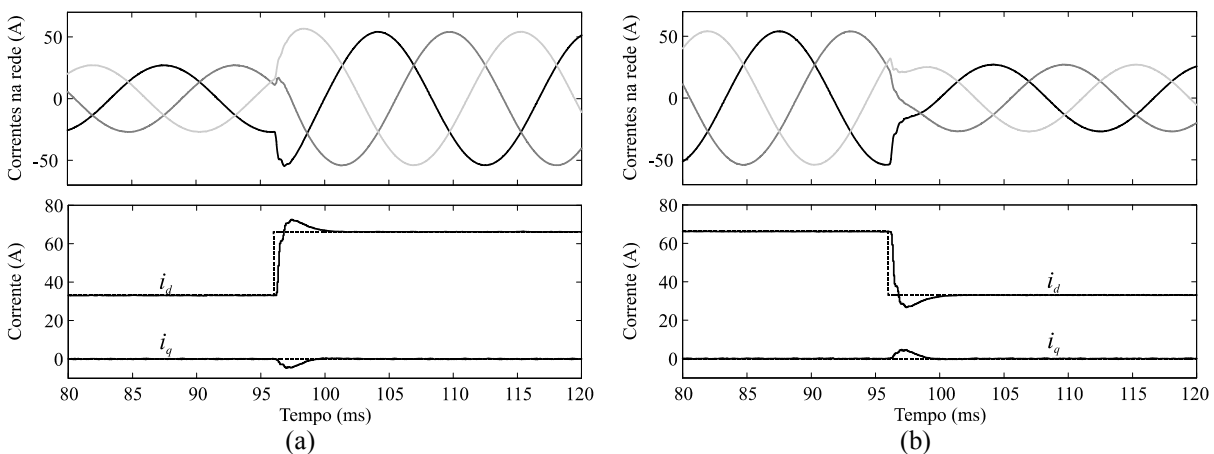


Figura 89 – Resultados de simulação para um degrau na corrente de eixo direto, considerando $R_d = 2,7 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$: (a) (50% \rightarrow 100%); (b) (100% \rightarrow 50%).

(100% \rightarrow 50%), ilustrado na Figura 89(b). Como o fator de potência adotado é unitário, a referência da corrente de eixo em quadratura é mantida em zero. Percebe-se que, embora o acoplamento entre os eixos síncronos tenha sido desprezado no projeto dos controladores, uma perturbação em i_d acaba se refletindo em i_q , conforme mostrado na Figura 89. Contudo, em regime permanente, a malha de corrente de eixo em quadratura também apresenta erro nulo.

A operação nominal com fator de potência diferente da unidade é mostrada nos resultados de simulação da Figura 90, ainda considerando $R_d = 2,7 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$. Na Figura 90(a) é ilustrada a operação com fator de potência 0,9 indutivo, o que indica um consumo de potência reativa pelo inversor trifásico. De forma similar, a operação com fator de potência 0,9 capacitivo é mostrada na Figura 90(b), onde o inversor encontra-se fornecendo potência reativa para a rede. Nota-se que, em ambos os casos, o fator de potência é modificado

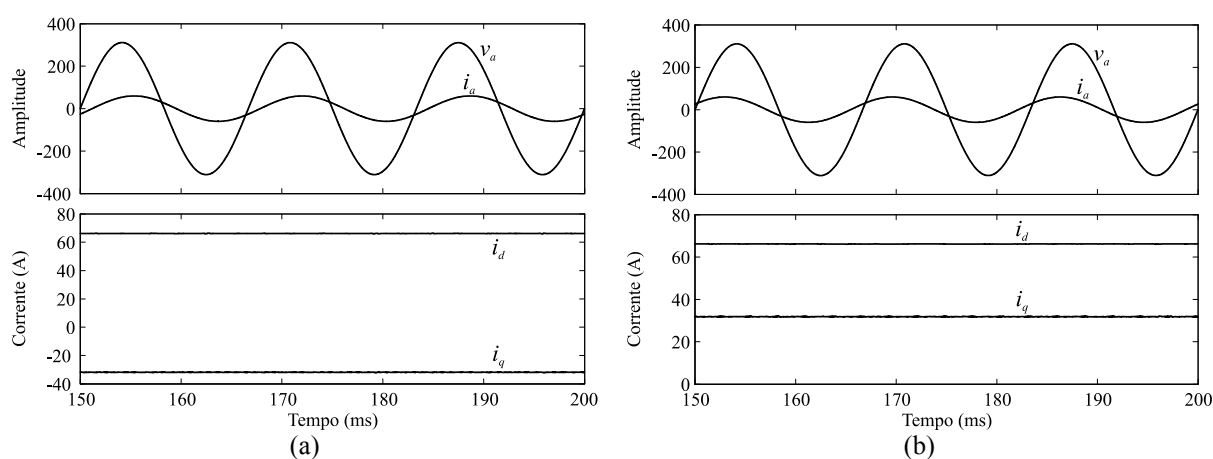


Figura 90 – Resultados de simulação para variação do fator de potência, considerando $R_d = 2,7 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$: (a) 0,9 indutivo; (b) 0,9 capacitivo.

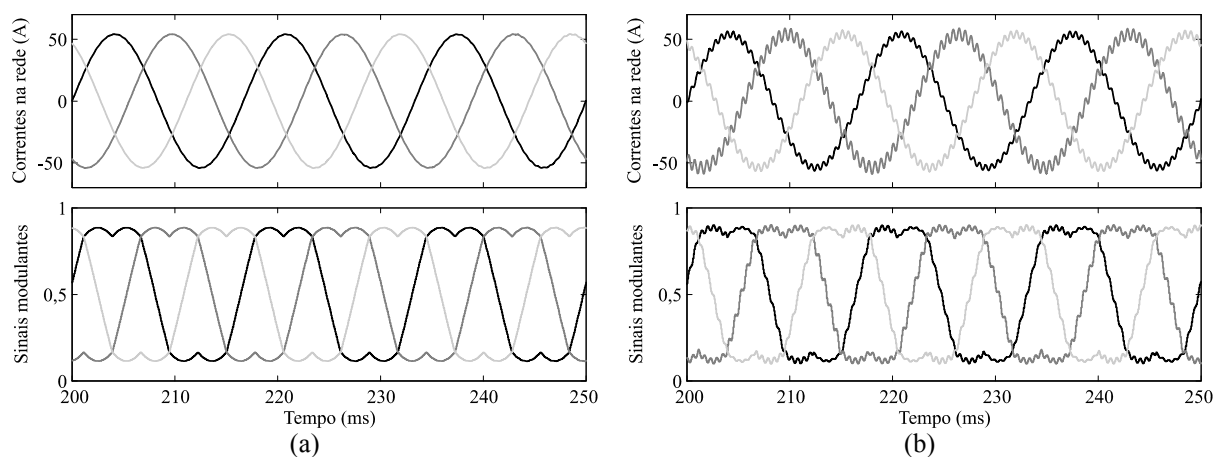


Figura 91 – Resultados de simulação com variação paramétrica da indutância da rede, considerando $R_d = 1 \Omega$: (a) $L_g = 180 \mu\text{H}$; (b) $L_g = 200 \mu\text{H}$.

somente pelo valor em regime permanente da corrente de eixo em quadratura (i_q).

De modo a validar a análise da variação paramétrica da indutância da rede, na Figura 91 são mostradas as simulações para diferentes valores de L_g e adotando $R_d = 1 \Omega$. Na Figura 91(a), são mostradas as correntes nominais injetadas na rede e os sinais modulantes para $L_g = 180 \mu\text{H}$. De acordo com a Figura 85(b) mostrada anteriormente, para este valor de indutância da rede o sistema de controle é estável e possui uma margem de ganho de 0,4 dB. Por outro lado, na Figura 91(b), é ilustrada a simulação para $L_g = 200 \mu\text{H}$, onde nota-se que o sistema se encontra no limiar da estabilidade. Isto se deve pelo fato de que a malha de corrente apresenta uma margem de ganho de aproximadamente 0 dB para este valor de indutância da rede.

5.5.2 Malha de tensão

Com relação às simulações da malha de tensão, a entrada do inversor foi conectada em um sistema fotovoltaico composto por 5 *strings* conectadas em paralelo, sendo cada uma composta por 25 módulos fotovoltaicos modelo KD245GH-4FB conectados em série. Esta configuração é igual à apresentada no Capítulo 3. Foi considerado ainda que $R_d = 2,7 \Omega$ e $L_g = 0 \mu\text{H}$.

A operação nominal com fator de potência unitário pode ser verificada na Figura 92(a), juntamente com as tensões do barramento CC. Como o algoritmo MPPT não é o foco deste trabalho, a referência de tensão do barramento CC foi mantida fixa em 700 V para a obtenção dos resultados da Figura 92. Nota-se que, em regime permanente, as tensões médias nos capacitores do barramento CC se apresentam equalizadas, embora exista

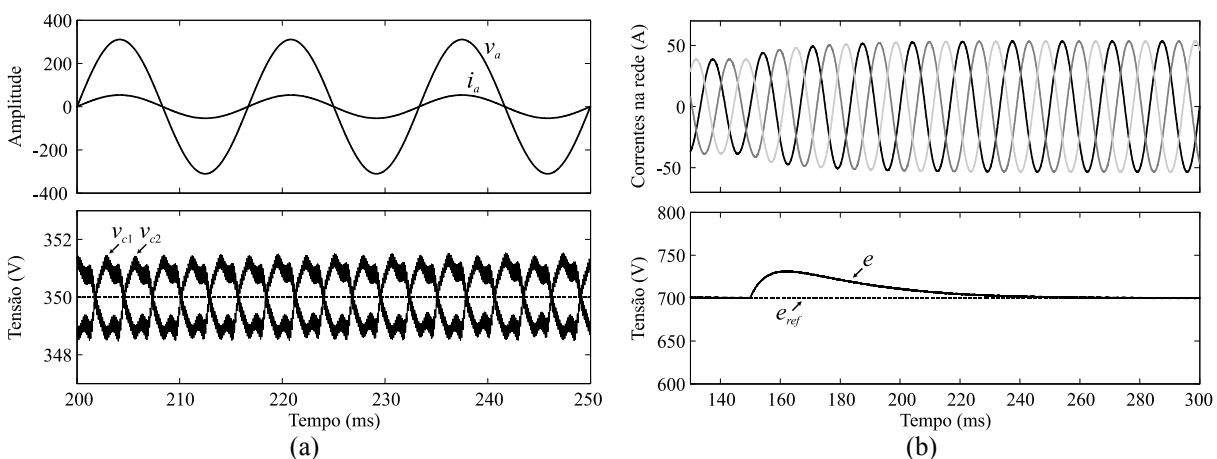


Figura 92 – Resultados de simulação: (a) tensão e corrente na rede e tensões dos capacitores do barramento CC; (b) correntes na rede e tensão do barramento CC para um degrau de $750 \text{ W/m}^2 \rightarrow 1000 \text{ W/m}^2$.

sobreposta uma ondulação de baixa frequência causada pelas ondulações da corrente no ponto central.

O resultado para um degrau de irradiação solar ($750 \text{ W/m}^2 \rightarrow 1000 \text{ W/m}^2$) é mostrado na Figura 92(b), onde uma temperatura ambiente de 25°C foi considerada. Como esperado, houve um aumento na amplitude das correntes injetadas na rede, uma vez que a potência disponível pelo sistema fotovoltaico também aumentou. A tensão do barramento CC sofre um transitório devido à perturbação na potência injetada na rede (e , por consequência, em i_d). No entanto, o controlador de tensão atua de modo a levar a tensão do barramento CC para a referência, eliminando o erro em cerca de 100 milissegundos.

Na Figura 93, são mostrados os resultados de simulação para alteração na tensão de referência do barramento CC. O resultado para um degrau positivo na tensão de referência ($700 \text{ V} \rightarrow 800 \text{ V}$) é mostrado na Figura 93(a), onde nota-se que a tensão do barramento CC atinge a referência imposta com erro nulo em aproximadamente 100 milissegundos. De forma similar, na aplicação de um degrau negativo na referência ($700 \text{ V} \rightarrow 630 \text{ V}$), o controlador de tensão atua de modo a levar a tensão do barramento CC para a nova referência, conforme mostrado na Figura 93(b). Em ambas as situações, percebe-se uma alteração nas correntes injetadas na rede, uma vez que a tensão do barramento CC influencia no ponto de operação do sistema fotovoltaico.

5.5.3 Malha de balanço das tensões nos capacitores do barramento CC

As simulações da malha de balanço foram realizadas em um cenário semelhante ao das simulações da malha de tensão, onde um sistema fotovoltaico foi conectado na entrada do

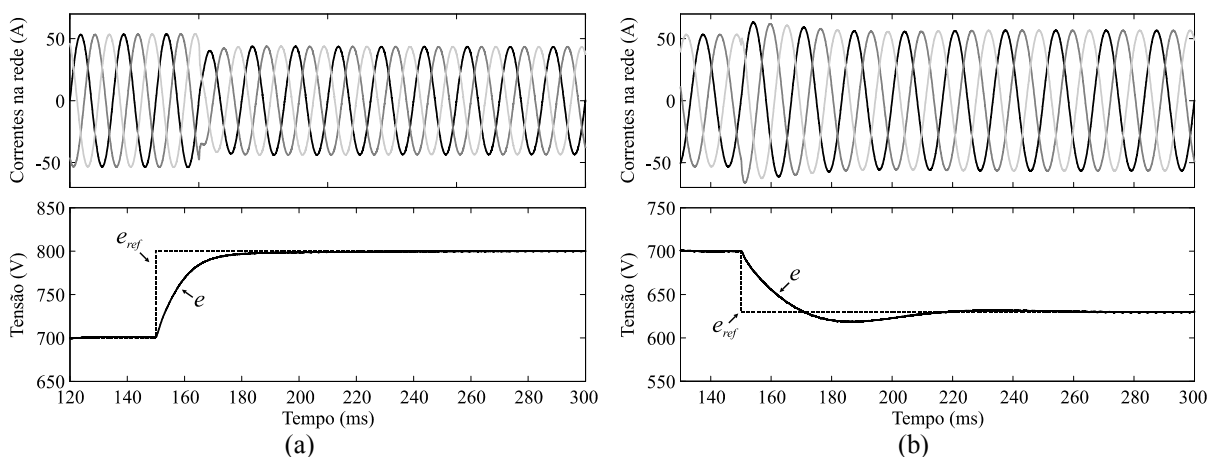


Figura 93 – Resultados de simulação para degrau na tensão de referência: (a) ($700 \text{ V} \rightarrow 800 \text{ V}$); (b) ($700 \text{ V} \rightarrow 630 \text{ V}$).

inversor e a referência da tensão total do barramento CC foi mantida fixa em 700 V. Logo, a referência de tensão para a malha de balanço foi fixada em 350 V. A resistência de amortecimento utilizada foi de $2,7 \Omega$, enquanto que a indutância da rede não foi incluída.

Um desequilíbrio nas tensões dos capacitores do barramento CC foi realizado de modo que estas apresentassem valores distintos. Posteriormente, em $t = 0,4$ segundos, a malha de balanço foi ativada para equalizar estas tensões. Na Figura 94(a), é mostrado o resultado de simulação para $FP = 1$, $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$. Nota-se que, após a ativação da malha de balanço, as tensões v_{c1} e v_{c2} tendem a se equalizar, seguindo a referência de 350 V. Na parte inferior da Figura 94(a), é mostrada a convergência de α_m , que inicialmente era zero e em seguida foi reduzido para um valor negativo após a ativação da malha de controle. Na Figura 94(b), é mostrado o resultado de simulação para uma irradiação de 300 W/m^2 , onde se verifica que a malha de balanço também equalizou o nível CC das tensões.

