

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

Gabriel Grunitzki Facchinello

INVERSORES TIPO *FORWARD* PARA
CONEXÃO DE FONTES RENOVÁVEIS À REDE
ELÉTRICA

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

30 de março de 2017

Gabriel Grunitzki Facchinello

**Inversores tipo *Forward* para conexão de fontes
renováveis à rede elétrica**

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

Orientador: Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin

Coorientador: Prof. Dr. Roberto Francisco Coelho

Florianópolis, Santa Catarina – Brasil

30 de março de 2017

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

Facchinello, Gabriel Grunitzki

Inversores tipo Forward para conexão de fontes renováveis à rede elétrica / Gabriel Grunitzki Facchinello ; orientador, Telles Brunelli Lazzarin; coorientador, Roberto Francisco Coelho - SC, 2017. 331 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Inversores. 3. Rede Elétrica. 4. Forward. 5. Fontes Renováveis de Energia. I. Lazzarin, Telles Brunelli. II. Coelho, Roberto Francisco. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Gabriel Grunitzki Facchinello

Inversores tipo *Forward* para conexão de fontes renováveis à rede elétrica

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

Florianópolis, 30 de março de 2017.

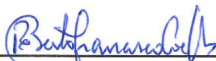
Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



Prof. Dr. Telles Brunelli Lazzarin
Orientador

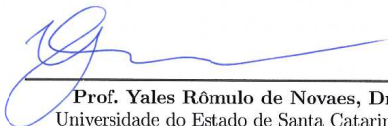
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC



Prof. Dr. Roberto Francisco Coelho
Coorientador

Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC

Banca Examinadora:



Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina -
UDESC



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC



Prof. André Luis Kirsten, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

*Dedico este trabalho a todos que
contribuíram direta ou indiretamente em
minha formação acadêmica.*

AGRADECIMENTOS

Expresso o meu agradecimento mais profundo ao meu pai, minha mãe e meu irmão que sempre estiveram ao meu lado me apoiando e incentivando a seguir em frente, mesmo perante as maiores adversidades da vida. Apesar da distância, das ausências, da saudade e das incertezas foram estes os alicerces para que eu chegasse até aqui, com todos os sucessos e insucessos ao longo da vida.

Em igual proporção agradeço a minha namorada Camila, pelo companheirismo, amor, carinho e compreensão ao longo de toda a graduação e mestrado, relevando os muitos momentos de ausência. Estendo meus agradecimentos a sua família, pelo apoio, confiança e paciência que tiveram ao longo dessa jornada.

Agradeço imensamente ao professor Telles Brunelli Lazzarin, que não mediu esforços para orientar, ajudar e acompanhar o trabalho desde o princípio. Certamente sem sua orientação, supervisão e parceria este trabalho não teria chegado ao fim. Agradeço pelo privilégio de ter sido seu orientado, pelas partidas de futebol nas quintas-feiras a noite e espero, sinceramente, que essa amizade perdure por muito tempo.

De maneira proporcional, agradeço ao professor Roberto Francisco Coelho que sempre com muita alegria e entusiasmo apoiou, sugeriu, acrescentou muito tanto ao presente trabalho quanto à minha formação acadêmica e profissional. Foi uma honra ter sido seu co-orientado e ter compartilhado os mais diversos momentos de esclarecimentos e discussões técnicas.

Os momentos de INEP foram, sem dúvida, únicos e de extrema importância para o meu desenvolvimento global como pessoa.

A oportunidade em poder partilhar momentos de dedicação e estudos de forma intensa com colegas, amigos e de maneira tão próxima a pessoas de renome internacional na área de eletrônica de potência valem todo o esforço, a dedicação e as dificuldades enfrentadas ao longo desta batalha.

Agradeço aos professores Marcelo Lobo Heldwein, Arnaldo José Perin e Gierry Waltrich pela humildade em compartilhar seus vastos conhecimentos e experiências na área de eletrônica de potência. Cada aula ministrada teve fundamental importância para que este trabalho fosse finalizado.

Agradeço aos membros da banca pela disponibilidade, humildade e generosidade em aceitar o pedido de contribuir com sugestões ao presente trabalho. Agradeço e parabeno o professor Denizar Cruz Martins pela forma brilhante como conduz a supervisão do laboratório, pela humildade, respeito, carisma, simplicidade e incrível capacidade de resolução de problemas. Agradeço em especial ao professor Yales Rômulo de Novaes pela disponibilidade de deslocamento de Joinville, para incrementar e melhorar o trabalho com seu conhecimento. O professor Yales foi banca do meu trabalho de conclusão de curso no ano de 2014, portanto esteve presente em uma etapa importante e muito marcante da minha vida e agora faz parte deste segundo marco que é a dissertação. Igualmente agradeço ao professor André Luís Kirsten pela disponibilidade em contribuir com o trabalho com sua experiência e conhecimento técnico. Fico lisonjeado em tê-los como banca desta dissertação!

Aproveito para agradecer aos amigos Sérgio Brockveld e Gabriel Macedo, pela amizade, parceria, troca de experiências e pelo auxílio ao longo desses dois anos de mestrado. Da mesma forma, agradeço ao amigo Gustavo Carlos Knabben por ter dividido moradia comigo durante esta importante etapa, pela generosidade, paciência, simplicidade e lealdade demonstrados ao longo de todos esses anos. Agradeço aos companheiros da sala 222, Frederico Costa e Arthur Pagnoncelli

Galbiatti pelos mates compartilhados, pelas conversas, risadas e pelas infundáveis discussões técnicas neste período.

Agradeço ao amigo Lucas Brighenti por não medir esforços para ajudar, pela parceria firmada desde a época de Udesc que resultou e resulta em uma série de publicações importantes. Estendo meus agradecimentos aos amigos Diogo Kenski, Andreas Mattos, Adriano Ruseler, Delvanei Bandeira, Lucas Stéfano, Neilor Dal Pont, Julio Cesar Dias e Victor Gruner.

Aproveito para enfatizar meus sinceros agradecimentos ao bolsista de iniciação científica Lucas Munaretto, pelo auxílio no desenvolvimento do código do DSP. Seu auxílio foi determinante para o êxito deste trabalho.

Por fim agradeço aos brasileiros que com seus impostos me possibilitaram obter um ensino de extrema qualidade, permitindo o financiamento deste trabalho do início ao fim.

*“Learn from yesterday, live for today, hope for tomorrow. The
important thing is not to stop questioning.”*

Albert Einstein

RESUMO

Esta dissertação apresenta a análise, projeto e experimentação de dois novos inversores tipo *Forward*, conectados à rede elétrica, para aplicação em sistemas de geração renováveis. As duas topologias propostas diferem entre si, por meio da técnica de desmagnetização do transformador *Forward*. O primeiro inversor emprega enrolamento terciário para tal e foi concebido para ser aplicável a sistemas cujas potências variam entre 200 W e 500 W. Já o segundo inversor utiliza a estrutura duplo-*Forward*, na qual a desmagnetização do núcleo ocorre pelo enrolamento primário. Esta estrutura utiliza um número maior de componentes, em contrapartida grampeia naturalmente as tensões sobre os semicondutores do primário tendo sido concebida para potências que variam entre 500 W e 800 W. Ressalta-se que a proposta tem como objetivo preencher uma lacuna existente nessas faixas de potências, do ponto de vista de topologias inversoras consolidadas. Para cada conversor são feitas análises teóricas, baseadas nos estados topológicos, para, em seguida, serem derivados os esforços e os principais equacionamentos além de dimensionar seus componentes. Também é desenvolvido no trabalho uma análise matemática para o projeto dos filtros de entrada (barramento capacitivo) e de saída (L, LC e LCL), sendo escolhido para implementação a estrutura LCL com amortecimento passivo. Por fim, é realizada a modelagem dos conversores orientada ao controle e o projeto de duas malhas, uma de corrente para a injeção de potência à rede e uma de tensão para a regulação do barramento de entrada. Dois protótipos foram projetados, construídos e testados, um de 300 W para a estrutura *Forward* com enrolamento terciário e outro de 500 W para a estrutura duplo-*Forward*. Ambos foram projetados para uma tensão de entrada de 85 V e conectados na rede elétrica de 110 V_{rms} . Os

resultados experimentais corroboram o desenvolvimento teórico do trabalho, se apresentando em consonância com a normatização aplicável em termos de distorção harmônica e fator de potência. As topologias se apresentam como uma opção interessante para sistemas entre 200 W e 800 W, faixa de potência que a literatura ainda não apresenta uma solução consolidada.

Palavras-chaves: Inversores. Rede elétrica. Conversor *Forward*. Fontes renováveis de energia.

ABSTRACT

This dissertation presents the analysis, design and experimentation of two novel grid-tie Forward type inverters to be applied in renewable generation systems. The two proposed topologies have as the main difference, the Forward transformer's demagnetizing technique. The first inverter uses a tertiary winding and was thought to fit in systems which power varies between 200 W and 500 W. The second inverter uses the double-Forward structure, which the core demagnetization happens through the primary winding. This structure uses a higher number of components, in contrast, it naturally clips the primary semiconductor's voltage. The second topology was thought to be applied in systems which power varying between 500 W and 800 W. The proposal has as main objective to fill a gap in this power range, from the consolidated inverters structures point of view. For each converter, theoretical analysis are done, based on the topological states to be derived, after, the efforts and the main equations, in order to design the components. It is also developed in this study a mathematical analysis to input (capacitive bus) and output filter design (L, LC and LCL), whereby the LCL with passive damping structure was chosen. Lastly, the converter's control oriented modelling was performed and two loops were designed, one to control the grid injected current and other to regulate the input bus voltage. Two prototypes were designed, constructed and tested, one of 300 W for the Forward with tertiary winding and another of 500 W for the double-Forward. Both of them were designed to support an input voltage of 85 V and to be connected to a 110 V_{rms} grid. The experimental results confirm the theoretical development belong the study, being in consonance with the applicable standards in terms of total harmonic distortion and power factor. The

topologies can be seen as an interesting option for systems between 200 W and 800 W, power range that still does not have a mature solution.

Key-words: Inverters. Grid. Forward Converter. Renewable energy sources.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Classificação de inversores proposta por [1].	47
Figura 1.2 – Sistema de geração conectado a rede elétrica de duplo estágio.	48
Figura 1.3 – Sistema de geração de estágio único conectado a rede elétrica.	49
Figura 2.1 – Topologia do conversor <i>Forward</i> clássico.	57
Figura 2.2 – Topologia do conversor <i>Forward</i> com <i>snubber RCD</i>	58
Figura 2.3 – Topologia do conversor <i>Forward</i> com <i>snubber LCDD</i>	59
Figura 2.4 – Topologia do conversor <i>Forward</i> com desmagnetização ressonante.	60
Figura 2.5 – Topologia do conversor <i>Forward</i> com dois interruptores.	61
Figura 2.6 – Topologia do conversor <i>Forward</i> com <i>Snubber</i> comutado.	62
Figura 2.7 – Topologia do conversor <i>Forward/Flyback</i>	63
Figura 2.8 – Topologia do conversor duplo- <i>Forward</i>	63
Figura 2.9 – Inversor <i>Forward</i> de três níveis.	65
Figura 2.10 – Inversor bidirecional paralelo-série baseado no conversor <i>Forward</i>	66
Figura 2.11 – Inversor <i>Forward</i> de único estágio.	67
Figura 2.12 – Topologias de inversores de único estágio propostas: (a) Com enrolamento de desmagnetização (b) Com desmagnetização ativa.	68
Figura 3.1 – Topologia proposta baseada no conversor <i>Forward</i>	75
Figura 3.2 – Divisão do inversor proposto em blocos.	76
Figura 3.3 – Esquemáticos referentes aos estados topológicos do inversor <i>Forward</i>	77

Figura 3.4 – Principais formas de onda do inversor <i>Forward</i> em alta frequência: (a) Formas de onda das tensões (b) Formas de onda das correntes.	84
Figura 3.5 – Curva de magnetização $B-H$	85
Figura 3.6 – Forma de onda da corrente no indutor magnetizante do transformador.	86
Figura 3.7 – Comportamento da razão cíclica: (a) Na forma tridimensional (b) Na forma bidimensional.	90
Figura 3.8 – Esforços de corrente e de tensão no interruptor de alta frequência S_1	92
Figura 3.9 – Esforços de tensão e corrente no interruptor de baixa frequência S_2	94
Figura 3.10 – Esforços de tensão e corrente no diodo de condução direta D_1	98
Figura 3.11 – Esforços de tensão e de corrente no diodo de roda livre D_2	100
Figura 3.12 – Esforços de tensão e de corrente no diodo de desmagnetização D_5	103
Figura 4.1 – Topologia do inversor duplo- <i>Forward</i>	109
Figura 4.2 – Esquemáticos referentes aos estados topológicos do conversor duplo- <i>Forward</i>	110
Figura 4.3 – Esforços de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_4	115
Figura 4.4 – Esforços de corrente e de tensão nos diodos D_5 e D_6	115
Figura 5.1 – Representação da potência drenada pela rede elétrica.	120
Figura 5.2 – Circuito equivalente para cálculo do capacitor de desacoplamento.	122
Figura 5.3 – Comportamento da variação de corrente no indutor: (a) Na forma tridimensional (b) Na forma bidimensional.	125
Figura 5.4 – Configurações de filtros aplicáveis ao conversor proposto: Filtro de primeira ordem L (b) Filtro de segunda ordem LC (c) Filtro de terceira ordem LCL.	127
Figura 5.5 – Filtro de primeira ordem no domínio da frequência.	128

Figura 5.6 – Comparativo entre características do filtro L com e sem amortecimento: (a) Diagrama de Bode (b) Lugar geral das raízes.	130
Figura 5.7 – Configurações de filtros de segunda ordem LC: (a) Não amortecido (b) Amortecimento série (c) Amortecimento paralelo (d) amortecimento paralelo híbrido.	132
Figura 5.8 – Diagrama de Bode para o filtro LC sem amortecimento (Função de Transferência 5.20).	134
Figura 5.9 – Diagrama de Bode para o filtro LC com variações no amortecimento passivo série (função de transferência 5.21).	134
Figura 5.10–Diagrama de Bode para o filtro LC com variações amortecimento passivo paralelo (função de transferência 5.22).	135
Figura 5.11–Filtro de terceira ordem LCL sem amortecimento.	138
Figura 5.12–Característica de amortecimento passivo para filtro LCL com ligação série: (a) Diagrama Esquemático do filtro LCL com amortecimento R_d (b) Característica da impedância capacitiva.	142
Figura 5.13–Característica de amortecimento passivo melhorada com $R_d C_d$: (a) Diagrama Esquemático do filtro LCL com amortecimento $R_d C_d$ (b) Característica da impedância capacitiva.	143
Figura 5.14–Diagrama de Bode para o filtro LCL com variações no amortecimento passivo série (função de transferência 5.37).	145
Figura 5.15–Dissipação de potência e fator de qualidade Q em função de α_C [2].	148
Figura 6.1 – Inversor <i>Forward</i> com a inclusão das não-idealidades no filtro de saída.	154
Figura 6.2 – Modelo completo do conversor <i>Forward</i>	156
Figura 6.3 – Modelo estático do conversor <i>Forward</i>	156
Figura 6.4 – Modelo de pequenos sinais do conversor <i>Forward</i>	156

Figura 6.5 – Estágio de potência com compensação da corrente de saída.	158
Figura 6.6 – Diagrama de blocos simplificado para o controle da corrente injetada na rede.	158
Figura 6.7 – Modelo de pequenos sinais do conversor <i>Forward</i> . . .	159
Figura 6.8 – Diagrama de Bode comparativo entre plantas com e sem adição de elementos parasitas.	161
Figura 6.9 – Modelo de pequenos sinais do conversor <i>Forward</i> . . .	163
Figura 6.10–Circuito modulador <i>PWM</i> : (a) Circuito de comparação (b) Resultado da comparação entre portadora e modulador.	164
Figura 6.11–Sensor de corrente LEM LA 55-P.	165
Figura 6.12–Circuito de condicionamento do sinal da corrente injetada na rede elétrica.	166
Figura 6.13–Diagrama de Bode da malha de controle da corrente, após a compensação.	169
Figura 6.14–Circuito <i>PLL</i> monofásico simplificado.	170
Figura 6.15–Sensor de tensão LEM LV 25-P.	171
Figura 6.16–Circuito de condicionamento da tensão da rede elétrica.	171
Figura 6.17–Estágio de potência contemplando as malhas para controle da corrente injetada da rede e tensão do barramento cc.	173
Figura 6.18–Diagrama de blocos do sistema incluindo controle de corrente injetada e de tensão do barramento cc.	173
Figura 6.19–Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão de barramento.	174
Figura 6.20–Estágio de entrada do inversor.	175
Figura 6.21–Diagrama de Bode da malha de controle da tensão, após a compensação.	178
Figura 7.1 – Capacitor do filtro de conexão com a rede elétrica. . .	187
Figura 7.2 – Aspectos físico e elétrico do MOSFET FQA62N25C.	188
Figura 7.3 – Aspectos físico e elétrico do IGBT AOK20B135D1.	188
Figura 7.4 – Aspecto físico e elétrico dos diodos CSD05120 utilizados.	189

Figura 7.5 – Inversor <i>Forward</i> com destaque para os circuitos grameadores.	191
Figura 7.6 – Variação do valor de pico da razão cíclica em função da tensão de entrada.	193
Figura 7.7 – Bancada de testes utilizada para as experimentações.	194
Figura 7.8 – Protótipo construído para experimentações.	195
Figura 7.9 – Circuito equivalente referente ao primeiro estado topológico.	196
Figura 7.10–Circuito equivalente referente ao segundo estado topológico.	197
Figura 7.11–Circuito equivalente referente ao terceiro estado topológico.	198
Figura 7.12–Tensão em S_1 , D_1 e D_3 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	200
Figura 7.13–Tensão em S_1 , D_1 e D_3 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	201
Figura 7.14–Tensão em D_5 , D_2 e D_4 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	202
Figura 7.15–Tensão em D_5 , D_2 e D_4 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	203
Figura 7.16–Tensão nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	204
Figura 7.17–Tensão nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	205
Figura 7.18–Corrente nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	205
Figura 7.19–Corrente nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	206
Figura 7.20–Tensão e corrente nos indutores de filtro. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	207

Figura 7.21–Tensão em S_2 e S_3 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	207
Figura 7.22–Tensão em S_2 e S_3 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	208
Figura 7.23–Tensão e corrente de entrada e de saída. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	209
Figura 7.24–Resultados experimentais da variação das correntes de entrada e de saída.	210
Figura 7.25–Formas de onda teóricas com MPPT.	211
Figura 7.26–Análise harmônica da corrente injetada na rede com potência nominal.	213
Figura 7.27–Rendimento experimental para degraus de corrente injetada.	214
Figura 7.28–Distribuição das perdas teóricas do inversor <i>Forward</i> com terciário.	215
Figura 7.29–Fator de potência experimental para degraus de corrente injetada.	215
Figura 8.1 – Capacitor do filtro de conexão com a rede elétrica. .	222
Figura 8.2 – Mosfet IXFK230N20T.	223
Figura 8.3 – Inversor duplo- <i>Forward</i> com destaque para os circuitos grampeadores.	224
Figura 8.4 – Protótipo construído para experimentações.	224
Figura 8.5 – Tensão em D_1 , S_1 e D_3 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	226
Figura 8.6 – Tensão em D_1 , S_1 e D_3 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	226
Figura 8.7 – Tensão em S_4 , D_4 e D_2 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	227
Figura 8.8 – Tensão em S_4 , D_4 e D_2 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	228
Figura 8.9 – Tensão em D_{1p} , S_3 e D_{2p} em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	229
Figura 8.10–Tensão em D_{1p} , S_3 e D_{2p} em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	230

Figura 8.11–Tensão nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	231
Figura 8.12–Tensão nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	231
Figura 8.13–Corrente nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	232
Figura 8.14–Corrente nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).	233
Figura 8.15–Tensão e corrente nos indutores de filtro. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	234
Figura 8.16–Tensão e corrente de entrada e de saída. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita). . .	235
Figura 8.17–Resultados experimentais da variação das correntes de entrada e de saída.	236
Figura 8.18–Formas de onda teóricas com MPPT.	237
Figura 8.19–Análise harmônica da corrente injetada na rede com potência nominal.	238
Figura 8.20–Rendimento experimental para degraus de corrente injetada.	239
Figura 8.21–Distribuição das perdas teóricas do inversor Duplo- <i>Forward</i>	239
Figura 8.22–Fator de potência experimental para degraus de corrente injetada.	240

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Microinversores etiquetados pelo Inmetro no Programa Brasileiro de Etiquetagem.	52
Tabela 2.1 – Comparação conversores <i>Forward</i>	71
Tabela 2.2 – Comparação inversores <i>Forward</i>	71
Tabela 7.1 – Especificações para dimensionamento do conversor <i>Forward</i> com enrolamento terciário.	182
Tabela 7.2 – Esforços de corrente nos semicondutores.	183
Tabela 7.3 – Esforços de tensão nos semicondutores.	184
Tabela 7.4 – Aspectos construtivos do transformador de alta frequência.	185
Tabela 7.5 – Parâmetros associados ao modelo elétrico equivalente do transformador.	185
Tabela 7.6 – Aspectos construtivos dos indutores de filtro.	187
Tabela 7.7 – Características elétricas MOSFET FQA62N25C.	188
Tabela 7.8 – Características elétricas IGBT AOK20B135D1.	189
Tabela 7.9 – Características elétricas diodo CSD05120.	189
Tabela 7.10 – Componentes do circuito grampeador do enrolamento primário.	192
Tabela 7.11 – Componentes do circuito grampeador dos secundários.	192
Tabela 7.12 – Características elétricas do módulo HB150-9000006551.	210
Tabela 7.13 – Limites máximos de distorção por componente harmônica de corrente.	212
Tabela 8.1 – Especificações para dimensionamento do conversor duplo- <i>Forward</i>	218
Tabela 8.2 – Esforços de corrente nos semicondutores.	219
Tabela 8.3 – Esforços de tensão nos semicondutores.	220

Tabela 8.4 – Aspectos construtivos do transformador de alta frequência.	221
Tabela 8.5 – Parâmetros associados ao modelo elétrico equivalente do transformador.	221
Tabela 8.6 – Aspectos construtivos dos indutores de filtro.	221
Tabela 8.7 – Características elétricas MOSFET IXFK230N20T.	222
Tabela 8.8 – Características elétricas do módulo HB150-9000006551.	236

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWG	American wire gauge
ca	Corrente Alternada
cc	Corrente Contínua
DPLL	Digital Phase Locked Loop
DSP	Digital Signal Processor
EMC	Compatibilidade Eletromagnética
EMI	Interferência Eletromagnética
FP	Fator de potência
GD	Geração Distribuída
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPP	Ponto de Máxima Potência
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PI	Controlador Proporcional Integral

PLL	Phase Locked Loop
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PWM	Pulse Width Modulation
RED	Recursos Energéticos Distribuídos
THD	Total Harmonic Distortion

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Relação entre a tensão de pico da rede e a tensão de entrada do inversor
α_C	Coefficiente de relação entre os capacitores do filtro
α_L	Coefficiente de relação entre os indutores do filtro
\vec{B}	Densidade de fluxo magnético
B_{sat}	Densidade de fluxo magnético de saturação
C_D	Capacitor de amortecimento
C_f	Capacitor do filtro passa-baixas
$C_i(s)$	Compensador de corrente
C_r	Capacitor Ressonante
$C_v(s)$	Compensador de tensão
D, d	Razão Cíclica do Conversor
D_{max}	Razão Cíclica máxima
D_{pk}	Razão Cíclica de pico
ΔI_L	Varição da corrente de saída
ΔV_C	Varição da tensão do capacitor de entrada
ΔV_{in}	Varição da tensão de entrada
f_c	Frequência de corte

f_{grid}	Frequência da rede
f_{sw}	Frequência de comutação
f_o	Frequência de ressonância
$FTLA_{Ci}(s)$	Função de transferência de laço aberto compensada de corrente
$FTLA_{Cv}(s)$	Função de transferência de laço aberto compensada de tensão
$FTLA_{NCi}(s)$	Função de transferência de laço aberto não-compensada de corrente
$FTLA_{NCv}(s)$	Função de transferência de laço aberto não-compensada de tensão
$FTMF_i(s)$	Função de transferência de malha fechada de corrente
$FTMF_v(s)$	Função de transferência de malha fechada de tensão
$G_{FPB}(s)$	Planta do filtro passa-baixas
$G_i(s)$	Planta de corrente
$G_{id}(s)$	Planta ideal de corrente
$G_{pd}(s)$	Planta não-ideal de corrente
$G_{pL1}(s)$	Planta de corrente considerando perdas em L_1
$G_{pL1L2}(s)$	Planta de corrente considerando perdas em L_1 e L_2
$G_v(s)$	Planta de tensão
\vec{H}	Campo magnético
$i_{C_{in}}$	Corrente do capacitor de entrada do inversor
i_d	Corrente de amortecimento

I_{gridpk}	Corrente de pico da rede elétrica
i_{inv}	Corrente de entrada do inversor
I_{Lmed}	Corrente média no indutor de saída
I_{Lmpk}	Corrente na indutância magnetizante de pico
I_{mpp}	Corrente do ponto de máxima potência
i_{out}	Corrente de saída
I_{outpk}	Corrente de saída de pico
I_{sc}	Corrente de curto-circuito
k_{ci}	Ganho do compensador de corrente
k_{cv}	Ganho do compensador de tensão
k_i	Ganho do sensor de corrente
k_{PWM}	Ganho do modulador PWM
k_v	Ganho do sensor de tensão
L_m	Indutância magnetizante do transformador
L_{m1}	Indutância magnetizante do transformador vista do primário
L_{m2}	Indutância magnetizante do transformador vista do secundário
L_{m3}	Indutância magnetizante do transformador vista do terciário
L_p	Indutância resultante do paralelo entre os indutores do filtro
L_f	Indutor do filtro passa-baixas
L_r	Indutor Ressonante

M_ϕ	Margem de fase
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
n	Relação de Transformação entre secundário e primário do transformador
N_{prim}	Número de espiras do enrolamento primário do transformador
N_{sec}	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador
N_{terc}	Número de espiras do enrolamento terciário do transformador
ω	Frequência angular
ω_{grid}	Frequência angular da rede elétrica
ω_{LF}	Frequência angular em baixa frequência
ω_{sw}	Frequência angular em alta frequência
ω_{zi}	Frequência angular do zero do compensador de corrente
ω_{zv}	Frequência angular do zero do compensador de tensão
ω_n	Frequência natural de oscilação
ω_r	Frequência angular de ressonância
$P_{d(LF)}$	Potência de perdas em baixa frequência
$P_{d(sw)}$	Potência de perdas em alta frequência
$P_{d(total)}$	Potência total de perdas
P_{in}	Potência de Entrada

P_{out}	Potência de Saída
P_{grid}	Potência média na rede
P_{maxPV}	Potência máxima fornecida por um módulo/arranjo fotovoltaico
Q	Fator de qualidade
$Q(\alpha_C)$	Fator de qualidade em função do coeficiente de relação entre os capacitores
Q_{max}	Potência reativa máxima
R_D	Resistor de amortecimento
RCD	Associação Resistor, Capacitor e Diodo
t_c	Tempo de condução do interruptor
T_{grid}	Período da rede elétrica
t_{off}	Tempo de desmagnetização do núcleo
T_{sw}	Período de comutação
$v_{cont}(s)$	Tensão de controle
V_{D2med}	Tensão média em D_2 no período de comutação
V_{GS}	Tensão aplicada entre gate-source do interruptor
V_{in}	Tensão de Entrada
v_{infilt}	Tensão de entrada do filtro
V_{inmax}	Máxima tensão de entrada
V_{Lmed}	Tensão média no indutor no período de comutação
V_M	Tensão de pico da portadora triangular
V_{mpp}	Tensão do ponto de máxima potência

V_{oc}	Tensão de Circuito Aberto
V_{out}	Tensão de Saída
$v_{out\,filt}$	Tensão de saída do filtro
V_{outpk}	Tensão de saída de pico
V_{prim}	Tensão no enrolamento primário do transformador
v_{grid}	Tensão na rede elétrica
V_{gridpk}	Tensão de pico da rede elétrica
$V_{gridrms}$	Tensão eficaz da rede elétrica
V_{sec}	Tensão no enrolamento secundário do transformador
$v_t(t)$	Tensão da portadora triangular
V_{terc}	Tensão no enrolamento terciário do transformador
Z_C	Impedância capacitiva
Z_L	Impedância indutiva
ζ	Coefficiente de amortecimento
$\overline{\Delta i_L}$	Ondulação de corrente normalizada
$\overline{L_{out}}$	Indutância de saída normalizada
φ	Defasagem angular entre tensão e corrente

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	43
1 INTRODUÇÃO	43
1.1 MOTIVAÇÃO PARA O TEMA	44
1.2 OBJETIVO GERAL DO TRABALHO	52
1.2.1 Objetivos Específicos	52
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	53
CAPÍTULO 2	55
2 EVOLUÇÃO DA TOPOLOGIA <i>FORWARD</i> .	55
2.1 INTRODUÇÃO	56
2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES <i>FORWARD</i> PARA CONVERSÃO CC-CC	56
2.2.1 Conversor <i>Forward</i> Clássico	57
2.2.2 Conversor <i>Forward</i> com <i>Snubber RCD</i>	58
2.2.3 Conversor <i>Forward</i> com <i>Snubber LCDD</i>	59
2.2.4 Conversor <i>Forward</i> com Desmagnetização Res- sonante	59
2.2.5 Conversor <i>Forward</i> com Dois Interruptores	60
2.2.6 Conversor <i>Forward</i> com Grampeamento Ativo	61
2.2.7 Conversor <i>Forward/Flyback</i>	62
2.2.8 Conversor Duplo <i>Forward</i>	63
2.3 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES <i>FORWARD</i> PARA CONVERSÃO CC-CA	64
2.3.1 Inversor <i>Forward</i> de Três Níveis	64

2.3.2	Inversor Bidirecional Paralelo-série Baseado no Conversor <i>Forward</i>	65
2.3.3	Inversor <i>Forward</i> de Único Estágio	65
2.3.4	Topologias Propostas	67
2.4	CONCLUSÃO	69
CAPÍTULO 3		73
3	INVERSOR PROPOSTO COM ENROLAMENTO TERCIÁRIO	73
3.1	INTRODUÇÃO	74
3.2	INVERSOR <i>FORWARD</i> COM ENROLAMENTO TERCIÁRIO	74
3.3	ESTADOS TOPOLÓGICOS	76
3.3.1	Primeiro Estado Topológico	77
3.3.2	Segundo Estado Topológico	79
3.3.3	Terceiro Estado Topológico	80
3.3.4	Quarto Estado Topológico	81
3.3.5	Quinto Estado Topológico	81
3.3.6	Sexto Estado Topológico	82
3.4	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR	83
3.5	SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR	83
3.6	OBTENÇÃO DO GANHO DO CONVERSOR	88
3.7	ESFORÇOS NOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES	90
3.7.1	Interruptor de Alta Frequência S_1	91
3.7.1.1	Esforços de Corrente	91
3.7.1.2	Esforços de Tensão	94
3.7.2	Interruptores de Baixa Frequência S_2 e S_3	94
3.7.2.1	Esforços de Corrente	95

3.7.2.2	Esforços de Tensão	98
3.7.3	Diodos de Condução Direta D_1 e D_3	98
3.7.3.1	Esforços de Corrente	98
3.7.3.2	Esforços de Tensão	100
3.7.4	Diodos de Roda Livre D_2 e D_4	100
3.7.4.1	Esforços de Corrente	100
3.7.4.2	Esforços de Tensão	102
3.7.5	Diodo de Desmagnetização D_5	102
3.7.5.1	Esforços de Corrente	102
3.7.5.2	Esforços de Tensão	104
3.8	CONCLUSÃO	105
CAPÍTULO 4		107
4	INVERSOR DUPLO-<i>FORWARD</i>	107
4.1	INTRODUÇÃO	108
4.2	CONVERSOR DUPLO- <i>FORWARD</i> COMO INVER- SOR	108
4.3	ESTADOS TOPOLÓGICOS	109
4.3.1	Primeiro Estado Topológico	109
4.3.2	Segundo Estado Topológico	111
4.3.3	Terceiro Estado Topológico	111
4.3.4	Quarto Estado Topológico	112
4.3.5	Quinto Estado Topológico	112
4.3.6	Sexto Estado Topológico	113
4.4	ESFORÇOS NOS DISPOSITIVOS SEMICONDU- TORES	114
4.4.1	Interruptores de Alta Frequência S_1 e S_4	114
4.4.2	Diodos de Desmagnetização D_5 e D_6	115
4.5	CONCLUSÕES	116
CAPÍTULO 5		117

5	PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DE ENTRADA E DE CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA	117
5.1	INTRODUÇÃO	118
5.2	TÉCNICA DE DESACOPLAMENTO	118
5.2.1	Contextualização da Necessidade	118
5.2.2	Dimensionamento do Capacitor de Desacoplamento	121
5.3	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE FIL- TRO	123
5.4	PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE CONEXÃO COM A REDE	126
5.4.1	Filtro L	128
5.4.2	Filtro LC	129
5.4.3	Filtro LCL	136
5.4.3.1	Dimensionamento do indutor	138
5.4.3.2	Técnica de Amortecimento	139
5.4.3.3	Dimensionamento do capacitor	144
5.4.3.4	Perdas no Circuito de Amortecimento	146
5.5	CONCLUSÃO	148
CAPÍTULO 6		151
6	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	151
6.1	INTRODUÇÃO	152
6.2	TÉCNICA DE MODELAGEM UTILIZADA	152
6.3	ESTRATÉGIA PARA CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA	157
6.3.1	Obtenção da planta para controle da corrente inje- tada na rede	159
6.3.2	Circuito Modulador	163
6.3.3	Obtenção da Planta do Filtro Passa-baixas de Corrente	165

6.3.4	Projeto do Compensador	167
6.3.5	Estratégia para Detecção de Fase da Rede Elétrica	169
6.3.6	Circuito de Condicionamento da Tensão da Rede	170
6.3.7	Estratégia para Controle da Tensão do Barramento	171
6.3.8	Obtenção da Planta para Controle da Tensão do Barramento	174
6.3.9	Filtro Passa-baixas de Tensão	176
6.3.10	Projeto do Compensador da Malha de Tensão	176
6.4	CONCLUSÕES	179
CAPÍTULO 7		181
7	RESULTADOS OBTIDOS PARA INVERSOR FORWARD COM TERCÍARIO PARA DESMAGNETIZAÇÃO	181
7.1	INTRODUÇÃO	182
7.2	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	182
7.2.1	Transformador	183
7.2.2	Indutores de filtro	185
7.2.3	Capacitores de filtro	187
7.2.4	Interruptor de alta frequência S_1	187
7.2.5	Interruptores de baixa frequência S_2 e S_3	188
7.2.6	Diodos de roda-livre e condução direta	189
7.2.7	Circuitos Grampeadores	190
7.2.7.1	Interruptor de alta frequência	191
7.2.7.2	Diodos de roda livre	192
7.3	COMPORTAMENTO DA RAZÃO CÍCLICA	192
7.4	PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	193
7.5	ESTUDO DOS ESFORÇOS DE TENSÃO	195
7.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO	198

7.6.1	Interruptor de alta frequência e diodos de condução direta	199
7.6.2	Diodos de desmagnetização e roda livre	201
7.6.3	Enrolamentos do transformador	203
7.6.4	Indutores de filtro	206
7.6.5	Interruptores de baixa frequência	207
7.6.6	Entrada e saída	208
7.7	RESULTADOS COM MPPT	210
7.8	RENDIMENTO E ANÁLISE HARMÔNICA	212
7.9	CONCLUSÃO	216
CAPÍTULO 8		217
8	RESULTADOS OBTIDOS PARA INVERSOR DUPLO-<i>FORWARD</i>	217
8.1	INTRODUÇÃO	218
8.2	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	218
8.2.1	Transformador	219
8.2.2	Indutores de filtro	220
8.2.3	Capacitores de filtro	222
8.2.4	Interruptores de alta frequência S_1 e S_4	222
8.2.5	Interruptores de baixa frequência S_2 e S_3	222
8.2.6	Diodos de roda-livre e condução direta	223
8.2.7	Circuitos Grampeadores	223
8.3	PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	223
8.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO	225
8.4.1	Interruptor de Alta Frequência e Diodos de Condução Direta	225
8.4.2	Diodos de Roda-livre	227
8.4.3	Diodos de Desmagnetização	228

8.4.4	Enrolamentos do Transformador	230
8.4.5	Indutores de Filtro	233
8.4.6	Entrada e Saída	234
8.5	INVERSOR COM MPPT	236
8.6	RENDIMENTO E ANÁLISE HARMÔNICA	237
8.7	CONCLUSÃO	240
	CONCLUSÃO	241
	REFERÊNCIAS	245
APÊNDICE A	– CÓDIGO MATLAB MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE	257
APÊNDICE B	– CÓDIGO MATLAB PARA OBTENÇÃO DOS COMPENSADORES	263
APÊNDICE C	– PROJETO DOS MAGNÉTICOS CONSTRUÍDOS	267
APÊNDICE D	– PROJETO DO INVERSOR COM TERCIÁRIO PARA DESMAGNETIZAÇÃO	275
APÊNDICE E	– PROJETO DO INVERSOR DUPLO-FORWARD	293
APÊNDICE F	– ESQUEMÁTICOS E LAYOUTS DOS PROTÓTIPOS IMPLEMENTADOS	311
F.1	– CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO E PROCESSAMENTO DE SINAIS	311

F.2	–	CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO E PROCES- SAMENTO DE SINAIS	315
F.3	–	CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO E PROCES- SAMENTO DE SINAIS	319
APÊNDICE G	–	ARTIGO PUBLICADO NO 12 th <i>INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATI- ONS - INDUSCON 2016</i>	323

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

“The curious paradox is that when I accept myself just as I am, then I can change.”

Carl Rogers

1.1 MOTIVAÇÃO PARA O TEMA

A estrutura dos sistemas elétricos de potência se baseou durante muito tempo na utilização de grandes centrais geradoras de eletricidade localizadas próximas às fontes de combustível. Nesses casos, a energia elétrica gerada era transmitida, em alta tensão, por longas distâncias até os centros de consumo, gerando consideráveis perdas ao longo do trajeto.

Entretanto, problemas relacionados com a redução das reservas de combustíveis fósseis, poluição gerada pelos combustíveis fósseis, baixa eficiência de transmissão e degradações ambientais associados à necessidade de aumento da demanda por energia elétrica, levaram à busca de alternativas mais eficientes de geração, transmissão e consumo. Exemplos que ratificam essa tendência são os acordos internacionais firmados, com o objetivo de prover maiores cuidados com as consequências das ações humanas mediante o meio-ambiente. Dentre eles, pode-se citar o protocolo de Kyoto ocorrido em 1997, a conferência Mundial sobre o Desenvolvimento Sustentável ocorrida em 2002, a conferência de Copenhague ocorrida em 2009 e finalmente a conferência das Nações Unidas sobre o Desenvolvimento Sustentável (Rio+20) que aconteceu no Brasil no ano de 2012 [3].

Esses movimentos impulsionaram o interesse pela integração de unidades de geração de energia elétrica de baixa capacidade, conectadas a níveis de tensão mais baixos e próximos aos centros consumidores, levando ao desenvolvimento de um, dos muitos, conceitos de geração distribuída (*GD*) [4, 5], cujo intuito principal é a geração em pequena escala, estando a fonte geradora localizada próxima aos centros consumidores.

A *GD* vem sendo estudada desde o final dos anos 90 [5–8]. No entanto, ainda não há consenso no que diz respeito à definição universal para esse conceito. Para o *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, *GD* consiste em equipamentos de geração de energia elétrica conectados no sistema de potência por meio de um ponto de

acoplamento comum [9].

No Brasil, especificamente nos Procedimentos de Distribuição (*PRODIST*) "as unidades de *GD* são definidas como centrais geradoras de energia elétrica de qualquer potência, com instalações conectadas diretamente ao sistema elétrico de distribuição ou por meio de instalações de consumidores, podendo operar em paralelo com a rede principal ou de forma isolada e despachadas (ou não) pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (*ONS*)" (*PRODIST*).

Outro conceito relacionado com *GD* são os Recursos Energéticos Distribuídos (*RED*), que surgem da possibilidade de utilização de unidades de *GD*, dispositivos de armazenamento de energia, bem como a adoção de estratégias de gerenciamento de cargas [10]. O uso em larga escala desses dispositivos em sistemas de distribuição leva a uma mudança de paradigma relacionada ao problema de planejamento e operação das redes de distribuição. A visão atual de operação das redes de distribuição as consideram passivas, o que representa uma grande limitação na disseminação da utilização de *GD* em redes de distribuição [4, 5, 10].

Neste cenário de alterações emergenciais, quebra de paradigmas e mobilização internacional, descobriu-se potencial de geração de energia elétrica em fontes até então não relacionadas para tal finalidade. A partir disso, elas passaram a ser conhecidas como fontes alternativas de energia. Dentre essas fontes alternativas existe uma classificação que diz respeito ao caráter renovável ou não de cada uma.

Segundo [11] renovar é "tornar novo; dar aspecto ou feição de novo a; mudar ou modificar para melhor; recomeçar, reiniciar, restaurar; dizer ou fazer de novo; repetir; consertar, reformar, corrigir, melhorar em todos os aspectos ou praticamente em todos". Baseado nessa definição, é possível concluir que as fontes alternativas e renováveis de energia foram idealizadas/relacionadas de forma a reformar e modificar para melhor os métodos de geração tradicionais, principalmente as de caráter finito e danosas ao meio ambiente como, por exemplo, os

combustíveis fósseis.

Dentre essas fontes alternativas e renováveis de energia, algumas de maior destaque no cenário nacional e mundial são as fontes eólicas e fotovoltaicas, que associadas às microturbinas, biomassa, pequenas centrais hidrelétricas e células a combustível compõem fontes de *GD* [7].

Desde que pesquisadores, estudiosos e ambientalistas iniciaram suas objeções com relação aos métodos tradicionais de geração, iniciou-se uma era de muito avanço e desenvolvimento. A partir disso, diversos países como Alemanha e Dinamarca passaram a investir massivamente no desenvolvimento e aplicação dessas opções em suas matrizes energéticas, de forma a aliviar as fontes tradicionais de geração ou, a longo prazo, até mesmo substituí-las.

Atualmente a Alemanha é o país que mais utiliza a energia solar fotovoltaica, tendo uma capacidade instalada de cerca de 20 GW, o que representa cerca de 4% de toda a eletricidade produzida naquele país [12]. Comparativamente ao Brasil, a Alemanha possui como melhor taxa de irradiância solar aproximadamente 1150 KWh/m² anuais, disponíveis apenas na parte sul de seu território. Em contrapartida, o Brasil apresenta como piores índices de irradiância solar valores entre 1642 e 1715 KWh/m². Esses índices correspondem à região de Florianópolis, capital do estado de Santa Catarina [13].

Por outro lado, a energia eólica também apresenta-se como uma alternativa renovável e com baixos impactos ambientais para produção de energia elétrica. A Dinamarca é atualmente o país que mais gera eletricidade a partir de fontes eólicas, tendo gerado em 2014 39% de sua eletricidade a partir dessa fonte. Além disso, o país propôs cobrir 50% de sua geração a partir de fontes renováveis e alcançar a meta de 100% no ano de 2050 [14].

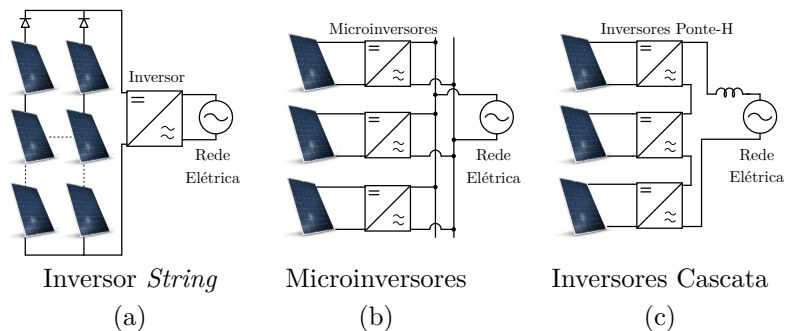
Aliado ao desenvolvimento de fontes de geração renováveis, é evidente que a maneira como a energia gerada é processada também deve ser idealizada de forma a garantir sempre o máximo desempe-

nho, confiabilidade e eficiência ao sistema. Neste âmbito de conversão e processamento da energia em suas mais diversas variantes, situa-se a área da engenharia elétrica conhecida e categorizada como eletrônica de potência.

Do ponto de vista elétrico, a geração fotovoltaica fornece grandezas ditas contínuas, enquanto a rede elétrica tradicional opera com grandezas ditas alternadas. Dessa forma, com base nesse conceito, um sistema de geração renovável necessita de um estágio inversor para que, dessa forma seja conectado à rede elétrica. No que diz respeito ao número de conversores conectados, essa inversão pode ser categorizada como de único ou múltiplos estágios.

Segundo [1] esses sistemas podem ainda ser classificados em 5 tipos principais: inversor central/*string*, microinversores, inversores cascateados e inversores com conexão paralelo/série. Essas classificações estão ilustradas na Figura 1.1, com exceção das conexões série e paralelo que, por caráter de redundância, não foram representadas, uma vez que são análogas aos sistemas nomeados por inversores em cascata e microinversores respectivamente.

Figura 1.1 – Classificação de inversores proposta por [1].

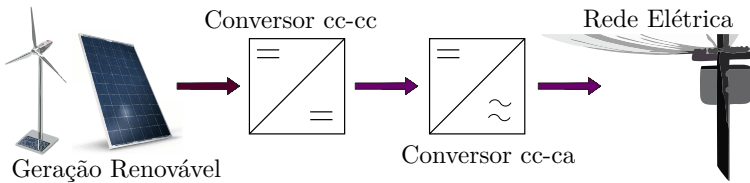


É interessante destacar que os sistemas de geração expostos na Figura 1.1 são meramente ilustrativos, o que não limita suas aplicações apenas a sistemas fotovoltaicos. Os conceitos expostos são genéricos e, dessa forma, aplicáveis a qualquer tipo de geração como por exemplo:

eólica, microturbinas, células a combustível, etc.

Um sistema de duplo estágio, ilustrado na Figura 1.2, é composto pelo sistema de geração, que nesse caso está representada por um módulo fotovoltaico e/ou aerogerador, pela rede elétrica convencional e por dois estágios de conversão compostos por um conversor cc-cc e um conversor cc-ca, usualmente conhecido como inversor.

Figura 1.2 – Sistema de geração conectado a rede elétrica de duplo estágio.



Normalmente em sistemas de dois estágios, o estágio cc-cc é composto por um conversor elevador, que eleva a tensão cc para o segundo estágio, que normalmente é um inversor do tipo abaixador. Esta configuração reduz a corrente de entrada do estágio cc-ca e os capacitores de barramento cc. Em contrapartida, pode utilizar um maior número de componentes, resultando em aumento de custo e diminuição de rendimento.

Nesse sistema, por meio do controle da razão cíclica do conversor cc-cc é possível rastrear o ponto de máxima potência da fonte geradora e, ao mesmo tempo, elevar a tensão de entrada do inversor, tendo em vista que a geração fotovoltaica por exemplo, tipicamente fornece energia com tensões da ordem de dezenas de volts (20 a 50) [12].

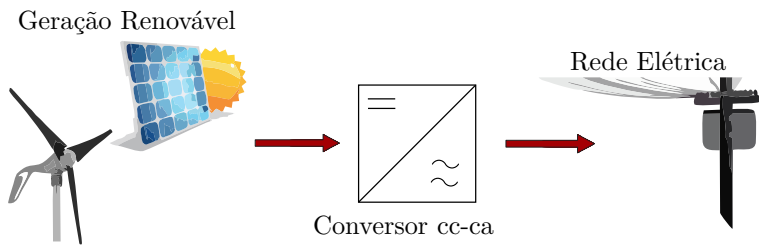
Um exemplo desse sistema é apresentado em [15], no qual o primeiro estágio de conversão é composto por um conversor *Boost* e o segundo estágio por um inversor *Flyback* operando em condução descontinua. Além disso, [1, 16, 17] apresentam alternativas para o sistema em questão, sendo um estágio intercalado de conversores *Flyback* como estágio cc-cc seguido de um inversor tipo abaixador em ponte H (estágio

cc-ca) [18].

Vale ressaltar que as flechas, representadas nas ilustrações, indicam o fluxo de energia que, nesse caso, como não há um sistema de armazenamento é unidirecional, com sentido da(s) fonte(s) gerador(as) para a rede elétrica.

Com o passar do tempo, percebeu-se que os sistemas de conversão de duplo estágio, usualmente utilizados para potências mais elevadas, poderiam ser substituídos por sistemas de único estágio (inversor) em aplicações de menor potência e que teoricamente possuiriam maior eficiência uma vez que são compostos por apenas um conversor. Além disso, o sistema ainda continuaria com a capacidade de rastrear o ponto de máxima potência (*MPP*) do sistema gerador e fornecer energia com elevado fator de potência para a rede elétrica. Uma representação desse sistema pode ser apreciada na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Sistema de geração de estágio único conectado a rede elétrica.



Complementarmente, os sistemas de único estágio compostos por microinversores apresentam como vantagens em relação aos sistemas de duplo estágio:

- Maior eficiência nos rastreamentos do *MPP* uma vez que diminuem-se os problemas com sombreamento no caso de aplicações fotovoltaicas;
- Os custos tendem a se reduzirem do ponto de vista de cabeamento, uma vez que menos cabos são utilizados;

- Maior confiabilidade e aumento de vida útil do sistema.

Diversas foram as topologias estudadas a fim de constituir o inversor para esses sistemas. Em [19] são apresentadas e comparadas as topologias em ponte completa, *Flyback*, *Buck-Boost* e *Z-Source* como opções para o estágio inversor para microgeração.

O material bibliográfico relativo ao assunto permite concluir que a topologia *Flyback* utilizada como inversor está bastante consolidada em aplicações cujas potências variam entre poucas centenas de watts (baixas potências). Em [16] ele opera no modo de condução descontínua (*MCD*) e essa opção tem se mostrado vantajosa, uma vez que possui baixo custo, simplicidade e um reduzido número de componentes. Outrossim, em *MCD* não há necessidade do controle de corrente, pois ela segue naturalmente o formato senoidal. Então, somente o controle de tensão (*MPPT*) se faz necessário.

Entretanto, para aplicações que exigem potências maiores esse modo de operação apresenta como desvantagens:

- Elevadas perdas de comutação devido ao bloqueio dissipativo (elevada corrente de pico);
- Elevadas perdas no cobre/ferro dos magnéticos devido à elevada excursão de fluxo no indutor acoplado;
- Elevadas perdas de condução nos dispositivos devido aos elevados valores eficazes e de pico das correntes.

Segundo [20] essas desvantagens ficam ainda piores para aplicações fotovoltaicas, em que a tensão de entrada do inversor é baixa e, conseqüentemente, as correntes do sistema são elevadas. Várias opções foram descritas para solucionar esse problema, como a utilização de técnicas de comutação suave [21], combinação de modos de condução entre descontínuo e crítico [22] [23] [1], ou até mesmo condução contínua [24] o que exigiria componentes extras, controladores e projetos mais complexos.

Dessa forma, para aplicações que compreendem a faixa de 100 ~ 200 W se utilizam soluções no *MCD*, similares ao *Flyback*. A literatura mostra uma tendência de que, para potências maiores, soluções de dois estágios são mais adequadas e consolidadas [25, 26]. Portanto, há a necessidade de um estudo mais aprimorado de topologias de único estágio que possam ser aplicáveis em níveis de potência intermediários, que variam na faixa de 200 ~ 1 kW.

Ademais, no Brasil, no mês de abril do ano de 2017, apenas 8 dos 95 inversores certificados pelo Inmetro possuem potência inferior a 1 kW [27]. A Tabela 1.1 ilustra os inversores citados, bem como suas características, em que é possível observar que todos os modelos são importados. Isso ilustra e fortifica ainda mais a necessidade de desenvolvimento de inversores por empresas e tecnologias brasileiras.

No entanto, para faixas de potência intermediárias, acredita-se que ainda não haja uma topologia consolidada e difundida. Assim, esse trabalho visa contribuir propondo topologias de inversores *Forward*, que operam no modo de condução contínua para esta faixa de potência.

Em [23] é feita uma análise para a seleção da topologia de conversor apropriada dada a uma aplicação. Com isso, os requisitos desejáveis ao inversor proposto são:

- Alta eficiência e alta densidade de potência (peso e volume);
- Baixo custo e elevada confiabilidade;
- Concordância com as diretrizes de compatibilidade eletromagnética (*EMC*);
- Concordância com as normas internacionais relativas à conexão de fontes com a rede elétrica.

Tabela 1.1 – Microinversores etiquetados pelo Inmetro no Programa Brasileiro de Etiquetagem.

Modelo	Potência Nominal [W]	Tensão de Entrada [V]	Tensão de Saída [V]	Corrente Nominal [A]
YC500A	500	55	220	2,5
ECO-INV-600W	600	60	220	2,7
YC500I	500	55	220	2,2
YC500A	500	55	127	3,9
YC500I	500	55	127	3,9
BDM-300X2	500	500	220	2,3
MI-250	250	60	220	1,1
MI-500	500	60	220	2,3

1.2 OBJETIVO GERAL DO TRABALHO

O objetivo da pesquisa consiste no estudo, projeto e implementação de inversores *Forward*, para diferentes intervalos de potência em sistemas de único estágio usados na interligação de fontes renováveis à rede elétrica convencional.

1.2.1 Objetivos Específicos

- Propor topologias de um único estágio do tipo *Forward*;
- Estudar os filtros de conexão com a rede elétrica (tipo L, LC e LCL);
- Desenvolver a análise estática orientada ao projeto;
- Desenvolver modelos matemáticos orientados ao controle;
- Desenvolver e projetar o sistema de controle;
- Projetar e construir protótipos a fim de validar o estudo;
- Inserir nas opções de inversores, dadas as faixas de potência, uma topologia capaz de aliar características como eficiência, confia-

bilidade e robustez em concordância com as normas vigentes e aplicáveis;

- Propiciar motivação e justificativas para a disseminação das energias renováveis como fontes distribuídas de geração elétrica, de maneira a aumentar sua participação na matriz energética nacional;
- Ampliar o conhecimento e experiências relacionadas ao uso de fontes renováveis de energia, conversores estáticos, normatização aplicável e rede elétrica convencional de energia;

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está organizado de modo que inicialmente é apresentada uma revisão cronológica de aplicações envolvendo a topologia *Forward*, tanto como conversor cc-cc, quanto cc-ca. Em seguida, no Capítulo 3, são apresentados e discutidos os fundamentos teóricos do inversor proposto com enrolamento terciário, bem como, são deduzidos os esforços nos semicondutores.

Posteriormente, no Capítulo 4, o inversor duplo-*Forward* é apresentado e suas principais características são desenvolvidas. Ao final desse capítulo, os esforços nos semicondutores, que se diferenciam dos já deduzidos para o conversor com enrolamento terciário, são apresentados.

No Capítulo 5 são expostos os conceitos fundamentais sobre o desacoplamento entre potência de entrada e de saída do conversor, bem como do filtro de conexão à rede elétrica. Posteriormente, no Capítulo 6, os principais conceitos relativos à modelagem orientada ao controle e ao compensador adotado para ambas as topologias são abordados.

Finalmente, no Capítulo 7 e no Capítulo 8, os resultados para o conversor com enrolamento terciário e para o duplo-*Forward* são apresentados. Em cada caso há uma comparação entre os resultados de simulação e os resultados experimentais, possibilitando o confronto

direto entre teoria e prática. Assim, entende-se ser possível ratificar a expectativa sobre o comportamento de ambas as topologias.

■ CAPÍTULO 2 ■

EVOLUÇÃO DA TOPOLOGIA *Forward*

2.1 INTRODUÇÃO

Esse capítulo visa proporcionar ao leitor uma perspectiva de utilização de conversores derivados da topologia *Forward*, aplicados como conversores cc-cc e conversores cc-ca.

Para isso, mostrar-se-á uma sequência de conversores derivados do conversor *Forward* bastante utilizados na indústria, que segue uma ordem evolutiva cronológica e aponta as principais características de cada estrutura.

Dessa maneira, entende-se que será possível transmitir ao leitor uma visão global das aplicações que possam utilizar conversores *Forward* e assim, discutir quais as características relevantes que tornaram necessárias as alterações que resultaram nas novas topologias.

Ademais, será possível introduzir as topologias propostas e relacioná-las com os princípios apresentados, avaliando vantagens e desvantagens. Os dados apresentados, bem como a ordem escolhida estão baseados em [28].

2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES FORWARD PARA CONVERSÃO CC-CC

A presente seção objetiva apresentar algumas topologias de conversores cc-cc derivadas do conversor *Forward*. Conversores com essa característica de conversão podem ser utilizados em estruturas inversoras de duplo estágio, como a ilustrada na Figura 1.2.

É relevante notar que em inversores de dois estágios, o conversor cc-cc utilizado, poderia ser o conversor abaixador *Buck*. Entretanto, esse sistema apresentaria uma baixa tensão no barramento cc, que culminaria na necessidade de um inversor do tipo elevador, incomum para tais aplicações.

Nesses casos, o conversor *Buck* poderia ser substituído por sua versão isolada que corresponde efetivamente ao conversor *Forward*. Para isso, a presença do transformador permitiria a adequação dos baixos ní-

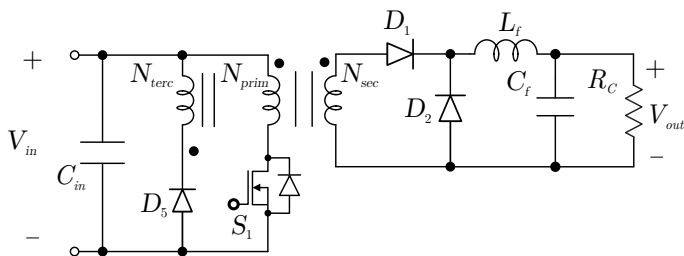
veis da tensão de entrada, com os elevados níveis de saída. Contudo, essa elevação apresenta uma limitação, tendo em vista que elevada relação de transformação gera problemas de acoplamento entre os enrolamentos, aumento na indutância de dispersão e perdas excessivas nas bobinas.

2.2.1 Conversor *Forward* Clássico

O conversor *Forward* clássico, ilustrado na Figura 2.1, corresponde a uma estrutura bastante conhecida, cuja utilização e relevância são vastas [28–30]. Seu funcionamento é baseado na operação de um interruptor comutado em alta frequência. Quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir, tensão positiva é aplicada ao enrolamento primário e por intermédio do transformador, uma tensão proporcional é aplicada ao secundário. Essa tensão polariza diretamente o diodo D_1 , que passa a conduzir fornecendo corrente para a saída.

Um filtro passa-baixas de segunda ordem $L_f C_f$ é utilizado para filtrar o conteúdo harmônico proveniente da comutação. A tensão de saída nesse caso pode ser regulada por intermédio da variação da razão cíclica do conversor (D), ou seja, do tempo de condução do interruptor S_1 .

Figura 2.1 – Topologia do conversor *Forward* clássico.



O esforço de tensão no interruptor, considerando $N_{prim} = N_{terc}$ é tipicamente $2,6V_{inmax}$, o que pode ser considerado um valor elevado e limita o desempenho do conversor, especialmente para aplicações em que a tensão de entrada é elevada [28]. Outra desvantagem da estrutura

refere-se à necessidade de um enrolamento adicional para a desmagnetização do transformador, o que aumenta seu custo e complexidade.

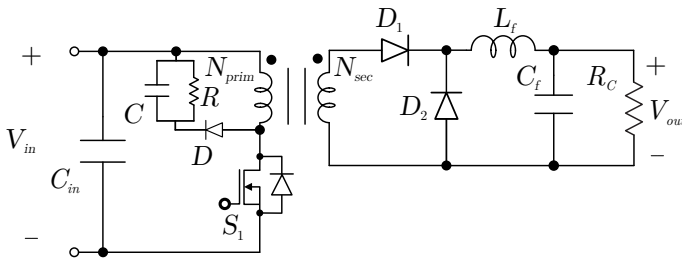
Nesse contexto, surgiram muitas das topologias derivadas da clássica, objetivando principalmente melhorar e otimizar a característica de desmagnetização do transformador.

2.2.2 Conversor *Forward* com *Snubber RCD*

Uma alternativa para contornar a necessidade de um enrolamento adicional ao transformador, de forma a garantir desmagnetização, seria a adição de um circuito de auxílio à comutação, também conhecido como *snubber*. Existem uma série de topologias de *snubbers* apresentadas na literatura, porém a mais comum e simples é composta por uma associação entre resistor, capacitor e diodo, sendo por isso conhecido como *RCD*.

A estrutura do conversor *Forward* com *snubber RCD* está ilustrada na Figura 2.2 e os níveis de potência desse conversor, bem como seu ganho ($n.D$) são idênticos aos da estrutura convencional, retratada na Figura 2.1.

Figura 2.2 – Topologia do conversor *Forward* com *snubber RCD*.



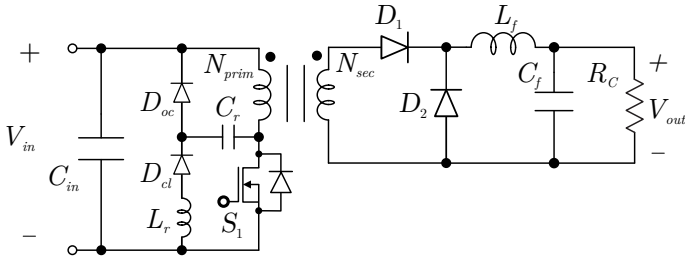
Nesse caso o esforço de tensão no interruptor é tipicamente $2,0V_{inmax}$ [28].

A principal desvantagem dessa estrutura se refere à energia dissipada no resistor de *snubber*, o que reduz a eficiência e cria um problema relativo à dissipação térmica do conversor.

2.2.3 Conversor *Forward* com *Snubber LCDD*

A estrutura do conversor *Forward* com *snubber LCDD* (Figura 2.3) utiliza-se de um indutor (L_r), um capacitor (C_r) e dois diodos (D_{oc} e D_{cl}), compondo um circuito de auxílio à comutação regenerativo. Os níveis de potência desse conversor e o ganho ($n.D$) são idênticos aos da estrutura convencional, apresentada anteriormente.

Figura 2.3 – Topologia do conversor *Forward* com *snubber LCDD*.



Quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear, o diodo (D_{oc}) e o capacitor (C_r) grampeiam a tensão *dreno-source* do interruptor, como no caso do *snubber RCD*. A descarga do capacitor é garantida pela ressonância do par $L_r C_r$ e o esforço de tensão no interruptor nesse caso é de $2,0V_{inmax}$ [28].