Na Figura 95(a), é mostrada a atuação da malha de balanço para $FP = 0,9$ indutivo, e, na Figura 95(b), para $FP = 0,9$ capacitivo. Em ambas as situações, a malha de balanço atuou

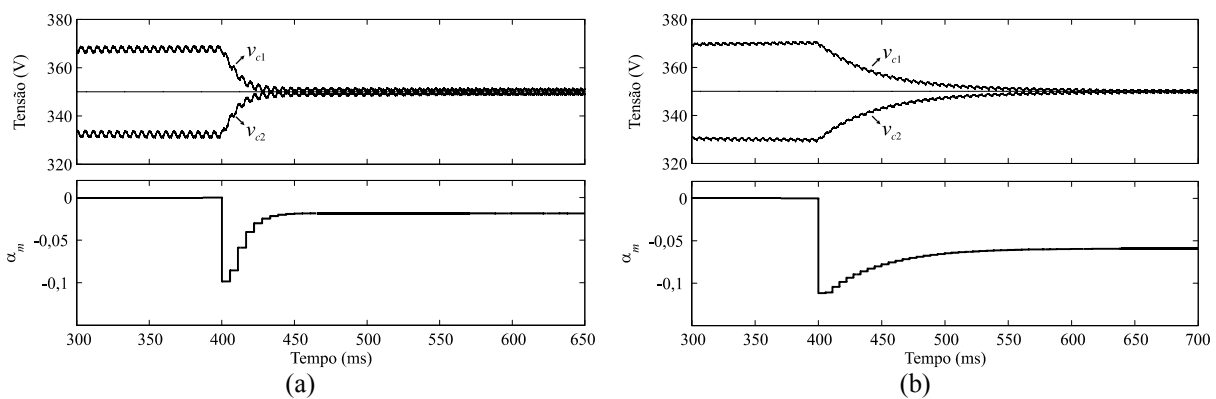


Figura 94 – Atuação da malha de balanço: (a) $FP = 1$, $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; (b) $FP = 1$, $S = 300 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

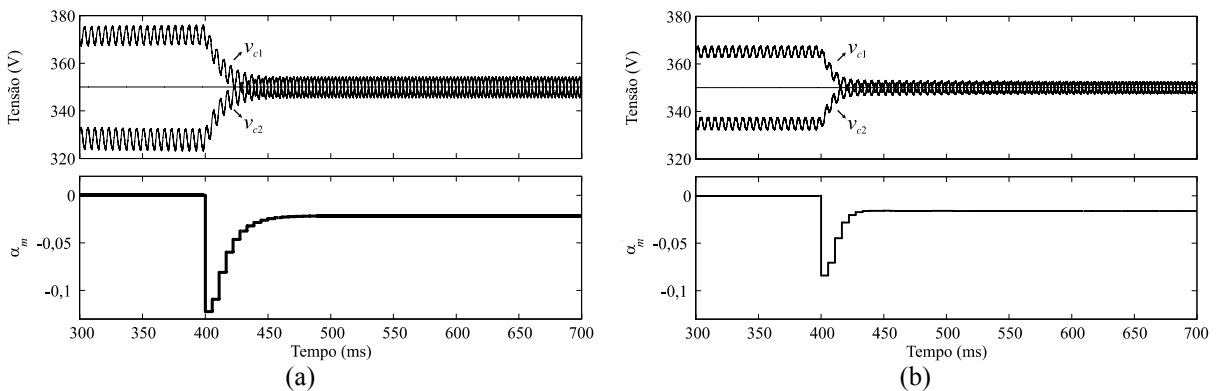


Figura 95 – Atuação da malha de balanço: (a) $FP = 0,9$ indutivo, $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; (b) $FP = 0,9$ capacitivo, $S = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

de forma a equilibrar o nível CC das tensões nos capacitores, apresentando desempenho satisfatório.

5.6 Considerações finais

Este capítulo apresentou a modelagem e o projeto das malhas de controle do inversor trifásico não isolado conectado à rede. Inicialmente, a descrição da estratégia de controle foi realizada em coordenadas síncronas, a qual permite o controle independente das potências ativa e reativa injetadas na rede. A malha de tensão regula a tensão total do barramento CC e gera a corrente de referência de eixo direto baseado na disponibilidade de potência ativa do sistema fotovoltaico. Os modelos do lado CA, do lado CC e da malha de balanço foram deduzidos e validados através de simulações. Os controladores das malhas de corrente e tensão foram projetados com base nos métodos de resposta em frequência, utilizando a transformada bilinear e incluindo o atraso de implementação. Uma análise da variação paramétrica da indutância da rede também foi realizada, onde se determinou uma faixa de indutâncias em que a malha de corrente se mantém estável. O projeto de uma malha de balanço das tensões dos capacitores do barramento CC também foi apresentado, onde a variável de ponderação do sinal de modo comum foi utilizada como ação de controle para realizar a equalização das tensões. Ao final, resultados de simulação comprovaram o desempenho satisfatório do sistema de controle.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Introdução

A Figura 96 ilustra um esquema simplificado do protótipo implementado. Para emular os módulos fotovoltaicos, a entrada do inversor foi conectada a uma fonte de tensão CC. Devido a isso, a malha de controle da tensão total do barramento CC não foi implementada na prática. Para a emulação da capacitância parasita, um capacitor de polipropileno foi conectado no terminal negativo da fonte CC. Para a conexão com a rede, foi utilizado um circuito de partida destinado à pré-carga dos capacitores do filtro LCLM. Uma foto do protótipo desenvolvido é mostrada na Figura 97. Maiores detalhes sobre a construção do protótipo são apresentados no Apêndice A. Os parâmetros adotados na implementação são detalhados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros adotados na implementação.

Grandeza	Valor
Tensão do barramento CC (E)	700 V
Tensão de linha da rede (v_{rede})	380 V / 60 Hz
Indutância de saída do inversor (L_1)	1,1 mH
Indutância de conexão com a rede (L_2)	200 μ H
Capacitância C_d	15 μ F
Capacitância C_n	10 μ F
Capacitância do barramento CC (C_1, C_2)	2350 μ F
Capacitância parasita (C_p)	1,25 μ F
Resistência de partida (R_{par})	23,5 Ω
Resistência de amortecimento (R_d)	2,7 Ω
Frequência de comutação (f_s)	7,68 kHz
Frequência de amostragem (f_a)	15,36 kHz

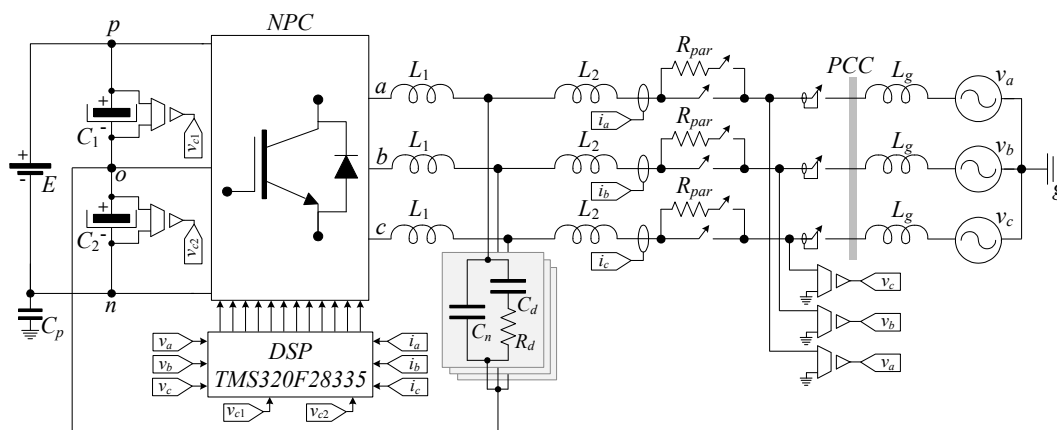


Figura 96 – Diagrama simplificado do protótipo implementado.

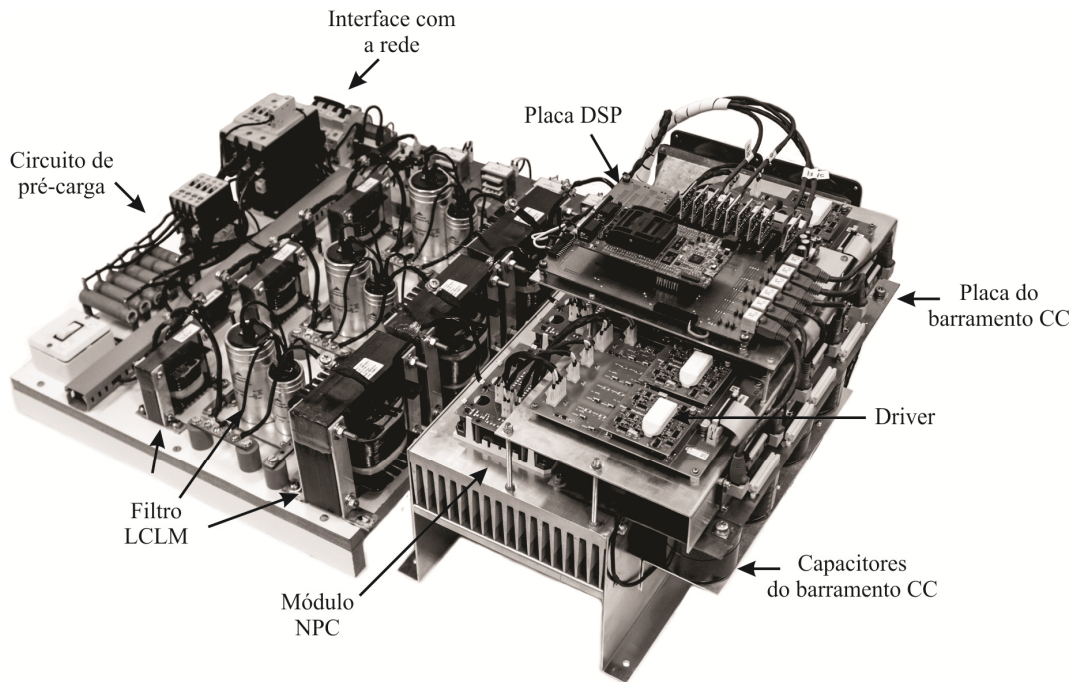


Figura 97 – Protótipo desenvolvido.

Tabela 12 – Condições da rede durante a realização dos testes.

Fase	THD _v (%)	Tensão de fase (V _{rms})
A	1,99	214,41
B	1,73	219,60
C	1,83	213,86

Devido à limitação de potência das fontes CC disponíveis no laboratório, os resultados foram obtidos para uma potência de até 10 kW. Nas seções seguintes, são apresentados os resultados experimentais do inversor NPC trifásico não isolado conectado à rede. As condições aproximadas da rede durante a realização dos testes encontram-se detalhadas na Tabela 12.

6.2 Resultados

Na Figura 98(a), são mostradas as correntes trifásicas injetadas na rede, enquanto que, na Figura 98(b), são mostradas a tensão na rede e a corrente na fase *a* para $i_{q,ref} = 0$, ou seja, sem injeção de potência reativa fundamental na rede. Nota-se que, as correntes injetadas apresentam uma distorção significativa em sua forma de onda, apresentando uma THD_i máxima de 6,41%, normalizada com relação à componente fundamental de corrente

na potência nominal do inversor. Isto se deve aos harmônicos de baixa frequência presentes nas tensões da rede. Como o controlador em coordenadas síncronas empregado não possui ganho elevado de malha aberta nas frequências destes harmônicos, a malha de corrente não é capaz de rejeitar tais distúrbios, tendo como consequência, a distorção das correntes. Este problema foi verificado durante a etapa experimental e a solução adotada foi a implementação de duas malhas de controle adicionais.

Estas malhas adicionais objetivam rejeitar os distúrbios de baixa frequência presentes nas tensões da rede, mais especificamente os componentes harmônicos de 5ª e 7ª ordem, comumente ocasionados por retificadores trifásicos. A estrutura de controle adicionada para tal finalidade é mostrada na Figura 99 (TEODORESCU et al., 2010). Consiste de dois sistemas de controle implementados em coordenadas síncronas com frequências múltiplas da fundamental, neste caso em $-5\omega_1$ (sequência negativa) e $7\omega_1$ (sequência positiva). Os sinais de controle $d_{xn,5}$ e $d_{xn,7}$ ($x = a, b, c$) gerados pelos

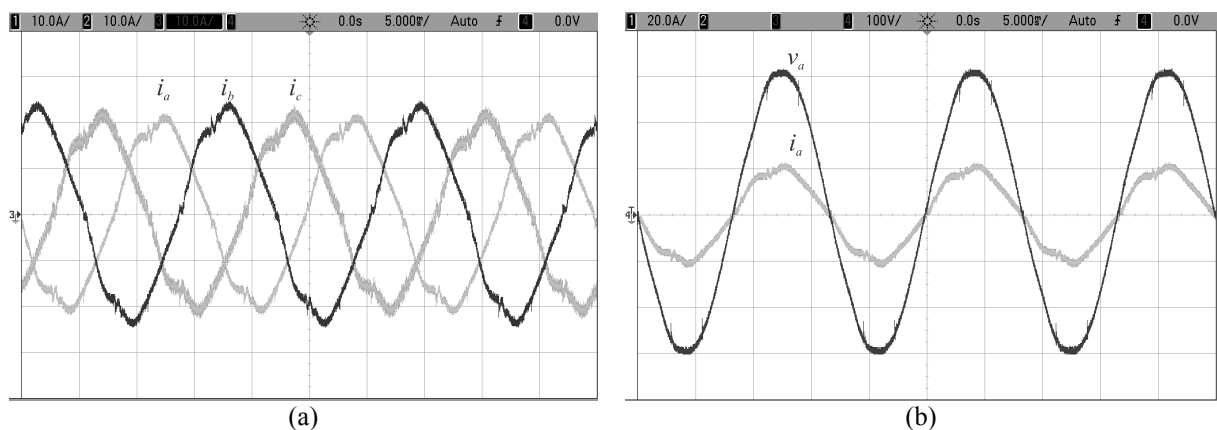


Figura 98 – Resultados experimentais: (a) correntes trifásicas injetadas na rede (10 A/div); (b) tensão (100 V/div) e corrente (20 A/div) na fase a para $i_{q,ref} = 0$.

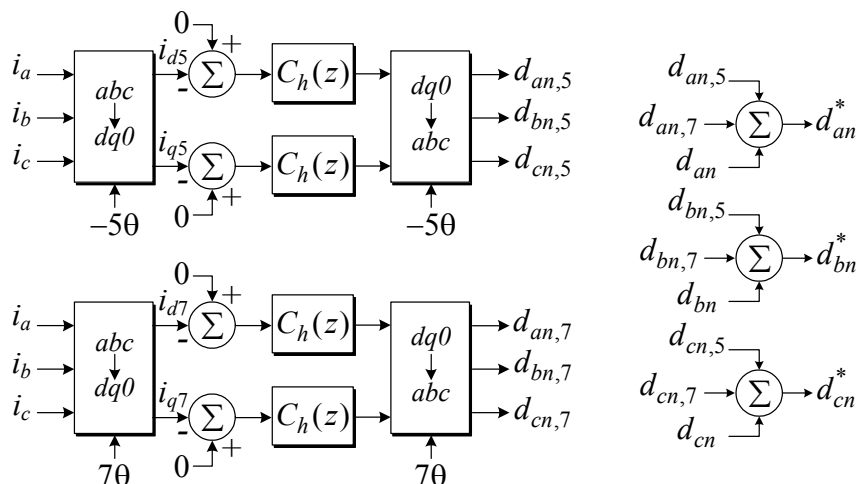


Figura 99 – Malhas de controle adicionadas para rejeição do 5ª e 7ª harmônicos.

controladores $C_h(z)$ são somados aos sinais de controle d_{xn} gerados pela malha de corrente da frequência fundamental para a composição da razão cíclica que efetivamente será aplicada ao inversor, denominada de d_{xn}^* .

As correntes injetadas na rede após a inserção das malhas de controle para o 5ª e 7ª harmônicos são mostradas na Figura 100(a). Nota-se que as distorções apresentaram uma visível redução, resultando em uma nova THD_i máxima de 1,3%. Por outro lado, verificou-se ainda uma pequena diferença de amplitude entre as correntes trifásicas ($i_{a,rms} = 14,21$ A, $i_{b,rms} = 15,9$ A, $i_{c,rms} = 15,5$ A). Isto se deve pelo desequilíbrio de 1,7% presente nas tensões da rede (componentes de sequência negativa). De modo a compensar esse efeito, uma possibilidade é a implementação de controladores separados para as correntes de sequência positiva e negativa (TEODORESCU et al., 2010). Na Figura 100(b), é mostrada a tensão da rede e a corrente injetada na fase a para $i_{q,ref} = 0$, onde se verifica que a tensão e a corrente encontram-se em fase, com fator de potência de aproximadamente 0,9989.

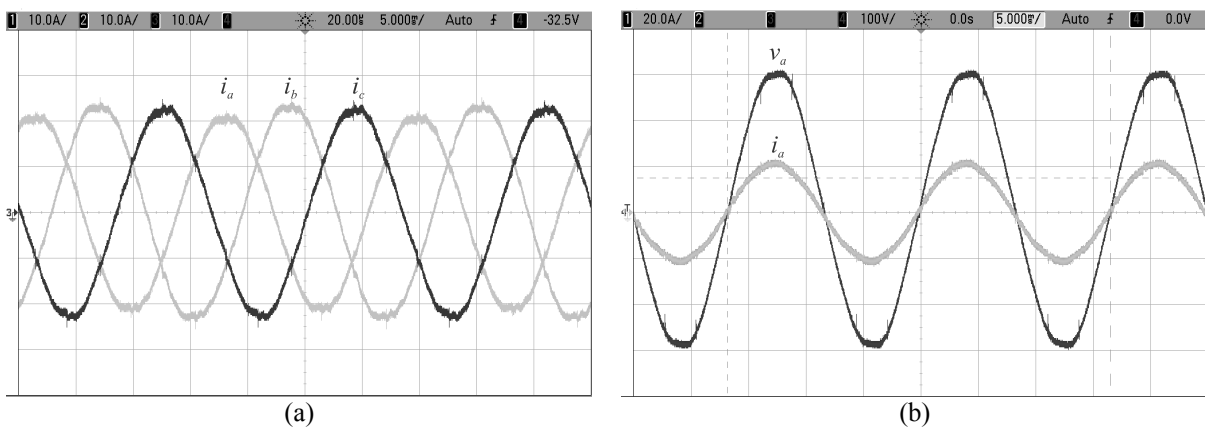


Figura 100 – Resultados experimentais após a inserção dos novos controladores: (a) correntes na rede (10 A/div); (b) tensão (100 V/div) e corrente (20 A/div) na fase a para $i_{q,ref} = 0$.