Pela natureza da ressonância, o circuito pode operar com múltiplos modos de operação, o que torna seu projeto mais complexo, passando a exigir iterações que garantam operação sobre todas as condições de carga, rede e transitórios. Outra desvantagem do circuito, refere-se ao tamanho do indutor L_r para aplicações em que a tensão de entrada é elevada.

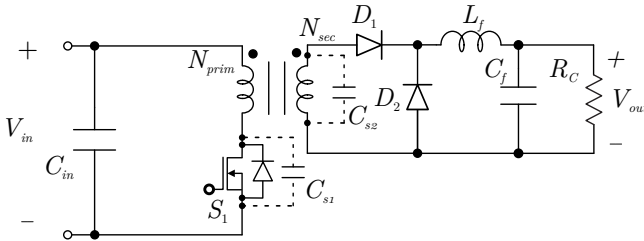
2.2.4 Conversor *Forward* com Desmagnetização Ressonante

O circuito ilustrado na Figura 2.4 utiliza capacitâncias parasitas para a realização da desmagnetização, com uma técnica simples e efetiva [31, 32].

Nesse caso, quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear, o

indutor magnetizante e o capacitor parasita equivalente do interruptor e do enrolamento, formam um circuito ressonante, desmagnetizando o transformador dessa maneira. O esforço de tensão no interruptor nesse caso é de $2,0V_{inmax}$ [28].

Figura 2.4 – Topologia do conversor *Forward* com desmagnetização ressonante.



A desvantagem dessa configuração refere-se à determinação da capacitância equivalente, uma vez que ela é necessária para que se tenha uma frequência de ressonância bem definida e que os esforços sejam ponderados/estimados.

Além disso, é difícil manter as condições de desmagnetização durante todas as condições de carga, o que afeta a confiabilidade e a robustez da solução.

Outro trabalho relevante que pode ser relacionado é [33], em que um capacitor é adicionado em paralelo com o diodo de condução direta D_1 e a desmagnetização ocorre por meio de uma ressonância entre o indutor magnetizante e este capacitor.

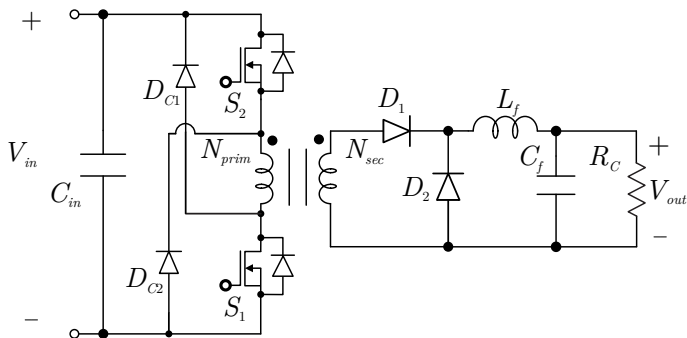
Nesse caso, a energia armazenada no transformador pode ser entregue parcialmente à carga ao invés de ser dissipada no interruptor. Além disso, o estresse de tensão nos interruptores e o tamanho do transformador podem ser reduzidos em relação ao caso tradicional.

2.2.5 Conversor *Forward* com Dois Interruptores

A estrutura do conversor *Forward* com dois interruptores (Figura 2.5) utiliza dois interruptores para conectar e desconectar o primá-

rio do transformador à fonte de entrada. Nesse caso, a faixa de potência das aplicações é parecida com as do conversor clássico e a taxa de conversão é inalterada.

Figura 2.5 – Topologia do conversor *Forward* com dois interruptores.



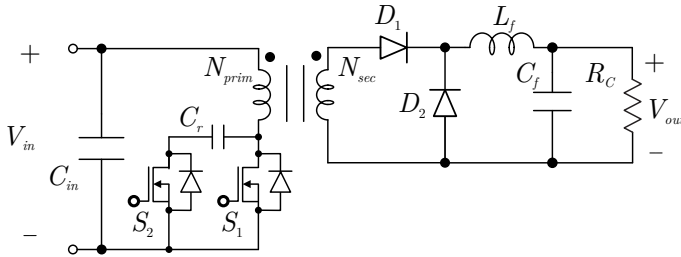
Quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear, os diodos D_{c1} e D_{c2} conectam o enrolamento primário à fonte de entrada, desmagnetizando-o e regenerando energia para a fonte de entrada. Devido ao grampeamento, o esforço de tensão no interruptor é de $1,0V_{inmax}$, o que representa uma vantagem muito grande dessa estrutura em relação às demais [28].

Todavia, a desvantagem dessa estrutura refere-se à presença de um diodo e de um interruptor adicional e, conseqüentemente, seu circuito de comando, que podem aumentar o custo e o tamanho do conversor. Além das perdas de condução, pela presença de dois interruptores no caminho da corrente.

2.2.6 Conversor *Forward* com Grampeamento Ativo

A estrutura do conversor com grampeamento ativo para garantir a desmagnetização do transformador está explicitada na Figura 2.6 [34,35]. Nesse caso, a faixa de potência das aplicações são parecidas com as do conversor clássico e a taxa de conversão é a mesma.

Para a configuração apresentada, no bloqueio de S_1 , um dis-

Figura 2.6 – Topologia do conversor *Forward* com *Snubber* comutado.

positivo ativo é utilizado para descarregar o capacitor C_r . O esforço de tensão no interruptor S_1 pode ser estimado em $1,3V_{inmax}$ [28].

Uma vantagem da estrutura é que ela não somente grampeia a tensão sobre o interruptor principal, mas também garante uma melhoria nas condições de sua entrada em condução (comutação suave). Isso resulta em aumento na eficiência do conversor em relação às estruturas já apresentadas.

Como desvantagem, a estrutura necessita de um interruptor adicional (S_2), bem como seu circuito de comando. Além disso, há um aumento nas perdas de condução estimada em $30 \sim 50\%$ [28].

2.2.7 Conversor *Forward/Flyback*

O conversor apresentado na Figura 2.7 corresponde a uma topologia que combina um circuito de auxílio à comutação com um conversor híbrido conhecido como *Forward/Flyback* [36].

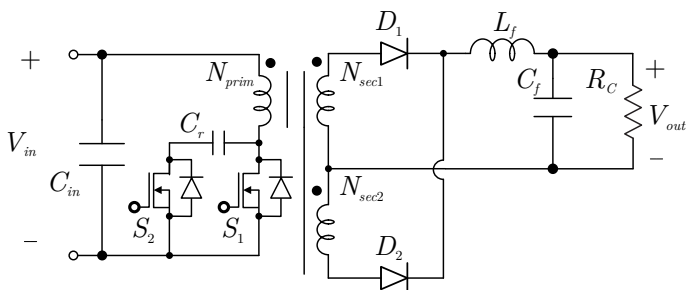
A particularidade da estrutura é a inserção de um entreferro no núcleo do transformador, permitindo o armazenamento de energia durante a etapa de transferência para a carga.

Quando um *snubber* é adicionado no enrolamento primário, a tensão no transformador é definida pela tensão sobre o capacitor (C_r), durante a etapa de bloqueio. Dessa forma, por meio do princípio de balanço de tensão sobre o capacitor, conclui-se que a taxa de conversão para esse caso é $2.n.D$, ou seja, o dobro de ganho em relação às

topologias anteriores.

A possibilidade de ampliar o ganho, assim como o esforço de tensão no interruptor principal, podem ser vistos como vantagens da estrutura em algumas aplicações. Todavia, faz-se necessária a adição de um interruptor, seu circuito de comando e um enrolamento adicional ao transformador, o que geraria um aumento em tamanho e custo em relação à topologia tradicional.

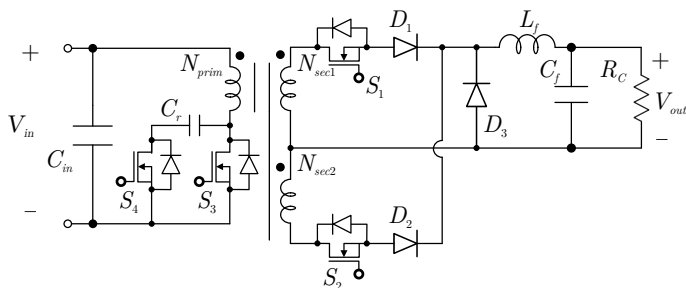
Figura 2.7 – Topologia do conversor *Forward/Flyback*.



2.2.8 Conversor Duplo *Forward*

A estrutura conhecida como duplo *Forward* (Figura 2.8) elimina o problema da recuperação reversa dos diodos relativo ao conversor *Forward/Flyback*. Isso torna essa tecnologia robusta e muito aplicável nas indústrias.

Figura 2.8 – Topologia do conversor duplo-*Forward*.



A recuperação reversa dos diodos é totalmente controlada pela introdução de interruptores (S_1 e S_2), juntamente com um diodo de roda livre (D_3). O diodo de roda livre também previne o curto-circuito do transformador durante a transição da tensão *dreno-source* do interruptor, permitindo que a totalidade da energia magnetizante esteja disponível para comutação suave. Isso torna a estrutura com comutação suave para toda variação de carga [28].

Nessa estrutura, o ganho é definido em $2.n.D$ e o esforço do interruptor é de $1,3V_{inmax}$. A desvantagem principal da estrutura é a necessidade de componentes adicionais como interruptores e diodos.

2.3 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES FORWARD PARA CONVERSÃO CC-CA

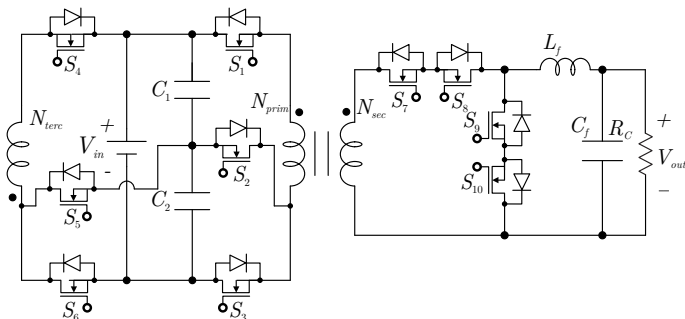
Além das estruturas citadas e caracterizadas, há algumas que derivam do conversor *Forward*, ilustrado na Figura 2.1, para atuação como inversor. Nesse caso, serão apresentadas três topologias encontradas na literatura, juntamente com as contribuições de topologias propostas por esse trabalho.

2.3.1 Inversor *Forward* de Três Níveis

Uma topologia intitulada inversor *Forward* de três níveis é apresentada em [37]. A topologia caracteriza-se por ser concisa e possuir reduzido estágio de transformação de potência.

O inversor (Figura 2.9) é composto em seu estágio de entrada por um conversor *Forward* e no estágio de saída por um cicloconversor de meia onda. Na saída, há também um filtro de segunda ordem composto por um par $L_f - C_f$.

Uma vantagem desse conversor são os três níveis na tensão antes do filtro, o que permite reduzir seu volume. Ademais, a estrutura possibilita uma redução no estresse de tensão sobre os interruptores do lado primário (de alta frequência). Em relação aos inversores multiní-

Figura 2.9 – Inversor *Forward* de três níveis.

veis tradicionais, essa estrutura pode ser considerada simples e possibilita ainda isolamento mediante um transformador em alta frequência.

2.3.2 Inversor Bidirecional Paralelo-série Baseado no Conversor *Forward*

Em [38] é proposta uma topologia capaz de reduzir o estresse de tensão dos interruptores que comutam em baixa frequência. Isso é feito pela interligação paralela da entrada e série da saída de dois estágios bidirecionais de conversores *Forward*.

O conversor em questão está apresentado na Figura 2.10 e os resultados expressos com base em um protótipo testado, com potência de 1000 VA, culminaram em uma eficiência de 82% com uma distorção harmônica total (THD) da corrente de 1,8% [38].

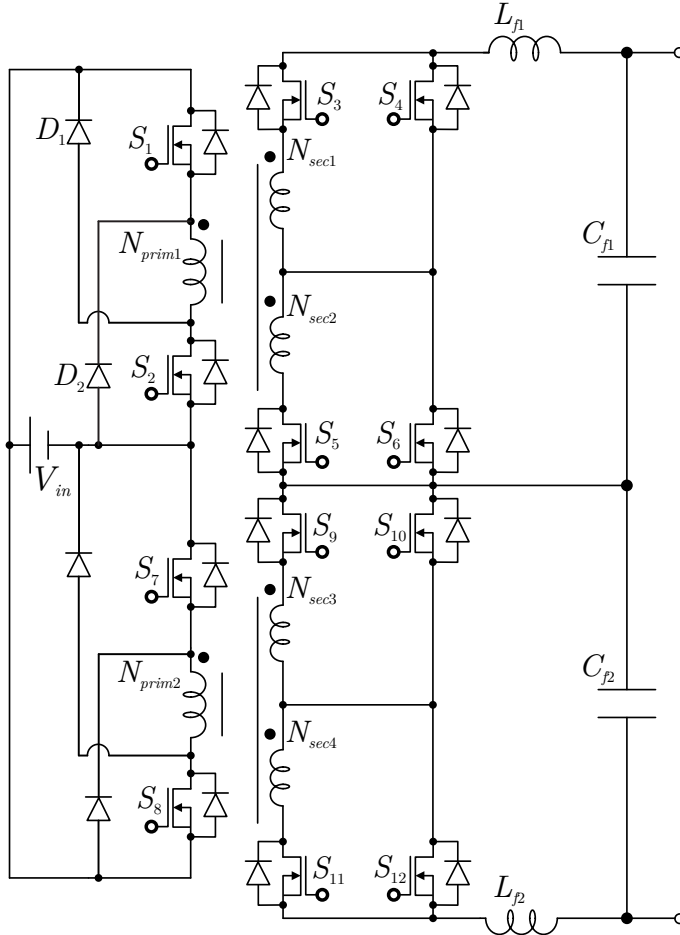
2.3.3 Inversor *Forward* de Único Estágio

Em [39] uma topologia de um microinversor de único estágio é proposto para aplicação em sistemas de geração fotovoltaica. A estrutura, apresentada na Figura 2.11, é composta por um estágio de entrada idêntico ao conversor *Forward* convencional e um estágio de saída em que os diodos são substituídos por interruptores bidirecionais.

A bidirecionalidade é exigida devido ao fato de a rede elétrica estar conectada após o filtro L e, dessa forma, cada conjunto de inter-

ruptores ter que conduzir durante um semiciclo da rede elétrica.

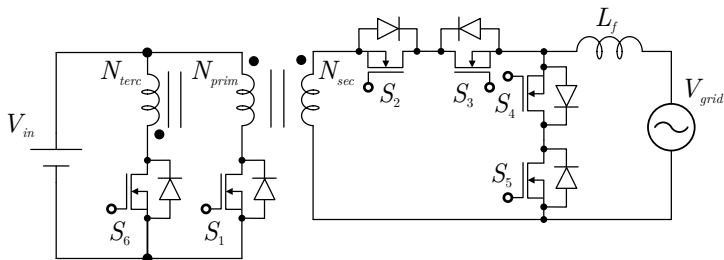
Figura 2.10 – Inversor bidirecional paralelo-série baseado no conversor *Forward*.



Os resultados práticos foram obtidos baseados em testes com um protótipo cuja potência foi definida em 50 W e apresentou um rendimento de 81% [39]. Esse rendimento baixo pode ser explicado pela escolha do modo de condução crítico do conversor, que o faz operar com frequência variável e implica uma série de desvantagens como problemas no dimensionamento dos magnéticos, oscilações e picos elevados

de corrente nos semicondutores.

Figura 2.11 – Inversor *Forward* de único estágio.



2.3.4 Topologias Propostas

Este trabalho possui como foco de aplicação inversores isolados, de estágio único para médias potências (200 - 700 W), com base no conversor *Forward* e conectados com a rede elétrica. As topologias propostas para esse caso estão ilustradas na Figura 2.12.

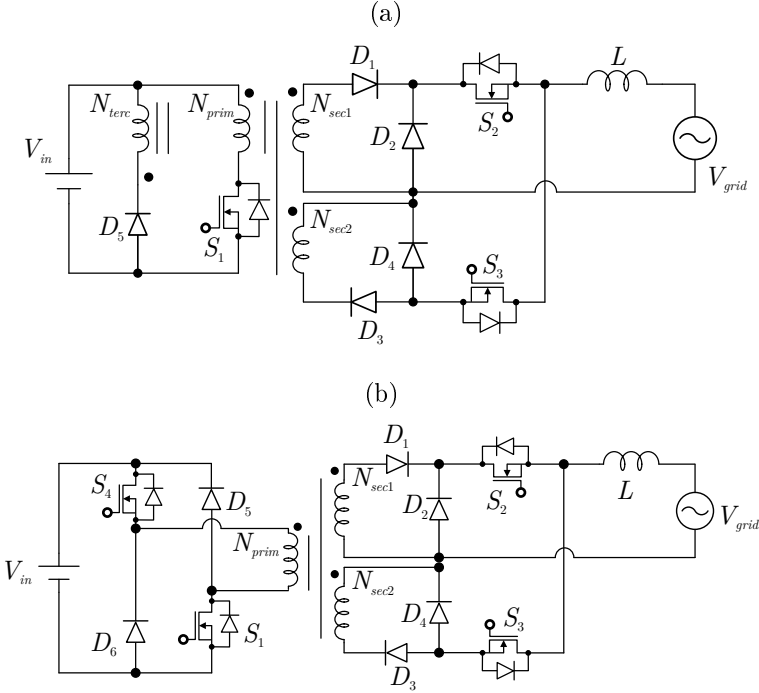
As estruturas propostas possuem características próximas à opção apresentada por [39] e citada anteriormente. A diferença primordial entre elas é que para os casos propostos, o secundário é composto por dois enrolamentos e a rede elétrica é conectada ao equivalente a dois circuitos secundários do conversor *Forward* clássico.

A duplicação de enrolamentos secundários justifica-se pelo comportamento da rede elétrica, que funciona de forma alternada. Dessa forma, por intermédio dos interruptores controlados S_2 e S_3 é possível comandar cada enrolamento a operar em determinado semiciclo da rede.

A topologia apresentada na Figura 2.12(a) apresenta o enrolamento terciário do transformador de forma a garantir sua desmagnetização e do lado secundário possui elementos não-controlados conectados em série com interruptores controlados que comutam em baixa frequência.

A topologia apresenta como desvantagem a existência de um

Figura 2.12 – Topologias de inversores de único estágio propostas: (a) Com enrolamento de desmagnetização (b) Com desmagnetização ativa.



enrolamento terciário, uma vez que torna o projeto do magnético mais complexo, dificulta seu processo de manufatura, gera um aumento no volume e nas perdas do conversor.

Como alternativas para essa problemática, seria passível de utilização qualquer uma das técnicas supracitadas para as variações do conversor *Forward* atuando como conversor cc-cc. Dessa forma, surgiria um grande número de topologias de inversores de baixa potência derivados do conversor proposto.

Com o intuito de melhorar esse quesito, sugere-se uma segunda topologia que pode ser entendida como um inversor *Forward* clássico,

acrescido de uma técnica de desmagnetização baseada no conversor *Forward* com dois interruptores, apresentado na Figura 2.5.

Como resultado dessa melhoria, surge a topologia revelada na Figura 2.12(b), que objetiva aplicações em uma faixa de potências maiores do que a topologia ilustrada na Figura 2.12(a). Em termos de número de componentes, essa estrutura possui um acréscimo de 1 diodo e 1 interruptor, em detrimento da exclusão do terceiro enrolamento no transformador.

Contudo, a elevação no número de componentes não exige aumento no número de circuitos de comando isolados, haja vista que o interruptor S_1 e o interruptor S_4 (da estrutura b) são comandados com o mesmo sinal de gatilho. Isso justifica a substituição em termos de custo, tamanho, eficiência e praticidade.

Além disso, o modo de condução crítico apresentado gera problemas de elevados picos de corrente, elevadas perdas de condução e baixa eficiência, conforme provam os dados experimentais expostos. Nesse caso, propõe-se que ambos os conversores operem no modo de condução contínuo e com fator de potência unitário ou muito próximo disso.

2.4 CONCLUSÃO

Esse capítulo introduziu os conceitos básicos relativos a algumas topologias derivadas do conversor *Forward* clássico, manifestando topologias para aplicações como cc-cc e inversores. As características básicas, dentre os circuitos apresentados, estão resumidas e comparadas na Tabela 2.1. Ademais, do ponto de vista de inversores, a comparação com relação ao número de componentes das topologias exibidas se encontra na Tabela 2.2.

A comparação permite concluir que dentre as topologias, a que apresenta o menor esforço de tensão no interruptor é a com dois interruptores, uma vez que ela é grampeada na tensão de entrada.

Do ponto de vista de ganho, as estruturas que se diferenciam, apresentando o dobro de ganho estático são as do *Forward-Flyback* e do duplo-*Forward*.

Dentre as opções, o conversor com desmagnetização ressonante apresentou o menor número de semicondutores, com o mesmo número de magnéticos de outras topologias.

Do ponto de vista de inversores, o *Forward* de três níveis, o bidirecional e o *Forward* de único estágio são estruturas complexas, que possuem um baixo rendimento, baixa confiabilidade e alto custo devido ao elevado número de semicondutores.

Em oposição, os novos conversores propostos apresentam um reduzido número de interruptores, mas um elevado número de diodos. Para a aplicação a que se destinam, as propostas são interessantes, uma vez que se apresentam como possibilidades de solução de conversão cc-ca em um único estágio.

Assim, vale concluir que cada estrutura apresenta vantagens e desvantagens, que devem ser comparadas e relacionadas com a aplicação a que se destinam, para que assim se possa chegar à topologia mais apropriada.

Tabela 2.1 – Comparação conversores *Forward*.

Conversor	Ganho	Tensão Interruptor	Diodos	Interruptores	Magnéticos	Enrolamentos Transf.
Clássico	nD	$2,6 V_{in}$	3	1	2	3
Snb RCD	nD	$2,0 V_{in}$	3	1	2	2
Snb LCDD	nD	$2,0 V_{in}$	4	1	3	2
Desmag. Resson.	nD	$2,0 V_{in}$	2	1	2	2
2 Interruptores	nD	$1,0 V_{in}$	4	2	2	2
Gramp. Ativo	nD	$1,3 V_{in}$	2	2	2	2
<i>Forward-Flyback</i>	2nD	$1,3 V_{in}$	2	2	2	3
<i>Duplo-Forward</i>	2nD	$1,3 V_{in}$	2	4	2	3

Tabela 2.2 – Comparação inversores *Forward*.

Conversor	Diodos	Interruptores	Magnéticos	Enrolamentos Transf.
<i>Forward</i> 3 níveis	0	10	2	3
Bidirecional	4	12	4	3
<i>Forward</i> único estágio	0	6	2	3
<i>Forward</i> com terciário	5	3	2	4
<i>Duplo-Forward</i>	6	4	2	3

CAPÍTULO 3

INVERSOR PROPOSTO COM
ENROLAMENTO TERCIÁRIO

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo objetiva apresentar as características fundamentais de funcionamento do inversor proposto, com enrolamento adicional no transformador para desmagnetização. Inicialmente, conceitos básicos serão abordados, para posteriormente os estados topológicos serem apresentados, bem como as principais equações e definições que regem o comportamento do conversor.

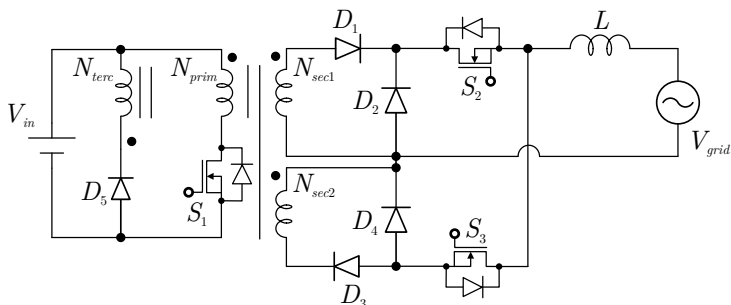
Ademais, as principais formas de onda são apresentadas para, em seguida, serem utilizadas para o cálculo dos esforços dos semicondutores.

Em seguida, aspectos referentes ao estudo do fenômeno da saturação do transformador e suas restrições no funcionamento da estrutura, são abordados. Por fim, os principais equacionamentos relativos aos esforços de tensão e de corrente são deduzidos, completando a análise teórica de funcionamento do conversor.

3.2 INVERSOR *FORWARD* COM ENROLAMENTO TERCIÁRIO

A topologia proposta está ilustrada na Figura 3.1, de onde se observa que o inversor é composto por um transformador de alta frequência, constituído por 4 enrolamentos, um interruptor que comuta em alta frequência (S_1), dois interruptores que comutam em baixa frequência (S_2 e S_3), dois diodos de condução direta (D_1 e D_3), dois diodos de roda livre (D_2 e D_4), um diodo de desmagnetização (D_5) e um filtro de saída L .

É relevante destacar que apesar de S_2 e S_3 estarem representados na Figura 3.1 como MOSFETs, na prática foram utilizados IGBTs, tendo em vista suas características serem mais atrativas para a aplicação (níveis de tensão, frequência de comutação, etc).

Figura 3.1 – Topologia proposta baseada no conversor *Forward*.

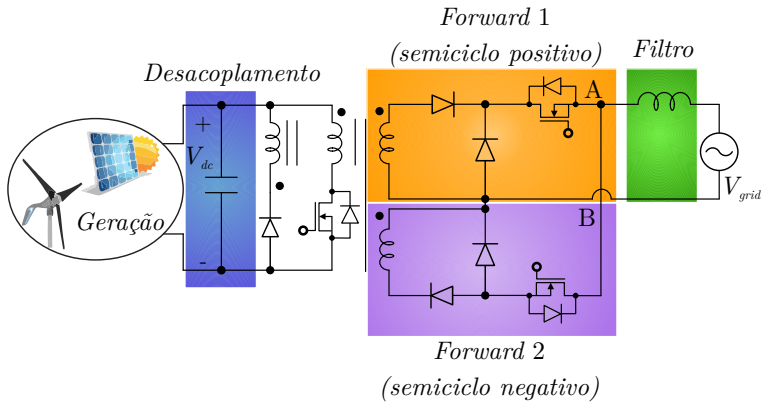
De maneira geral, o inversor ilustrado pode ser percebido como uma associação de dois conversores *Forward*, cada qual operando em um semiciclo da rede. A conexão entre a fonte de geração e a entrada do conversor deve ser realizada por meio de um capacitor de desacoplamento, que será caracterizado e exposto na Seção 5.2.

A Figura 3.2 ilustra os blocos que compõe o conversor, de modo a tornar claro ao leitor a funcionalidade de cada um para o comportamento global da estrutura.

No ponto de conexão com a rede (pontos *A* e *B* indicados na Figura 3.2) deve-se incluir um filtro, de modo a atenuar o conteúdo harmônico de alta frequência imposto pela operação do conversor, de maneira a atender os limites impostos pelas normas nacionais e internacionais que regem conexão de fontes de energia com a rede elétrica.

Por ora, representar-se-á o filtro como um simples indutor L , primando-se pela simplicidade, haja vista que as problemáticas envolvendo o filtro, seu comportamento e dimensionamento serão detalhados em momento específico, no Capítulo 5.

Figura 3.2 – Divisão do inversor proposto em blocos.

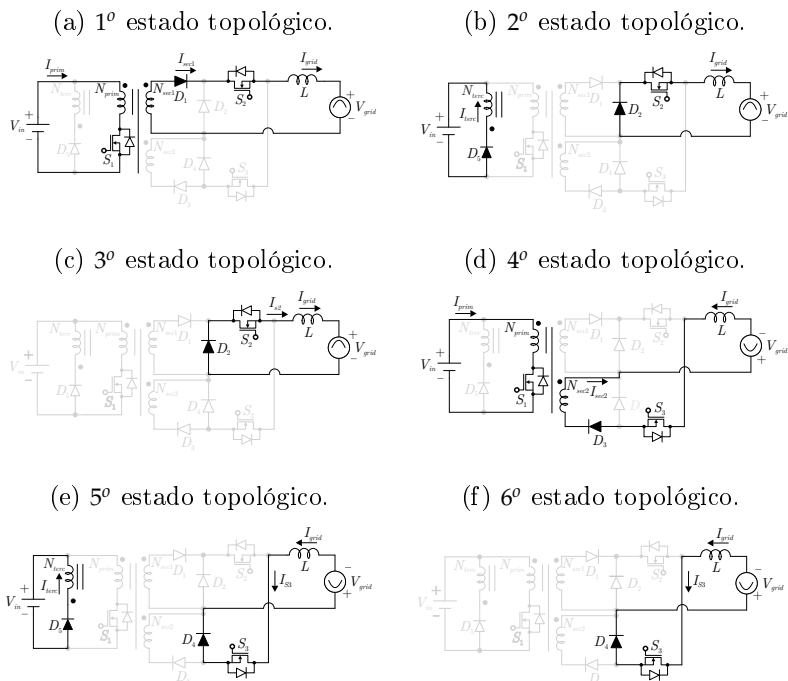


3.3 ESTADOS TOPOLÓGICOS

O inversor *Forward* proposto possui seis estados topológicos, três deles aplicáveis para cada semiciclo da rede elétrica. Nesse caso, considerar-se-ão os três primeiros estados como sendo relativos ao semiciclo positivo da tensão da rede e os três subsequentes para o semiciclo negativo. Sendo assim, mostrar-se-ão com maior detalhamento os estados referentes ao semiciclo positivo da rede, de forma que os demais estados podem ser considerados análogos aos respectivos. É importante ressaltar que durante o semiciclo positivo da rede o interruptor S_2 encontra-se em condução, enquanto S_3 encontra-se bloqueado e durante o semiciclo negativo o inverso é aplicado.

A Figura 3.3 demonstra o esquemático referente à cada estado topológico do conversor, cujo detalhamento será abordado em seguida.

Figura 3.3 – Esquemáticos referentes aos estados topológicos do inversor *Forward*.



3.3.1 Primeiro Estado Topológico

O primeiro estado topológico tem início quando o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Neste instante, a tensão de entrada é aplicada sobre o enrolamento primário, conforme representado em (3.1).

$$V_{prim} = V_{in} \quad (3.1)$$

Tendo em vista que a tensão sobre um indutor é definida como em (3.2), a corrente no enrolamento primário resultante pode ser entendida como em (3.3).

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.2)$$

$$i_{prim}(t) = I_{sec1} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} + \frac{V_{in}}{L_{m1}} t \quad (3.3)$$

Como a tensão de entrada está aplicada ao enrolamento primário, tensões proporcionais são induzidas nos demais enrolamentos do transformador, conforme descrito por (3.4), (3.5) e (3.6) para os enrolamentos secundários e terciário respectivamente.

$$V_{sec1} = V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \quad (3.4)$$

$$V_{sec2} = V_{in} \frac{N_{sec2}}{N_{prim}} \quad (3.5)$$

$$V_{terc} = V_{in} \frac{N_{terc}}{N_{prim}} \quad (3.6)$$

Com base na polaridade do enrolamento secundário e tendo em vista que durante o semiciclo analisado S_2 está em condução, o diodo D_1 polariza-se diretamente e passa a conduzir a corrente drenada pela rede. Durante essa etapa de operação há transferência direta de energia da fonte de entrada para a carga (rede elétrica).

O circuito referente ao primeiro estado de comutação está ilustrado na Figura 3.3(a). Essa etapa cessa no momento em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear.

Com base na definição apresentada em (3.2), a equação da corrente no indutor pode ser entendida como:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - v_{grid}}{L} t + I_{grid} \quad (3.7)$$

3.3.2 Segundo Estado Topológico

O segundo estado topológico tem início quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. Neste instante, a tensão sobre os enrolamentos inverte-se de polaridade e, com esse fenômeno no enrolamento terciário, o diodo D_5 polariza-se diretamente e passa a conduzir a corrente que circulava pelo indutor magnetizante, regenerando a energia nele armazenada para a fonte de entrada.

Concomitante com a entrada em condução do diodo D_5 , o diodo D_2 que estava bloqueado na etapa anterior entra em condução, pois a inversão de polaridade do enrolamento secundário faz com que fique diretamente polarizado. A polarização do diodo D_2 faz com que a corrente conduzida por D_1 cesse, bloqueando-o.

Essa etapa pode ser entendida como uma etapa de regeneração de energia, de forma a garantir a total desmagnetização do núcleo do transformador para que não ocorra sua saturação. Além disso, trata-se de um estágio em que não há transferência de energia da fonte para a carga (rede elétrica). Durante esse período a tensão sobre o enrolamento terciário é definida por (3.8).

$$V_{terc} = V_{in} \quad (3.8)$$

Conseqüentemente, aplicadas as relações de transformação de cada enrolamento é possível definir a tensão sobre o enrolamento primário (3.9) e os enrolamentos secundários (3.10) e (3.11).

$$V_{prim} = -V_{in} \frac{N_{prim}}{N_{terc}} \quad (3.9)$$

$$V_{sec1} = -V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{terc}} \quad (3.10)$$

$$V_{sec2} = -V_{in} \frac{N_{sec2}}{N_{terc}} \quad (3.11)$$

No instante em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear,

a corrente através do indutor de saída atinge seu valor máximo (3.14) e nessa etapa (3.12) define a tensão sobre o indutor de saída. Com base nisso, o comportamento dessa corrente durante o segundo estado topológico é estabelecido em (3.13).

$$V_L = -V_{grid} \quad (3.12)$$

$$i_L(t) = I_{Lpk} - \frac{V_{grid}}{L}t \quad (3.13)$$

$$I_{Lpk} = i_L(dT_{sw}) = \frac{V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - V_{grid}}{L} dT_{sw} \quad (3.14)$$

O circuito referente ao segundo estado topológico está ilustrado na Figura 3.3(b). Essa etapa finda no instante em que a energia armazenada no indutor magnetizante do transformador se anula e, dessa forma, a corrente regenerada para a fonte de entrada zera, resultando no bloqueio do diodo D_5 .

3.3.3 Terceiro Estado Topológico

O terceiro estado topológico (Figura 3.3(c)) tem início quando toda a energia armazenada no indutor magnetizante do transformador, durante a primeira etapa, é regenerada para a fonte de entrada. Neste instante, a corrente que era drenada do enrolamento terciário para a fonte de entrada cessa, o que faz com que o diodo D_5 se polarize inversamente e bloqueie.

Nessa etapa, como toda energia armazenada no transformador já se anulou, não há tensão em seus enrolamentos (3.15) e, dessa forma, o diodo D_1 permanece bloqueado.

$$V_{prim} = V_{sec1} = V_{sec2} = V_{terc} = 0 \quad (3.15)$$

Entretanto, como o conversor está operando no modo de condução contínua ainda há energia do filtro de saída sendo transferida

para a rede, mantendo o diodo D_2 em condução. A derivada da corrente no indutor, permanece a mesma da etapa anterior e (3.16) descreve seu comportamento durante esse período.

$$i_L(t) = I_L(t_{off}) - \frac{v_{grid}}{L}t \quad (3.16)$$

3.3.4 Quarto Estado Topológico

O quarto estado topológico inicia-se quando, com a tensão da rede no semiciclo negativo, o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Essa etapa pode ser considerada análoga ao primeiro estado topológico. Neste instante, a tensão de entrada é aplicada sobre o enrolamento primário e dessa forma sua corrente cresce em rampa.

Devido à presença do transformador e as polaridades dos seus enrolamentos, o diodo D_3 polariza-se diretamente e passa a conduzir a corrente injetada na rede juntamente com o interruptor S_3 , previamente comandado a conduzir, uma vez que o período de análise corresponde ao semiciclo negativo da rede.

Durante essa etapa o equacionamento desenvolvido na subseção 3.3.1 continua válido, exceto para as grandezas do secundário. Nesses casos, as análises e equações feitas para D_1 serão aplicadas para D_3 e vice-versa. A mesma correspondência ocorre entre D_2 e D_3 e entre S_2 e S_3 .

O esquemático ilustrativo desse estado de comutação está representado na Figura 3.3(d). Essa etapa se finaliza no momento em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear.

3.3.5 Quinto Estado Topológico

O quinto estado topológico tem início quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. Neste instante, a tensão sobre os enrolamentos inverte-se de polaridade e, com esse fenômeno ocorrendo no enrolamento terciário o diodo D_5 fica diretamente polarizado, passa a

conduzir a energia armazenada no indutor magnetizante do transformador, para a fonte de entrada. Esse estado funciona de forma semelhante ao que ocorre no segundo estado, descrito na subseção 3.3.2.

Concomitante à entrada em condução do diodo D_5 , o diodo D_4 que estava bloqueado na etapa anterior entra em condução, haja vista que a inversão de polaridade do enrolamento secundário polariza-o diretamente. A polarização do diodo D_4 faz com que a corrente conduzida por D_3 cesse, resultando em seu bloqueio.

Assim como no segundo estado, essa etapa pode ser entendida como uma etapa de regeneração de energia, de forma a garantir a total desmagnetização do núcleo do transformador para as etapas subsequentes, de forma a não saturá-lo. Além disso, trata-se de um estágio em que não há transferência direta de energia da fonte para a carga (rede elétrica).

O esquemático ilustrativo desse estado de comutação está representado na Figura 3.3(e). O fim desse período é marcado pelo término da corrente de magnetização, que corresponde ao instante em que toda a energia armazenada no indutor magnetizante é regenerada para a fonte de entrada.

Durante essa etapa o equacionamento desenvolvido na subseção 3.3.2 continua válido, exceto para as grandezas do secundário. Nesses casos, as análises e equações feitas para D_1 serão aplicadas para D_3 e vice-versa. A mesma correspondência ocorre entre D_2 e D_3 e entre S_2 e S_3 .

3.3.6 Sexto Estado Topológico

O sexto estado topológico tem início quando toda a energia armazenada no indutor magnetizante do transformador, durante o quarto estado, é regenerada para a fonte de entrada. Neste instante, a corrente que era drenada do enrolamento terciário para a fonte de entrada cessa, fazendo com que o diodo D_5 polarize-se inversamente e bloqueie.

Nessa etapa, como toda energia armazenada no transformador já anulou-se, não há tensão nos enrolamentos do transformador e, dessa forma, o diodo D_3 permanece bloqueado.

Entretanto, como o conversor está operando no modo de condução contínua, ainda há energia do filtro de saída sendo transferida para a carga (rede elétrica convencional) e isso faz com que o diodo D_4 ainda permaneça em condução. A derivada da corrente no indutor, permanece a mesma da etapa anterior. O circuito referente à essa etapa está ilustrado na Figura 3.3(f).

3.4 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR

As principais formas de onda do conversor, ilustrado na Figura 3.1, estão mostradas na Figura 3.4. Por intermédio dela é possível observar a forma de onda da corrente no indutor de saída $i_L(t)$, que retrata o modo de condução contínua previamente considerado. Além disso, é possível observar a forma de onda da corrente no interruptor S_1 ($i_{sw}(t)$), bem como a corrente no enrolamento secundário 1.

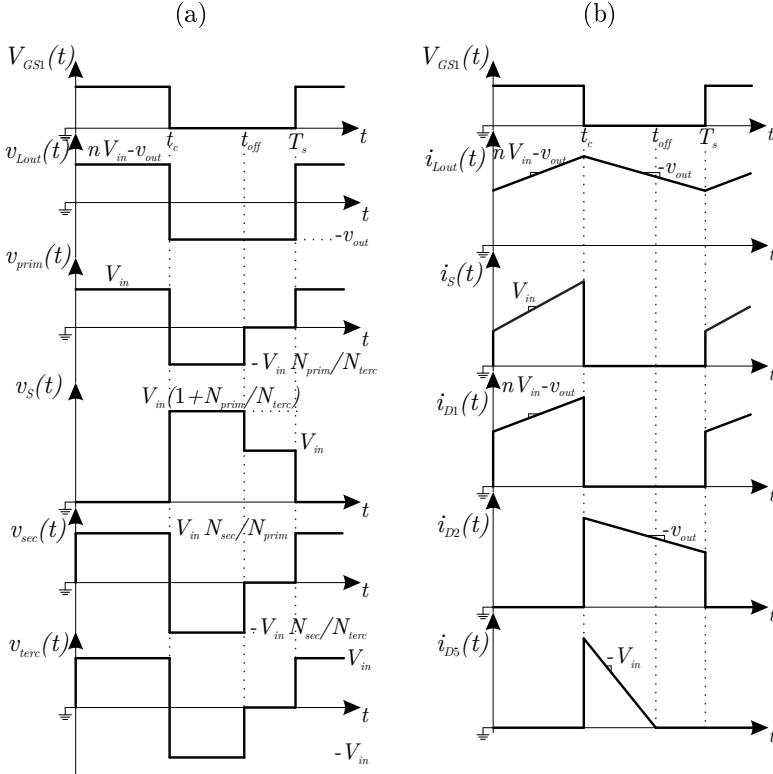
A forma de onda da corrente no enrolamento terciário ($i_{terc}(t)$), também representada na Figura 3.4, reduz de seu valor de pico, até anular-se completamente. Essa característica garante que o transformador seja desmagnetizado em cada período de comutação e, dessa forma, não sature durante a operação do conversor.

3.5 SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR

Uma importante representação utilizada no estudo de materiais magnéticos é a maneira como o campo magnético (\vec{H}) comporta-se em função da densidade de fluxo magnético (\vec{B}). A essa representação dá-se o nome de curva $\vec{B} - \vec{H}$ ou curva de histerese e suas características para um material ferromagnético estão representadas na Figura 3.5.

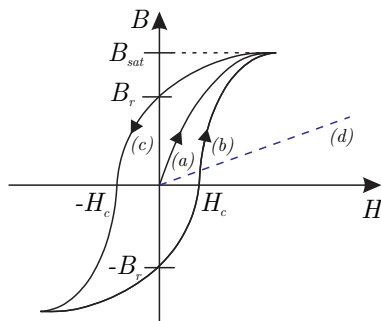
Por meio de uma análise da ilustração, é possível concluir que

Figura 3.4 – Principais formas de onda do inversor *Forward* em alta frequência: (a) Formas de onda das tensões (b) Formas de onda das correntes.



a curva de magnetização de um material ferromagnético caracteriza-se por ser não-linear, ainda que possa ser aproximada por linear até um valor próximo a B_{sat} . Em contrapartida, a característica para materiais não-magnéticos é linear, pela curva indicada por (d) na Figura 3.5.

Para valores de densidade de fluxo superiores a B_{sat} , o meio magnético assume características de um meio não-magnético como o ar. Nesse caso, a permeabilidade relativa do material aproxima-se de 1, em um efeito conhecido como saturação magnética [40].

Figura 3.5 – Curva de magnetização $B-H$.

A explicação para esse fenômeno relaciona-se com a complexa área da física atômica. Um elétron girando ao redor de um núcleo atômico produz campo magnético em certos ângulos de seu plano orbital. Além disso, um elétron pode mover-se ao redor de seu próprio eixo, aumentando a intensidade do campo magnético gerado. Esses efeitos combinam para formar o chamado momento ou dipolo magnético.

As moléculas em um material ferromagnético possuem momentos magnéticos que formam um domínio magnético. Com base na Figura 3.5, quando o material é exposto a um campo magnético externo, os domínios magnéticos alinham-se com a direção do campo aplicado, reforçando então o campo magnético dentro do material.

À medida que o campo aumenta, a densidade de campo (\vec{B}) aproxima-se assintoticamente de um valor máximo e com isso há cada vez menos oportunidade de orientação dos domínios do material, que se torna saturado (ponto indicado por B_{sat} na Figura 3.5) [40]. Nesta condição o material magnético está totalmente magnetizado, e todos os domínios magnéticos estão alinhados na mesma direção.

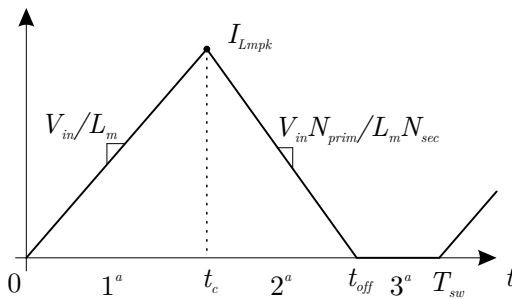
Tecnicamente, como a indutância depende da relação entre o número de espiras e a relutância do núcleo, com sua saturação, o material magnético (cuja permeabilidade relativa μ_r é da ordem de milhares) assume característica de material não-magnético (μ_r é da ordem de unidades). Essa variação na permeabilidade magnética faz

com que a relutância do núcleo aumente de forma abrupta e com isso a reatância indutiva tende a anular-se, o que configura comportamento de um curto-circuito.

Esse curto-circuito, caso aplicado ao conversor proposto na Figura 2.1, faria com que picos elevados de corrente aparecessem no enrolamento primário, sendo destrutivos ao interruptor S_1 e causando danos ao circuito. Dessa forma, faz-se necessário controlar o circuito de forma a garantir a completa desmagnetização do transformador.

Esse controle é feito com base na supressão da corrente que atravessa o indutor magnetizante do transformador, detalhada na Figura 3.6, dentro de um período de comutação. Por meio dela é possível observar o tempo de condução do interruptor S_1 (t_c), o tempo de desmagnetização (t_{off}) e o período de comutação (T_{sw}). Complementarmente, estão ilustradas as derivadas de crescimento e decrescimento da referida corrente durante as etapas pertinentes, representadas por 1^a , 2^a e 3^a respectivamente.

Figura 3.6 – Forma de onda da corrente no indutor magnetizante do transformador.



Mediante as grandezas representadas na Figura 3.6 é possível obter as equações que regem o comportamento da corrente no indutor. Para o primeiro estado, (3.17) representa a corrente magnetizante e (3.18) seu valor de pico.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (3.17)$$

$$I_{Lmpk} = \frac{V_{in}}{L_m} t_c \quad (3.18)$$

Analogamente, para o segundo estado (3.19) representa o comportamento da corrente magnetizante do transformador.

$$i_{Lm}(t) = I_{Lmpk} - \frac{V_{in}}{L_m} \frac{N_{prim}}{N_{terc}} t \quad (3.19)$$

Conforme representado na Figura 3.6, no instante de tempo t_{off} a corrente magnetizante se anula. Dessa forma, infere-se a relação (3.20).

$$i_{Lm}(t_{off}) = 0 = I_{Lmpk} - \frac{V_{in}}{L_m} \frac{N_{prim}}{N_{terc}} t_{off} \quad (3.20)$$

Dessa forma, substituindo (3.18) em (3.20) obtém-se uma relação entre o tempo de desmagnetização (t_{off}) e o tempo de condução do interruptor de alta frequência (t_c), evidenciada por (3.21).

$$\begin{aligned} I_{Lmpk} &= \frac{N_{prim}}{N_{terc}} \frac{V_{in}}{L_m} t_{off} \\ \frac{V_{in}}{L_m} t_c &= \frac{N_{prim}}{N_{terc}} \frac{V_{in}}{L_m} t_{off} \\ \frac{t_c}{t_{off}} &= \frac{N_{prim}}{N_{terc}} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Conforme detalhado ao longo da seção 3.5, a desmagnetização gera uma restrição no valor adotado para a razão cíclica do conversor. Sendo assim, (3.22) define a máxima razão cíclica que garante a completa demagnetização do núcleo do transformador em um período de comutação.

$$\begin{aligned}
D_{max}t_c &= (1 - D_{max})t_{off} \\
D_{max}\frac{N_{prim}}{N_{terc}}t_{off} &= (1 - D_{max})t_{off} \\
D_{max} &= \frac{1}{1 + \frac{N_{prim}}{N_{terc}}}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

3.6 OBTENÇÃO DO GANHO DO CONVERSOR

Com base nas formas de onda apresentadas na Figura 3.4(a), por intermédio do balanço de tensão no indutor, deriva-se (3.6), que representa o ganho estático do conversor.

$$\begin{aligned}
V_{Lmed} &= d\left(V_{in}\frac{N_{sec}}{N_{prim}} - v_{grid}\right) - v_{grid}(1 - d) \\
0 &= dV_{in}\frac{N_{sec}}{N_{prim}} - dv_{grid} - v_{grid} + dv_{grid} \\
v_{grid} &= dV_{in}\frac{N_{sec}}{N_{prim}}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Outra possível forma de obter o ganho estático do conversor refere-se à obtenção da tensão média do diodo de roda livre D_2 , representada em (3.24).

$$v_{grid} = V_{D2med} = dV_{in}\frac{N_{sec}}{N_{prim}} \tag{3.24}$$

Observando-se (3.6) é possível substituir a tensão de saída (v_{grid}) por sua expressão variável senoidalmente, culminando em (3.25).

$$V_{grid_{pk}}\sin(\omega t) = dV_{in}\frac{N_{sec}}{N_{prim}} \tag{3.25}$$

Dessa forma, como a tensão de entrada (V_{in}) e a relação de

transformação $\left(\frac{N_{sec}}{N_{prim}}\right)$ são constantes, é possível obter (3.26) que representa a razão cíclica em função de ωt .

$$d(\omega t) = \frac{V_{grid_{pk}} N_{prim}}{V_{in} N_{sec}} \sin(\omega t) \quad (3.26)$$

Assumindo as relações (3.27) e (3.28), deriva-se (3.29) que representa o comportamento da razão cíclica do conversor proposto.

$$\alpha = \frac{V_{grid_{pk}}}{V_{in}} \quad (3.27)$$

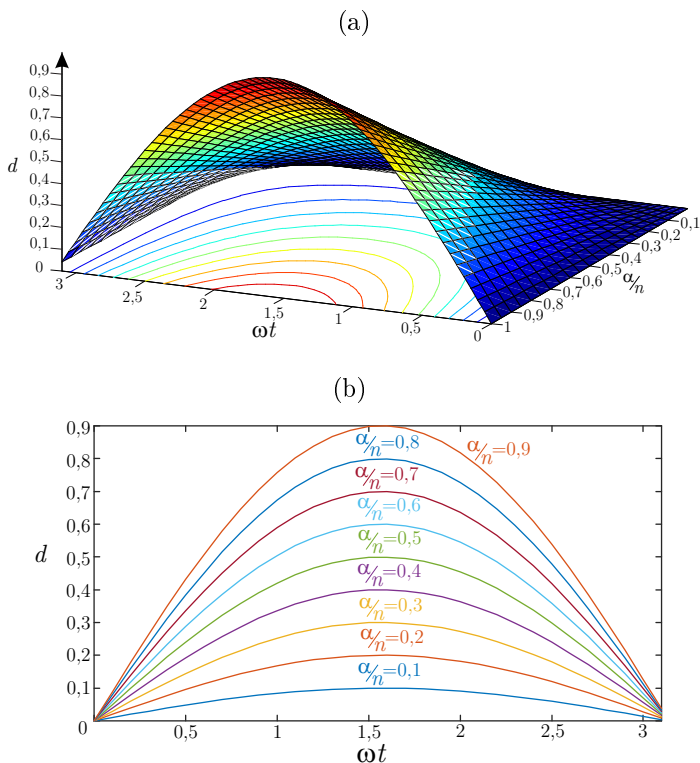
$$n = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} \quad (3.28)$$

$$d(\omega t) = \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) \quad (3.29)$$

Graficamente, é possível esboçar o comportamento de 3.29, tornando a relação $\frac{\alpha}{n}$ como parâmetro. Como resultado, observa-se na Figura 3.7 as formas bi e tridimensionais da razão cíclica (d) ao longo de meio ciclo da tensão da rede elétrica, sendo o mesmo comportamento válido para o outro semiciclo por simetria.

Tendo apresentado as características de ganho, limitação da razão cíclica e seu comportamento em função de ω , bem como da relação α/n , entende-se que as principais características do conversor tenham sido apresentadas.

Figura 3.7 – Comportamento da razão cíclica: (a) Na forma tridimensional (b) Na forma bidimensional.



3.7 ESFORÇOS NOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Com base nos estados topológicos apresentados, bem como as principais equações que regem o funcionamento do conversor, faz-se necessária a obtenção dos esforços de tensão e de corrente nos dispositivos semicondutores.

Diferentemente do conversor *Forward* operando como conversor cc-cc, a presença da rede elétrica na saída do conversor adiciona um espectro de baixa frequência nas formas de onda do conversor. Nesse caso, além do espectro de alta frequência comum aos conversores cc-cc,

o presente conversor possui envoltórias senoidais que regem um comportamento em baixa frequência.

Essa característica faz com que para o cálculo dos esforços, sejam realizadas operações algébricas em ambas as faixas de frequência. Sendo assim, a nomenclatura adotada utiliza-se de letras minúsculas como indicativo do cálculo para alta frequência (ex: I_{S1med}). Complementarmente, para cálculos em baixa frequência utilizar-se-ão letras maiúsculas (ex: I_{S1MED}).

Destaca-se que as formas de onda consideradas para o cálculo dos esforços foram resultados de simulação realizada por intermédio do PSIM[®].

3.7.1 Interruptor de Alta Frequência S_1

As formas de onda de corrente e de tensão no interruptor de alta frequência S_1 estão ilustradas na Figura 3.8. A ilustração permite observá-las do ponto de vista de baixa e de alta frequência, obtida com uma aproximação na região destacada.

Nesse caso, a corrente possui um formato senoidal retificado com conteúdo em alta frequência, uma vez que o semiconductor comuta com frequência elevada. Em contrapartida, o formato da tensão sobre o componente é determinado pela tensão da fonte de entrada, originando assim uma forma de onda quadrada com conteúdo de alta frequência.

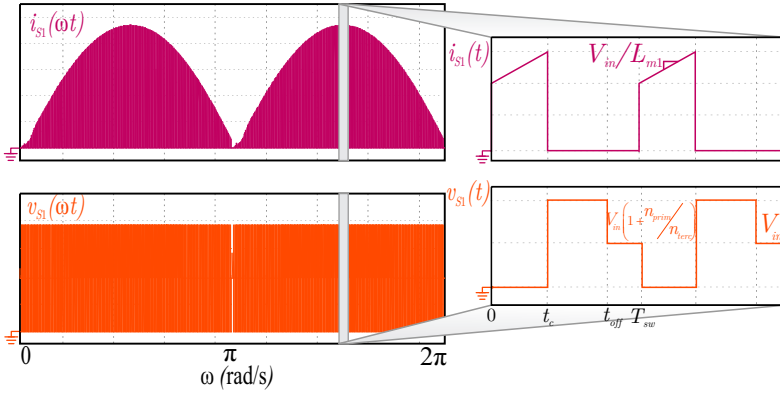
3.7.1.1 Esforços de Corrente

O valor máximo de corrente do semiconductor, pode ser calculado como sendo o valor de pico da corrente da rede refletida para o lado primário, conforme representado em (3.30).

$$i_{S1max} = nI_{gridpk} + \frac{V_{in}}{L_{m1}} D_{pk} T_{sw} \quad (3.30)$$

Com base na Figura 3.8 é possível concluir que (3.31) rege o

Figura 3.8 – Esforços de corrente e de tensão no interruptor de alta frequência S_1 .



comportamento da corrente do interruptor ao longo do tempo.

$$i_{S1}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m1}}t + ni_{grid} \quad (3.31)$$

No espectro de alta frequência, o valor médio de corrente do interruptor pode ser obtido por (3.32).

$$\begin{aligned} i_{S1med} &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} i_{S1}(t)dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} \frac{V_{in}}{L_{m1}}tdt + \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} ni_{grid}dt \\ i_{S1med} &= \frac{V_{in}D^2}{2f_{sw}L_{m1}} + nDi_{grid} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Ao considerar que a razão cíclica e a corrente de saída apresentam variação senoidal em baixa frequência, entende-se que seus comportamentos podem ser regido por (3.33) e (3.34) respectivamente.

$$D(\omega t) = D_{pk}\sin(\omega t) \quad (3.33)$$

$$i_{grid}(\omega t) = I_{gridpk}\sin(\omega t) \quad (3.34)$$

Dessa forma, o valor médio da corrente do interruptor em baixa frequência, é definida como (3.35).

$$\begin{aligned}
 i_{S1MED} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{S1med}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{in} D_{pk}^2 \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t)}{2 f_{sw} L_{m1}} + \\
 &\quad \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} n D_{pk} I_{gridpk} \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) \\
 i_{S1MED} &= \frac{V_{in} D_{pk}^2}{4 L_{m1} f_{sw}} + \frac{n D_{pk} I_{gridpk}}{2} \quad (3.35)
 \end{aligned}$$

De forma análoga, (3.36) define o valor eficaz da corrente através de S_1 , em alta frequência.

$$\begin{aligned}
 i_{S1ef} &= \sqrt{\frac{DT_{sw}}{T_{sw}} \int_0^2 \left(\frac{V_{in}}{L_{m1}} t + n i_{grid} \right) dt} \\
 i_{S1ef} &= \sqrt{\frac{V_{in}^2 D^3}{3 f_{sw}^2 L_{m1}^2} + n^2 i_{grid}^2 D + \frac{V_{in} n i_{grid} D^2}{f_{sw} L_{m1}}} \quad (3.36)
 \end{aligned}$$

Ao considerar (3.33) e (3.34), o valor eficaz da corrente em baixa frequência pode ser definida como em (3.37).

$$\begin{aligned}
 i_{S1EF} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_{in}^2 D_{pk}^3 \text{sen}^3(\omega t)}{3 f_{sw}^2 L_{m1}^2} + n^2 I_{gridpk}^2 D_{pk} \text{sen}^3(\omega t) + \frac{V_{in} n I_{gridpk} D_{pk}^2 \text{sen}^3(\omega t)}{f_{sw} L_{m1}} \right) d(\omega t)} \\
 i_{S1EF} &= \sqrt{\frac{4 V_{in}^2 D_{pk}^3}{9 \pi f_{sw}^2 L_{m1}^2} + \frac{4 I_{gridpk} V_{in} D_{pk}^2}{3 \pi f_{sw} L_{m1}} + \frac{4 n^2 I_{gridpk}^2 D_{pk}}{3 \pi}} \quad (3.37)
 \end{aligned}$$

3.7.1.2 Esforços de Tensão

Com base na Figura 3.8, o valor máximo de tensão que o interruptor S_1 estará sujeito é definida por (3.38).

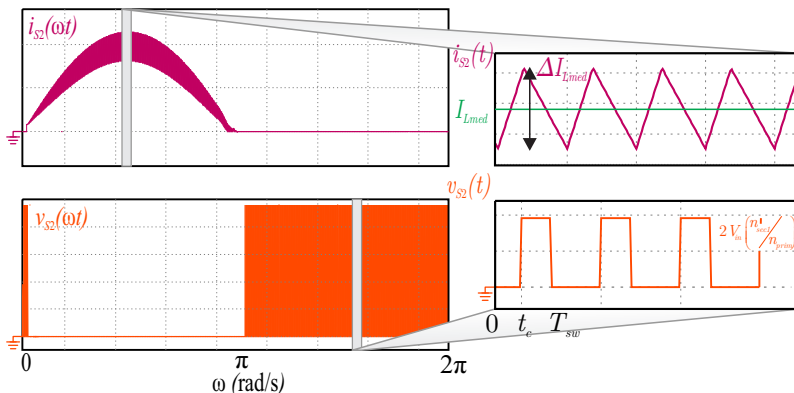
$$V_{S1\max} = V_{in} \left(1 + \frac{N_{prim}}{N_{terc}} \right) \quad (3.38)$$

3.7.2 Interruptores de Baixa Frequência S_2 e S_3

As formas de onda de corrente e de tensão no interruptor S_2 que comuta em baixa frequência, estão retratadas na Figura 3.9. A ilustração permite observá-las do ponto de vista de baixa e de alta frequência, obtida com uma aproximação nas regiões destacadas.

Nesse caso, a corrente no dispositivo corresponde a uma função senoidal em apenas um semiciclo da rede, uma vez que cada interruptor de baixa frequência conduz durante esse intervalo. Quando não estão em condução, tais interruptores ficam sujeitos à soma das tensões dos secundários do transformador.

Figura 3.9 – Esforços de tensão e corrente no interruptor de baixa frequência S_2 .



3.7.2.1 Esforços de Corrente

O máximo valor de corrente que percorre os interruptores do secundário, uma vez que ambos estão conectados em série com o indutor de saída, corresponde ao valor de pico da corrente no indutor L_1 , definida segundo (3.39).

$$i_{S2\max} = \frac{2P_{out}}{V_{gridpk}} \left(1 + \frac{\Delta I_L}{2}\right) \quad (3.39)$$

O valor médio da corrente no interruptor de baixa frequência, em função da ondulação de corrente admitida no indutor do filtro de saída, pode ser expressa como em (3.40).

$$\begin{aligned} i_{S2med} &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{\Delta I_L}{DT_{sw}} t \right) dt + \\ &+ \frac{1}{T_{sw}} \int_{DT_{sw}}^{T_{sw}} \left(I_{Lmed} + \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_{sw}} t \right) dt \\ i_{S2med} &= I_{Lmed} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Com base em (3.40), o valor médio da corrente nos interruptores S_2 e S_3 é definida por (3.41). Para a dedução do valor eficaz da corrente nos interruptores de baixa frequência serão adotadas (3.42) e (3.43) como definições.

$$i_{S2MED} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{gridpk} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_{gridpk}}{\pi} \quad (3.41)$$

$$\Delta t_1 = DT_{sw} = t_c \quad (3.42)$$

$$\Delta t_2 = 1 - DT_{sw} = t_{off} \quad (3.43)$$

Com o objetivo de facilitar o entendimento da equação que descreve o valor eficaz da corrente, a dedução será dividida em duas

partes (i_{S2_1} e i_{S2_2}), calculadas separadamente para posteriormente serem somadas.