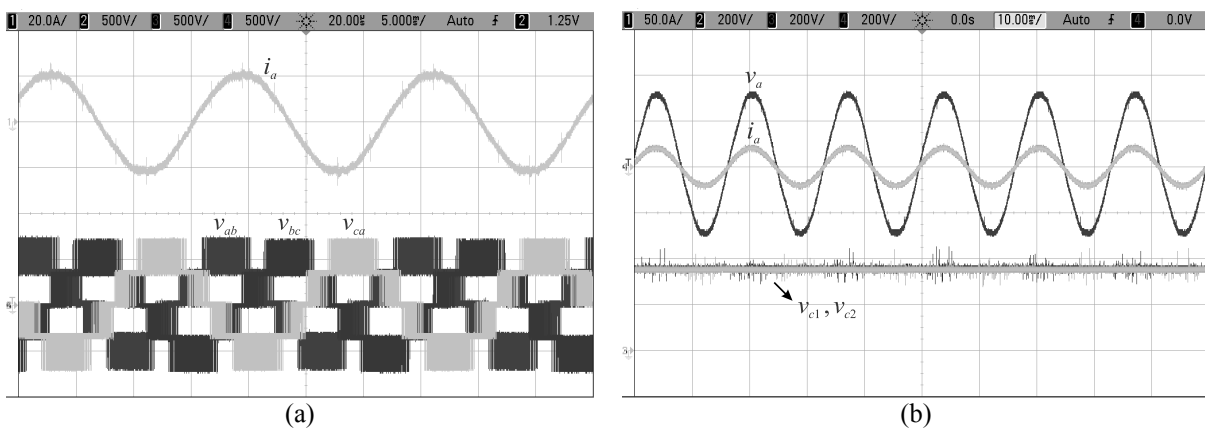


Figura 101 – Resultados experimentais: (a) corrente na fase a (20 A/div) e tensões de linha sintetizadas na saída do inversor (500 V/div); (b) tensão da rede (200 V/div), corrente na fase a (50 A/div) e tensões nos capacitores do barramento CC (200 V/div) para $i_{q,ref} = 0$.

Na Figura 101(a), são mostradas as tensões de linha sintetizadas na saída do inversor e a corrente injetada na fase a . Neste resultado, verifica-se a capacidade do inversor NPC trifásico em sintetizar cinco níveis nas tensões de linha de saída. As tensões nos capacitores do barramento CC (v_{c1} e v_{c2}) são mostradas na Figura 101(b), juntamente com a tensão e a corrente na rede, considerando $i_{q,ref} = 0$. Nota-se que, para este ponto de operação, os níveis CC das tensões nos capacitores encontram-se equilibrados ($v_{c1} = 349,3$ V, $v_{c2} = 350,2$ V), bem como a corrente na fase a encontra-se em fase com a respectiva tensão da rede.

Como comentado no Capítulo 3, os semicondutores do inversor NPC são submetidos a uma tensão de bloqueio igual à metade da tensão do barramento CC. Esta afirmação é comprovada através da Figura 102, onde estão representadas as tensões de bloqueio nos semicondutores da fase a .

A tensão sobre a capacitância parasita (tensão v_{gn}) e as tensões de linha sintetizadas pelo inversor empregando o filtro LCLM são mostradas na Figura 103(a). O resultado obtido está de acordo com a teoria apresentada no Capítulo 4, onde a tensão sobre a capacitância

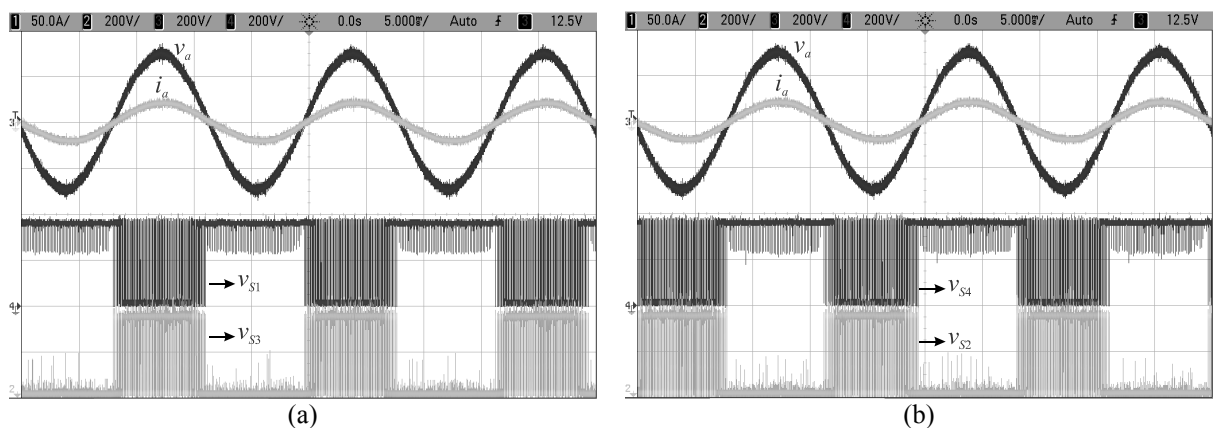


Figura 102 – Resultados experimentais: (a) tensão de bloqueio em S_1 e S_3 (200 V/div); (b) tensão de bloqueio em S_2 e S_4 (200 V/div).

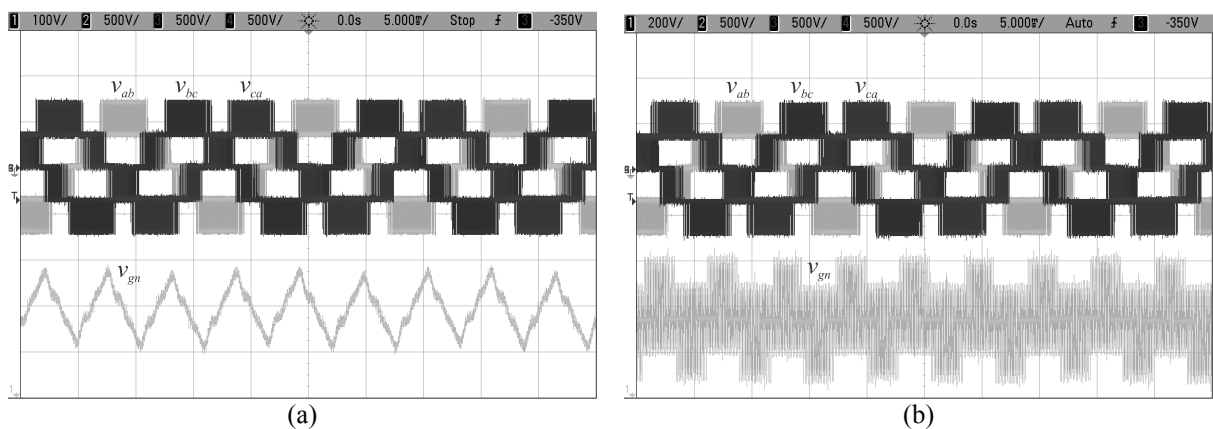


Figura 103 – Tensões de linha de saída do inversor (500 V/div) e tensão sobre a capacitância parasita: (a) filtro LCLM (100 V/div); (b) filtro LCL convencional (200 V/div).

parasita é composta pela parcela em baixa frequência do sinal de modo comum e também por componentes de alta frequência, mas que possuem reduzida amplitude.

Por outro lado, na Figura 103(b), é mostrado o comportamento da tensão sobre a capacitância parasita para um filtro LCL convencional, o qual não possui o ponto comum dos capacitores do filtro LCL conectado ao ponto central do barramento CC. Percebe-se que a tensão sobre a capacitância parasita é composta por componentes de alta frequência e de elevada amplitude, o que implicaria em uma elevada corrente de fuga. Através desta comparação, é possível verificar como o filtro LCLM atua na redução das componentes de alta frequência da tensão sobre a capacitância parasita do sistema fotovoltaico.

A operação com fator de potência 0,9 indutivo ($i_{q,ref} \approx -12,5$ A) é mostrada na Figura 104(a), enquanto que a operação com fator de potência 0,9 capacitivo ($i_{q,ref} \approx 12,5$ A) é mostrada na Figura 104(b). As tensões nos capacitores do barramento CC se mantiveram

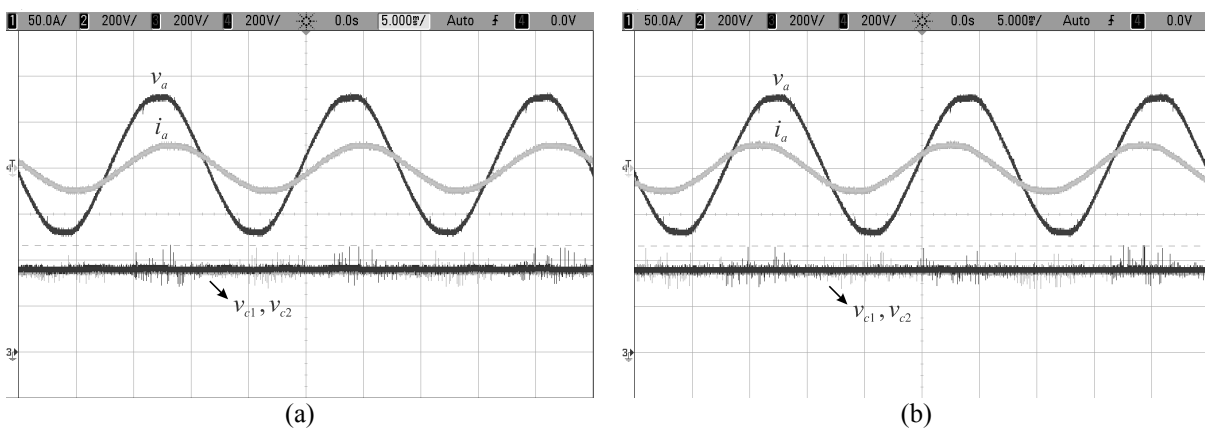


Figura 104 – Tensão na rede (200 V/div), corrente injetada na fase a (50 A/div) e tensões nos capacitores do barramento CC (200 V/div): (a) FP = 0,9 indutivo; (b) FP = 0,9 capacitivo.

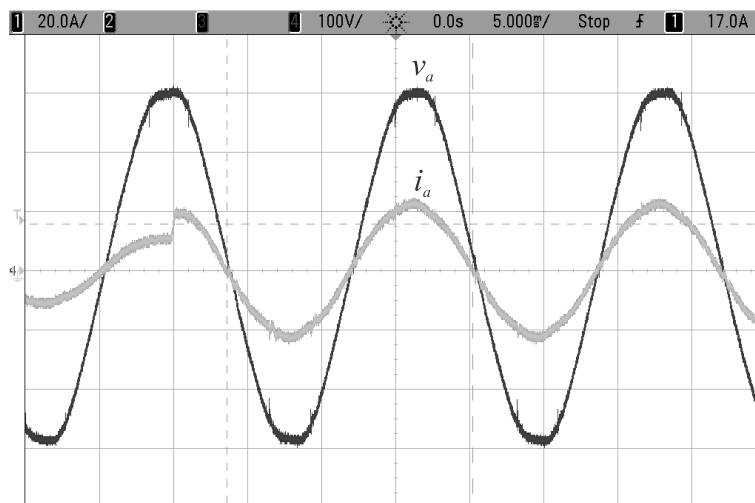


Figura 105 – Tensão na rede (100 V/div) e corrente da fase a (20 A/div) para degrau na corrente de referência de eixo direto (5 kW \rightarrow 10 kW).

equilibradas tanto para fator de potência indutivo ($v_{c1} = 349,7$ V, $v_{c2} = 350,5$ V), quanto para fator de potência capacitivo ($v_{c1} = 350,1$ V, $v_{c2} = 350,8$ V). Portanto, verifica-se que o inversor trifásico opera de forma satisfatória consumindo ou fornecendo potência reativa para a rede.

Os resultados para um degrau na referência de corrente de eixo direto são mostrados na Figura 105 (5 kW \rightarrow 10 kW). Verifica-se que a corrente injetada na rede apresenta uma resposta transitória satisfatória, seguindo a referência de corrente imposta.

6.2.1 Análise da corrente de fuga

A corrente de fuga foi medida para diferentes valores de resistência de amortecimento de modo a validar a análise teórica. Neste sentido, na Figura 106(a), são mostrados os resultados utilizando $R_d = 1$ Ω e, na Figura 106(b), utilizando $R_d = 7,4$ Ω . Em ambas as situações, o modo de alta resolução do osciloscópio foi usado para melhor visualização da corrente de fuga. Para $R_d = 1$ Ω , o valor eficaz obtido para a corrente de fuga foi de 272,6 mA, medido com o equipamento analisador de potência da marca *Yokogawa*, modelo WT1800, o qual possui uma banda passante de 5 MHz. Este nível de corrente satisfaz o limite normativo da IEC 62109-2, o qual é estabelecido em 300 mA para inversores fotovoltaicos que utilizam uma unidade de monitoramento da corrente de fuga. Contudo, utilizando $R_d = 7,4$ Ω este limite é violado, onde foi verificada uma corrente de fuga eficaz de 434,3 mA.

A comparação entre os valores de corrente de fuga eficaz obtidos experimentalmente e os valores teóricos é mostrada na Figura 107, considerando diferentes valores de resistência de amortecimento. Verificou-se que a curva experimental se apresentou mais elevada do que a curva teórica para $L_g = 0$ μ H. Este comportamento se deve pela existência da indutância da rede, a qual tende a elevar os níveis de corrente de fuga eficaz para um mesmo valor de resistência de

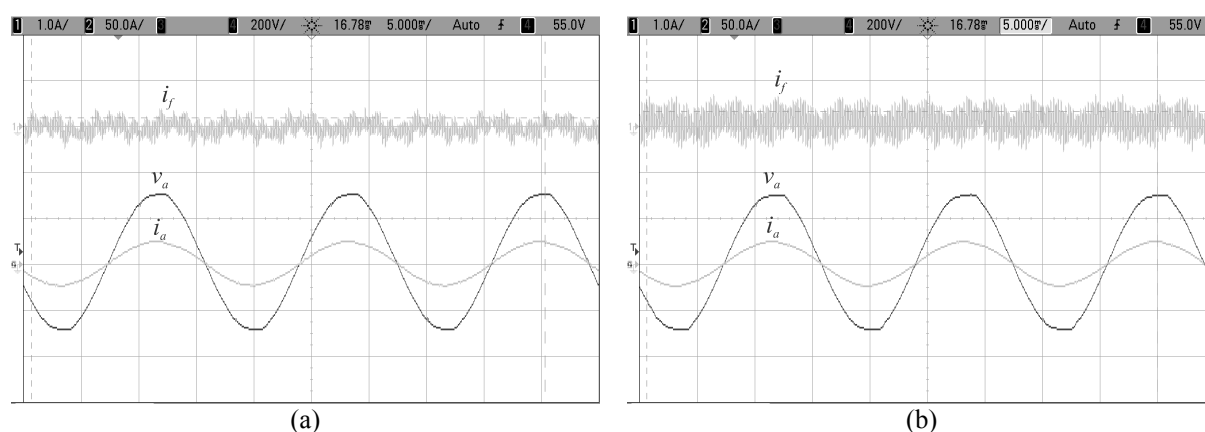


Figura 106 – Resultados para a corrente de fuga (1 A/div), tensão da rede (200 V/div) e corrente na fase a (50 A/div): (a) $R_d = 1$ Ω ; (b) $R_d = 7,4$ Ω .

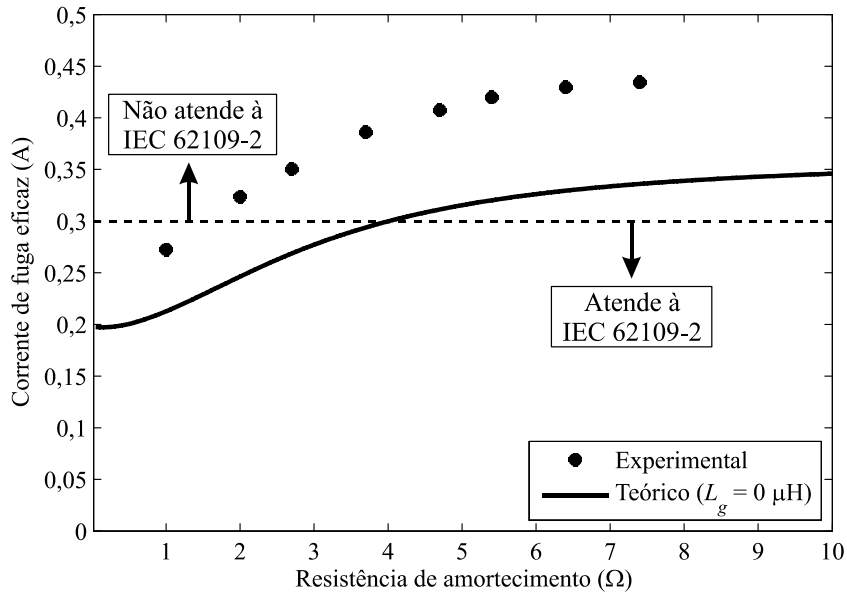


Figura 107 – Comparação entre os resultados teóricos e experimentais para a corrente de fuga eficaz.

amortecimento, assim como mostrado no Capítulo 4. Além disso, dinâmicas não modeladas no circuito equivalente de modo comum também contribuem para esta diferença.

6.2.2 Análise do rendimento

A curva de rendimento do sistema também foi obtida utilizando o equipamento analisador de potência *Yokogawa*, modelo WT1800. Os parâmetros adotados foram os mesmos apresentados anteriormente na Tabela 11, com exceção da resistência de amortecimento, onde foi empregado $R_d = 1 \Omega$. Este valor atende aos requisitos de corrente de fuga e de estabilidade do sistema de controle, desde que a indutância da rede não ultrapasse $200 \mu\text{H}$, conforme foi discutido no Capítulo 5. A referência da corrente do eixo em quadratura foi fixada em zero para obtenção de fator de potência próximo à unidade ($i_{q,ref} = 0$).

A curva de rendimento em função da potência ativa injetada na rede é mostrada na Figura 108. O máximo rendimento global (inversor + filtro) verificado foi de 96,24%, no patamar de 10 kW. Com relação ao rendimento do inversor, obteve-se um valor máximo de 98,43%, também em 10 kW. Pode-se dizer que o rendimento global obtido apresenta comportamento crescente até 10 kW, o que permite afirmar que, acima desta potência, existem pontos em que o rendimento poderá se apresentar maior.

Em decorrência das curvas de rendimento mostradas na Figura 108, as perdas totais, do inversor e do filtro foram calculadas para cada nível de potência injetada na rede, como mostrado na Figura 109. Considerando a potência de 10 kW injetada na rede, as perdas máximas obtidas foram de 390,5 W, das quais 231 W (59,15%) correspondem às perdas no

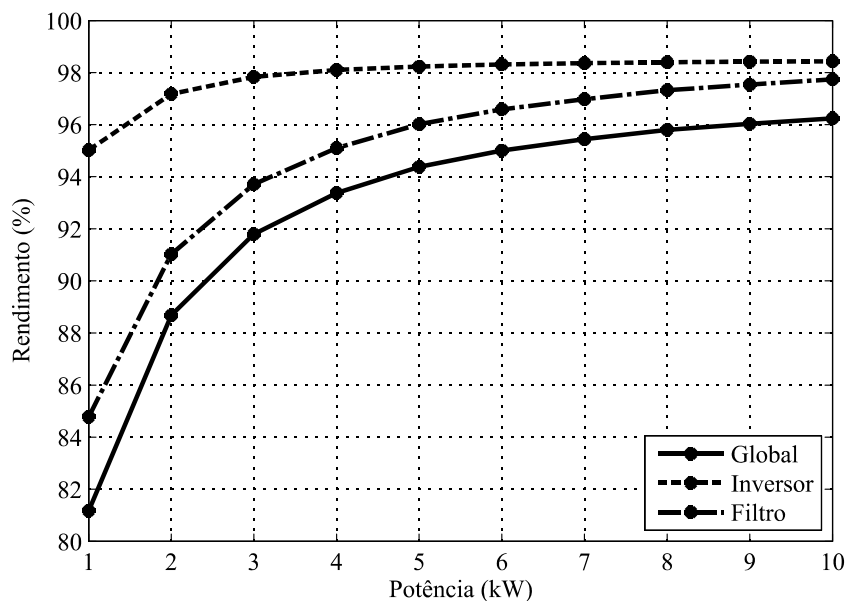


Figura 108 – Curva de rendimento experimental em função da potência ativa injetada na rede.

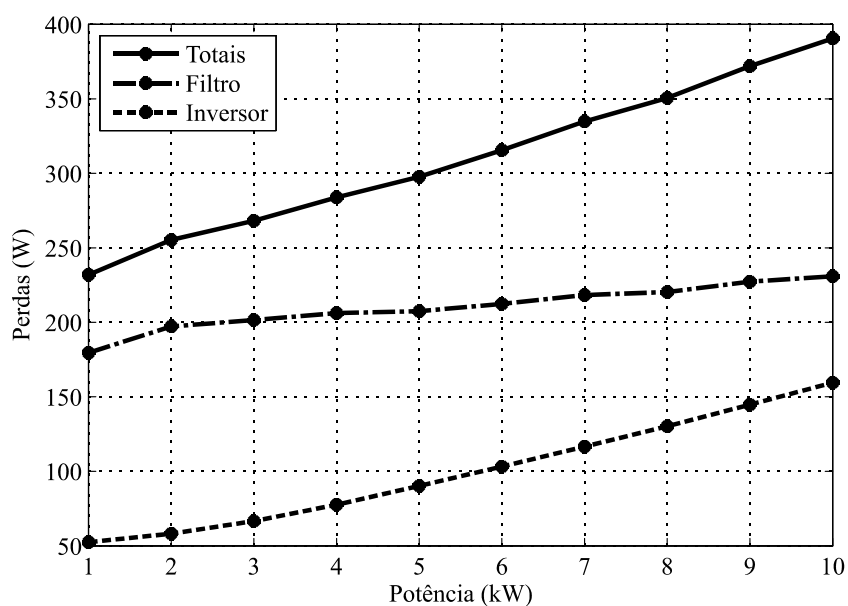


Figura 109 – Perdas obtidas experimentalmente.

filtro e 159,5 W (40,85%) correspondem às perdas no inversor. Salienta-se que, juntamente com as perdas do inversor, encontram-se incluídas as perdas nos capacitores do barramento CC e nos seus respectivos resistores de equalização.

6.2.3 Análise da distorção harmônica total da corrente injetada na rede

A distorção harmônica total da corrente injetada na rede foi avaliada para diferentes níveis de potência ativa injetada na rede, utilizando novamente o analisador de potência da

marca *Yokogawa*, modelo WT1800. O máximo harmônico considerado na medição foi o de ordem 400 (24 kHz). Assim como na avaliação do rendimento do inversor, uma resistência de amortecimento de 1Ω foi utilizada. É importante salientar que os níveis percentuais de THD_i e de harmônicos individuais obtidos devem ser normalizados com relação à componente fundamental de corrente na potência nominal do inversor (25 kW), conforme estabelece a norma NBR 16149.

Neste sentido, a Figura 110 mostra a THD_i da corrente injetada na rede por fase em função da potência ativa processada. Nota-se que os níveis obtidos atendem à norma

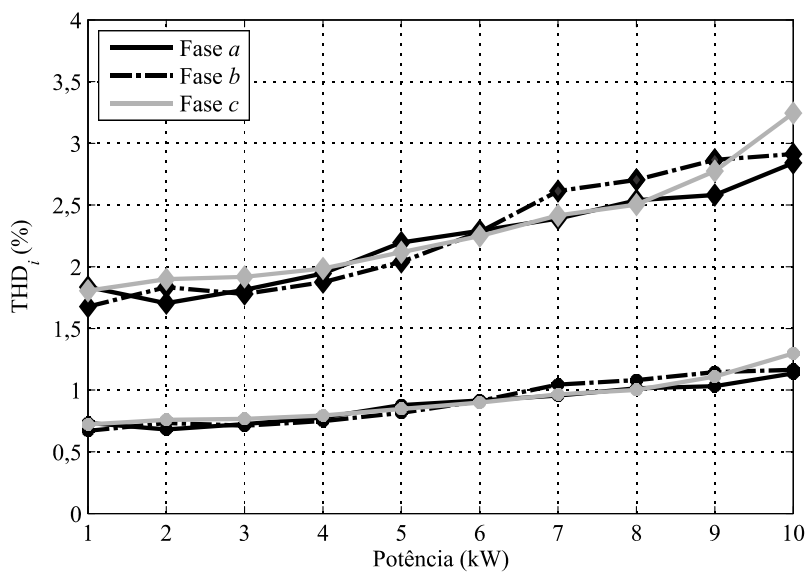


Figura 110 – Distorsão harmônica total da corrente injetada na rede em função da potência ativa (normalizada com relação à componente fundamental em 10 kW (◆) e em 25 kW (●)).

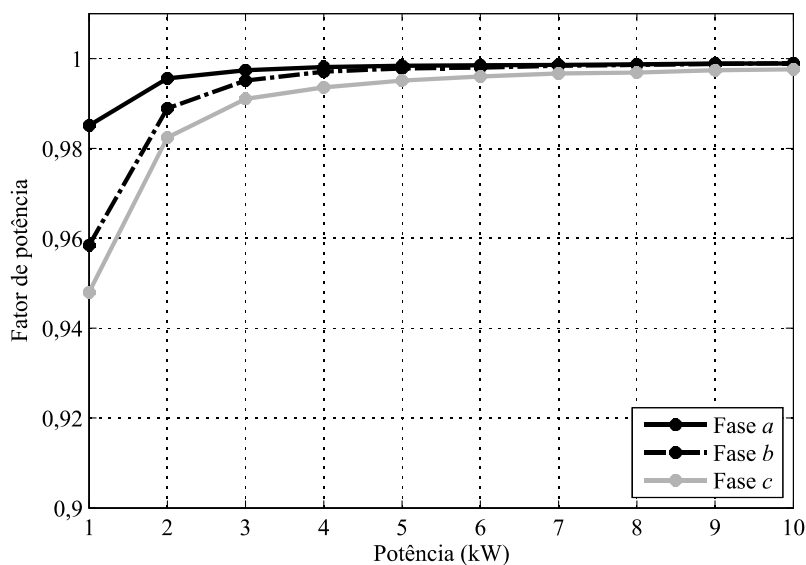


Figura 111 – Fator de potência em função da potência ativa para $i_{q,ref} = 0$.

NBR 16149, a qual limita a THD_i em 5% com relação à componente fundamental na potência nominal do inversor (ABNT, 2013a). Somente a título comparativo, na Figura 110 também é apresentada a THD_i normalizada com relação à corrente fundamental na potência de 10 kW, que, por sua vez, foi a máxima potência processada experimentalmente pelo inversor. Neste caso, verifica-se que os níveis de distorção harmônica também se encontram abaixo do limite de 5%.

O comportamento do fator de potência em função da potência ativa injetada na rede é mostrado na Figura 111, onde foi adotado $i_{q,ref} = 0$. Conforme a potência processada pelo inversor foi aumentando, o fator de potência para as três fases apresentou um comportamento crescente, chegando ao patamar de 0,999 para 10 kW. Verificou-se, inclusive, que o fator de potência se situou acima de 0,99 a partir de 3 kW.

A NBR 16149 também apresenta limites individuais para os harmônicos de corrente injetadas na rede, estipulando diferentes percentuais em função da ordem do harmônico e da sua paridade (par ou ímpar). Para tanto, a avaliação individual dos harmônicos também foi

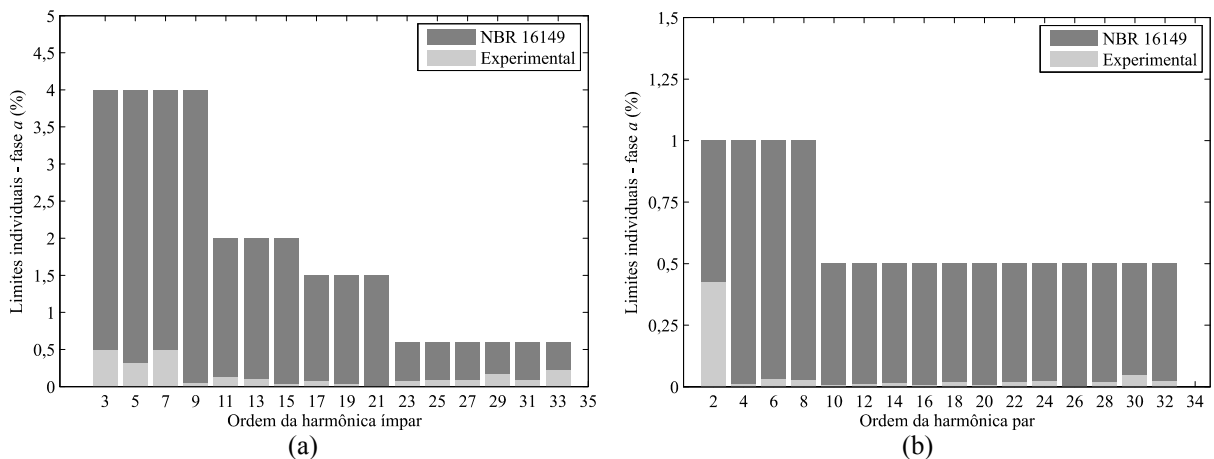


Figura 112 – Limites individuais de harmônicos para a fase *a* em 10 kW: (a) ímpares; (b) pares.

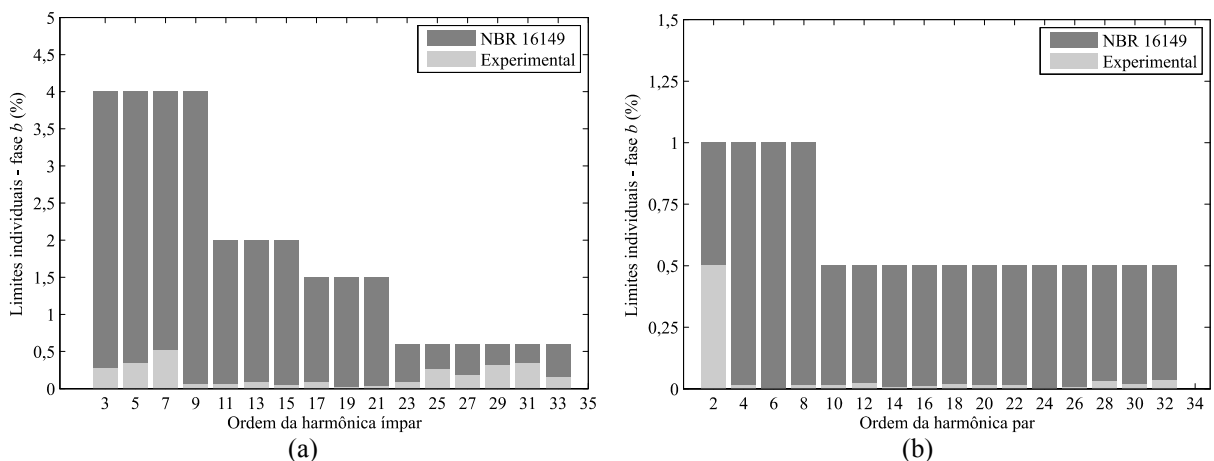


Figura 113 – Limites individuais de harmônicos para a fase *b* em 10 kW: (a) ímpares; (b) pares.

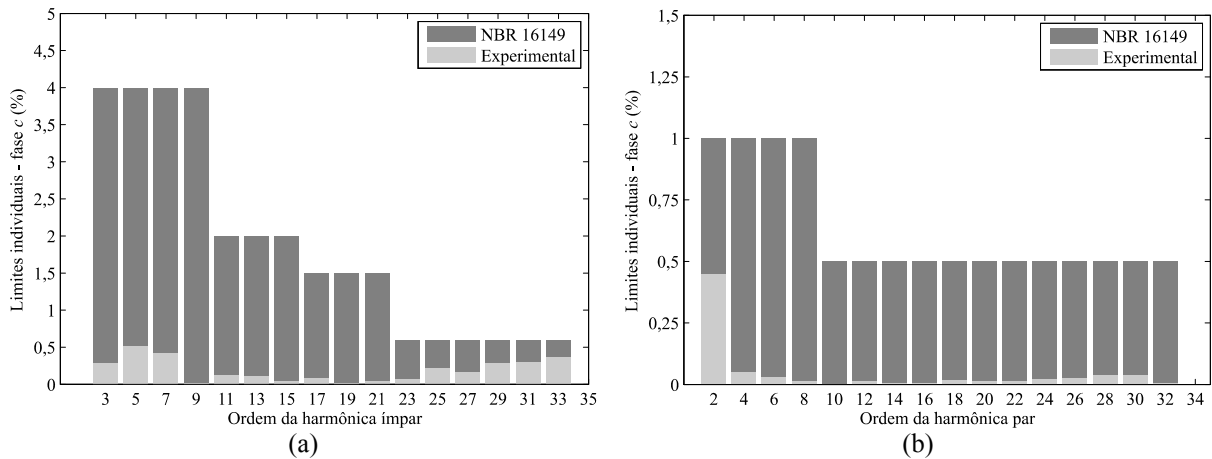


Figura 114 – Limites individuais de harmônicos para a fase c em 10 kW: (a) ímpares; (b) pares.

verificada experimentalmente, onde os resultados são mostrados na Figura 112 para a fase a , na Figura 113 para a fase b e na Figura 114 para a fase c , considerando uma potência de 10 kW. Verifica-se que, para todas as fases, tanto os harmônicos ímpares quanto os harmônicos pares ficam abaixo dos limites estipulados na norma.