Para o primeiro estado topológico, cuja duração é t_c , é válido afirmar que (3.44) representa a parcela de corrente no interruptor S_2 . Mediante a resolução de (3.45), deriva-se (3.46) que representa a parcela da corrente nos interruptores durante o primeiro estado topológico.

$$i_{S2_1} = \int_0^{\Delta t_1} \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{\Delta I_L}{\Delta t_1} t \right)^2 dt \quad (3.44)$$

$$i_{S2_1} = \int_0^{\Delta t_1} \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_1} 2 \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \frac{\Delta I_L}{\Delta t_1} t dt + \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{\Delta I_L}{\Delta t_1} t \right)^2 dt \quad (3.45)$$

$$i_{S2_1} = \left(I_{Lmed}^2 + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right) \Delta t_1 \quad (3.46)$$

Para o segundo e terceiro estados topológicos, cuja duração é t_{off} é válido afirmar que (3.47) representa a parcela de corrente no interruptor S_2 . Por meio da resolução de (3.48), deriva-se (3.49) que representa a parcela da corrente nos interruptores durante o segundo e terceiro estados topológicos.

$$i_{S2_2} = \int_0^{\Delta t_2} \left(I_{Lmed} + \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_L}{\Delta t_2} t \right)^2 dt \quad (3.47)$$

$$i_{S2_2} = \int_0^{\Delta t_2} \left(I_{Lmed} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 dt - \int_0^{\Delta t_2} 2 \left(I_{Lmed} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \frac{\Delta I_L}{\Delta t_2} t dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta I_L}{\Delta t_2} t \right)^2 dt \quad (3.48)$$

$$i_{S2_2} = \left(I_{Lmed}^2 + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right) \Delta t_2 \quad (3.49)$$

Finalmente, o valor eficaz da corrente nos interruptores S_2 e S_3 em alta frequência é definida por (3.50), que corresponde à raiz quadrada da soma das parcelas previamente calculadas (i_{S2_1} e i_{S2_2}).

$$i_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} (i_{S2_1} + i_{S2_2})} \quad (3.50)$$

$$i_{S2ef} = \sqrt{\left(\frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T_{sw}} \right) \left(I_{Lmed}^2 + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \right)} \quad (3.51)$$

$$i_{S2ef} = \sqrt{I_{Lmed}^2 + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right)^2} \quad (3.52)$$

Tendo como base (3.52), calcula-se o valor eficaz da corrente que percorre os interruptores em baixa frequência, segundo (3.53).

$$i_{S2EF} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{Lmed}^2 + \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right)^2}$$

$$i_{S2EF} = \sqrt{\frac{I_{Lpk}^2}{4} + \frac{1}{4\sqrt{3}} \left(\frac{nV_{in}D_{pk}}{\pi f_{sw}L} - \frac{nV_{in}D_{pk}^2}{4f_{sw}L} \right)} \quad (3.53)$$

3.7.2.2 Esforços de Tensão

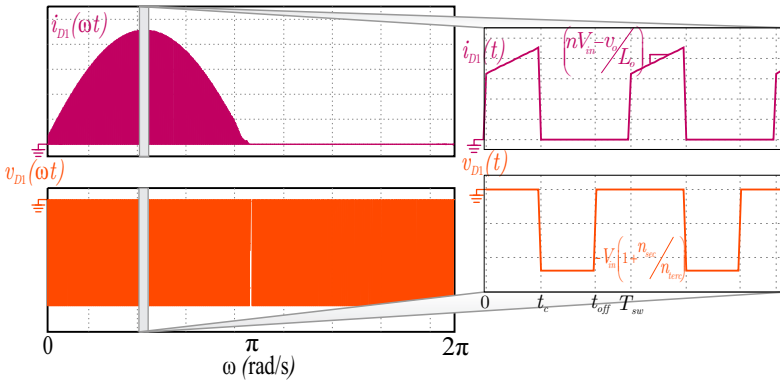
Com base na Figura 3.9 é possível concluir que o valor máximo de tensão, a que os interruptores S_2 e S_3 estão submetidos, pode ser calculada por (3.54).

$$V_{S2\max} = 2V_{in} \left(\frac{N_{sec}}{N_{prim}} \right) \quad (3.54)$$

3.7.3 Diodos de Condução Direta D_1 e D_3

De maneira similar aos casos anteriores, o comportamento de tensão e de corrente no diodo de condução direta D_1 , em ambos os espectros de frequência estão ilustrados na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Esforços de tensão e corrente no diodo de condução direta D_1 .



3.7.3.1 Esforços de Corrente

O valor máximo de corrente que percorre os diodos de condução direta correspondem ao valor resultante de (3.39) e o comportamento da corrente no diodo D_1 é expresso segundo (3.55).

$$i_{D1}(t) = i_{grid} + \frac{nV_{in} - v_{grid}}{L} t \quad (3.55)$$

O valor médio da corrente em alta frequência é caracterizado por (3.56) e, com base nas definições (3.33) e (3.34), é possível obter o valor médio da corrente que percorre o componente, expressa por (3.57).

$$i_{D1med} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} \frac{nV_{in} - v_{grid}}{L} t dt + \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} i_{grid} dt$$

$$i_{D1med} = Di_{grid} + \frac{(nV_{in} - v_{grid})D^2}{2f_{sw}L} \quad (3.56)$$

$$i_{D1MED} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{gridpk} D_{pk} \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t) +$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{(nV_{in} - V_{gridpk} \sin(\omega t)) D_{pk}^2 \text{sen}^2(\omega t)}{2f_{sw}L} d(\omega t)$$

$$i_{D1MED} = \frac{I_{gridpk} D_{pk}}{4} + \frac{nV_{in} D_{pk}^2}{8f_{sw}L} - \frac{V_{gridpk} D_{pk}^2}{3\pi f_{sw}L} \quad (3.57)$$

O valor eficaz da corrente que percorre os diodos de condução direta, é obtido com base em (3.58). De forma análoga, utilizando-se (3.58) e considerando as variações em baixa frequência, obtém-se o valor eficaz da corrente eficaz nos diodos D_1 e D_3 .

$$i_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} \left[i_{grid} + \left(\frac{nV_{in} - v_{grid}}{L} \right) t \right]^2}$$

$$i_{D1EF} = \sqrt{\frac{2D_{pk}^2 I_{gridpk}^2}{3\pi} + \frac{2nV_{in} I_{gridpk} D_{pk}^2}{3\pi f_{sw}L} - \frac{3V_{gridpk} I_{gridpk} D_{pk}^2}{16f_{sw}L} + \frac{2n^2 V_{in}^2 D_{pk}^3}{9\pi f_{sw}^2 L^2} - \frac{nV_{in} V_{gridpk} D_{pk}^3}{8f_{sw}^2 L} + \frac{8V_{gridpk}^2 D_{pk}^3}{45\pi f_{sw}^2 L^2}} \quad (3.58)$$

3.7.3.2 Esforços de Tensão

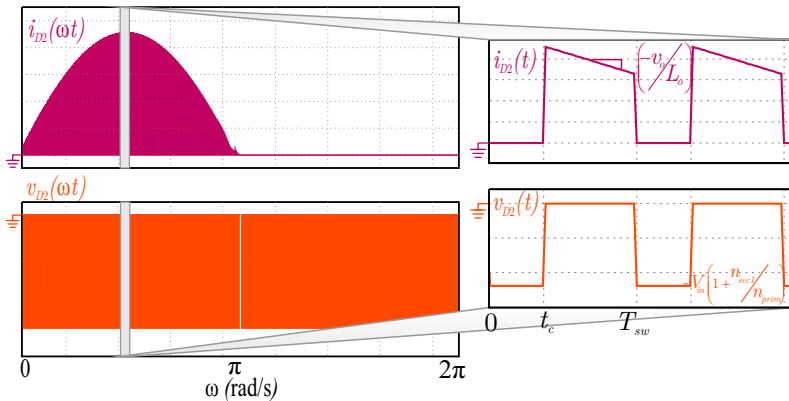
Com base na Figura 3.10, (3.59) caracteriza o valor máximo de tensão a que os diodos em questão estarão submetidos.

$$V_{D1\max} = V_{in} \left(1 + \frac{N_{\text{sec}}}{N_{\text{terc}}} \right) \quad (3.59)$$

3.7.4 Diodos de Roda Livre D_2 e D_4

As formas de onda de tensão e de corrente referentes ao diodo de roda livre D_2 estão representadas na Figura 3.11. Os valores obtidos podem ser considerados iguais para o diodo D_4 , uma vez que ele está sujeito aos mesmos esforços de D_2 porém em semiciclos da rede diferentes.

Figura 3.11 – Esforços de tensão e de corrente no diodo de roda livre D_2 .



3.7.4.1 Esforços de Corrente

Baseado na Figura 3.4 e no funcionamento do conversor, o valor de pico da corrente no diodo D_2 é o mesmo já obtido em (3.39). Devido ao estado topológico em que os diodos D_2 ou D_4 conduzem, a

corrente que os percorre é composta pelo valor médio da corrente de carga, com uma derivada decrescente segundo (3.60).

$$i_{D2}(t) = i_{grid} - \frac{v_{grid}}{L}t \quad (3.60)$$

Por meio de (3.60) é possível obter o valor médio de corrente em alta frequência segundo (3.61).

$$\begin{aligned} i_{D2med} &= \frac{1}{T_{sw}} \int_{DT_{sw}}^{T_{sw}} \frac{-v_{grid}}{L} t dt + \frac{1}{T_{sw}} \int_{DT_{sw}}^{T_{sw}} i_{grid} dt \\ i_{D2med} &= i_{grid}(1-D) - \frac{v_{grid}}{2Lf_{sw}}(1-D^2) \end{aligned} \quad (3.61)$$

No espectro de baixa frequência, o valor médio da corrente nos diodos de roda livre é determinada por (3.63).

$$\begin{aligned} i_{D2MED} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{gridpk} \text{sen}(\omega t)(1 - D_{pk} \sin(\omega t)) + \\ &\quad - \frac{v_{gridpk} \text{sen}(\omega t)}{2Lf_{sw}} (1 - D_{pk}^2 \text{sen}(\omega t)^2) d(\omega t) \end{aligned} \quad (3.62)$$

$$i_{D2MED} = \frac{I_{gridpk}}{\pi} - \frac{I_{gridpk}D_{pk}}{4} - \frac{V_{gridpk}}{2\pi f_{sw}L} + \frac{V_{gridpk}D_{pk}^2}{3\pi f_{sw}L} \quad (3.63)$$

De forma análoga, (3.64) define o valor eficaz da corrente no componente em questão.

$$\begin{aligned} i_{D2ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_{DT_{sw}}^{T_{sw}} \left(i_{grid}^2 - \frac{2i_{grid}v_{grid}t}{L} + \frac{v_{grid}^2 t^2}{L^2} \right) dt} \\ i_{D2ef} &= \sqrt{i_{grid}^2(1-D) - \frac{i_{grid}v_{grid}}{f_{sw}L}(1-D^2) + \frac{v_{grid}^2}{3f_{sw}^2L^2}(1-D^3)} \end{aligned} \quad (3.64)$$

Levando em consideração as devidas grandezas que variam em baixa frequência, (3.65) estabelece o valor eficaz da corrente nos diodos D_2 e D_4 .

$$i_{D2EF} = \sqrt{\frac{\frac{I_{gridpk}^2}{4} - \frac{2D_{pk}I_{gridpk}^2}{3\pi} - \frac{V_{gridpk}I_{gridpk}}{4f_{sw}L} + \frac{3I_{gridpk}V_{gridpk}D_{pk}^2}{16f_{sw}L} + \frac{V_{gridpk}^2}{12f_{sw}^2L^2} - \frac{8V_{gridpk}^2D_{pk}^3}{45\pi f_{sw}^2L^2}}{}} \quad (3.65)$$

3.7.4.2 Esforços de Tensão

Com base na Figura 3.11, (3.66) caracteriza o valor máximo da tensão a que os diodos em questão estarão submetidos.

$$V_{D2max} = V_{in} \left(1 + \frac{N_{sec}}{N_{prim}} \right) \quad (3.66)$$

3.7.5 Diodo de Desmagnetização D_5

Para o diodo de desmagnetização, que conecta o enrolamento terciário do transformador e a fonte de entrada, as formas de onda de corrente e de tensão, em alta e em baixa frequência estão ilustradas na Figura 3.12.

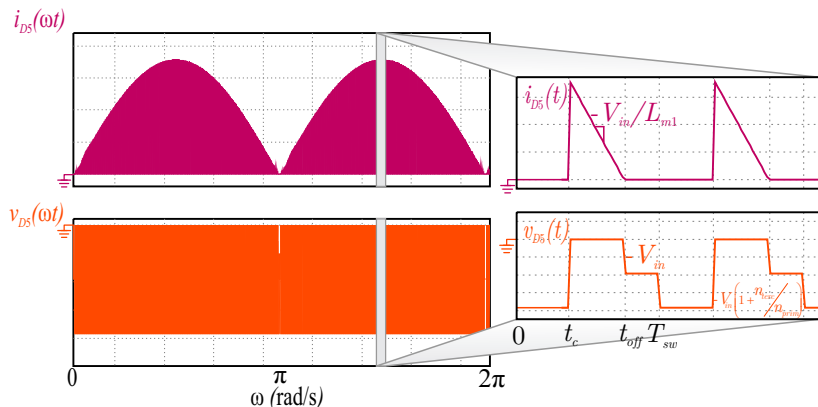
3.7.5.1 Esforços de Corrente

O comportamento da corrente do diodo de desmagnetização pode ser equacionado segundo (3.67).

$$i_{D5}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m1}} \frac{N_{prim}}{N_{terc}} t_c - \frac{V_{in}}{L_{m3}} t \quad (3.67)$$

Nesse caso, L_{m3} refere-se à indutância magnetizante referida ao terciário do transformador, dessa forma, sua relação com a indutância

Figura 3.12 – Esforços de tensão e de corrente no diodo de desmagnetização D_5 .



magnetizante vista do primário pode ser definida por (3.68).

$$L_{m3} = L_{m1} \left(\frac{N_{terc}}{N_{prim}} \right)^2 \quad (3.68)$$

Com base em (3.67) é possível derivar (3.69) que representa o valor médio da tensão, em alta frequência, aplicada ao diodo D_5 .

$$i_{D5med} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{DT_{sw}}^{t_{off} + DT_{sw}} \left(\frac{V_{in}}{L_{m1}} \frac{N_{prim}}{N_{terc}} DT_{sw} - \frac{V_{in}}{L_{m3}} t \right) dt$$

$$i_{D5med} = \frac{V_{in} D^2}{2 f_{sw} L_{m1}} \quad (3.69)$$

Tendo como base (3.69), obtém-se o valor médio de corrente através do diodo D_5 , retratada em (3.70).

$$i_{D5MED} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{in}}{2f_{sw}L_{m1}} D_{pk}^2 \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t)$$

$$i_{D5MED} = \frac{V_{in}D_{pk}^2}{4f_{sw}L_{m1}} \quad (3.70)$$

O valor eficaz, em alta frequência, da corrente no diodo D_5 , é obtida com base em (3.71). Posteriormente, com a relação (3.71), deriva-se (3.72) que representa o valor eficaz da corrente a que o diodo é submetido.

$$i_{D5ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_{DT_{sw}}^{t_{off}+DT_{sw}} \left(\frac{V_{in}}{L_{m1}} \frac{N_{prim}}{N_{terc}} DT_{sw} - \frac{V_{in}}{L_{m3}} t \right)^2 dt}$$

$$i_{D5ef} = \frac{V_{in}D}{f_{sw}L_{m1}} \sqrt{\frac{DN_{prim}}{3N_{terc}}} \quad (3.71)$$

$$i_{D5EF} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{in}^2 D_{pk}^3 N_{prim}}{3f_{sw}^2 L_{m1}^2 N_{terc}} \text{sen}^3(\omega t) d(\omega t)}$$

$$i_{D5EF} = \frac{2V_{in}D_{pk}}{3f_{sw}L_{m1}} \sqrt{\frac{N_{prim}}{\pi N_{terc}}} \quad (3.72)$$

3.7.5.2 Esforços de Tensão

O valor máximo de tensão a que o diodo de desmagnetização estará submetido é definido por (3.73), segundo a Figura 3.12.

$$V_{D5max} = V_{in} \left(1 + \frac{N_{terc}}{N_{prim}} \right) \quad (3.73)$$

3.8 CONCLUSÃO

Nesse capítulo o funcionamento, as principais características e o equacionamento para o inversor *Forward* com enrolamento terciário foram apresentados.

Além disso, o fenômeno de saturação do núcleo do transformador, que se apresenta como uma limitação/característica das estruturas derivadas do conversor *Forward*, é apresentado de forma breve.

Para o dimensionamento e definição dos componentes, considerando qualquer conversor estático, é primordial que se estimem os esforços em cada componente. Assim sendo, nesse capítulo, os esforços de tensão e de corrente foram deduzidos passo-a-passo.

Por fim, esse capítulo pode ser compreendido como a análise teórica completa da estrutura em questão, para que na sequência do trabalho, essa teoria possa ser aplicada e em seguida comparada com os resultados obtidos.

■ CAPÍTULO 4 ■

INVERSOR DUPLO-*Forward*

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo objetiva apresentar as características fundamentais de funcionamento do inversor duplo-*Forward*, proposto para maiores potências. Inicialmente os estados topológicos serão expostos e ao longo da análise, serão apresentadas e comentadas as principais equações e definições que regem o comportamento do conversor.

Posteriormente, as principais formas de onda são apresentadas, bem como os esforços relativos aos componentes do primário, que se diferenciam da estrutura anterior.

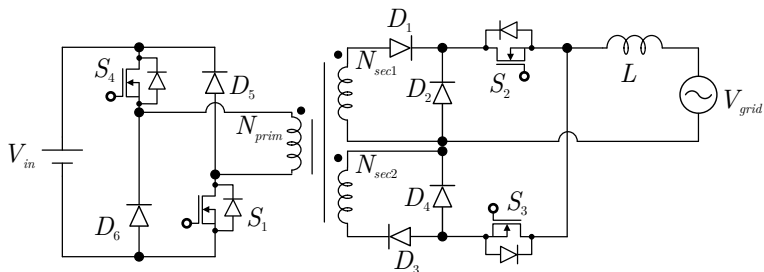
4.2 CONVERSOR DUPLO-*FORWARD* COMO INVERSOR

A topologia nomeada inversor duplo-*Forward* está ilustrada na Figura 4.1, na qual observa-se que a principal diferença em relação à topologia apresentada no Capítulo 3 é a ausência do enrolamento terciário, dando lugar a uma ponte completa híbrida composta por dois interruptores que comutam em alta frequência (S_1 e S_4) e dois diodos (D_5 e D_6).

O inversor nesse caso é composto por um transformador de alta frequência, constituído por 3 enrolamentos, dois interruptores que comutam em alta frequência (S_1 e S_4), dois interruptores que comutam em baixa frequência (S_2 e S_3), dois diodos de condução direta (D_1 e D_3), dois diodos de roda livre (D_2 e D_4) e um filtro de saída L .

É interessante ressaltar que apesar da representação de S_2 e S_3 como MOSFETs na Figura 4.1, na prática eles foram definidos como sendo IGBTs, que possuem características mais atrativas dada a aplicação.

De maneira geral, o inversor ilustrado pode ser percebido como uma associação de dois conversores *Forward*, de forma idêntica ao que ocorre para o conversor apresentado no Capítulo 3.

Figura 4.1 – Topologia do inversor duplo-*Forward*.

4.3 ESTADOS TOPOLÓGICOS

O inversor duplo-*Forward* possui seis estados topológicos, três deles para cada semiciclo da rede elétrica. Como no capítulo anterior, considerar-se-ão os três primeiros estados para o semiciclo positivo da tensão da rede e os três subsequentes para o semiciclo negativo.

Sendo assim, mostrar-se-ão com maior detalhamento os estados referentes ao semiciclo positivo da rede, de forma que os demais estados podem ser considerados análogos aos respectivos. Ressalta-se que a premissa de condução do interruptor S_2 para o semiciclo positivo e de S_3 para o negativo continua válida.

A Figura 4.2 demonstra o esquemático referente à cada estado topológico do conversor, cujo detalhamento será abordado na sequência.

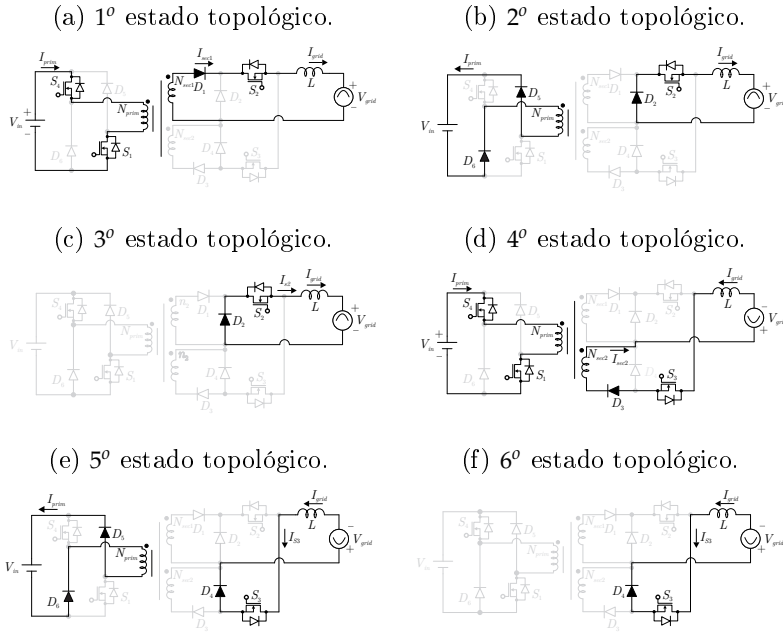
4.3.1 Primeiro Estado Topológico

O primeiro estado topológico tem início quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a conduzir. Neste instante, a tensão de entrada passa a ser aplicada sobre o enrolamento primário, cuja corrente cresce em rampa, segundo estabelecido em (4.1).

$$i_{prim}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m1}}t + I_{sec1} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \quad (4.1)$$

Como a tensão de entrada está aplicada ao enrolamento pri-

Figura 4.2 – Esquemáticos referentes aos estados topológicos do conversor duplo-Forward.



mário, (4.2) e (4.3) representam as tensões proporcionais induzidas nos demais enrolamentos secundários do transformador.

$$V_{sec1} = V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \quad (4.2)$$

$$V_{sec2} = V_{in} \frac{N_{sec2}}{N_{prim}} \quad (4.3)$$

Com base na polaridade do enrolamento secundário e tendo em vista que durante o semiciclo analisado S_2 está em condução, o diodo D_1 polariza-se diretamente e passa a conduzir a corrente drenada pela rede. Durante essa etapa de operação há transferência direta de energia da fonte de entrada para a carga (rede elétrica).

O circuito referente ao primeiro estado de comutação encontra-

se ilustrado na Figura 4.2(a). O término dessa etapa é marcado pelo instante em que os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear.

4.3.2 Segundo Estado Topológico

O segundo estado topológico tem início quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear. Neste instante, a tensão sobre os enrolamentos inverte de polaridade, o que resulta na polarização dos diodos D_5 e D_6 . Então, eles passam a conduzir a corrente armazenada no indutor magnetizante do transformador (durante o primeiro estado), regenerando-a para a fonte de entrada (etapa de desmagnetização).

Concomitante à entrada em condução dos diodos D_5 e D_6 , o diodo D_2 que encontrava-se bloqueado na etapa anterior entra em condução, pois a inversão de polaridade do enrolamento secundário faz com que se polarize diretamente. A partir disso, o comportamento das grandezas no enrolamento secundário do transformador é idêntico ao apresentado na subseção 3.3.2.

O circuito referente ao segundo estado topológico encontra-se ilustrado na Figura 4.2(b). Essa etapa termina no momento em que a energia armazenada no indutor magnetizante do transformador se anula e, dessa forma, a corrente regenerada para a fonte de entrada zera, resultando no bloqueio dos diodos D_5 e D_6 .

4.3.3 Terceiro Estado Topológico

O terceiro estado topológico tem início quando toda a energia armazenada no indutor magnetizante do transformador, durante a primeira etapa, é regenerada para a fonte de entrada. Neste instante, a corrente que era drenada da fonte de entrada cessa, fazendo com que os diodos D_5 e D_6 polarizem-se inversamente conseqüentemente, tornem-se bloqueados.

Nesta etapa, como toda energia armazenada no transformador já se anulou, não há tensão aplicada aos enrolamentos do transformador

(4.4) e, dessa forma, o diodo D_1 permanece bloqueado.

$$V_{prim} = V_{sec1} = V_{sec2} = 0 \quad (4.4)$$

Entretanto, como o conversor está operando no modo de condução contínua ainda há energia do filtro de saída sendo transferida para a carga (rede elétrica convencional) e isso faz com que o diodo D_2 ainda permaneça em condução. A derivada de incremento da corrente no indutor, permanece a mesma da etapa anterior. O circuito referente à essa etapa está ilustrado na Figura 4.2(c).

4.3.4 Quarto Estado Topológico

O quarto estado topológico inicia-se quando, com a tensão da rede no semiciclo negativo, os interruptores S_1 e S_4 são comandados a conduzir. Essa etapa pode ser considerada análoga ao primeiro estado topológico. Neste instante, a tensão de entrada é aplicada sobre o enrolamento primário, enquanto sua corrente cresce em rampa.

Devido à presença do transformador e as polaridades da tensão em seus enrolamentos, o diodo D_3 polariza-se diretamente e passa a conduzir a corrente drenada da rede juntamente com o interruptor S_3 .

Durante essa etapa o equacionamento desenvolvido na subseção 4.3.1 continua válido, exceto para os componentes do secundário.

A representação desse estado de comutação é realizada na Figura 4.2(d). Essa etapa termina no momento em que os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear.

4.3.5 Quinto Estado Topológico

O quinto estado topológico tem início quando os interruptores S_1 e S_4 são comandados a bloquear. Neste instante, a tensão sobre os enrolamentos inverte de polaridade e, com esse fenômeno os diodos D_5 e D_6 polarizam-se diretamente, passando a conduzir a corrente armazenada no indutor magnetizante do transformador para a fonte

de entrada. Esse estado funciona de forma análoga ao que ocorre no segundo estado apresentado na subseção 4.3.2.

Concomitante com a entrada em condução dos diodos D_5 e D_6 , o diodo D_4 que estava bloqueado na etapa anterior entra em condução, haja vista que a inversão de polaridade do enrolamento secundário polariza-o diretamente. A polarização do diodo D_4 faz com que a corrente conduzida por D_3 cesse, resultando em seu bloqueio.

Assim como no segundo estado, essa etapa pode ser entendida como uma etapa de regeneração de energia, de forma a garantir a total desmagnetização do núcleo do transformador para as etapas subsequentes, de forma a não saturá-lo. Além disso, trata-se de um estágio em que não há transferência direta de energia da fonte para a carga (rede elétrica).

A ilustração desse estado de comutação está representada na Figura 4.2(e). A anulação da corrente de desmagnetização demarca o término dessa etapa.

4.3.6 Sexto Estado Topológico

O sexto estado topológico tem início quando toda a energia armazenada no indutor magnetizante do transformador, durante o quarto estado, é regenerada para a fonte de entrada. Neste instante, a corrente drenada para a fonte de entrada cessa, fazendo com que os diodos D_5 e D_6 polarizem-se inversamente e tornem-se bloqueados.

Nessa etapa, como toda energia armazenada no transformador já anulou-se, não há tensão nos enrolamentos do transformador e, dessa forma, o diodo D_3 permanece bloqueado.

Entretanto, como o conversor está operando no modo de condução contínua ainda há energia do filtro de saída sendo transferida para a rede, fazendo com que o diodo D_4 permaneça em condução. A derivada de incremento da corrente no indutor, permanece a mesma da etapa anterior. O circuito referente à essa etapa está ilustrado na

Figura 4.2(f).

4.4 ESFORÇOS NOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Com base nos estados topológicos de ambas as topologias propostas, é possível concluir que uma vantagem da estrutura composta por dois interruptores de alta frequência e dois diodos de desmagnetização é a redução no estresse de tensão desses componentes, quando comparada à estrutura com enrolamento adicional para desmagnetização.

Sendo assim, os únicos esforços de componentes deduzidos para o conversor com enrolamento terciário para desmagnetização que não são aplicados ao caso duplo-*Forward*, referem-se aos componentes que compõe o primário do transformador.

Tendo este fato em vista, nessa seção serão calculados os esforços de tensão dos interruptores de alta frequência S_1 e S_4 , bem como dos diodos de desmagnetização D_5 e D_6 .

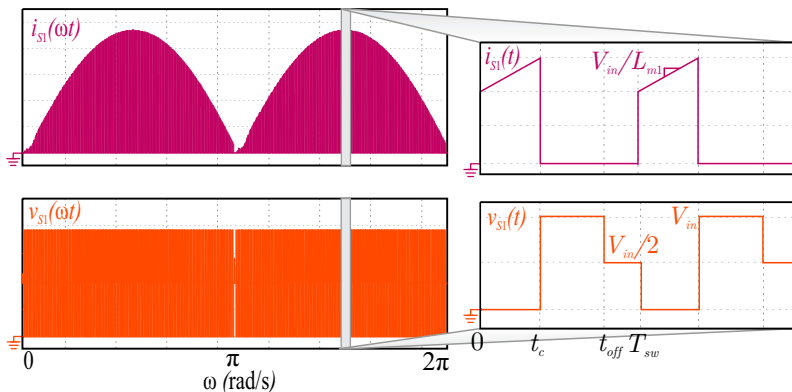
4.4.1 Interruptores de Alta Frequência S_1 e S_4

Para o cálculo dos esforços nos interruptores de alta frequência S_1 e S_4 , as formas de onda de corrente e de tensão no interruptor S_1 encontram-se ilustradas na Figura 3.8.

Para a topologia duplo-*Forward* espera-se que os esforços de tensão nos interruptores sejam reduzidos em relação à topologia com enrolamento terciário. Baseado nisso, (4.5) ratifica que nesse caso o valor máximo da tensão aplicada aos interruptores de alta frequência está limitada à tensão de entrada do conversor.

$$V_{S1\max} = V_{in} \quad (4.5)$$

Figura 4.3 – Esforços de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_4 .

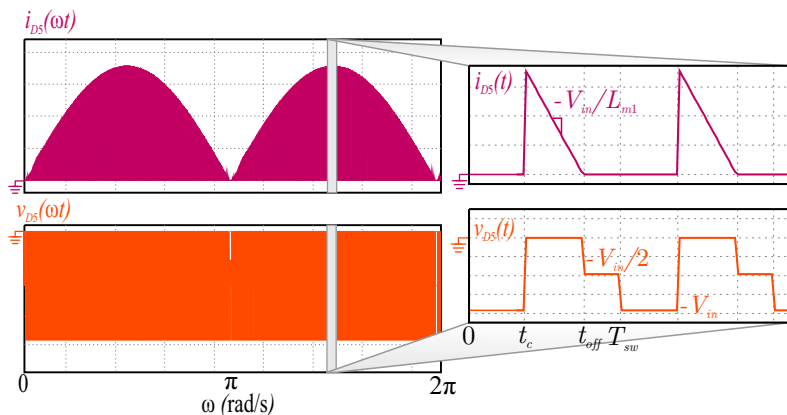


4.4.2 Diodos de Desmagnetização D_5 e D_6

As formas de onda de corrente e de tensão referentes aos diodos de desmagnetização D_5 e D_6 encontram-se ilustradas na Figura 4.4, sendo que, por meio dela conclui-se que o valor máximo da tensão nestes elementos, limita-se à tensão de entrada do inversor (4.6).

$$V_{D5\max} = V_{in} \tag{4.6}$$

Figura 4.4 – Esforços de corrente e de tensão nos diodos D_5 e D_6 .



4.5 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o funcionamento do inversor duplo-*Forward* perante seus estados topológicos e formas de onda.

Além disso, os esforços de tensão relativos aos interruptores de alta frequência e diodos de desmagnetização foram calculados, tendo-se em vista que a estrutura apresenta níveis de tensão reduzidos em detrimento do aumento no número de interruptores e diodos.

■ CAPÍTULO 5 ■

PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS
FILTROS DE ENTRADA E DE CONEXÃO
COM A REDE ELÉTRICA

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como função determinar os estágios de entrada (desacoplamento) e de saída (filtro) para os conversores propostos. Dessa forma, inicialmente realizar-se-á uma análise breve acerca da necessidade e contextualização do estágio de desacoplamento para o sistema proposto. Em seguida, o procedimento de dimensionamento escolhido é apresentado.

Outrossim, algumas técnicas de filtragem passiva aplicáveis ao conversores propostos no Capítulo 3 e no Capítulo 4 serão estudadas e detalhadas, com o objetivo de definir a melhor opção dentre as avaliadas, para supressão dos harmônicos de alta frequência na corrente injetada na rede elétrica.

Por fim, apresentar-se-á uma técnica de dimensionamento para o filtro de saída, definido como mais apto mediante os requisitos impostos para sua escolha.

5.2 TÉCNICA DE DESACOPLAMENTO

5.2.1 Contextualização da Necessidade

A estrutura básica de conexão de meios de geração renovável de energia, considerando estágio único de inversão, está ilustrada na Figura 1.3. A tensão de saída do inversor, nesses casos é imposta pela rede elétrica, que por sua vez é vista pelo conversor como um barramento infinito.