6.3 Considerações finais

Este capítulo apresentou os resultados experimentais do inversor NPC trifásico não isolado conectado à rede. Devido à limitação de potência das fontes CC disponíveis no laboratório, os resultados foram obtidos para uma potência de até 10 kW. Durante a etapa experimental verificou-se a necessidade da utilização de malhas de controle adicionais para rejeitar os distúrbios de baixa frequência presentes nas tensões da rede, mais especificamente os componentes harmônicos de 5ª e 7ª ordem. Logo, as distorções nas correntes injetadas na rede apresentaram uma visível redução após a adição de dois sistemas de controle implementados em coordenadas síncronas múltiplas da fundamental ($-5\omega_1$ e $7\omega_1$), resultando em uma THD_i máxima de 1,3% (em 10 kW), normalizada com relação à potência nominal do inversor (25 kW).

A operação do inversor trifásico foi verificada para diferentes valores de fator de potência (variando $i_{q,ref}$) e também mediante aplicação de degrau de corrente (5 kW \rightarrow 10 kW), onde o desempenho obtido foi considerado satisfatório. Uma comparação com relação à tensão sobre a capacitância parasita foi realizada para o filtro LCLM e para o filtro LCL convencional. Foi mostrado que, no filtro LCL convencional, a tensão produzida sobre a capacitância parasita possui componentes de elevada amplitude e frequência, o que

pode vir a causar uma elevada corrente de fuga. Em seguida, foram apresentados os resultados experimentais com relação aos níveis de corrente de fuga para diferentes valores de resistência de amortecimento, onde a teoria apresentada no decorrer do trabalho foi validada.

O rendimento global máximo obtido foi de 96,24%, caracterizando um total de 390,5 W de perdas para uma potência injetada na rede de 10 kW. O rendimento do inversor se apresentou ainda maior, chegando ao nível de 98,43% também para 10 kW. Ambas as curvas de rendimento apresentadas (global e inversor) possuem comportamento crescente até o patamar de 10 kW, o que indica que ainda pode-se obter um rendimento mais elevado para valores superiores de potência. Por fim, a distorção harmônica total da corrente injetada na rede foi avaliada para diferentes níveis de potência, onde se verificou o cumprimento às normas nacionais vigentes. Da mesma forma, os níveis individuais de harmônicos também se situaram abaixo dos limites normativos.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Inversores fotovoltaicos não isolados conectados à rede apresentam um elevado rendimento devido à ausência do transformador, que, por sua vez, é um elemento que possui um elevado peso, volume e custo, dependendo da sua frequência de operação. Por outro lado, a retirada da isolamento galvânica entre o sistema fotovoltaico e a rede elétrica pode causar problemas de segurança pessoal, além de formar um caminho para a circulação de correntes de fuga. Neste sentido, o objetivo principal desta Dissertação de Mestrado foi desenvolver um inversor fotovoltaico trifásico não isolado conectado à rede elétrica, que apresentasse elevado rendimento e que cumprisse as normas relativas à corrente de fuga e ao nível de distorção harmônica da corrente injetada na rede.

No decorrer do Capítulo 2, alguns aspectos relacionados à geração e à mitigação da corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos trifásicos não isolados conectados à rede foram apresentados. Evidenciou-se que a geração da corrente de fuga está diretamente relacionada com a tensão de modo comum do inversor. A partir disto, uma solução direta é a eliminação/redução das variações de alta frequência da tensão de modo comum, utilizando para isto técnicas de modulação não convencionais. Por outro lado, tais técnicas requerem a utilização de uma quantidade reduzida de vetores de comutação, o que acaba limitando a capacidade de síntese de tensão do inversor. Outra possível alternativa apresentada para a redução da corrente de fuga foi a utilização do quarto fio, onde a tensão sobre a capacitância parasita é mantida praticamente constante e igual à metade da tensão do barramento CC. No entanto, a capacidade de síntese de tensão do inversor também é comprometida, além de que a impedância do quarto fio deve ser minimizada. A mudança na forma de conexão do filtro passivo também se apresenta como uma opção para a redução da corrente de fuga. Foi mostrado que o filtro LCLM proporciona um caminho de menor impedância para a corrente de fuga, reduzindo sua circulação pela rede. No entanto, o projeto de seus elementos deve ser realizado de forma a reduzir a corrente de fuga sem causar problemas de instabilidade na conexão com a rede.

A partir dos métodos de redução da corrente de fuga apresentados e da análise de algumas topologias de inversores fotovoltaicos, o inversor NPC trifásico conectado à rede através de um filtro passivo LCLM foi escolhido para implementação. Critérios como um elevado rendimento e qualidade da tensão gerada foram levados em consideração para esta escolha. A utilização do filtro passivo LCLM para a redução da corrente de fuga se deu pelo fato de que se evita a subutilização do barramento CC e nenhuma modificação topológica é

necessária. Assim, no Capítulo 3 foram determinadas as especificações do inversor trifásico com base na análise da temperatura ambiente e da irradiação solar de dois sistemas fotovoltaicos distintos. Neste mesmo capítulo, também foi apresentada a estratégia de modulação do inversor, onde se optou pela modulação por abordagem geométrica, uma vez que apresenta facilidade de implementação e permite maximizar a utilização da tensão do barramento CC na região linear de operação. Em síntese, os sinais modulantes são obtidos a partir das tensões de linha desejadas e da definição de um sinal de modo comum.

Em seguida, no Capítulo 4, foi apresentado o projeto dos componentes do filtro passivo LCLM e do seu esquema de amortecimento passivo. A indutância de saída do inversor (L_1) foi projetada para limitar a ondulação de corrente na saída do inversor em um determinado percentual em relação ao pico da corrente nominal. Para tanto, foi necessária a dedução do comportamento da ondulação de corrente em um período da rede. A partir desta análise, evidenciou-se que o inversor NPC com filtro passivo LCLM possui aproximadamente o dobro da ondulação de corrente com relação ao mesmo inversor utilizando um filtro LCL convencional, considerando-se os mesmos parâmetros de tensão do barramento CC, indutância e frequência de comutação. A capacitância total do filtro LCLM (C_f) foi definida de modo que a potência reativa por ela absorvida seja em torno de 5% da potência nominal do inversor na frequência fundamental. Foi também mostrado que, no caso do filtro LCLM, a definição de C_f também está ligada à redução da corrente de fuga do sistema fotovoltaico, uma vez que esta capacitância gera um caminho de menor impedância para as componentes de alta frequência. Uma vez definidos L_1 e C_f , a indutância L_2 foi obtida a partir da relação entre frequência de ressonância do filtro e distorção harmônica total de corrente, utilizando, para tal, os espectros dos sinais modulantes e da tensão de modo comum, além das funções de transferência do filtro LCLM.

Ainda no Capítulo 4, o projeto de um amortecimento passivo para a atenuação do pico de ressonância do filtro LCLM foi realizado. O esquema de amortecimento utilizado se caracteriza por apresentar reduzidas perdas e por preservar a atenuação em alta frequência do filtro não amortecido. Através do circuito equivalente de modo comum, foi mostrado que a escolha da resistência de amortecimento afeta o comportamento da corrente de fuga, uma vez que altera a impedância do ramo capacitivo do filtro responsável pela atenuação das componentes de alta frequência. Baseado nisto, uma faixa para a resistência de amortecimento foi obtida a partir de uma avaliação da corrente de fuga e da estabilidade da malha de corrente. O valor máximo de R_d foi determinado pelo limite normativo para a corrente de fuga estabelecido na IEC 62109-2, enquanto que o valor mínimo foi definido com base na margem

de ganho da malha de corrente. Em seguida, o impacto da indutância da rede no procedimento de projeto do amortecimento passivo também foi avaliado, uma vez que a sua inclusão modifica os limites para a resistência de amortecimento. Foi verificado que para certos valores de indutância da rede não é possível obter um valor de R_d que atenda a norma de corrente de fuga e que garanta a estabilidade do sistema de controle. Neste caso, uma alternativa é modificar os parâmetros do controlador de forma a possibilitar a diminuição do valor de $R_{d,min}$. Entretanto, o desempenho do sistema de controle tende a ser prejudicado devido à redução da banda passante. Da mesma forma, para alguns valores de indutância, a corrente de fuga permaneceu acima do limite da norma independente do valor de R_d . Neste caso, o reprojeto do filtro LCLM pode ser realizado, onde uma possibilidade é o aumento da capacitância do filtro (C_f).

A modelagem do inversor NPC trifásico conectado à rede com filtro LCLM e o projeto das malhas de controle foram realizados no Capítulo 5. A estratégia de controle em coordenadas síncronas foi adotada, uma vez que proporciona o controle independente das potências ativa e reativa injetadas na rede. Em síntese, o sistema de controle utilizado é composto por uma malha de regulação da tensão do barramento CC e por duas malhas de corrente, as quais são responsáveis pela injeção de potência na rede. Foi incluída também uma malha de controle para o balanço das tensões dos capacitores do barramento CC, a qual utiliza uma variável de ponderação do sinal de modo comum como ação de controle para realizar a equalização das tensões. De modo a possibilitar o projeto destas malhas de controle, os modelos do lado CC, do lado CA e da malha de balanço foram deduzidos e validados. Os controladores foram projetados com base nos métodos clássicos de resposta em frequência. Através de uma análise da variação paramétrica da indutância da rede, foi determinada uma faixa de indutâncias em que a malha de corrente se mantém estável, considerando, neste caso, o controlador previamente projetado. Ao final do Capítulo 5, foram apresentados alguns resultados de simulação que comprovaram o desempenho satisfatório das malhas de controle projetadas.

Por fim, no Capítulo 6, foram mostrados os principais resultados experimentais obtidos para o inversor NPC trifásico não isolado conectado à rede com o intuito de validar a teoria apresentada no decorrer desta Dissertação de Mestrado. Nesta etapa, foi evidenciada a necessidade da utilização de malhas de controle adicionais para rejeitar alguns componentes harmônicos presentes nas tensões da rede, que, por sua vez, provocavam a distorção das correntes injetadas na rede. Este efeito indesejado foi reduzido com a adição de dois sistemas

de controle em coordenadas síncronas múltiplas da fundamental ($-5\omega_1$ e $7\omega_1$). Feito isso, a operação do inversor trifásico foi verificada para diferentes valores de fator de potência e também mediante aplicação de degrau de corrente, onde o desempenho obtido foi considerado satisfatório. Os resultados experimentais relativos aos níveis de corrente de fuga também foram apresentados, onde foi possível verificar a influência da resistência de amortecimento no valor eficaz da corrente de fuga. A corrente de fuga obtida experimentalmente condiz com os valores teóricos, onde também se comprovou que a indutância da rede tende a elevar os níveis de corrente de fuga para um mesmo valor de resistência de amortecimento.

No que diz respeito ao rendimento, o sistema de conversão de energia apresentou um rendimento global máximo de 96,24% para uma potência ativa injetada na rede de 10 kW. Como esperado, o rendimento do inversor se apresentou ainda maior, chegando ao nível de 98,43%, também para 10 kW. Da totalidade das perdas em 10 kW, 59,15% correspondem às perdas no filtro LCLM e 40,85% correspondem às perdas no inversor. É importante salientar que ambas as curvas de rendimento apresentadas (global e inversor) possuem comportamento crescente até o patamar de 10 kW, o que indica que ainda pode-se obter um rendimento mais elevado para valores superiores de potência. A máxima distorção harmônica total da corrente injetada na rede verificada foi de 1,3% (em 10 kW), normalizada com relação à componente fundamental de corrente na potência nominal do inversor (25 kW). Além disso, os limites individuais de harmônicos obtidos experimentalmente também se situaram abaixo dos limites da norma NBR 16149.

Portanto, a principal contribuição desta Dissertação de Mestrado diz respeito ao projeto do amortecimento passivo do filtro LCLM objetivando a redução da corrente de fuga do sistema fotovoltaico, uma vez que não foram encontrados trabalhos relativos ao tema na literatura. A metodologia proposta pode ser estendida para diferentes esquemas de amortecimento aplicados ao filtro LCLM, bem como para outras topologias de inversores fotovoltaicos não isolados.

7.1 Propostas para trabalhos futuros

No decorrer deste trabalho, foram identificadas algumas oportunidades de trabalhos futuros visando o melhoramento e/ou o complemento das atividades realizadas. Algumas possibilidades de trabalhos futuros são descritas a seguir:

- Desenvolvimento ou aquisição de uma fonte CC compatível com a potência do inversor implementado, o que permitiria a comprovação do seu desempenho operando na potência nominal;
- Análise, projeto e implementação de outras técnicas de controle destinadas à rejeição dos distúrbios nas correntes injetadas na rede, os quais são ocasionados por harmônicos nas tensões da rede. Aliado a isto, um estudo da utilização de controladores robustos à variação paramétrica da indutância da rede e que proporcionem uma elevada banda passante ao sistema de controle;
- Realização de uma nova análise da estabilidade da malha de corrente após a inclusão dos sistemas de controle em coordenadas síncronas múltiplas da fundamental ($-5\omega_1$ e $7\omega_1$). Por consequência, verificar seu impacto na definição de $R_{d,min}$;
- Análise e desenvolvimento de uma estratégia híbrida para a redução da corrente de fuga, na qual o filtro LCLM é utilizado em conjunto com alguma técnica de modulação destinada à redução das variações de alta frequência da tensão de modo comum do inversor trifásico;
- Incremento do rendimento global do sistema de conversão de energia a partir de um projeto físico otimizado dos indutores do filtro LCLM;
- No que diz respeito à modulação geométrica, realizar uma análise do impacto da escolha do sinal de modo comum sobre a corrente de fuga do sistema fotovoltaico;
- Análise do impacto da utilização de amortecimento ativo do filtro LCLM na corrente de fuga do sistema fotovoltaico;
- Projeto de um estágio de entrada (conversor CC-CC) com o intuito de elevar a tensão do arranjo fotovoltaico e possibilitar a extração da máxima potência deste sistema em situações de sombreamento parcial.

7.2 Artigos relacionados ao trabalho

(Publicado) Giacomini, J. C.; Michels, L.; Schuch, L.; Pinheiro, H.; Rech, C. Design of a LCL Filter for Leakage Current Reduction in Transformerless PV Grid-connected Three-level Inverter. The 30th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Março 2015.

(Aceito para publicação) Giacomini, J. C.; Michels, L.; Schuch, L.; Pinheiro, H.; Rech, C. Impact of Common Mode Signal Injection on Leakage Current of a Transformerless PV Grid-connected Inverter. The 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Junho 2015.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. NBR 5410 - Instalações elétricas de baixa tensão. Rio de Janeiro, 2004.

_____. NBR 16149 - Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. Rio de Janeiro, 2013a.

_____. NBR 16150 - Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição - Procedimento de ensaio de conformidade. Rio de Janeiro, 2013b.

AHMED, K. H. et al. Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation. *Compatibility in Power Electronics*, 2007.

ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição, 2012a.

_____. Resolução normativa nº 482, 2012b.

_____. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, 2015.

ARAUJO, S. V. et al. LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines. *7th International Conference on Power Electronics*, 2007.

ARB, J.; HANTSCHER, J. System for using and storing electrical energy from different types of energy. WO 2013/083521 2013.

BARBI, I. Teoria Fundamental do Motor de Indução. Edição do autor, 1985.

BORGONOVO, D. Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos empregando a Transformação de Park. 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

BRADASCHIA, F. et al. Modulation for Three-Phase Transformerless Z-Source Inverter to Reduce Leakage Currents in Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 12, p. 5385-5395, 2011.

BREMICKER, S. et al. Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic source of direct current voltage, into an alternating current voltage. US 20050286281 2005.

BURGER, B.; KRANZER, D. Extreme high efficiency PV-power converters. *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital Control in Power Electronics. Morgan & Claypool, 2006.

BUSQUETS-MONGE, S. et al. The nearest three virtual space vector PWM - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 2, n. 1, p. 11-15, 2004.

CACCIATO, M. et al. Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 2, p. 469-476, 1999.

CALAIS, M. et al. Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems *Solar Energy*, v. 66, p. 325-335, Aug. 1999.

CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. *IET Generation, Transmission & Distribution*, v. 2, n. 4, p. 542-555, 2008.

CAVALCANTI, M. C. et al. Eliminating Leakage Currents in Neutral Point Clamped Inverters for Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 1, p. 435-443, 2012.

CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 12, p. 4106-4114, 2010.

DA SILVA, E. R. C. et al. Pulsewidth Modulation Strategies. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 5, n. 2, p. 37-45, 2011. ISSN 1932-4529.

DANNEHL, J. et al. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 380-388, 2009.

DE OLIVEIRA, A. S., JR. et al. A hybrid PWM strategy for multilevel voltage source inverters. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004.

DONG, D. Ac-dc Bus-interface Bi-directional Converters in Renewable Energy Systems. 2012. Ph.D. dissertation (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering). Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2012.

DONG, D. et al. Leakage Current Reduction in a Single-Phase Bidirectional AC-DC Full-Bridge Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 10, p. 4281-4291, 2012.

EIA. International Energy Statistics. 2015. Disponível em: <<http://www.eia.gov/cfapps/ipdbproject/IEDIndex3.cfm?tid=2&pid=2&aid=2>>. Acesso em: 27 de Janeiro de 2015.

EPE. Balanço Energético Nacional 2014: Ano base 2013. Rio de Janeiro. 2014

EPIA. Global Market Outlook for Photovoltaics 2014-2018. Bruxelas. 2014

FALK, A. Three Phase Inverter. US 2009/0244936 2009.

FARIAS, A. M. D. Técnicas de Modulação para Inversores Fotovoltaicos sem Transformador Conectados à Rede Elétrica. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2011.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, p. 457-465, 1976.

GONZALEZ, R. et al. Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 7, p. 2694-2702, 2008.

GONZALEZ, R. et al. High-Efficiency Transformerless Single-phase Photovoltaic Inverter. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.

GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. Generalized PWM approach for DC capacitors voltage balancing in diode-clamped multilevel converters. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009.

GUBÍA, E. et al. Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, v. 15, n. 7, p. 629-650, Nov. 2007.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice. IEEE Press/John Wiley, 2003.

HUAFENG, X.; SHAOJUN, X. Leakage Current Analytical Model and Application in Single-Phase Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 52, n. 4, p. 902-913, 2010.

IEA. Key World Energy Statistics. Paris. 2014a

_____. Medium-term Renewable Energy Market Report 2014. Madri. 2014b

IEC. IEC 62109-2 - Safety for power converters for use in photovoltaic power systems. Part 2: Particular requirements for inverters. Geneva: IEC 2011.

JALILI, K.; BERNET, S. Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 5, p. 1674-1689, 2009.

KANGLE, R. et al. Optimized design of filter for transformerless three-level photovoltaic grid-connected inverter. IEEE Region 10 Conference, 2013.

KEREKES, T. et al. Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 9, p. 2202-2211, 2009.

KEREKES, T. et al. Transformerless Photovoltaic Inverters Connected to the Grid. Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, 2007.

KEREKES, T. et al. Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008.

KNAUP, P. Inverter. US 2009/0003024 2009.

LISERRE, M. et al. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281-1291, 2005.

LOPEZ, O. et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007.

LOPEZ, O. et al. Leakage current evaluation of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid. Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, 2007.

LUQUE, A.; HEGEDUS, S. Handbook of Photovoltaic Science and Engineering. 2. ed. Madri: Wiley, 2011.

MARANGONI, F. Inversores Monofásicos para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2012.

MASSING, J. R. Controle Adaptativo de Corrente aplicado a Conversores Estáticos Conectados à Rede Elétrica. 2013. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

MICHELS, L. et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM. *Revista Controle & Automação*, v. 16, n. 2, 2005.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A General Unified Approach to Modeling Switch-Converter Power Stages. *International Journal of Electronics*, v. 42, p. 521-550, 1977.

MYRZIK, J. M. A.; CALAIS, M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, 2003, 23-26 June 2003. p.8 pp. Vol.2.

NABAE, A. et al. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-17, n. 5, p. 518-523, 1981.

OGATA, K. Discrete-Time Control Systems. Prentice Hall, 1994.

_____. Engenharia de Controle Moderno. Pearson, 2010.

PATEL, H. S.; HOFT, R. G. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-9, n. 3, p. 310-317, 1973.

PINHEIRO, H. et al. Modulação Space Vector para Inversores Alimentados em Tensão: uma Abordagem Unificada. *Revista Controle & Automação*, v. 16, n. 1, 2005.

POU, J. et al. Fast-Processing Modulation Strategy for the Neutral-Point-Clamped Converter With Total Elimination of Low-Frequency Voltage Oscillations in the Neutral Point. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, p. 2288-2294, 2007.

RENDUSARA, D. A.; ENJETI, P. N. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 6, p. 1135-1143, 1998.

RODRIGUEZ, P. et al. Constant common mode voltage modulation strategy for the FB10 power converter. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011.

RYAN, M. J. et al. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, p. 1183-1191, 1999.

SCHMIDT, H.; BURGER, B. Inverter Arrangement for Feeding Photovoltaically Generated Power into a Public Network. WO 2009/098093 2009.

SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. W. Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 2, p. 899-907, 2013.

STAUDT, I. Application Note 11001. 3L NPC & TNPC Topology: Semikron 2012.

SUAN, F. T. K. et al. Modeling, analysis and control of various types of transformerless grid connected PV inverters. IEEE First Conference on Clean Energy and Technology (CET), 2011.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 4, n. 1, p. 89-98, 2013.

TAMIZHMANI, G. et al. Photovoltaic Module Thermal / Wind Performance: Long -Term Monitoring and Model Development For Energy Rating. NCPV and Solar Program Review Meeting 2003.

TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750-762, 2006.

TEODORESCU, R. et al. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. John Wiley & Sons, 2010.

UN, E.; HAVA, A. M. Performance analysis and comparison of reduced common mode voltage PWM and standard PWM techniques for three-phase voltage source inverters. Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006.

VAZQUEZ, G. et al. A photovoltaic three-phase topology to reduce Common Mode Voltage. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2010.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações. São Paulo: Érica, 2012.

VILLALVA, M. G. et al. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198-1208, 2009.

WANG, T. C. Y. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, 2003.

WEIMIN, W. et al. A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4339-4350, 2013.

WU, R. et al. Analysis of a PWM AC to DC voltage source converter under the predicted current control with a fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 4, p. 756-764, 1991.

XIANWEN, B. et al. Simplified Feedback Linearization Control of Three-Phase Photovoltaic Inverter With an LCL Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2739-2752, 2013.

YEN-SHIN, L. et al. Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects-part II: applications to IM drives with diode front end. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 6, p. 1613-1620, 2004.

YONGQIANG, L. et al. A Novel Design Method of LCL Type Utility Interface for Three-Phase Voltage Source Rectifier. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005.

ZANIN, A. SKIM IGBT Modules. Mounting Instructions: Semikron 2014.

APÊNDICE A – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

Na Figura 115, é representada uma visão geral do protótipo desenvolvido. As dimensões físicas aproximadas do protótipo são as seguintes: 85 cm de largura, 65 cm de profundidade e 36 cm de altura. A montagem pode ser subdividida em três partes principais: inversor, filtro de saída e interface de conexão com a rede. Nos itens a seguir, são resumidas as principais partes constituintes do protótipo.

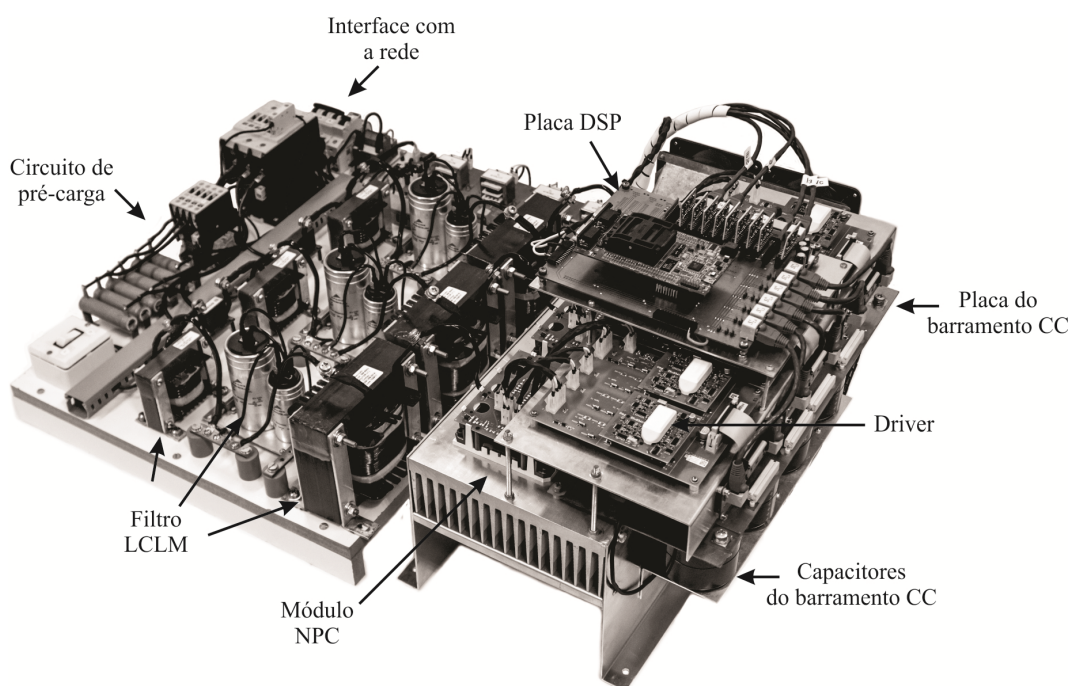


Figura 115 – Visão geral do protótipo desenvolvido.

- **Dissipador e sistema de ventilação:** No projeto térmico do sistema, considerou-se uma temperatura ambiente máxima de 60°C (supondo que o inversor poderá ser alojado dentro de um gabinete) e uma temperatura máxima de junção de 120°C (aproximadamente 70% da temperatura máxima de junção dos semicondutores). A partir destas condições e das perdas estimadas, uma resistência térmica de 0,141 °C/W foi requerida para o dissipador, a qual foi obtida utilizando o dissipador modelo HS21575 (HS dissipadores), com dimensões físicas de 21,5x7,5x50 cm e empregando ainda dois *coolers* para ventilação forçada;
- **Placa do barramento CC:** foi utilizada uma placa de fibra de vidro (1,6 mm @ 1 oz) dupla face que abriga as camadas do terminal negativo e positivo do barramento CC, além do ponto central. Seis capacitores de polipropileno (C_{a1} ,

C_{a2} , C_{b1} , C_{b2} , C_{c1} , C_{c2}) de 1 $\mu\text{F}/1000\text{ V}$ modelo B32656, encontram-se soldados nesta placa, conectados entre o terminal positivo/negativo e o ponto central. Além disso, o barramento CC é composto por quatro capacitores eletrolíticos de 4700 $\mu\text{F}/400\text{ V}$ (C_1 , C_2 , C_3 , C_4), modelo B43876-S9478-M da EPCOS, sendo estes devidamente parafusados na placa. Em paralelo com cada um, foi inserido um resistor de 22 $\text{k}\Omega/10\text{ W}$ para auxiliar na equalização das tensões. A conexão destes elementos encontra-se ilustrada no esquemático da Figura 116.

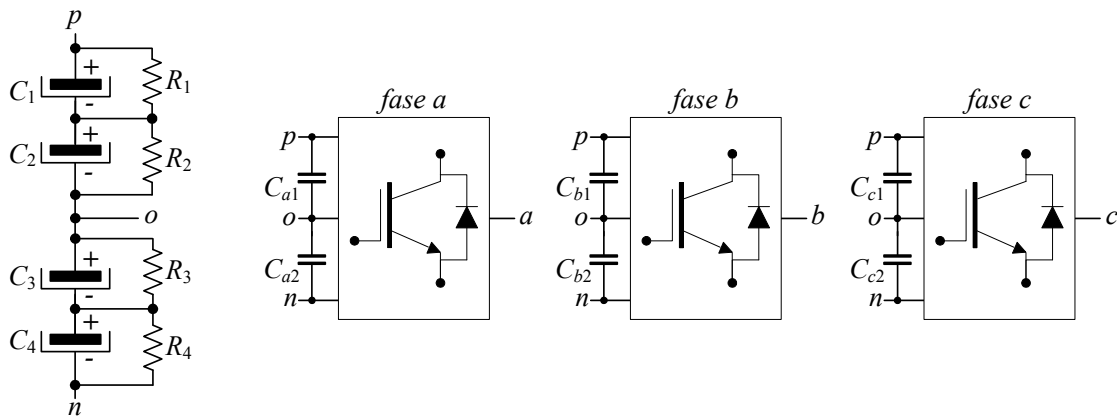


Figura 116 – Conexão dos capacitores e resistores que compõem o barramento CC.

- **Módulos NPC:** com relação aos semicondutores, foram utilizados três módulos NPC da *Semikron*, modelo SKiM301MLI12E4, cujo aspecto físico é mostrado na Figura 117. Estes módulos utilizam a tecnologia de encapsulamento SKiM 4, a qual não utiliza a placa base (*base plate*), o que proporciona uma maior vida útil e a inexistência da resistência térmica junção-cápsula (ZANIN, 2014). Cada módulo possui um braço NPC monofásico completo (quatro IGBT's e dois diodos de grampeamento). Os semicondutores suportam uma tensão de bloqueio de 1200 V e uma corrente nominal de 300 A. Os módulos são parafusados no dissipador e a sua conexão com o barramento CC é realizada através de cabos individuais;

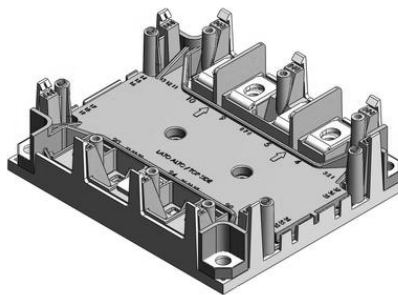


Figura 117 – Aspecto físico do módulo NPC SKiM301MLI12E4, da *Semikron*.

- Drivers e sistema de acionamento:** para o acionamento dos módulos NPC foram utilizados os drivers da *Semikron*, modelo SKYPER 32 PRO, mostrado na Figura 118. Estes dispositivos podem ser utilizados no acionamento de IGBT's de até 1200 V com frequência de comutação de até 50 kHz. Este driver possui um tempo de propagação do sinal de aproximadamente 1,2 μ s, proteção contra curto-circuito e gerenciamento de falhas. Cada módulo SKiM301MLI12E4 necessita de dois drivers para o acionamento de suas chaves. Neste sentido, os drivers são alojados em uma placa de adaptação (*Board MLI SKYPER 32 PRO R*), mostrada na Figura 119. Na parte superior do módulo IGBT, é encaixada uma placa de contatos (*PCB Adapter Board*) para a conexão dos cabos de saída da placa de adaptação (sinais de acionamento) ao módulo IGBT, conforme mostra também a Figura 119. Ambas as placas são fabricadas e fornecidas pela *Semikron*. A placa de adaptação proporciona também uma proteção de sobretemperatura para o módulo IGBT, retornando um sinal de erro caso a temperatura ultrapasse um determinado valor;



Figura 118 – Aspecto físico driver SKYPER 32 PRO, da *Semikron*.

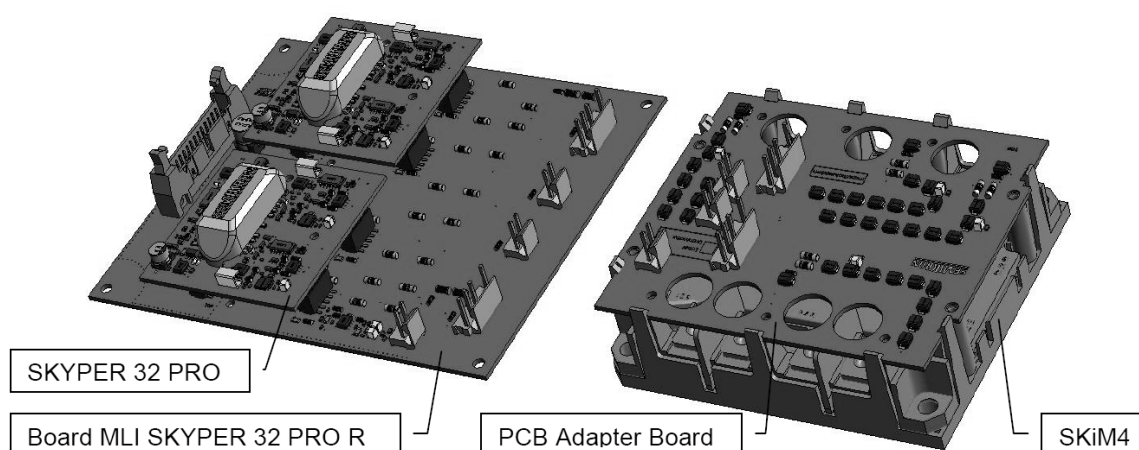


Figura 119 – Ilustração da placa de adaptação e da placa de contatos para o acionamento do módulo IGBT.

- Placa de controle:** a placa de controle aloja o processador digital de sinais, modelo TMS320F28335, da *Texas Instruments*. Todo o sistema de controle e

gerenciamento do inversor é realizado pelo DSP, incluindo o tratamento do sinal de erro enviado pelos drivers. Esta placa faz também a conexão com os circuitos de medição e com a placa de adaptação. Os sinais de acionamento das chaves são enviados através de cabos de rede (modo corrente), assim como as medidas de tensão e corrente, agregando confiabilidade ao processo;

- **Medições:** as medições das tensões da rede para o sincronismo são efetuadas através de transformadores de potencial, enquanto que as medições das correntes da rede e das tensões do barramento CC são realizadas com sensores de efeito hall (LA55-P e LV25-P, respectivamente). Todos os sinais medidos são tratados por uma placa individual e enviados ao DSP através de cabos de rede no modo corrente;
- **Circuito de pré-carga:** existe a necessidade da implementação de um circuito de pré-carga para os capacitores do filtro LCLM (C_n e C_d) com o objetivo de evitar um pico elevado de corrente no instante de conexão com a rede. Este circuito é composto por duas contadoras trifásicas e por um banco de resistências para a limitação da corrente inicial nos capacitores, conforme ilustra a Figura 120. Além disso, um disjuntor trifásico foi adicionado para fins de proteção e seccionamento. No instante da conexão com a rede, o DSP aciona a contadora K_1 , energizando o banco de capacitores do filtro. Após 0,5 segundos, a contadora K_2 é fechada e a contadora K_1 é aberta, cessando o processo de pré-carga do filtro de saída. A pré-carga dos capacitores do barramento CC não se fez necessária, uma vez que a tensão de entrada foi aplicada de forma gradativa utilizando uma fonte CC.