A tensão e a corrente elétrica na saída do inversor, são dadas por (5.1) e (5.2) respectivamente.

$$v_{grid}(t) = V_{gridpk} \text{sen}(\omega t) \quad (5.1)$$

$$i_{grid}(t) = I_{gridpk} \text{sen}(\omega t + \varphi) \quad (5.2)$$

Onde ω é a frequência angular e φ é a defasagem angular entre

a corrente e a tensão, ambas da rede elétrica.

Considerando o fator de potência (FP) na saída do inversor como unitário ($\varphi = 0$ e $THD_{i_{rede}} = 0$), (5.3) estabelece a potência elétrica fornecida pelo inversor.

$$\begin{aligned}
 p_{grid}(t) &= v_{grid}(t)i_{grid}(t) \\
 p_{grid}(t) &= V_{gridpk}sen(\omega t)I_{gridpk}sen(\omega t) \\
 p_{grid}(t) &= \frac{V_{gridpk}I_{gridpk}}{2}\{1 - \cos(2\omega t)\} \\
 p_{grid}(t) &= P_{grid}\{1 - \cos(2\omega t)\}
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

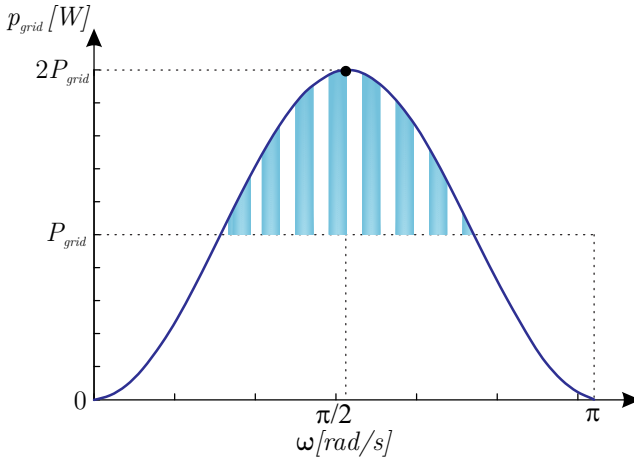
P_{grid} corresponde à potência média de saída do inversor. O comportamento da potência da rede elétrica, obtido em (5.3), está esboçado na Figura 5.1. Por meio de (5.3) é possível constatar que, a potência de saída do inversor corresponde a uma onda senoidal, com valor médio P_{grid} e que esta oscila com o dobro da frequência da rede.

Considerando, por exemplo, que o sistema de geração seja o fotovoltaico, para um dado intervalo finito de tempo, a potência elétrica proveniente do módulo é constante, mas, como pode ser visto na Figura 5.1, a potência da rede não é constante. A região hachurada se caracteriza pelos momentos em que a potência elétrica injetada na rede é superior ao seu valor médio, enquanto na segunda a potência elétrica é inferior a este valor.

Considerando-se um inversor ideal, no qual a potência elétrica de entrada é igual à potência elétrica de saída (suprimindo as perdas), a área hachurada representa uma demanda por potência elétrica instantânea maior, em relação a que está sendo produzida pelo sistema de geração. No entanto, para a área não-hachurada, a potência elétrica demandada é inferior à produzida.

Essa característica de potência na saída do inversor, justifica a necessidade de um estágio desacoplador entre a energia elétrica pro-

Figura 5.1 – Representação da potência drenada pela rede elétrica.



veniente do sistema de geração e a injetada na rede, de forma que essa pulsação em 120 Hz seja transparente à fonte de geração.

Esse desacoplamento é usualmente realizado por meio de elementos armazenadores, colocados entre a entrada e a saída de modo a balancear a diferença de potência instantânea entre ambas [41].

Na maioria dos inversores comerciais são utilizados capacitores eletrolíticos como elemento de desacoplamento, devido às suas elevadas capacitâncias e facilidade de implementação da opção [41].

No caso de emprego de um capacitor como elemento de desacoplamento, por exemplo, há carga nos momentos em que a potência elétrica injetada na rede for menor que a gerada (não hachurada) e há descarga na região complementar, mantendo a potência elétrica constante e igual a P_{grid} .

Ainda, o capacitor de barramento garantirá o comportamento de fonte de tensão conectada à entrada do inversor. Evidente que quanto maior a capacitância, maior será a inércia da tensão de saída do sistema de geração e mais seu comportamento se assemelhará ao de uma fonte de tensão ideal.

Entretanto, como este tipo de aplicação requer o uso de técnicas de rastreamento de máxima potência, a tensão no capacitor deve ser dinamicamente alterada, de modo que resulte sempre no valor que garante a operação do sistema no *MPP* [42].

5.2.2 Dimensionamento do Capacitor de Desacoplamento

Com base em (5.3), é possível observar que a potência instantânea contém uma parcela constante e outra pulsada, que podem ser representadas por (5.4).

$$p_{grid}(t) = \frac{V_{gridpk}I_{gridpk}}{2} - \frac{V_{gridpk}I_{gridpk}}{2}\cos(2\omega t) \quad (5.4)$$

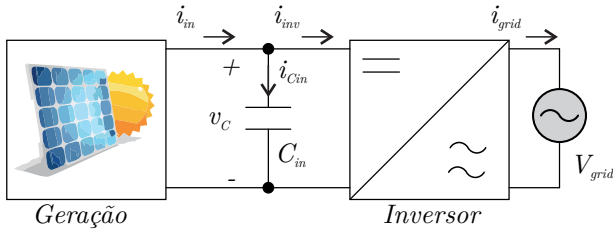
O dimensionamento do capacitor de barramento, pode ser realizado fundamentado na parcela pulsada de potência, cuja oscilação ocorre com o dobro da frequência da rede. Com isso, (5.5) caracteriza a potência de entrada do inversor.

$$\begin{aligned} p_{inv}(t) &= v_C i_{in} \\ &= v_C (i_{inv} + i_{Cin}) \\ &= v_C \left(i_{inv} + C_{in} \frac{dv_C}{dt} \right) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Sendo as variáveis, definidas de acordo com a simbologia exposta na Figura 5.2.

Observa-se que (5.5) consiste em uma equação diferencial ordinária com coeficientes variáveis, sendo portanto, não-linear. Nesse caso, uma alternativa para solucioná-la se dá por meio da aplicação de uma linearização em torno de seu ponto de operação, válida para pequenos sinais. Linearizando e aplicando as perturbações nas variáveis, conforme mostrado em [43], é possível derivar (5.6) que corresponde à equação

Figura 5.2 – Circuito equivalente para cálculo do capacitor de desacoplamento.



de dimensionamento para o capacitor em questão.

$$C_{in} = \frac{P_{in} \sqrt{1 - 4\Delta V_{C\%}}}{2\omega_{grid} V_C^2 \Delta V_{C\%}} \quad (5.6)$$

Normalmente, os capacitores utilizados para tal finalidade são do tipo eletrolíticos. Esses capacitores representam a parte mais sensível de um sistema de geração, uma vez que possuem reduzida vida útil sobre elevadas temperaturas, o que reduz também a confiabilidade do inversor em que são utilizados [44–47].

Para contornar tal problema, é possível substituir tais capacitores pela tecnologia de filme, o que exige, no entanto, a diminuição do valor da capacitância.

Em [41], diversas configurações de topologias inversoras são comparadas quanto às possibilidades de variação na posição desse capacitor, de forma a possibilitar o uso de uma capacitância menor, o que viabilizaria a aplicabilidade da tecnologia de filmes.

Além disso, técnicas de desacoplamento ativo podem ser utilizadas e, como exemplo, pode-se citar a topologia apresentada em [46]. Nesse caso, um estágio *cc-cc Boost interleaved* é associado a um inversor ponte completa de modo a permitir a eliminação dos capacitores eletrolíticos em paralelo com o sistema de geração.

Outra possibilidade de contornar esse problema, seria por in-

termédio da adição de um circuito auxiliar que pode ser composto por um conversor *Buck-Boost* como sugerido em [48].

Contudo, apesar das vastas possibilidades apresentadas na literatura, entende-se que por caráter de simplicidade optar-se-á pela utilização de um capacitor eletrolítico como estágio de desacoplamento. Ademais, como o objetivo principal do projeto se refere à validação das estruturas propostas, as análises de aplicabilidade de técnicas mais avançadas de desacoplamento ficam sugeridas como extensões do presente trabalho.

5.3 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE FILTRO

Substituindo (3.29) em (3.14), ambas deduzidas no Capítulo 3, deriva-se (5.7) que define o valor de pico da corrente nos indutores de filtro.

$$\begin{aligned}
 \Delta i_L &= i_L(DT_{sw}) \\
 &= \left(\frac{V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - v_{grid}}{L} \right) DT_{sw} \\
 &= \left(\frac{V_{in}n - V_{grid_{pk}} \sin(\omega t)}{L} \right) \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) T_{sw} \quad (5.7)
 \end{aligned}$$

Rearranjando os termos em (5.7), origina-se (5.8).

$$\Delta i_L(\omega t) = \frac{V_{grid_{pk}}}{f_{sw}L} \sin(\omega t) \left[1 - \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) \right] \quad (5.8)$$

Com o objetivo de encontrar a razão cíclica que resulta em máxima ondulação de corrente, expressa-se (5.8) em função da razão cíclica (d), provendo (5.9)

$$\Delta I_L(d) = \frac{V_{grid_{pk}} n}{\alpha f_{sw} L} (d - d^2) \quad (5.9)$$

Com o objetivo de encontrar o ponto de máximo da função, faz-se necessário igualar sua derivada à zero, como em (5.10).

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta I_L}{\partial d} &= \frac{V_{grid_{pk}} n}{\alpha f_{sw} L} (1 - 2d) \\ 0 &= \frac{V_{grid_{pk}} n}{\alpha f_{sw} L} (1 - 2d) \end{aligned} \quad (5.10)$$

De (5.10), é possível concluir que a máxima ondulação de corrente ocorre para razão cíclica $D = 0,5$. Com essa informação, define-se o valor de ωt para a máxima ondulação, resultando em (5.11).

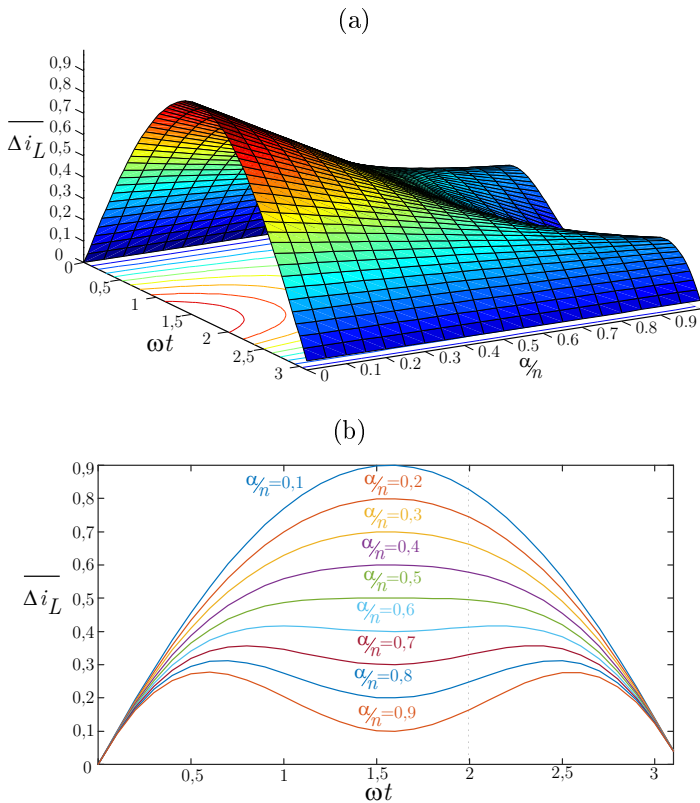
$$\begin{aligned} \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) &= \frac{1}{2} \\ \omega t_{max} &= \arcsin\left(\frac{n}{2\alpha}\right) \end{aligned} \quad (5.11)$$

De (5.8) é possível obter a ondulação de corrente normalizada (5.12), bem como o valor da indutância do filtro de saída normalizada (5.13).

$$\begin{aligned} \overline{\Delta i_L(\omega t)} &= \frac{\Delta i_L(\omega t) f_{sw} L}{V_{grid_{pk}}} \\ \overline{\Delta i_L(\omega t)} &= \sin(\omega t) \left[1 - \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) \right] \end{aligned} \quad (5.12)$$

Tal equação pode ser representada graficamente por intermédio da Figura 5.3, em que são constatadas as formas bi e tridimensionais da ondulação de corrente parametrizada, ao longo de meio ciclo da tensão da rede elétrica, sendo por simetria, o mesmo comportamento válido para o outro semiciclo.

Figura 5.3 – Comportamento da variação de corrente no indutor: (a) Na forma tridimensional (b) Na forma bidimensional.



$$\begin{aligned}
 L &= \frac{V_{grid_{pk}}}{f_{sw} \Delta i_{Lmax}} \sin(\omega t) \left[1 - \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) \right] \\
 \bar{L} &= \frac{L f_{sw} \Delta i_{Lmax}}{V_{grid_{pk}}} \\
 \bar{L} &= \sin(\omega t) \left[1 - \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) \right]
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Ainda, sabe-se que o valor de pico da corrente na rede pode ser obtida com base na potência de saída do conversor, conforme (5.3).

$$\begin{aligned}
 P_{grid} &= V_{gridrms} I_{gridrms} \\
 P_{grid} &= \frac{V_{gridpk} I_{gridpk}}{\sqrt{2} \sqrt{2}} \\
 P_{grid} &= \frac{V_{gridpk} I_{gridpk}}{2} \\
 I_{gridpk} &= \frac{2P_{grid}}{V_{gridpk}}
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

Baseado em (5.3) e (5.7), é possível derivar (5.15), que representa o valor máximo da corrente no indutor em função da máxima ondulação de corrente admitida.

$$I_{Lpk} = \frac{2P_{grid}}{V_{gridpk}} + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{5.15}$$

5.4 PROJETO E DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE CONEXÃO COM A REDE

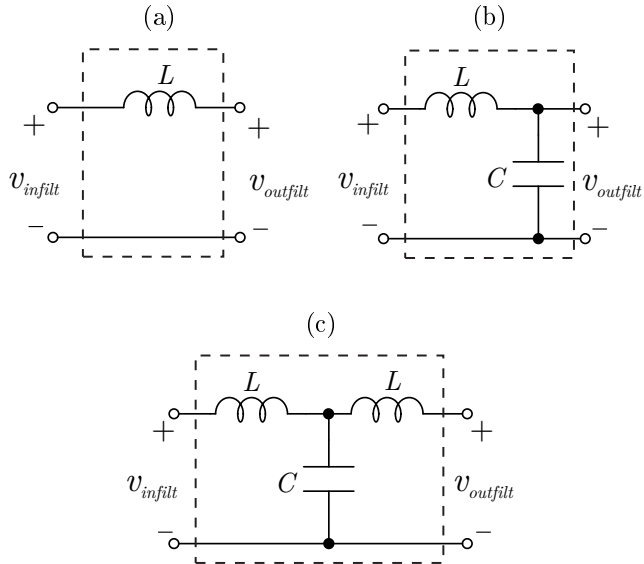
Para as análises feitas nesta seção, considerar-se-á a rede elétrica como uma fonte de tensão ideal, sem impedância e capaz de fornecer tensão apenas na sua componente fundamental.

Dentro do contexto de distorção harmônica inserida por dispositivos não-lineares e células de comutação, por meio da Figura 3.2 se conclui que devido às distorções impostas pela estrutura do conversor *Forward*, faz-se necessária a utilização de algum método de supressão. Desta maneira, será possível estar em conformidade com as normas vigentes que regem a interligação de fontes renováveis à rede elétrica.

Para aplicações em conversores conectados com a rede elétrica, usualmente, se utilizam filtros de primeira ordem *L*, de segunda ordem *LC* e de terceira ordem *LCL*, configurações ilustradas na Figura 5.4.

Essa associação de indutores e capacitores para a composição de filtros ocorre porque o indutor apresenta uma alta impedância em

Figura 5.4 – Configurações de filtros aplicáveis ao conversor proposto:
 Filtro de primeira ordem L (b) Filtro de segunda ordem LC (c) Filtro de terceira ordem LCL.



altas frequências (5.16) e o capacitor uma alta impedância em baixas frequências (5.17).

$$Z_L = j\omega_L L \quad (5.16)$$

$$Z_C = j \frac{1}{\omega_C C} \quad (5.17)$$

Onde:

ω_L e ω_C - frequência angular [rad/s];

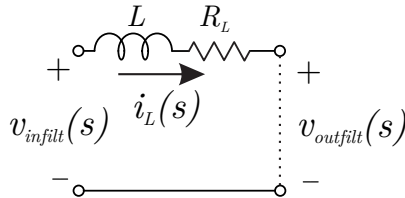
L - indutância do circuito;

C - capacitância do circuito.

5.4.1 Filtro L

Com base nas análises anteriores, sendo a impedância indutiva elevada para altas frequências, o primeiro e mais simples filtro passível de ser utilizado, seria o de primeira ordem indutivo (Figura 5.5). Nesse caso, o filtro é conectado em série com a saída do inversor.

Figura 5.5 – Filtro de primeira ordem no domínio da frequência.



Com base na Figura 5.5, é possível obter a função de transferência que relaciona a corrente de saída com a tensão de entrada do filtro em questão, representada por (5.18).

$$G_L(s) = \frac{i_L(s)}{V_{infilt}(s)} = \frac{1}{sL + R_L} \quad (5.18)$$

Onde:

L - indutância de filtro;

R_L - resistência série do indutor.

Em (5.18) se considera que, com qualquer indutor há a presença de uma resistência parasita. Caso essa resistência não seja levada em consideração, para obtenção da função de transferência do filtro ideal, basta zerar o termo referente à R_L .

O diagrama de Bode do filtro de primeira ordem está ilustrado na Figura 5.6(a) e por meio dele, observa-se que esse filtro propicia uma atenuação de 20 dB/dec em todo o espectro de frequência (puramente indutivo), além de introduzir uma fase de -90 graus ao sistema. Dessa forma, sua aplicação é recomendada para sistemas de baixas potências

e elevada frequência de comutação [49]. Com a consideração da resistência parasita, essa atenuação se dá apenas para altas frequências, resultando no deslocamento do pólo ao longo do semi-plano esquerdo, conforme ilustrado na Figura 5.6(b).

Usualmente, esses filtros são dimensionados com base na máxima ondulação de corrente admissível para a saída [2]. Logo, com base em (5.8), é possível derivar a equação da indutância em função de tal parâmetro.

$$L = \frac{V_{grid_{pk}}}{f_{sw} \Delta i_{Lmax}} \left[1 - \frac{\alpha}{n} \right] \quad (5.19)$$

A utilização de (5.19), considerando valores de ondulação usuais (entre 5 e 30%), resulta em valores elevados de indutância. Isso faz com que a dinâmica do sistema fique lenta, gerando então, uma elevada queda de tensão sobre o indutor (na frequência da rede), que resulta em uma redução no rendimento do sistema. Além disso, indutâncias elevadas tendem a gerar indutores volumosos, pesados, de maior custo e complexidade de confecção [49–51].

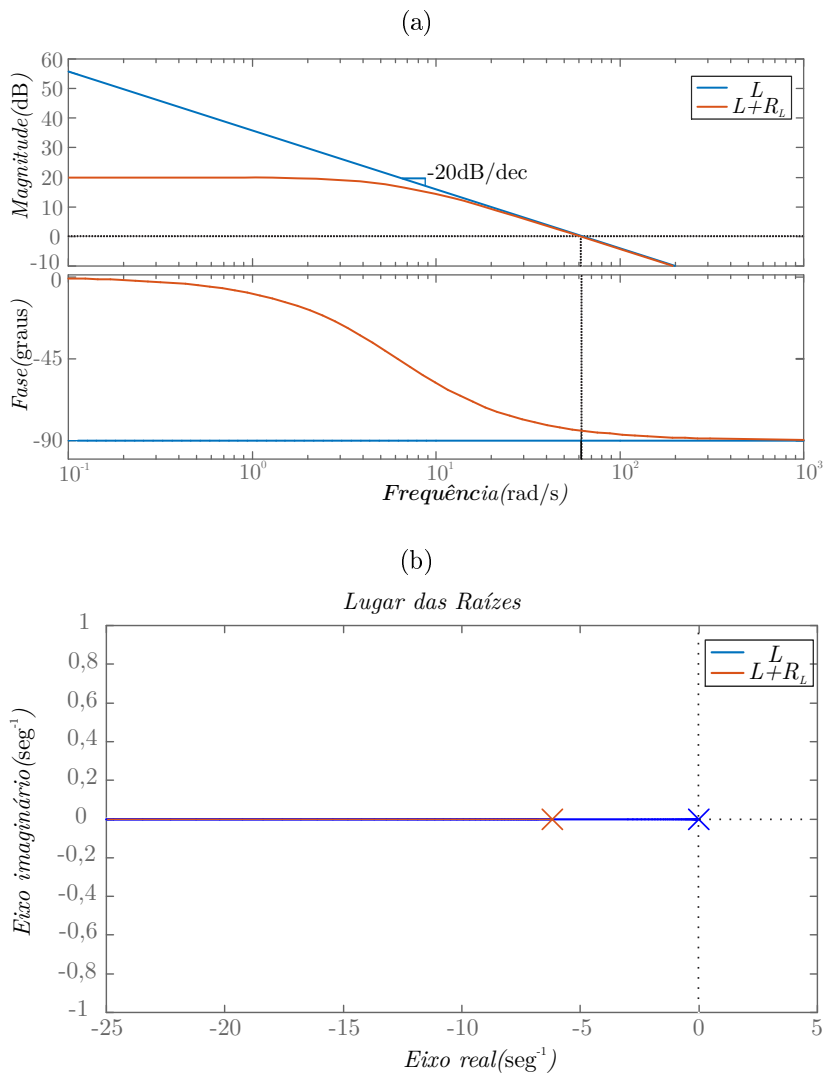
Uma vez que a indutância é inversamente proporcional à frequência de comutação, seu peso e volume seriam passíveis de redução, aumentando-se a frequência de comutação. Entretanto, esse aumento causaria uma elevação das perdas de comutação, impactando também na eficiência global do sistema.

Em contrapartida, valores reduzidos de indutância resultam em elevadas ondulações de corrente, o que faz com que a corrente injetada na rede seja de má qualidade, podendo então estar em desacordo com as normas vigentes [50].

5.4.2 Filtro LC

Mediante as análises e argumentos supracitados, como um dos principais focos do trabalho se refere à eficiência do conversor, faz-se

Figura 5.6 – Comparativo entre características do filtro L com e sem amortecimento: (a) Diagrama de Bode (b) Lugar geral das raízes.



necessária a utilização de um filtro mais adequado que o de primeira ordem.

Por ordem hierárquica, após as análises para o filtro de primeira ordem, fazer-se-ão as análises para uma estrutura de segunda ordem, composta por um indutor e um capacitor, conforme ilustrado na Figura 5.4(b).

Com base em (5.17), verifica-se que a impedância capacitiva é de reduzido valor para altas frequências, ou seja, forma um caminho de baixa impedância para tal espectro, enquanto assume valores elevados para baixas frequências incluindo a componente fundamental, que deve ser entregue à rede elétrica.

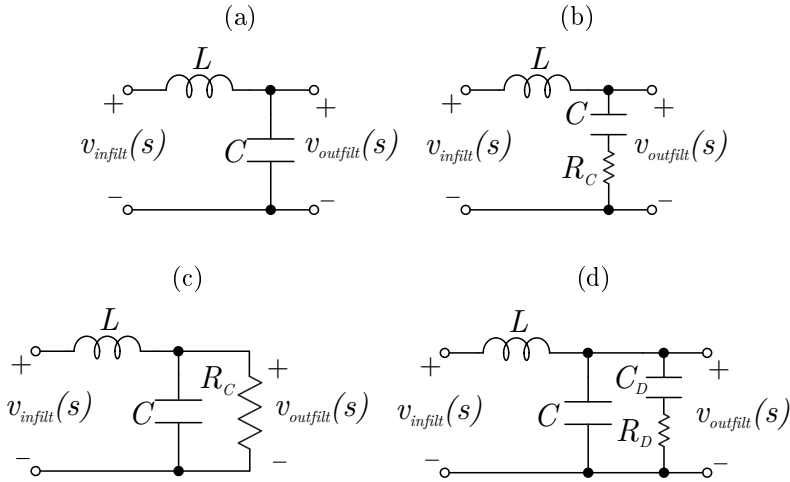
Dessa forma, a associação do capacitor com o indutor permite que os valores de indutância sejam reduzidos, o que diminui os custos de implementação e as perdas do filtro em relação ao filtro puramente indutivo [52] [53].

O filtro de segunda ordem tipo *LC* não amortecido, retratado na Figura 5.4(b), propicia uma atenuação de 40 dB/dec após a frequência de ressonância, uma vez que a introdução do capacitor aumenta a ordem do sistema. Na prática, é comum que sua implementação seja feita de forma conjunta com alguma técnica de amortecimento na frequência de ressonância do filtro, sendo ela ativa ou passiva.

Nas técnicas passivas, a inserção de um resistor fará o amortecimento do sistema. Algumas opções de técnicas passivas com interligação série, paralela e híbrida estão ilustradas na Figura 5.7(b), (c) e (d) respectivamente. Nas técnicas ativas, alguma estratégia de controle é empregada de forma a emular uma resistência capaz de amortecer o sistema [54].

Desta maneira, dependendo do tipo de amortecimento empregado haverá uma função de transferência a ser considerada. Neste caso, (5.20), (5.21), (5.22) e (5.23) representam as funções sem amortecimento, com amortecimento série, paralelo e híbrido respectivamente.

Figura 5.7 – Configurações de filtros de segunda ordem LC: (a) Não amortecido (b) Amortecimento série (c) Amortecimento paralelo (d) amortecimento paralelo híbrido.



$$G_{LC}(s) = \frac{v_{outfilt}(s)}{v_{infilt}(s)} = \frac{1}{s^2LC + 1} \quad (5.20)$$

$$G_{LCR_s}(s) = \frac{v_{outfilt}(s)}{v_{infilt}(s)} = \frac{\frac{sR_C}{L} + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{sR_C}{L}} \quad (5.21)$$

$$G_{LCR_p}(s) = \frac{v_{outfilt}(s)}{v_{infilt}(s)} = \frac{1}{s^2LC + \frac{sL}{R_C} + 1} \quad (5.22)$$

$$G_{LCC_D R_D}(s) = \frac{v_{outfilt}(s)}{v_{infilt}(s)} = \frac{1 + sC_D R_D}{s^2L(C_D + C_D R_D) + sL} \quad (5.23)$$

Sabe-se que a função de transferência para um sistema de segunda ordem padrão é definida por (5.24) [55].

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.24)$$

Sendo:

ω_n - frequência natural de oscilação [rad/s];

ζ - coeficiente de amortecimento.

Comparando (5.22) e (5.24), é possível relacionar características de sistemas de segunda ordem padrões, com parâmetros do filtro em questão. Assim, conclui-se que a frequência natural de oscilação e o coeficiente de amortecimento do filtro LC podem ser definidos como (5.25) e (5.26) respectivamente.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.25)$$

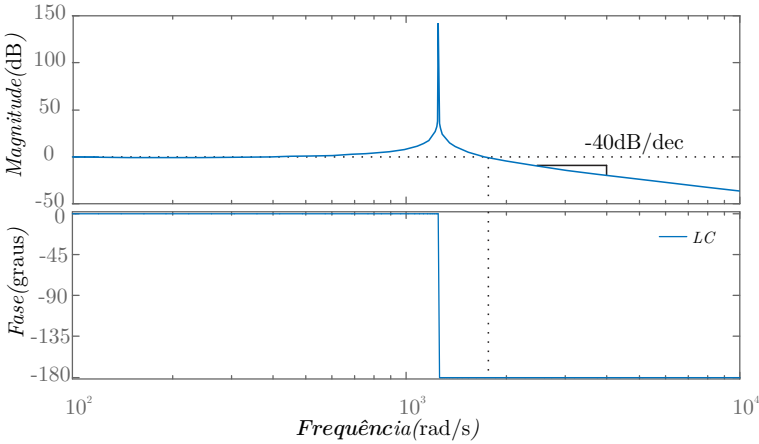
$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (5.26)$$

O diagrama de Bode referente à função de transferência do filtro LC sem amortecimento, está mostrado na Figura 5.8. Por intermédio dele, é possível observar o fenômeno de ressonância, que por não apresentar amortecimento é bastante expressivo, com um valor de pico elevado. Esse fenômeno pode causar severas oscilações, sobretensões destrutivas aos dispositivos de comutação e demais componentes [53].

Outrossim, observa-se que nesse caso o filtro apresenta fase nula antes e de -180° após a frequência de ressonância f_o . Esse comportamento é esperado uma vez que esta função de transferência apresenta apenas dois pólos.

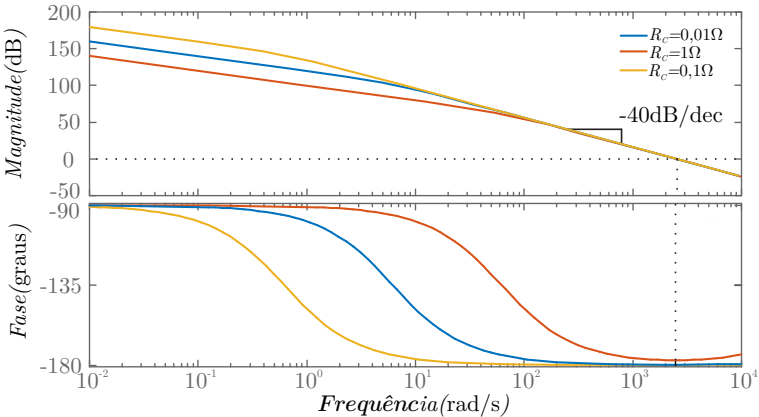
Para os casos mostrados anteriormente, considerando amortecimento passivo com conexão série, o diagrama de Bode para diferentes resistências série equivalentes do capacitor, pode ser apreciado por intermédio da Figura 5.9.

Figura 5.8 – Diagrama de Bode para o filtro LC sem amortecimento (Função de Transferência 5.20).



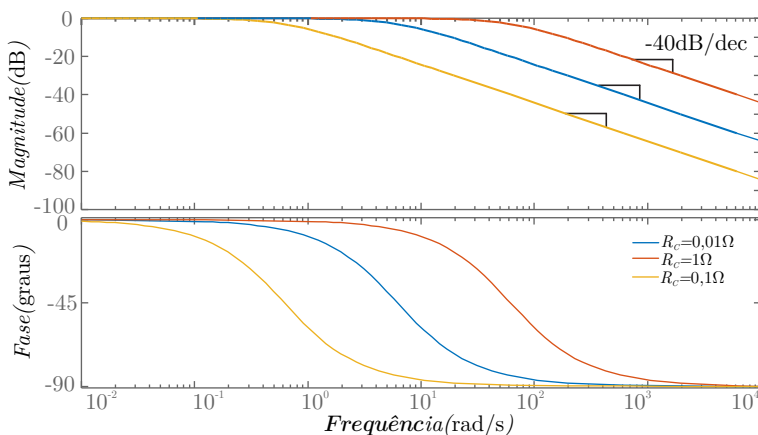
De forma geral, observa-se que uma variação na resistência série gera um aumento na frequência de ressonância e, além disso, amortece o pico de ressonância observado no caso sem amortecimento. A fase do filtro é de -90° antes e -180° depois de f_o , com uma atenuação de 40 dB/dec.