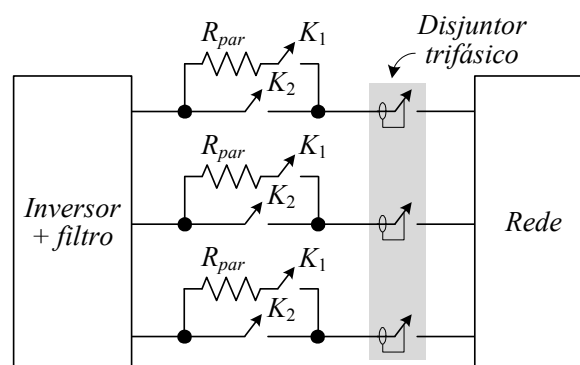


Figura 120 - Esquemático básico do circuito de pré-carga dos capacitores do filtro LCLM.

- **Capacitância parasita:** para a emulação da capacitância parasita foi associado um conjunto de capacitores de polipropileno de modo a resultar numa capacitância total

de 1,25 μF . Esta capacitância equivalente foi inserida entre o terminal negativo do barramento CC e o ponto neutro das tensões da rede;

- **Filtro LCL:** composto por seis indutores do fabricante Rasatronic e seis capacitores de filme fabricados pela EPCOS, além de três resistências de amortecimento. Para os capacitores de 15 μF , foram utilizados os capacitores modelo B32360-S6156-J060, de 660 V. Com relação aos capacitores de 10 μF , o modelo utilizado foi o B32360-A5106-J020. Os indutores de saída do inversor (L_1) foram fabricados em chapas de aço-silício de grão orientado (GO), com densidade de fluxo máxima de 0,7 Tesla, além de apresentarem seis condutores de fio 14 AWG cada. Os indutores de conexão com a rede (L_2) também foram fabricados com silício GO para uma densidade de fluxo máxima de 1,55 Tesla. Optou-se pela utilização de resistências de amortecimento que possuem um dissipador integrado, modelo THS25R7J. Este tipo de resistor auxilia na dissipação do calor e minimiza a elevação de temperatura em comparação com resistores de potência convencionais.

APÊNDICE B – DEDUÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE MODO COMUM

No Capítulo 4, o circuito equivalente de modo comum do inversor NPC empregando o filtro LCLM foi útil para a análise do valor eficaz da corrente de fuga em função da resistência de amortecimento. Neste sentido, de modo a complementar a análise realizada, a seguir é apresentada a dedução deste circuito. Para tanto, considera-se inicialmente o circuito mostrado na Figura 121, onde os capacitores do barramento CC foram substituídos por fontes de tensão constante e também $L_2^* = L_2 + L_g$.

Da malha interna do inversor é possível extrair a seguinte equação para a fase a :

$$v_{ao}(t) - L_1 \frac{di_{1a}(t)}{dt} - v_{na}(t) = 0. \quad (110)$$

Realizando o mesmo equacionamento para as outras fases e efetuando o somatório das três equações resultantes tem-se que:

$$\begin{aligned} & [v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t)] - L_1 \frac{d}{dt} [i_{1a}(t) + i_{1b}(t) + i_{1c}(t)] \\ & - [v_{na}(t) + v_{nb}(t) + v_{nc}(t)] = 0 \end{aligned} \quad (111)$$

Rearranjando e dividindo ambos os lados da equação por três tem-se que:

$$\left[\frac{v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t)}{3} \right] = \frac{L_1}{3} \frac{d}{dt} [i_{1a}(t) + i_{1b}(t) + i_{1c}(t)] + \left[\frac{v_{na}(t) + v_{nb}(t) + v_{nc}(t)}{3} \right]. \quad (112)$$

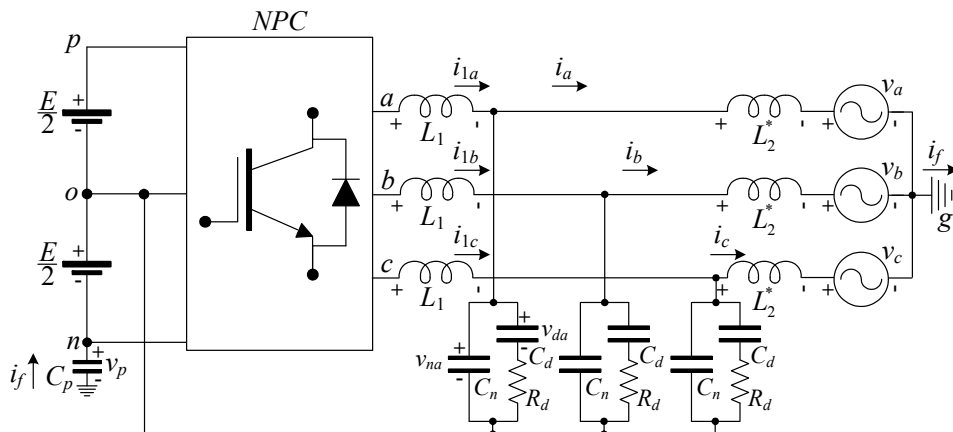


Figura 121 – Esquemático do filtro de saída para dedução do circuito equivalente de modo comum.

A parcela à esquerda da igualdade da equação (112) é igual à tensão de modo comum definida anteriormente no Capítulo 2, com exceção da componente CC referente à $E/2$. Como não é de interesse modelar as componentes de corrente contínua no circuito de modo comum, admite-se neste caso que a tensão de modo comum v_{cmv} é isenta da parcela CC, logo:

$$v_{cmv}(t) = \frac{v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t)}{3}. \quad (113)$$

Substituindo (113) em (112):

$$v_{cmv}(t) = \frac{L_1}{3} \frac{d}{dt} [i_{1a}(t) + i_{1b}(t) + i_{1c}(t)] + \left[\frac{v_{na}(t) + v_{nb}(t) + v_{nc}(t)}{3} \right]. \quad (114)$$

Como a componente de modo comum da corrente se divide igualmente para cada fase, foi definido o seguinte:

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = i_{1a}(t) + i_{1b}(t) + i_{1c}(t) \\ v_{Cn}(t) = v_{na}(t) + v_{nb}(t) + v_{nc}(t) \end{cases}. \quad (115)$$

Substituindo (115) em (114):

$$v_{cmv}(t) = \frac{L_1}{3} \frac{di_{L1}(t)}{dt} + \frac{v_{Cn}(t)}{3}. \quad (116)$$

Analisando a malha externa do inversor trifásico da Figura 121, obtém-se a seguinte equação para a fase a :

$$v_p(t) + \frac{E}{2} + v_{da}(t) + i_{da}(t)R_d - L_2^* \frac{di_a(t)}{dt} - v_a(t) = 0. \quad (117)$$

Novamente realizando o mesmo equacionamento para as outras duas fases e efetuando o somatório das três equações resultantes tem-se que:

$$\begin{aligned} 3v_p(t) + 3\frac{E}{2} + [v_{da}(t) + v_{db}(t) + v_{dc}(t)] + [i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t)]R_d \\ - L_2^* \frac{d}{dt} [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] - [v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)] = 0 \end{aligned}. \quad (118)$$

Rearranjando e dividindo ambos os lados da equação por três resulta no seguinte:

$$v_p(t) = -\frac{E}{2} - \left[\frac{v_{da}(t) + v_{db}(t) + v_{dc}(t)}{3} \right] - [i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t)] \frac{R_d}{3} + \frac{L_2^*}{3} \frac{d}{dt} [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] + \left[\frac{v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)}{3} \right] \quad (119)$$

Admitindo que as tensões da rede sejam senoidais e equilibradas, tem-se que $v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0$. Logo, substituindo esta condição em (119) obtém-se:

$$v_p(t) = -\frac{E}{2} - \left[\frac{v_{da}(t) + v_{db}(t) + v_{dc}(t)}{3} \right] - [i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t)] \frac{R_d}{3} + \frac{L_2^*}{3} \frac{d}{dt} [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] \quad (120)$$

Como as componentes CC não serão modeladas no circuito equivalente, a parcela $E/2$ pode ser removida da equação (120), resultando em:

$$v_p(t) = - \left[\frac{v_{da}(t) + v_{db}(t) + v_{dc}(t)}{3} \right] - [i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t)] \frac{R_d}{3} + \frac{L_2^*}{3} \frac{d}{dt} [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] \quad (121)$$

Analisando a Figura 121, a corrente de fuga i_f é dada por:

$$i_f(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) \quad (122)$$

Substituindo (122) em (121):

$$v_p(t) = - \left[\frac{v_{da}(t) + v_{db}(t) + v_{dc}(t)}{3} \right] - [i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t)] \frac{R_d}{3} + \frac{L_2^*}{3} \frac{di_f(t)}{dt} \quad (123)$$

Novamente para melhorar a representação das equações, foi definido o seguinte:

$$\begin{cases} v_{Cd}(t) = v_{da}(t) + v_{db}(t) + v_{dc}(t) \\ i_{Cd}(t) = i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t) \end{cases} \quad (124)$$

Com isso, substituindo (124) em (123), chega-se a seguinte equação:

$$v_p(t) = -\frac{v_{Cd}(t)}{3} - i_{Cda}(t) \frac{R_d}{3} + \frac{L_2^*}{3} \frac{di_f(t)}{dt}. \quad (125)$$

A relação entre as correntes do inversor representado na Figura 121, considerando somente a fase *a*, pode ser expressa por:

$$i_{1a}(t) = i_{na}(t) + i_{da}(t) + i_a(t). \quad (126)$$

Estendendo (126) para as outras duas fases e efetuando o somatório das três equações resultantes tem-se que:

$$i_{1a}(t) + i_{1b}(t) + i_{1c}(t) = [i_{na}(t) + i_{nb}(t) + i_{nc}(t)] + [i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t)] + [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)]. \quad (127)$$

Para facilitar a representação:

$$i_{Cn}(t) = i_{na}(t) + i_{nb}(t) + i_{nc}(t). \quad (128)$$

Logo, substituindo (115), (122), (124) e (128) em (127) tem-se que:

$$i_{L1}(t) = i_{Cn}(t) + i_{Cd}(t) + i_f(t). \quad (129)$$

Analisando atentamente as equações (116), (125) e (129), o circuito equivalente de modo comum pode ser esquematizado conforme ilustrado na Figura 122. Através deste circuito é possível obter o comportamento da corrente de fuga *i_f* para um dado conjunto de parâmetros do filtro LCLM, considerando que a única fonte de excitação é a tensão de modo comum *v_{cmv}*.

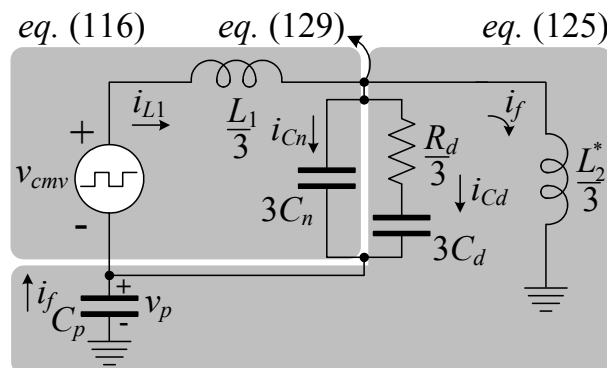


Figura 122 – Circuito equivalente de modo comum obtido a partir das equações (116), (125) e (129).

Para validar o modelo apresentado, foram realizadas simulações comparativas entre o circuito equivalente de modo comum e o circuito completo do conversor. Os parâmetros adotados foram os mesmos da Tabela 10 apresentada anteriormente no Capítulo 5. Na Figura 123, é mostrada a tensão sobre a capacitância parasita, enquanto que, na Figura 124, é mostrada a corrente de fuga. Em ambos os resultados, verifica-se uma correspondência satisfatória entre as grandezas do conversor e as do circuito equivalente (modelo).

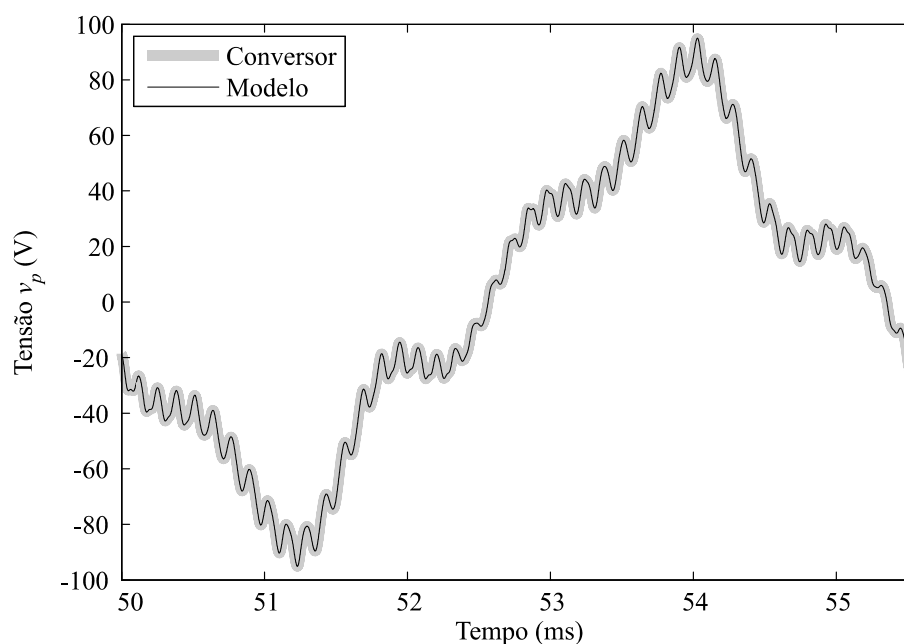


Figura 123 – Validação do circuito equivalente de modo comum: tensão sobre a capacitância parasita.

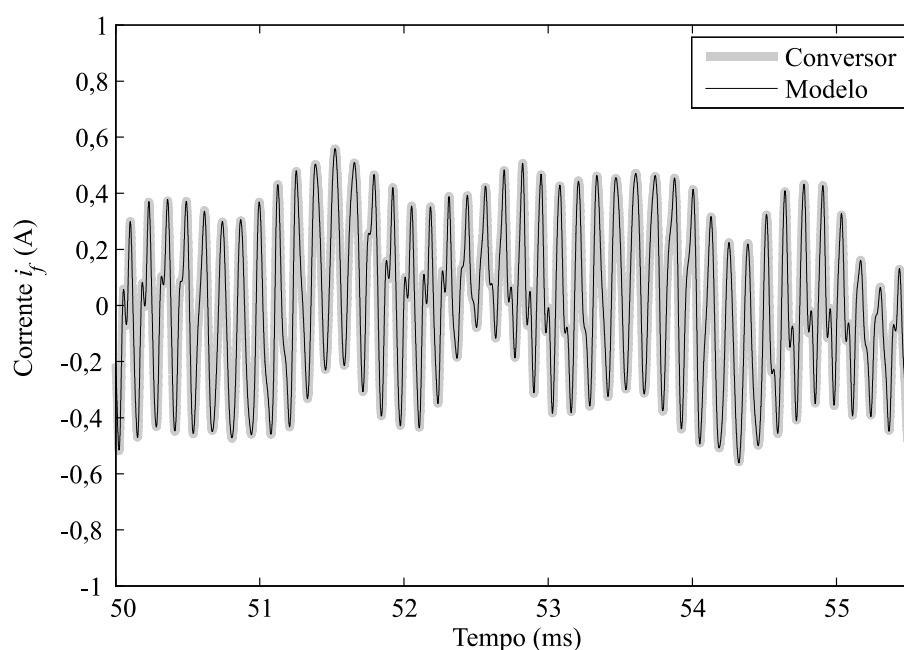


Figura 124 – Validação do circuito equivalente de modo comum: corrente de fuga.

APÊNDICE C – ANÁLISE TEÓRICA DO RENDIMENTO DO INVERSOR

De modo a avaliar o rendimento do inversor trifásico previamente à implementação, foi realizada uma análise teórica das perdas envolvidas no processo de conversão de energia. Neste caso, as perdas totais consideradas no inversor se dividem nos seguintes itens:

- Perdas de condução nos semicondutores;
- Perdas de comutação nos semicondutores;
- Perdas nos capacitores do barramento CC;
- Perdas nos resistores de equalização.

As perdas no filtro LCLM não foram incluídas nos cálculos devido à falta de informações de projeto com relação aos indutores L_1 e L_2 .

Para o cálculo das perdas de condução nos semicondutores, considerou-se o circuito equivalente para o IGBT e para o diodo, ambos representados na Figura 125(a). As tensões v_{ce0} e v_{j0} representam a queda de tensão constante existente a partir do momento em que o IGBT/diodo entra em condução. Depois que o dispositivo entra em condução, a queda de tensão sobre mesmo depende da corrente que o atravessa. Uma vez que este comportamento pode ser aproximado por uma reta, sua inclinação representa a resistência de condução do dispositivo, sendo modelada por r_{ce} e r_f , respectivamente, para o IGBT e para o diodo. Para exemplificar, na Figura 125(b) se encontra ilustrado um esboço de uma curva de operação típica para um IGBT, onde estão destacados v_{ce0} e r_{ce} . A curva apresentada também se aplica ao diodo. Os parâmetros v_{ce0} , v_{j0} , r_{ce} e r_f são disponibilizados pelo fabricante na folha de dados do dispositivo, considerando um dado ponto de operação (temperatura de junção, tensão de

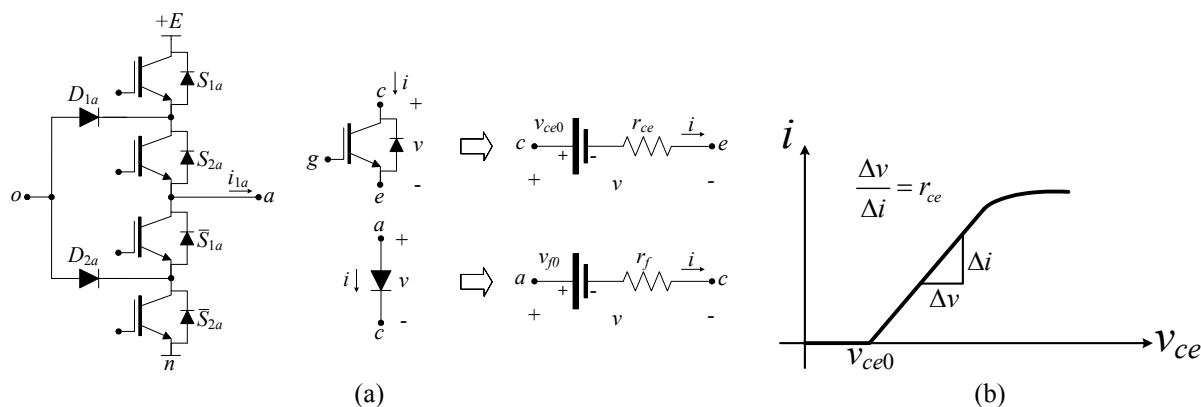


Figura 125 – Cálculo das perdas do inversor: (a) descrição do modelo equivalente dos semicondutores para o cálculo das perdas de condução; (b) esboço de uma curva característica do IGBT.

gatilho, etc.).

Logo, a potência dissipada durante a condução do IGBT pode ser obtida pela integral da potência instantânea em um período fundamental da rede (T_1):

$$P_{c,IGBT} = \frac{1}{T_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i(t) \cdot v_{ce0} \cdot dt + \frac{1}{T_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i(t)^2 \cdot r_{ce} \cdot dt = v_{ce0} \cdot i_{méd} + r_{ce} \cdot i_{rms}^2. \quad (130)$$

Portanto, uma vez conhecidos os parâmetros do IGBT (v_{ce0} e r_{ce}), a determinação das suas perdas de condução fica condicionada à determinação da corrente média ($i_{méd}$) e da corrente eficaz (i_{rms}) que circula pelo mesmo em um período fundamental. Sem perda de generalidade, para o diodo tem-se o mesmo:

$$P_{c,diodo} = \frac{1}{T_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i(t) \cdot v_{f0} \cdot dt + \frac{1}{T_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i(t)^2 \cdot r_f \cdot dt = v_{f0} \cdot i_{méd} + r_f \cdot i_{rms}^2. \quad (131)$$

As perdas totais de condução para o inversor trifásico são dadas pela soma das perdas de condução individuais de todos os semicondutores das três fases, incluindo os diodos em antiparalelo com os IGBT's.

Com relação às perdas de comutação dos semicondutores, foi utilizada uma metodologia de cálculo apresentada no *Application Note* 11001, elaborado pela *Semikron* (STAUDT, 2012). O referido documento apresenta um equacionamento padrão para a obtenção das perdas no inversor NPC trifásico e no inversor tipo T trifásico. Optou-se por utilizar esta metodologia devido à insuficiência de informações no catálogo do módulo IGBT SKiM301MLI12E4 com relação às perdas de comutação e sua dependência da temperatura.

Logo, as perdas de comutação nos semicondutores S_{1a} e \bar{S}_{2a} podem ser obtidas por:

$$P_{sw,12} = f_s (E_{on} + E_{off}) \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}} \right)^{K_I} \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_V} \left(\frac{1}{2\pi} (1 + FP) \right) G_I, \quad (132)$$

onde f_s é a frequência de comutação e FP o fator de potência com relação à saída do inversor. As variáveis I_{ref} e V_{ref} são, respectivamente, a corrente e a tensão que foram adotadas nos testes do fabricante para a obtenção das energias de entrada em condução (E_{on}) e de bloqueio (E_{off}). Estas energias são disponibilizadas no catálogo do dispositivo para uma dada temperatura de junção, tensão coletor-emissor, corrente de coletor, tensão de gatilho e resistência de gatilho. O termo V_{CC} é a tensão de bloqueio do semicondutor e \hat{I} é a corrente

de pico nominal que circula pelo mesmo. O coeficiente G_I representa uma adaptação da característica não-linear do semiconductor, enquanto que K_I e K_V representam a adaptação das perdas com relação à corrente e a tensão da folha de dados, respectivamente.

Da mesma forma, para os semicondutores S_{2a} e \bar{S}_{1a} tem-se que:

$$P_{sw,21} = f_s (E_{on} + E_{off}) \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}} \right)^{K_I} \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_V} \left(\frac{1}{2\pi} (1 - FP) \right) G_I. \quad (133)$$

E para os diodos de grampeamento D_{1a} e D_{2a} :

$$P_{sw,D12} = f_s E_{rr} \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}} \right)^{K_I} \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_V} \left(\frac{1}{2\pi} (1 + FP) \right) G_I, \quad (134)$$

onde E_{rr} é a energia de recuperação reversa do diodo. Para os diodos em antiparalelo com os IGBT's S_{1a} e \bar{S}_{2a} , as perdas de comutação são obtidas a partir de:

$$P_{sw,D21} = f_s E_{rr} \left(\frac{\hat{I}}{I_{ref}} \right)^{K_I} \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_V} \left(\frac{1}{2\pi} (1 - FP) \right) G_I. \quad (135)$$

As perdas de comutação para os diodos em antiparalelo com os IGBT's S_{2a} e \bar{S}_{1a} são consideradas nulas devido à modulação utilizada. O *Application Note* ainda estabelece os valores dos coeficientes K_I , K_V e G_I para os dispositivos fabricados pela *Semikron*, com diferentes valores para o IGBT e para o diodo, conforme mostrado na Tabela 13.

Tabela 13 – Coeficientes disponibilizados pela *Semikron*.

Coeficiente	IGBT	Diodo
K_I	1	0,6
K_V	1,4	0,6
G_I	1	1,15

Para o cálculo das perdas nos capacitores do barramento CC, foi utilizada a resistência série equivalente (ESR – *Equivalent Series Resistance*) disponibilizada na folha de dados do componente. Para o capacitor modelo B43876-S9478-M, a ESR disponibilizada na folha de dados é de 47 mΩ, considerando uma temperatura de 25°C e uma frequência de 120 Hz. Além

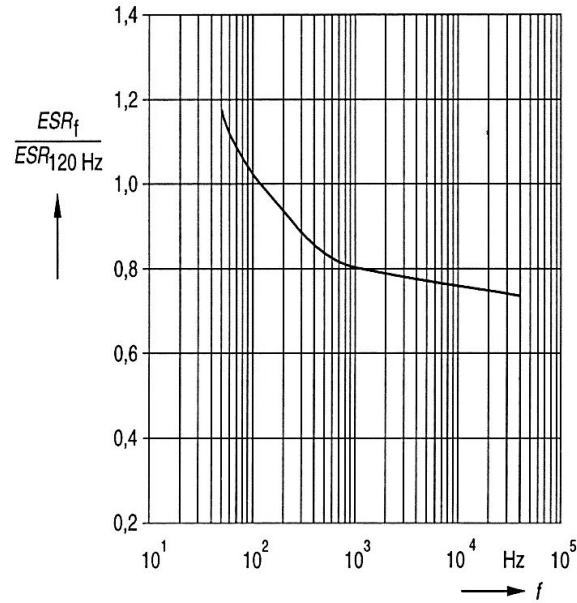


Figura 126 – Curva da resistência série equivalente para o capacitor B43876-S9478-M.

disso, o fabricante também fornece uma curva que expressa a dependência da ESR com relação à frequência, conforme ilustrado na Figura 126.

Como se pode perceber, a curva da Figura 126 encontra-se normalizada com relação à ESR em 120 Hz. Como a corrente que circula pelos capacitores do barramento CC é composta por diversas frequências, para cada um destas componentes o capacitor apresentará uma diferente ESR. Com isso, as perdas totais em um capacitor do barramento CC podem ser obtidas a partir de:

$$P_{bar} = \sum_{k=1}^{k_{m\acute{a}x}} (i_{rms}(\omega_1 k))^2 ESR(\omega_1 k), \quad (136)$$

onde $i_{rms}(\omega_1 k)$ é a componente da corrente eficaz no capacitor na frequência $\omega_1 k$ e $ESR(\omega_1 k)$ é a resistência série equivalente do capacitor obtida a partir da curva da Figura 126 e considerando a frequência $\omega_1 k$.

Por fim, juntamente com as perdas no capacitor do barramento CC são incluídas as perdas nos resistores conectados em paralelo com cada capacitor, os quais possuem o objetivo de auxiliar na equalização das tensões. Sendo assim, a equação (136) pode ser reescrita:

$$P_{bar} = \frac{V_{bar}^2}{R_1} + \sum_{k=1}^{k_{m\acute{a}x}} (i_{rms}(\omega_1 k))^2 ESR(\omega_1 k), \quad (137)$$

onde R_1 é o valor do resistor de equalização e V_{bar} é a tensão CC aplicada sobre o mesmo. As perdas totais no barramento CC são obtidas somando-se as perdas individuais encontradas para cada capacitor juntamente com as perdas associadas ao seu respectivo resistor de equalização.

Portanto, de modo a realizar uma comparação com os resultados experimentais, os parâmetros utilizados para o cálculo das perdas do inversor foram os mesmos apresentados no Capítulo 6 para a etapa experimental. Os parâmetros típicos dos semicondutores utilizados nos cálculos e extraídos da folha de dados do módulo IGBT estão resumidos na Tabela 14.

Tabela 14 – Parâmetros típicos adotados para os semicondutores.

Componente	Parâmetro	Valor
IGBT's	v_{ce0}	0,8 V @ 25°C
	r_{ce}	3,3 mΩ @ 25°C
	$E_{on} + E_{off}$	56,1 mJ @ 150°C
Diodos de grampeamento	v_{f0}	1,3 V @ 25°C
	r_f	2,8 mΩ @ 25°C
	E_{rr}	14,78 mJ @ 150°C
Diodos em antiparalelo	v_{f0}	1,3 V @ 25°C
	r_f	3 mΩ @ 25°C
	E_{rr}	14,78 mJ @ 150°C

Na Figura 127, encontra-se a comparação das perdas teóricas e experimentais para diferentes potências injetadas na rede. Salienta-se que as correntes utilizadas para o cálculo das perdas nos semicondutores e no barramento CC foram obtidas mediante simulações do inversor trifásico conectado à rede. Verifica-se uma boa correspondência entre os valores

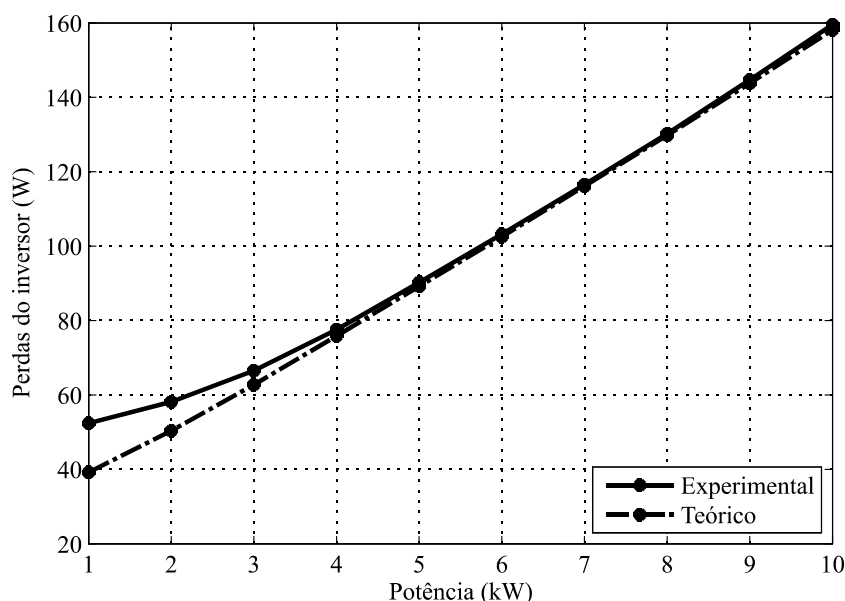


Figura 127 – Comparação entre as perdas do inversor obtidas experimentalmente e as perdas calculadas.

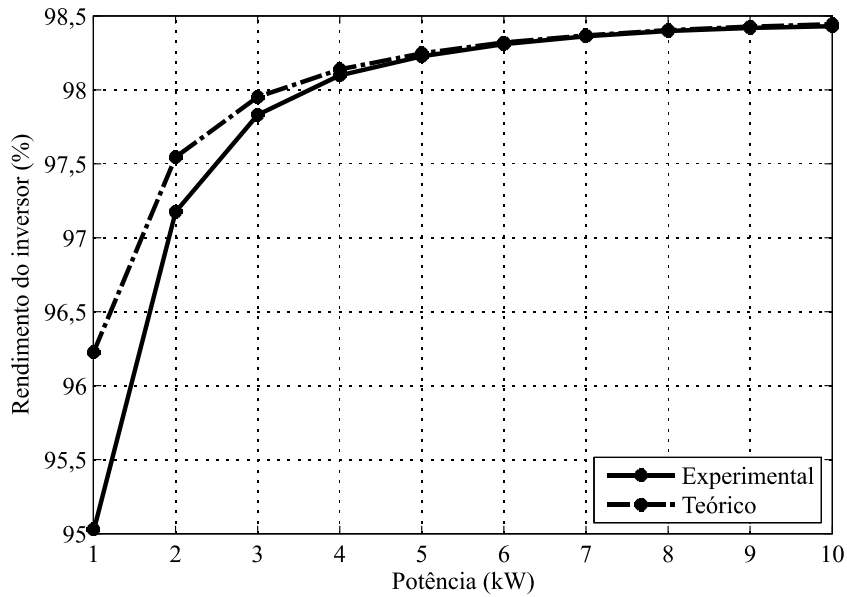


Figura 128 – Comparação entre o rendimento experimental e calculado do inversor.

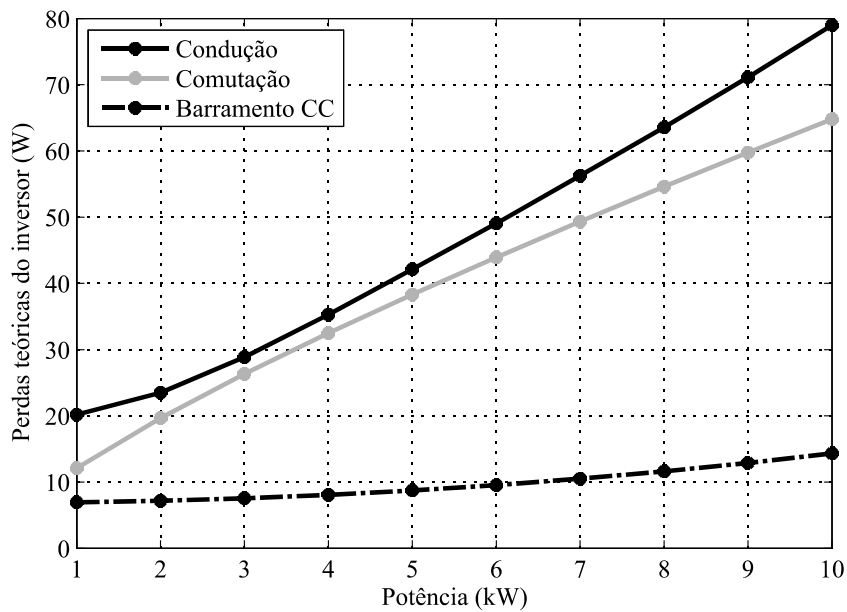


Figura 129 – Distribuição das perdas teóricas do inversor.

teóricos e experimentais. A comparação da curva de rendimento do inversor é mostrada na Figura 128.

A distribuição das perdas teóricas do inversor em função da potência injetada na rede é mostrada na Figura 129. Nota-se que, para os parâmetros considerados, as perdas de condução se apresentaram mais elevadas do que as perdas de comutação. Da totalidade das perdas do inversor para a potência de 10 kW, 49,96% correspondem às perdas de condução, 40,98% correspondem às perdas de comutação e 9,06% correspondem às perdas no barramento CC.