Figura 5.9 – Diagrama de Bode para o filtro LC com variações no amortecimento passivo série (função de transferência 5.21).



De forma análoga, para o amortecimento paralelo, o diagrama de Bode para diferentes resistências pode ser apreciado por meio da Figura 5.10. Nesse caso, antes da frequência de ressonância f_o , o filtro se comporta de forma transparente à corrente de entrada, entretanto, promove a atenuação, em 40 dB/dec das componentes com frequência superior a f_o .

Figura 5.10 – Diagrama de Bode para o filtro LC com variações amortecimento passivo paralelo (função de transferência 5.22).



Como fator negativo associado ao uso do filtro LC, está o fato de que valores elevados de capacitância podem ocasionar elevadas correntes de *inrush*, elevada corrente na frequência fundamental da rede elétrica e, portanto, devem ser evitados [53].

Além disso, quando há presença de harmônicas na rede elétrica, essas componentes circularão pelo capacitor de filtro fazendo com que a corrente injetada na rede seja, mesmo com a presença do filtro, distorcida. Dessa forma, o filtro não estaria cumprindo seu papel conforme o planejado, o que inviabilizaria o trabalho de projeto e construção.

Não obstante, a rede não ideal apresenta uma indutância de linha característica o que modifica a configuração do filtro e torna sua frequência de ressonância dependente dessa impedância [56].

5.4.3 Filtro LCL

O filtro *LCL*, ilustrado na Figura 5.4(c), se caracteriza por ser um filtro de terceira ordem e, dessa forma, provém atenuação de 60 dB/dec ao longo do espectro de frequência acima da ressonância. Além disso, essa configuração também fornece um melhor desacoplamento entre filtro e a impedância da rede, com menor ondulação de corrente no indutor desse lado e menor dependência dos parâmetros da rede [2, 53].

Filtros *LCL* provém saída indutiva no ponto de conexão com a rede elétrica, o que previne as correntes de *inrush* [53], característica de desvantagem da estrutura de segunda ordem *LC*. Ademais, como já comentado, a rede elétrica apresenta uma indutância de linha, bem como a saída do inversor apresenta característica indutiva, resultante das trilhas e conexões. Isso torna os filtros *L* e *LCL* mais adequados para as topologias propostas.

Entretanto, a escolha do filtro *LCL* de terceira ordem, além de mais complexa, traz problemas de estabilidade relativos ao amortecimento da ressonância. Esse amortecimento pode ser obtido de forma passiva, pela inserção de um resistor em série ou paralelo com o capacitor [52] ou de forma ativa, empregando-se técnicas de controle apropriadas [54].

A frequência de ressonância do filtro é um importante requisito a ser levado em consideração, pois deve ser definida com um intervalo mínimo em relação à frequência de comutação, para que o filtro tenha atenuação suficiente nesse intervalo. Da mesma forma, a frequência de cruzamento deve ser espaçada da frequência da rede elétrica [49].

Segundo [2], perdas de potência em um filtro *LCL* constituem a maior porção entre as perdas totais de um conversor conectado à rede elétrica. Dessa forma, como a eficiência do conversor é uma característica importante, nesse caso, dar-se-á atenção especial para o projeto do filtro de modo a minimizar suas perdas.

Segundo [57], as seguintes restrições na escolha dos parâmetros

do filtro devem ser levadas em consideração:

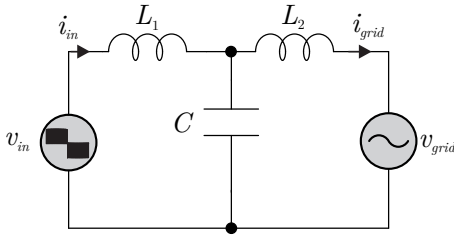
- O valor do capacitor deve ser limitado pela diminuição tolerável do fator de potência na potência nominal (geralmente abaixo de 5%);
- O valor total da indutância deve ser menor do que 10%/0,1 p.u. para limitar a queda de tensão durante a operação;
- A frequência de ressonância deve ser incluída em um intervalo entre 10 vezes a frequência da rede e metade da frequência de comutação para que não sejam criados problemas de ressonância no espectro harmônico gerado;
- O amortecimento passivo não pode ser muito pequeno de modo a não evitar oscilações e, em contrapartida, as perdas não podem ser muito elevadas para não comprometer a eficiência do sistema.

Para derivar a função de transferência do conversor, considere-se a rede elétrica como ideal e que em altas frequências, o conversor se comporta como um gerador de harmônicas, enquanto a rede como um curto-circuito.

Baseado nessa premissa, a função de transferência que relaciona a corrente da rede e a tensão de entrada, indicados na Figura 5.11, pode ser definida como em (5.27).

$$\frac{i_{grid}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)} \quad (5.27)$$

Figura 5.11 – Filtro de terceira ordem LCL sem amortecimento.



Baseado em (5.27), é possível definir a frequência de ressonância do filtro como (5.28), onde (5.29) representa a conexão paralela entre os indutores de filtro.

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L_p C} \quad (5.28)$$

$$L_p = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (5.29)$$

5.4.3.1 Dimensionamento do indutor

Na literatura há uma série de procedimentos que objetivam o dimensionamento dos indutores para o filtro LCL. Nesse caso, o projeto será baseado em [2] e [50].

Considerando a relação entre L_1 e L_2 como definida em (5.30), é possível reescrever (5.28) em função de α_L , como representado em (5.31).

$$L_1 = \alpha_L L_2 \quad (5.30)$$

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L \frac{\alpha_L}{(\alpha_L + 1)^2} C} \quad (5.31)$$

Com base em (5.31) conclui-se que a capacitância depende da frequência de ressonância ω_r e da razão de distribuição entre as indutâncias (α_L). Com isso, considerando ω_r fixo, a razão entre L_1 e L_2 para a mínima capacitância é dada por (5.32).

$$\begin{aligned} \frac{dC}{d\alpha_L} &= 0 \\ \frac{2(\alpha_L + 1)(\omega_r^2 L \alpha_L) - (\alpha_L + 1)^2 \omega_r^2 L}{\alpha_L^2 \omega_r^4 L^2} &= 0 \\ \alpha_L^2 + 2\alpha_L + 1 &= 0 \\ \alpha_L &= 1 \end{aligned} \quad (5.32)$$

Assim sendo, para que se obtenha o menor valor de capacitância, sugere-se a utilização de $L_1 = L_2$ [2]. É interessante ressaltar que L_1 deve ser sempre maior ou igual a L_2 por razões de estabilidade [58].

Para o filtro *LCL*, o indutor do lado do conversor (L_1) pode ser dimensionado baseado na ondulação de corrente máxima admissível na frequência de comutação. Ademais, o indutor do lado da rede L_2 pode ser dimensionado baseado na atenuação da corrente de alta frequência do inversor para o lado da rede [2].

Nesse caso, a ondulação de corrente considerada, em projeto, é maior do que a considerada no projeto dos filtros *L* e *LC*, devido à presença do indutor do lado da rede L_2 . Isso possibilita a redução do tamanho do indutor em relação ao mesmo componente para o caso de segunda ordem.

5.4.3.2 Técnica de Amortecimento

Para supressão da ressonância do filtro, faz-se necessária a aplicação de uma técnica de amortecimento que pode ser classificada como ativa ou passiva.

O amortecimento ativo é feito através da realimentação de algumas variáveis de controle, de modo que as malhas de controle funcio-

nem como amortecedores de ressonâncias introduzida pelo filtro. Existem diversas técnicas de amortecimento ativo estudadas e apresentadas na literatura [59–66].

No entanto, essas técnicas são mais complexas, exigem um maior desempenho de controle do sistema e possuem um custo elevado uma vez que o número de sensores utilizados aumenta em relação às técnicas passivas.

No amortecimento passivo os resistores implicam perdas adicionais ao sistema e influenciam na atenuação do filtro *LCL* ao longo do espectro harmônico. Neste caso, existem diversas técnicas como as apresentadas em [2, 67–69].

Em [2], analisa-se a relação entre as perdas de potência, a seleção do resistor de amortecimento e o efeito de amortecimento desse método em detalhes. Em [70], um método para diminuição da indutância total do filtro fora proposto, no qual utilizam-se dos denominados tanques sintonizáveis que também estão sujeitos a oscilações devidas às ressonâncias paralelas entre a rede e eles mesmos. Para diminuir a indutância total, do filtro convencional *LCL* e, também, evitar ressonâncias paralelas, uma topologia *LLCL* é proposta em [71].

Para aplicações conectadas à rede elétrica, métodos passivos são preferíveis pela sua simplicidade e baixo custo. Adicionalmente, essa técnica de amortecimento é indicada para situações em que o inversor encontra-se bloqueado e o filtro permanece conectado com a rede elétrica [2, 54].

Como os conversores propostos neste trabalho operam no modo de condução contínua e, além disso, busca-se simplicidade, robustez e baixo custo, entende-se que o amortecimento passivo seja mais coerente para a aplicação. Essa subseção será baseada na metodologia proposta em [52].

Uma configuração possível para amortecimento passivo consiste em conectar um resistor em série ao capacitor de filtro, em uma

estrutura idêntica à expressa na Figura 5.12(a). Nesse caso, a inserção de um resistor em série com o capacitor não afeta a frequência de ressonância do filtro, que pode ser calculada por (5.28).

O diagrama de Bode da impedância de um capacitor com amortecimento série está ilustrado na Figura 5.12(b) (linha cheia), enquanto seu correspondente sem amortecimento, está representado pela linha pontilhada. Segundo a ilustração, é possível dividir esse diagrama em duas regiões distintas: capacitiva e resistiva.

Dessa forma, conclui-se que em baixas frequências a impedância resultante da associação CR_d , se comporta como um capacitor, enquanto para frequências elevadas (acima de $1/CR_d$) possui comportamento resistivo. Baseado nisso, para que se obtenha um efeito de amortecimento adequado, a frequência de ressonância deve estar localizada na área resistiva do diagrama [52].

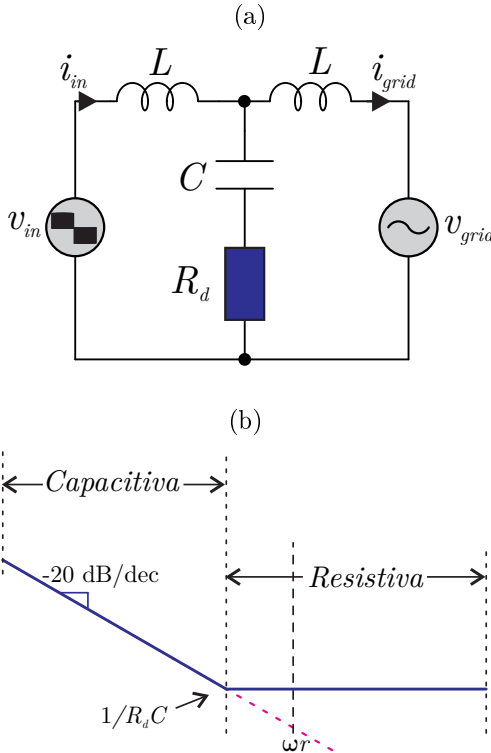
Esse esquema de amortecimento é simples e efetivo e a resistência de amortecimento R_d pode ser otimizada por meio do cálculo do fator de qualidade Q do filtro. Todavia, as perdas e a atenuação de harmônicas de alta frequência tendem a não serem otimizadas para esse caso.

De modo a reduzir as perdas e manter uma atenuação de harmônicas de alta frequência, um esquema alternativo de associação foi sugerido em [2]. Esse esquema consiste em um amortecimento paralelo composto por uma associação paralela de um capacitor e um resistor (C_dR_d) com o capacitor de filtro, conforme evidenciada na Figura 5.13(a).

Nesse caso, a frequência de ressonância do filtro é alterada em função de C_d e de R_d . Para o caso em que $R_d = 0$ tem-se que a frequência de ressonância mínima é definida por (5.33).

$$\omega_{\text{inferior}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 (C_d + C)}} \quad (5.33)$$

Figura 5.12 – Característica de amortecimento passivo para filtro LCL com ligação série: (a) Diagrama Esquemático do filtro LCL com amortecimento R_d (b) Característica da impedância capacitiva.

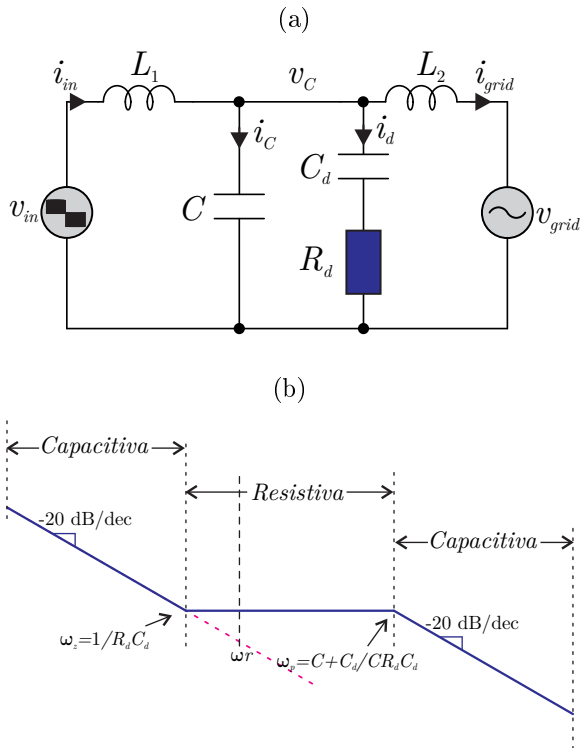


Por outro lado, para $R_d = \infty$ define-se a frequência de ressonância máxima, conforme expresso em (5.34).

$$\omega_{rsuperior} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (5.34)$$

O diagrama de Bode da impedância dessa configuração está evidenciado na Figura 5.13(b) (linha cheia), enquanto seu correspondente sem amortecimento está representado pela linha pontilhada. Como

Figura 5.13 – Característica de amortecimento passivo melhorada com $R_d C_d$: (a) Diagrama Esquemático do filtro LCL com amortecimento $R_d C_d$ (b) Característica da impedância capacitiva.



no caso anterior, para que se obtenha um efeito de amortecimento adequado, a frequência de ressonância deve estar localizada na área resistiva do diagrama [52].

Com base nessa restrição, [52] deriva um intervalo de valores de resistências de amortecimento (5.35) que garante o posicionamento da ressonância na área resistiva, exibida na Figura 5.13(b).

$$\frac{\sqrt{\alpha_C + 1}}{\alpha_C} \sqrt{\frac{L_p}{C}} \leq R_{d(LCL)} \leq \frac{\alpha_C + 1}{\alpha_C} \sqrt{\frac{L_p}{C}} \quad (5.35)$$

Onde L_p é definido por (5.29), e $\alpha_C = \frac{C_d}{C}$.

Assim, o modo de amortecimento ilustrado na Figura 5.13 foi definido como o mais adequado para os conversores propostos. Isso se deve ao fato de o mesmo operar com perdas reduzidas e ao mesmo tempo permitir que se obtenha um efeito de amortecimento adequado.

5.4.3.3 Dimensionamento do capacitor

Conforme supracitado, o cálculo do capacitor de filtro é realizado com base na máxima taxa de circulação de reativos permissível (normalmente menor do que 5%) [57].

Quanto maior o valor da capacitância escolhida, maior será a circulação de reativos pelo capacitor e, assim, mais corrente será demandada do indutor de filtro, o que resultará em um indutor maior. Isso então, geraria um aumento na queda de tensão do filtro e conseqüente diminuição da eficiência do mesmo [50].

Baseado nisso, a capacitância pode ser determinada por meio de (5.36).

$$C = \frac{Q_{max}}{\omega_{grid} V_{gridrms}^2} \quad (5.36)$$

Onde Q_{max} representa a potência máxima reativa admissível, ω_{grid} a frequência angular da rede elétrica e $V_{gridrms}^2$ o valor eficaz da tensão da rede.

Considerando amortecimento passivo com conexão de um capacitor em série com um resistor, (5.37) representa a função de transferência do filtro ilustrado na Figura 5.13 [2].

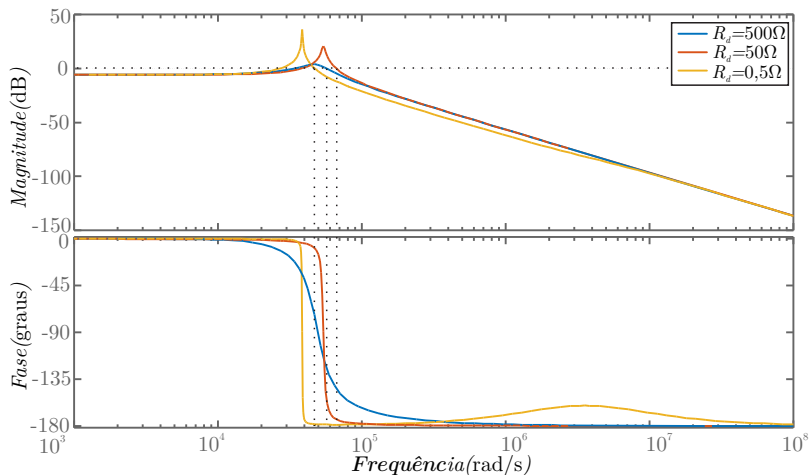
$$\frac{v_c(s)}{v_{in}(s)} = \frac{sL_2 + s^2L_2C_dR_d}{a + b} \quad (5.37)$$

$$a = s^4L_1L_2CC_dR_d + s^3L_1L_2(C + C_d) \quad (5.38)$$

$$b = s^2C_dR_d(L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2) \quad (5.39)$$

O diagrama de Bode da função de transferência (5.37), para diferentes valores de resistência de amortecimento, está representado na Figura 5.14. Neste caso, observa-se que o amortecimento do pico de ressonância varia de forma significativa. A fase do filtro é de 0° antes e -180° depois de f_o , com uma atenuação de 60 dB/dec.

Figura 5.14 – Diagrama de Bode para o filtro LCL com variações no amortecimento passivo série (função de transferência 5.37).



No entanto, seguindo a sequência das análises realizadas para o dimensionamento do indutor, considerando a relação definida por α_C , deseja-se encontrar seu valor de modo a otimizar as perdas do filtro.

A determinação da relação α_C (expressa em (5.35)) corresponde a um compromisso entre amortecimento efetivo do sistema e perdas no resistor.

Com base em (5.37) é possível expressar a relação em função de α_C como em (5.40). Por consequência, o fator de qualidade Q do filtro pode ser definido por (5.41) [2].

$$\frac{\dot{v}_c(j\omega)}{\dot{v}_{in}(j\omega)} = \frac{0,5 + j0,5\omega C_d R_d}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2}\right) + j\omega C_d R_d \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \frac{1}{1 + \alpha_C}\right)} \quad (5.40)$$

$$Q(\alpha_C) = \left| \frac{1 + j\omega_r C R_d \frac{\alpha_C}{1 + \alpha_C}}{j\omega_r C R_d \frac{\alpha_C^2}{(1 + \alpha_C)^2}} \right| \quad (5.41)$$

Como o objetivo é determinar o coeficiente otimizado, em termos de perdas, e tendo definido a variação do fator de qualidade Q em função do coeficiente que relaciona os capacitores, fazer-se-ão análises de perdas genéricas em função desse termo.

5.4.3.4 Perdas no Circuito de Amortecimento

Em praticamente todos os casos de modulação por largura de pulsos (*PWM*), o espectro harmônico consistirá basicamente da componente fundamental e harmônicas de comutação, sendo que as demais componentes harmônicas são atenuadas rapidamente com a elevação da frequência e não possuem contribuição significativa para as perdas de potência [2].

Dessa forma, o cálculo das perdas de potência no circuito de amortecimento, será feito separadamente considerando as frequências fundamental e de comutação.

- (i) Perdas na frequência fundamental: com base no circuito exposto na Figura 5.13(a), determina-se a corrente de amortecimento (i_d):

$$i_d = v_C \frac{sC_d}{1 + sC_d R_d} \quad (5.42)$$

Assim sendo, (5.43) define as perdas em baixa frequência no circuito de amortecimento.

$$\begin{aligned} P_{d(LF)} &= \operatorname{Re}[\dot{v}_C \dot{i}_d^*] \\ P_{d(LF)} &= \frac{v_C^2 \omega_{grid}^2 C_d^2 R_d}{1 + \omega_{grid}^2 C_d^2 R_d^2} \end{aligned} \quad (5.43)$$

(ii) Perdas na frequência de comutação: na frequência de comutação $v_{grid} = 0$. Dessa forma de (5.40):

$$\dot{v}_C = V_{in} \frac{0,5 + j0,5\omega_{sw}C_dR_d}{\left(1 - \frac{\omega_{sw}^2}{\omega_r^2}\right) + j\omega_{sw}C_dR_d \left(1 - \frac{\omega_{sw}^2}{\omega_r^2} \frac{1}{1 + \alpha_C}\right)} \quad (5.44)$$

$$\begin{aligned} P_{d(sw)} &= V_{in}^2 \frac{0,5^2 + (0,5\omega_{sw}C_dR_d)^2}{\left(1 - \frac{\omega_{sw}^2}{\omega_r^2}\right) + \left[\omega_{sw}C_dR_d \left(1 - \frac{\omega_{sw}^2}{\omega_r^2} \frac{1}{1 + \alpha_C}\right)\right]} \dots \\ &\dots \frac{\omega_{sw}C_d}{1 + \omega_{sw}^2 C_d^2 R_d^2} \omega_{sw}C_dR_d \end{aligned} \quad (5.45)$$

(iii) Perdas totais no circuito de amortecimento:

$$P_{d(total)} = P_{d(LF)} + P_{d(sw)} \quad (5.46)$$

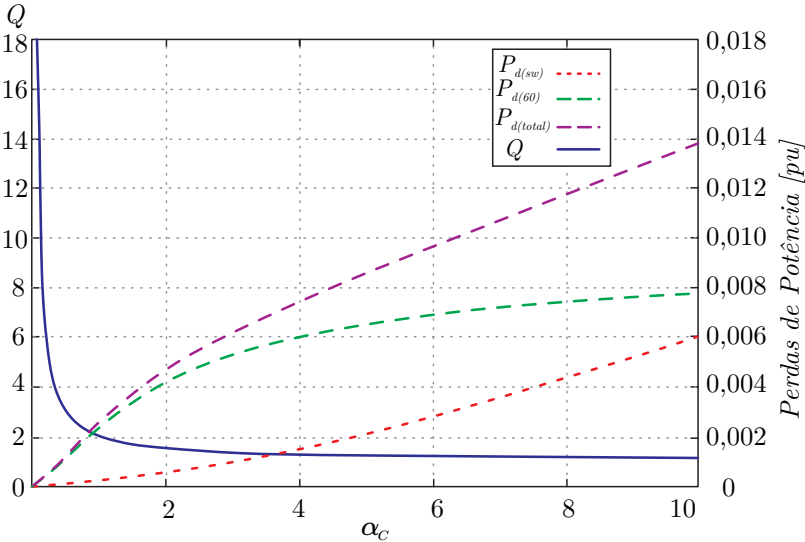
As análises de perdas, juntamente como o fator de qualidade (Q) podem ser representados graficamente, conforme a Figura 5.15.

Com base nas análises desenvolvidas, uma vez que o ramo amortecido é desejado de modo a diminuir Q na frequência de ressonância, em teoria, quanto maior a relação C_d/C , maior o efeito de amortecimento e maiores as perdas de potência.

Todavia, com base na Figura 5.15 observa-se que um aumento em α_C acima de 2 não gera variações significativas em Q . No entanto do

ponto de vista de equilíbrio entre fator de qualidade e perdas, conclui-se que o melhor ponto de operação ocorre para $\alpha_C = 1$, que corresponde ao ponto em que ambos os capacitores da estrutura assumem o mesmo valor.

Figura 5.15 – Dissipação de potência e fator de qualidade Q em função de α_C [2].



Dessa forma, conclui-se que para otimizar as perdas de potência no circuito de amortecimento ambos os capacitores devem ser iguais.

5.5 CONCLUSÃO

Nesse capítulo foi justificada e exemplificada uma técnica de desacoplamento entre a dinâmica da fonte de geração e da saída do inversor. Neste caso, por simplicidade optou-se por utilizar capacitores eletrolíticos, ainda que eles comprometam a vida útil do sistema.

Com base na análise dos filtros passivos, a utilização de um filtro de terceira ordem *LCL* foi justificada e os procedimentos de dimen-

sionamento, tomando como premissa a otimização das perdas, foram retratados.

■ CAPÍTULO 6 ■

ESTRATÉGIA DE CONTROLE

6.1 INTRODUÇÃO

Os conversores estáticos de energia, para tornarem-se úteis em suas mais diversas aplicações necessitam ter suas variáveis elétricas como tensões, correntes e, conseqüentemente, potências devidamente controladas.

Sendo assim, para projetar os controladores adequadamente, faz-se necessário obter um modelo matemático capaz de aproximar o comportamento real do conversor mediante perturbações. Segundo [30] a modelagem de um conversor estático pode ser entendida como a representação de um fenômeno físico por meio de equações matemáticas.

Esses modelos matemáticos apresentam-se normalmente sob a forma de funções de transferência, obtidas por equações diferenciais lineares, resultantes da linearização de equações não-lineares, em torno de pontos de operação específicos, nos quais o conversor deverá operar.

Esse capítulo visa mostrar a estruturação da modelagem escolhida para representação das plantas necessárias para o controle do conversor, bem como apresentar as malhas de controle escolhidas para tal. Nesse caso, cada malha de controle será justificada e devidamente caracterizada, sendo que os resultados obtidos estão mostrados nos Capítulos 7 e 8 para ambas as topologias propostas.

6.2 TÉCNICA DE MODELAGEM UTILIZADA

A técnica de modelagem adotada emprega o conceito de valor médio quase-instantâneo que pode ser entendido como o valor médio de uma grandeza ao longo de um período de comutação T_{sw} , representado em (6.1).

$$\langle x(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_t^{t+T_{sw}} x(\tau) d\tau \quad (6.1)$$

Dessa forma, para modelagem, parte-se do pressuposto de que

as constantes de tempo do conversor são muito maiores do que o período de comutação (T_{sw}). Sendo assim, é possível realizar a média das formas de onda em um intervalo de tempo suficientemente pequeno, se comparado com as constantes de tempo do conversor, sem alterar significativamente a resposta do sistema.

Deste modo, é válido afirmar que o modelo médio resultante prediz o comportamento em baixa frequência do conversor, tendo em vista que despreza harmônicas em altas frequências produzidas pelo efeito da comutação. Aliado a isso, muitas plantas são não-lineares o que torna oneroso o emprego de técnicas clássicas de controle.

Mediante à técnica de modelagem em pequenos sinais, são obtidos modelos lineares baseados na linearização em torno de um ponto de operação específico. A partir disso, aplicam-se pequenas variações ou perturbações na variável de entrada, que resulta em perturbações na variável de saída, linearizadas.

Sendo assim, é possível relacionar o funcionamento das topologias propostas com o de um *Forward* atuando como conversor cc-cc, alimentando uma fonte de tensão contínua como carga. Essa premissa é verdadeira, uma vez que do ponto de vista da frequência de comutação a tensão da rede elétrica pode ser considerada constante ($f_{sw} \gg f_{grid}$).

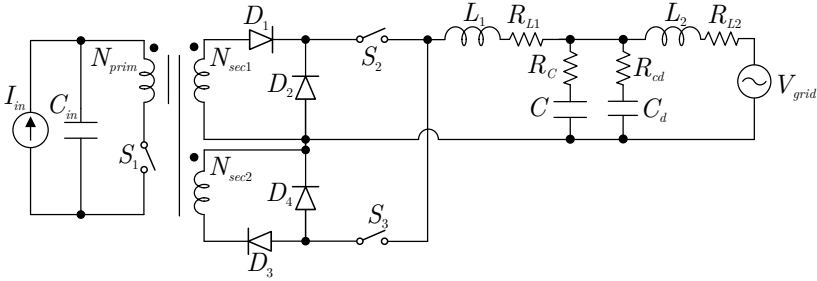
Partindo desse pressuposto, considerando ondulação na tensão de entrada e as não-idealidades dos componentes do filtro, é possível representar o circuito a ser modelado de acordo com a Figura 6.1.

Sabe-se que a corrente através do interruptor S_1 e a tensão sobre o diodo D_2 , durante o primeiro estado topológico são dadas por (6.2) e (6.3) respectivamente.

$$i_{sw}(t) = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} i_L(t) \quad (6.2)$$

$$v_{D2}(t) = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} V_{in}(t) \quad (6.3)$$

Figura 6.1 – Inversor *Forward* com a inclusão das não-idealidades no filtro de saída.



Para o segundo e o terceiro estados sabe-se que ambas as variáveis são nulas. Dessa forma, (6.4) e (6.5) expressam os valores médios em alta frequência da corrente que atravessa S_1 e da tensão sobre D_2 , nesta ordem.

$$\langle i_{sw}(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} i_L dt = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} i_L(t) D(t) \quad (6.4)$$

$$\langle v_{D2}(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} v_{in} dt = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} v_{in}(t) D(t) \quad (6.5)$$

Assumindo as variáveis como compostas por valores quiescentes acrescidos de pequenas variações, é possível linearizar (6.4) e (6.5).

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (6.6)$$

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (6.7)$$

$$v_{in}(t) = V_{in} + \hat{v}_{in}(t) \quad (6.8)$$

$$i_{sw}(t) = I_{sw} + \hat{i}_{sw}(t) \quad (6.9)$$

$$v_{D2}(t) = V_{D2} + \hat{v}_{D2}(t) \quad (6.10)$$

Aplicando-se (6.6), (6.7), (6.8), (6.9) e (6.10) em (6.4) e (6.5), obtém-se (6.11) e (6.12).

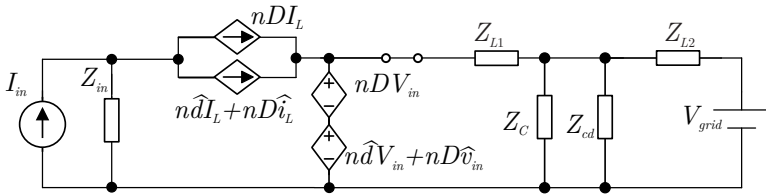
$$\langle \hat{i}_{sw}(t) \rangle + I_{sw} = nDI_L + nD\hat{i}_L(t) + nI_L\hat{d}(t) + n\hat{d}(t)\hat{i}_L(t) \quad (6.11)$$

$$\langle \hat{v}_{D2}(t) \rangle + V_{D2} = nDV_{in} + nD\hat{v}_{in}(t) + nV_{in}\hat{d}(t) + n\hat{d}(t)\hat{v}_{in}(t) \quad (6.12)$$

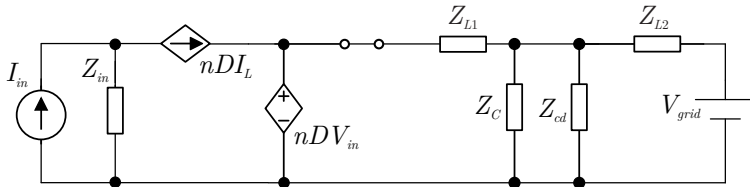
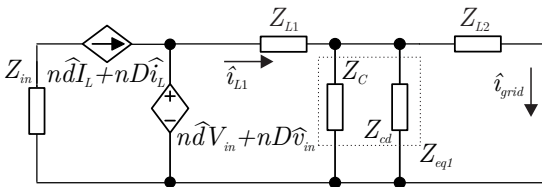
Conforme é possível observar, (6.11) e (6.12) são compostas por termos cc, termos ca de primeira ordem e termos ca de segunda ordem. Os termos ca de primeira ordem correspondem às grandezas ca multiplicadas por constantes, resultando portanto em funções lineares, enquanto os termos ca de segunda ordem são não-lineares e nessa análise serão desprezados. O fato de desprezá-los não afeta significativamente a resposta obtida, tendo em vista que a multiplicação de pequenas variações ca resulta em uma grandeza ca ainda menor e de pouca influência nessa análise.

Com base em (6.11) e (6.12) é possível obter um modelo completo, mostrado na Figura 6.2, capaz de representar o comportamento do circuito do ponto de vista cc e de pequenas variações ca. Nesse modelo, o interruptor de alta frequência S_1 é representado por uma fonte de corrente controlada e o diodo D_2 por uma fonte de tensão controlada. Por simplicidade, na Figura 6.2 os componentes do filtro são representados por suas respectivas impedâncias equivalentes e a rede elétrica é modelada como uma fonte de tensão cc.

Complementarmente, nesse caso o transformador é considerado como ideal, representando apenas um ganho no modelo ($n = N_{sec}/N_{prim}$), do contrário suas não-idealidades tornariam a obtenção dos modelos mais onerosa.

Figura 6.2 – Modelo completo do conversor *Forward*.

Observando-se a Figura 6.2, é possível dividir o modelo obtido em uma parcela cc e uma parcela ca de primeira ordem, conforme (6.11) e (6.12). Dessa forma, o desmembramento do modelo completo resulta no modelo estático, evidenciado na Figura 6.3 e no modelo de pequenos sinais, exibido na Figura 6.4.

Figura 6.3 – Modelo estático do conversor *Forward*.Figura 6.4 – Modelo de pequenos sinais do conversor *Forward*.

Por intermédio do modelo estático, considerando que em corrente contínua o indutor comporta-se como um curto-circuito e o capacitor como um circuito aberto, facilmente deriva-se (6.14) que corresponde ao ganho estático do conversor.

Com o intuito de validar o estudo, é possível comparar (6.14) com (3.6), que representa o ganho estático do conversor, previamente

obtido no Capítulo 3 e concluir que o modelo obtido representa o comportamento do conversor do ponto de vista cc.

$$nDV_{in} = V_{grid} \quad (6.13)$$

$$\frac{V_{grid}}{V_{in}} = nD \quad (6.14)$$

Para a modelagem das plantas, faz-se necessário determinar previamente quais são os modelos fundamentais para o controle dos conversores propostos. Essas definições, bem como as justificativas e o detalhamento para cada malha de compensação serão expostas nas seções subseqüentes.

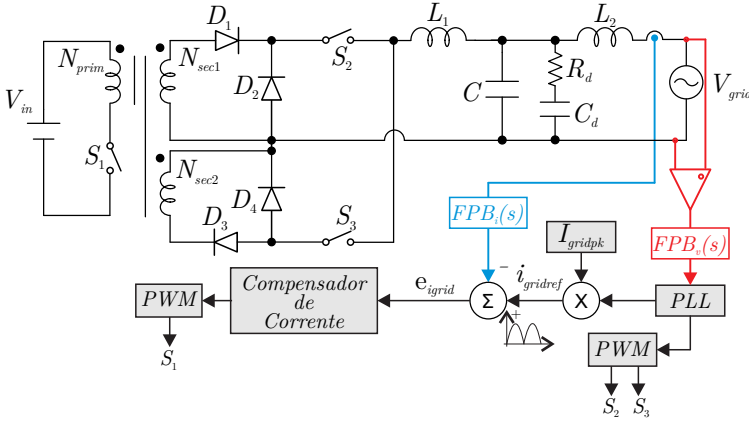
6.3 ESTRATÉGIA PARA CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

Como o intuito dos conversores propostos é de injetar corrente na rede elétrica, faz-se necessária que ela esteja em conformidade com as normas aplicáveis. Dessa forma, é desejável que a corrente injetada na rede elétrica apresente formato senoidal, esteja em fase com a tensão de entrada e contenha reduzida distorção harmônica (abaixo de 5%), garantindo que o sistema opere com elevado fator de potência (acima de 0,92).

Nesse âmbito, faz-se necessário gerar uma referência de corrente senoidal em fase com a tensão da rede. Tal referência pode ser obtida de diferentes maneiras e a estratégia adotada será detalhada na Seção 6.3.5.

A Figura 6.5 contempla o estágio de potência do conversor proposto com a malha de controle da corrente a ser injetada na rede elétrica. É importante destacar que o pulso de comando para o interruptor S_1 do conversor com enrolamento adicional, é o mesmo pulso aplicado para os interruptores S_1 e S_4 do conversor duplo-*Forward*. Por conseguinte, as análises de controle aqui descritas são válidas para ambas as topologias propostas.

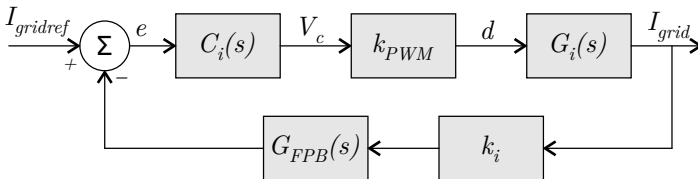
Figura 6.5 – Estágio de potência com compensação da corrente de saída.



A estrutura de controle retratada na Figura 6.5 pode ser simplificada, mediante sua representação por diagrama de blocos, resultando no diagrama da Figura 6.6.

Com base nela, é possível observar que para o controle desejado faz-se necessário determinar previamente aos parâmetros do controlador ($C_i(s)$): o ganho do modulador PWM (k_{PWM}), a função de transferência que relaciona a corrente com a razão cíclica ($G_i(s)$), o ganho do sensor de corrente (k_i) e a função de transferência do filtro ($G_{FPB}(s)$) utilizado para filtragem do sinal medido.

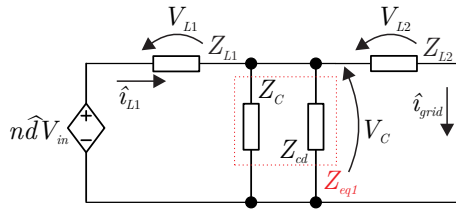
Figura 6.6 – Diagrama de blocos simplificado para o controle da corrente injetada na rede.



6.3.1 Obtenção da planta para controle da corrente injetada na rede

Para iniciar o procedimento de obtenção do modelo da planta para o controle da corrente de saída, é necessário recorrer ao modelo de pequenos sinais, ilustrado na Figura 6.4. Considerando a fonte de tensão de entrada como constante, o modelo de pequenos sinais pode ser simplificado ao exibido na Figura 6.7.

Figura 6.7 – Modelo de pequenos sinais do conversor *Forward*.



Equacionando-se o circuito da Figura 6.7, encontra-se (6.15) que pode ser representada em função da corrente \hat{i}_{L1} , originando (6.16).

$$n\hat{d}V_{in} - V_C = V_{L1} \quad (6.15)$$

$$\hat{i}_{L1} = \frac{n\hat{d}V_{in} - V_C}{Z_{L1}} \quad (6.16)$$

Considerando a associação paralela entre as impedâncias Z_{eq1} e Z_{L2} como resultando em Z_{eq2} (6.17), a tensão sobre o ramo capacitivo V_C pode ser representada em função de \hat{i}_{L1} , decorrendo (6.18).

$$Z_{eq2} = \frac{Z_{L2}Z_{eq1}}{Z_{L2} + Z_{eq1}} \quad (6.17)$$

$$V_C = \hat{i}_{L1}Z_{eq2} \quad (6.18)$$

Da substituição de (6.18) em (6.16), encontra-se (6.19).

$$\hat{i}_{L1} = \frac{n\hat{d}V_{in}}{Z_{L1} + Z_{eq2}} \quad (6.19)$$

Do circuito representado na Figura 6.7, infere-se que a relação entre a corrente \hat{i}_{L1} e a corrente injetada na rede \hat{i}_{grid} é definida por (6.20). A substituição de (6.19) em (6.20) resulta na relação entre a corrente injetada na rede e a razão cíclica, representada em (6.21).

$$\hat{i}_{grid} = \frac{Z_{eq1}}{Z_{L2} + Z_{eq1}} \hat{i}_{L1} \quad (6.20)$$

$$\frac{\hat{i}_{grid}}{\hat{d}} = \frac{nV_{in}Z_{eq1}}{(Z_{L1} + Z_{eq2})(Z_{L2} + Z_{eq1})} \quad (6.21)$$

Um detalhamento da rotina de cálculo implementada em Matlab para a obtenção da planta representada em (6.21) pode ser vislumbrado no Apêndice A. Dessa forma, a planta para o controle da corrente injetada na rede elétrica é representada por (6.22).

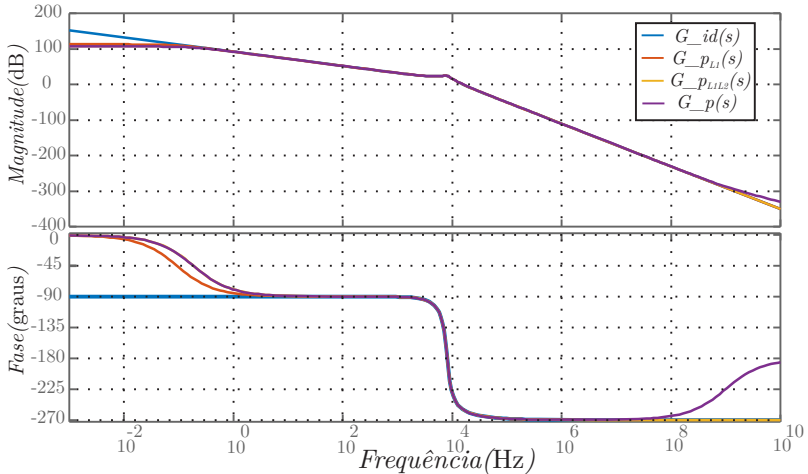
$$\begin{aligned} a &= CC_d L_1 L_2 R_d s^4 + (CL_1 L_2 + C_d L_1 L_2) s^3 \\ b &= (C_d R_d L_1 + C_d R_d L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s \\ \frac{\hat{i}_{grid}(s)}{\hat{d}(s)} &= \frac{nV_{in}(1 + C_d R_d s)}{a + b} \end{aligned} \quad (6.22)$$

Analisando-se a Figura 6.8 é possível observar uma comparação da resposta em frequência das plantas considerando a planta ideal $G_{id}(s)$, a que considera uma resistência série com o indutor L_1 ($G_{pL1}(s)$), a planta considerando resistências série com os indutores L_1 e L_2 ($G_{pL1L2}(s)$) e, finalmente, a planta considerando não-idealidades nos indutores L_1 , L_2 e nos capacitores C e C_d ($G_p(s)$).

Assim sendo, verifica-se que a consideração de não-idealidades na planta gera um amortecimento, resultando em uma diferença no ga-

nho e na fase com relação à planta ideal em baixas frequências. Complementarmente, em altas frequências é possível observar uma diferença entre a planta ideal e aquela que considera as não-idealidades.

Figura 6.8 – Diagrama de Bode comparativo entre plantas com e sem adição de elementos parasitas.



Essencialmente a planta ideal possui um pólo na origem, enquanto que a inclusão das não-idealidades dos indutores faz com que esse pólo tenha sua posição modificada. Além disso, o sistema que anteriormente era do tipo zero passa a ser do tipo 1 e apresentar erro não-nulo às perturbações em degrau.

Na planta que considera todas as não-idealidades, além da movimentação do pólo que na planta ideal localizava-se na origem, a da resistência série-equivalente do capacitor de filtro gera um zero adicional no modelo. Isso justifica o fato de em altas frequências a planta não-ideal comportar-se com fase tendendo a -180° .

Entretanto, como as considerações das não-idealidades afetam essencialmente as baixas frequências (abaixo de 1 Hz) e as altas frequências (100 MHz) e tendo em vista que o intervalo da frequência de controle localiza-se dentro desses limites, em que todos os modelos são

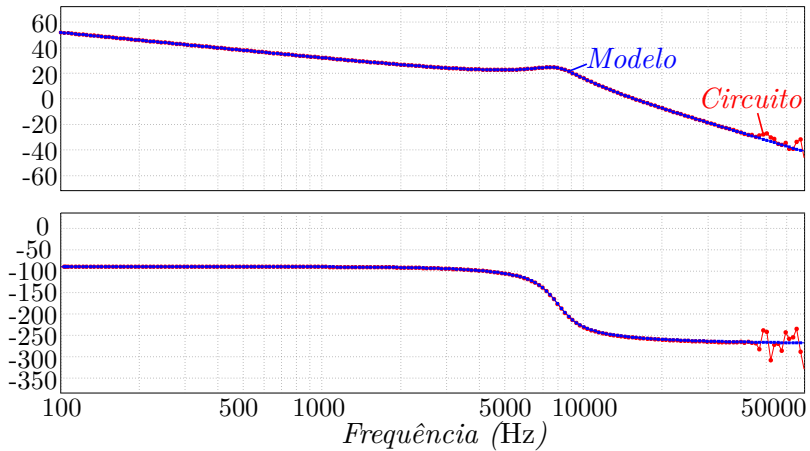
equivalentes, conclui-se que do ponto de vista de controle a consideração ou não das não-idealidades do filtro não gera impactos.

Para validação da planta de corrente obtida, optou-se por utilizar o bloco *AC Sweep* disponível no simulador PSIM®[®], em que uma pequena excitação senoidal é injetada como perturbação e o sinal na mesma frequência é medido na saída do modelo a ser verificado e do circuito em questão, para fins de comparação.

A amplitude da perturbação escolhida variou entre 0,1% da razão cíclica nominal para baixas e 1% para altas frequências, o que resultou em variação de 0,000365 até 0,00365 em uma faixa de frequência de análise entre 100 Hz e 70 kHz com um total de 200 pontos.

O resultado está exposto na Figura 6.9 em que as curvas em azul representam a resposta do modelo obtido e as curvas em vermelho a resposta do circuito comutado para a mesma perturbação. Observa-se dessa forma, que ao longo do espectro de frequência analisado o modelo é capaz de representar fielmente o comportamento do circuito comutado.

Para frequências elevadas, da ordem de 70 kHz o modelo não representa mais o comportamento do circuito comutado, tendo em vista que a frequência se aproxima da frequência de comutação do conversor ($f_{sw} = 100$ kHz), impondo fenômenos desconsiderados pelo método de modelagem escolhido. É importante notar que o modelo médio de grandes sinais tem validade somente até metade da frequência de comutação, devido ao critério de Nyquist. Este fenômeno está evidente no diagrama de Bode encontrado.

Figura 6.9 – Modelo de pequenos sinais do conversor *Forward*.

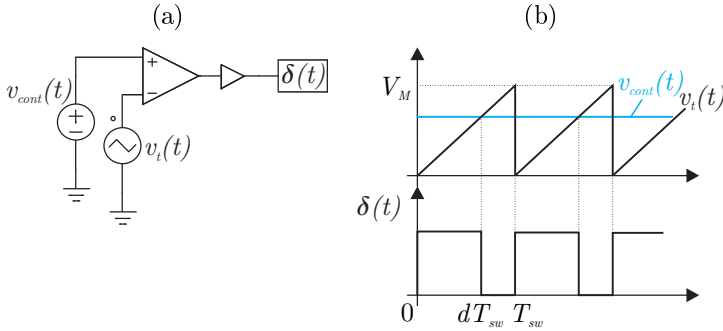
6.3.2 Circuito Modulador

O circuito modulador por largura de pulso (*Pulse Width Modulator-PWM*), produz um sinal lógico $\delta(t)$ que comanda o interruptor do conversor a conduzir ou bloquear. O sinal lógico $\delta(t)$ é periódico, com frequência f_{sw} e razão cíclica $d(t)$. A entrada do modulador por largura de pulso é um sinal de controle $v_{cont}(t)$ e sua principal função é resultar em uma razão cíclica proporcional ao sinal de controle $v_{cont}(t)$.

O diagrama esquemático de um modulador por largura de pulsos está representado na Figura 6.10 (a), no qual é possível observar que os pulsos de comando são resultantes de uma comparação entre um sinal modulante que corresponde à ação de controle $v_{cont}(t)$ e um sinal portador que corresponde a uma forma de onda triangular $v_t(t)$.

A frequência de comutação do interruptor é determinada pela frequência da portadora $v_t(t)$, cuja amplitude de pico a pico é definida por V_M .

Figura 6.10 – Circuito modulador *PWM*: (a) Circuito de comparação (b) Resultado da comparação entre portadora e modulador.



As principais formas de onda envolvidas em um circuito modulador estão representadas na Figura 6.10 (b), que permitem concluir que quando a tensão modulante $v_{cont}(t)$ é maior do que o sinal da portadora $v_t(t)$, o sinal lógico de saída $\delta(t)$ é alto e o interruptor conduz. Caso contrário, $\delta(t)$ é nulo e o interruptor bloqueia.

Sendo assim, considerando que $v_t(t)$ tem como valor mínimo zero, então o sinal $\delta(t)$ será nulo para qualquer valor inferior ou igual a zero de $v_{cont}(t)$. Complementarmente, o sinal $\delta(t)$ será igual a 1 sempre que $v_{cont}(t)$ for maior ou igual a V_M . Portanto, para o intervalo $0 \leq v_{cont}(t) \leq V_M$, (6.23) é válido.

$$d(t) = \frac{v_{cont}(t)}{V_M} \quad (6.23)$$

Aplicando (6.24) e (6.25) em (6.23), é possível derivar uma equação que representa os termos cc (6.26) da razão cíclica e os termos ca, segundo (6.27).

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (6.24)$$

$$v_{cont}(t) = V_{cont} + \hat{v}_{cont}(t) \quad (6.25)$$

$$D = \frac{V_{cont}}{V_M} \quad (6.26)$$

$$\hat{d}(t) = \frac{\hat{v}_{cont}(t)}{V_M} \quad (6.27)$$

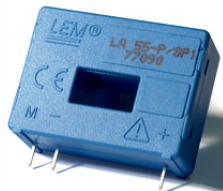
Finalmente, a aplicação da transformada de Laplace em (6.27), resulta no ganho do modulador *PWM* segundo (6.28).

$$\frac{d(s)}{v_{cont}(s)} = \frac{1}{V_M} \quad (6.28)$$

6.3.3 Obtenção da Planta do Filtro Passa-baixas de Corrente

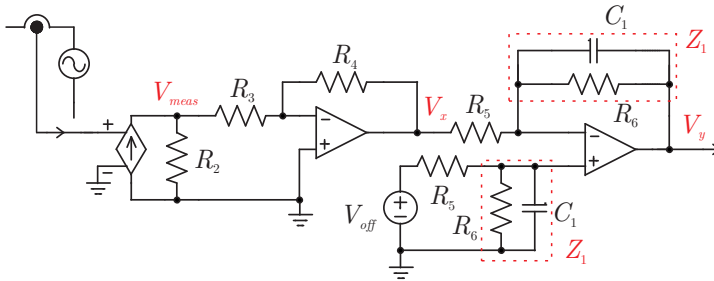
O circuito utilizado para condicionamento do sinal de corrente está ilustrado na Figura 6.12. O sensor escolhido para a aplicação, é de efeito *Hall* do fabricante LEM, modelo LA 55-P, conforme ilustrado na Figura 6.11. Esse sensor caracteriza-se por possuir entrada e saída em corrente, motivo pelo qual faz-se necessária a conexão de um resistor (por conveniência chamado de R_2) capaz de transformar esse sinal de corrente para tensão.

Figura 6.11 – Sensor de corrente LEM LA 55-P.



O circuito da Figura 6.12 é composto por uma fonte de corrente controlada por tensão que representa o ganho do sensor $k_i = 1 : 1000$. Em seguida, o sinal em corrente é transformado em tensão através do resistor R_2 , conectado a um comparador inversor com ganho definido por (6.30).

Figura 6.12 – Circuito de condicionamento do sinal da corrente injetada na rede elétrica.



Considerando a impedância Z_1 como sendo a conexão paralela entre R_6 e C_1 representada em (6.29), é possível definir a relação entre as tensões V_x e V_y como (6.31). Dessa forma, é possível obter (6.32) que relaciona as tensões entre os nós V_{meas} e V_y .

$$Z_1 = \frac{R_6}{sC_1R_6 + 1} \quad (6.29)$$

$$V_x = -V_{meas} \frac{R_4}{R_3} \quad (6.30)$$

$$V_y = -V_x \frac{Z_1}{R_5} + V_{off} \frac{Z_1(Z_1 + R_5)}{R_5(Z_1 + R_5)} \quad (6.31)$$

$$V_y = V_{meas} \frac{R_4Z_1}{R_3R_5} + V_{off} \frac{Z_1(Z_1 + R_5)}{R_5(Z_1 + R_5)} \quad (6.32)$$

Então, a relação entre a corrente medida e o sinal recebido pelo DSP é definida por (6.34).

$$V_{meas} = i_{grid}k_iR_2 \quad (6.33)$$

$$V_y = i_{grid}k_iR_2 \frac{R_4Z_1}{R_3R_5} + V_{off} \frac{Z_1}{R_5} \quad (6.34)$$

Os valores definidos para os componentes do filtro anti-aliasing estão ilustrados nos respectivos esquemáticos, presentes no Anexo F.

6.3.4 Projeto do Compensador

O projeto do compensador será realizado empregando-se o método de resposta em frequência, cuja análise inicia-se da determinação da função de transferência de laço aberto não compensado $FTLA_{NCi}(s)$, obtida a partir da Figura 6.6 e expressa em (6.35).

$$FTLA_{NCi}(s) = k_{PWM}G_i(s)k_iG_{FPB}(s) \quad (6.35)$$

A partir da substituição de (6.22), (6.28) e (6.33) em (6.35), verifica-se que a $FTLA_{NCi}(s)$ apresenta quatro pólos e um zero. Nesse caso, optou-se pela utilização de um controlador proporcional-integral (PI), descrito por (6.36).

$$C_i(s) = \frac{k_{ci}(s + \omega_{zi})}{s} \quad (6.36)$$

Uma vez tendo definido o compensador, é possível encontrar a função de transferência de laço aberto do sistema compensado $FTLA_{Ci}(s)$ que, em regime permanente senoidal ($s = j\omega$), equivale a (6.37).

$$FTLA_{Ci}(\omega) = C_i(\omega)FTLA_{NCi}(\omega) \quad (6.37)$$

Destarte, utilizando-se a condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase, expressos em (6.38) e (6.39), respectiva-

mente, encontram-se (6.40) e (6.41), que possibilitam calcular o ganho k_{ci} e a frequência ω_{zi} do compensador.

$$|FTLA_{Ci}(\omega_c)| = 1 \quad (6.38)$$

$$M_\phi = 180^\circ + \angle FTLA_{Ci}(\omega_c) \quad (6.39)$$

$$k_{ci} = \frac{\omega_c}{\left(\sqrt{\omega_c^2 + \omega_{zi}^2}\right) |FTLA_{NCi}(\omega_c)|} \quad (6.40)$$

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_c}{\text{tg}\left[M_\phi - 90^\circ - \angle FTLA_{NCi}(\omega_c)\right]} \quad (6.41)$$

A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em $M_\phi = 20^\circ$ e a frequência de cruzamento em $f_c = 2,5$ kHz ($\omega_c = 15,71$ krad/s). Desta maneira, segundo os procedimentos apresentados no Apêndice B, foi possível obter o controlador projetado.

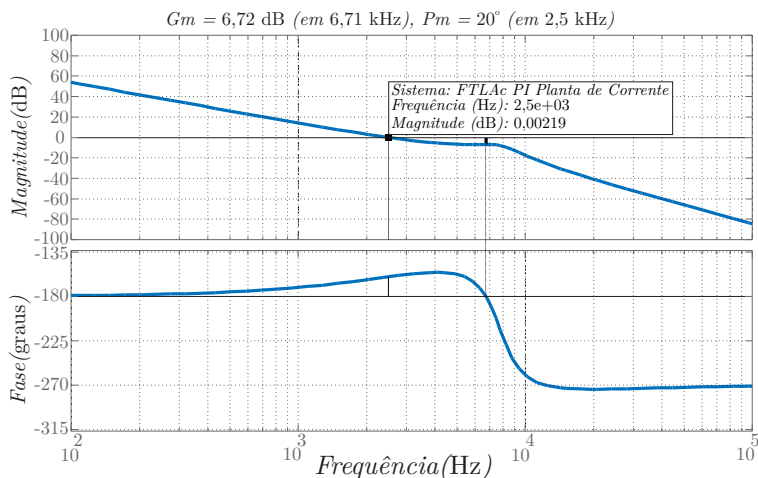
$$k_{ci} = 0,371 \quad (6.42)$$

$$\omega_{zi} = 13,552 \text{krad/s} \quad (6.43)$$

$$C_i(s) = 0,371 \frac{(s + 1,355 \cdot 10^3)}{s} \quad (6.44)$$

A definição do compensador de corrente $C_i(s)$ conclui a etapa referente ao projeto da malha para controle da corrente injetada na rede elétrica. Dessa maneira, a Figura 6.13 ilustra o diagrama de Bode do sistema após a compensação e por meio dela verifica-se que a frequência de cruzamento e a margem de fase estabeleceram-se em 2,5 kHz e 20° respectivamente, satisfazendo as especificações de projeto.

Figura 6.13 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente, após a compensação.



6.3.5 Estratégia para Detecção de Fase da Rede Elétrica

Uma etapa primordial para o controle dos conversores propostos diz respeito à geração do sinal de referência. Esse sinal é responsável pela sincronização da corrente injetada com a tensão da rede, bem como dos pulsos de comando dos interruptores de baixa frequência.

Na literatura existem diversas maneiras de gerar o sinal de referência, uma delas seria pela utilização de uma rotina de detecção da passagem por zero e, posterior construção da senoide por intermédio de uma tabela.

Essa técnica possui como vantagem a simplicidade e facilidade de implementação. No entanto, ruídos presentes no sinal amostrado poderiam gerar erros de detecção. Ademais, como a amostragem da tabela leva em consideração a frequência da rede de forma fixa, pequenas variações não seriam seguidas pela referência.

Outra possibilidade seria a utilização de um laço de travamento de fase (*DPLL - Digital Phase Locked Loop*), capaz de extrair com precisão informações da tensão da rede como por exemplo frequência

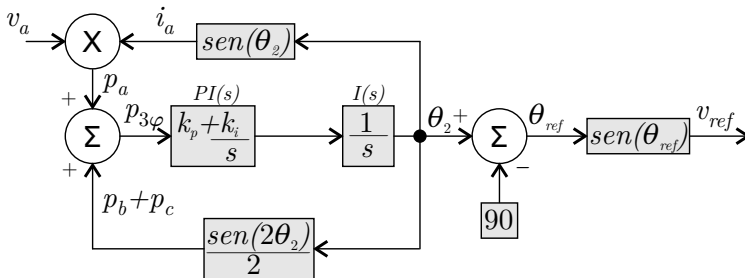
e fase [72]. Essa técnica permite a obtenção de uma rápida resposta dinâmica, robustez perante perturbações e precisão na resposta obtida.

Em [73] o estudo de três circuitos *PLL* monofásicos é apresentado, os quais diferem-se pela maneira como geram o sinal em quadratura. Tais estruturas por utilizarem algoritmos complexos, possuem tempos de cálculo elevados e dessa forma uma elevada demanda de processamento, desvantagem para aplicações onde o tempo é relevante.

Em [74] é apresentada uma estratégia de implementação para sistemas monofásicos derivada de uma estrutura trifásica baseada na teoria de potência instantânea trifásica. Em relação às estruturas propostas por [73], utilizam-se algoritmos mais simples que resultam em tempos de processamento reduzidos.

Baseado em [74], [72] apresenta uma estratégia de *PLL* para um circuito monofásico, de acordo com o diagrama de blocos exibido na Figura 6.14. Para esse trabalho, optou-se por considerar a técnica proposta e adotada por [72].

Figura 6.14 – Circuito *PLL* monofásico simplificado.



6.3.6 Circuito de Condicionamento da Tensão da Rede

Como circuito de condicionamento da tensão da rede elétrica, adotou-se a estrutura ilustrada na Figura 6.16. O sensor utilizado nesse caso, é de efeito Hall, do fabricante LEM, modelo LV 25-P (Figura 6.15) por disponibilidade em laboratório.

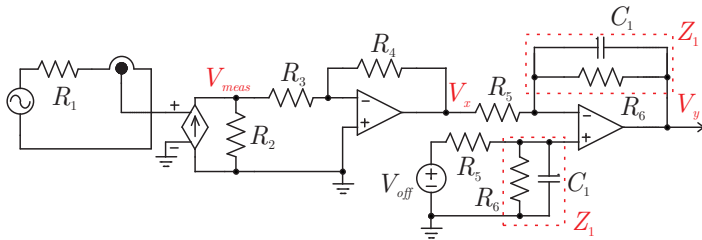
Esse sensor caracteriza-se por possuir entrada e saída em corrente, o que torna necessária a utilização de um resistor de entrada (R_1) e um resistor de medição (R_2) na saída.

O equacionamento é análogo ao realizado na Subseção 6.3.3, tendo em vista que o circuito utilizado é o mesmo. Complementarmente, os valores definidos para os componentes do filtro anti-aliasing estão ilustrados nos respectivos esquemáticos, presentes no Apêndice F.

Figura 6.15 – Sensor de tensão LEM LV 25-P.



Figura 6.16 – Circuito de condicionamento da tensão da rede elétrica.



6.3.7 Estratégia para Controle da Tensão do Barramento

Apesar de a consideração para obtenção do modelo obtido para controle da corrente de saída ter sido que a tensão do barramento cc fosse constante, na prática, faz-se necessário seu controle ativamente. Dessa forma, evitam-se variações causadas por oscilações de potência.

A realização do controle da tensão de barramento tem como premissa o fato de que o balanço de potência entre entrada e saída seja

sempre satisfeito, sendo válida a relação (6.45).

$$P_{in} = P_{out}$$

$$V_{in}I_{in} = \frac{V_{gridpk}I_{gridpk}}{2} \rightarrow V_{in} = \frac{V_{gridpk}I_{gridpk}}{2I_{in}} \quad (6.45)$$

A análise de (6.45) permite observar que para V_{in} se manter constante, o valor de pico da corrente injetada na rede (I_{gridpk}) deve ser tão maior quanto maior for a corrente gerada pela fonte (I_{in}), considerando V_{gridpk} constante e igual ao valor de pico da tensão da rede elétrica. Portanto, a variável de controle da tensão do barramento cc pode ser vista como o valor de pico da corrente de saída.

Observa-se que ao manter a corrente de entrada (I_{in}) constante, quando a corrente injetada na rede aumenta, há um acréscimo na potência drenada do barramento cc e, portanto, uma redução na tensão. Em contrapartida, quando I_{gridpk} reduz-se, a potência drenada decresce e a tensão eleva-se.

Mediante o exposto, na estratégia de controle adotada para controlar a tensão do barramento cc, o erro de tensão, resultante da diferença entre a referência e o valor medido, é empregado como fator multiplicativo da referência de corrente, definindo então seu valor de pico, conforme retrata a Figura 6.17.

É possível representar a região sombreada da Figura 6.18 por meio de sua função de transferência de malha fechada ($FTMF_i(s)$), representada em (6.46).

$$FTMF_i(s) = \frac{i_{grid}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{C_i(s)k_{pwm}G_i(s)}{1 + C_i(s)k_{pwm}G_i(s)k_iG_{FPB}(s)} \quad (6.46)$$

Figura 6.17 – Estágio de potência contemplando as malhas para controle da corrente injetada da rede e tensão do barramento cc.

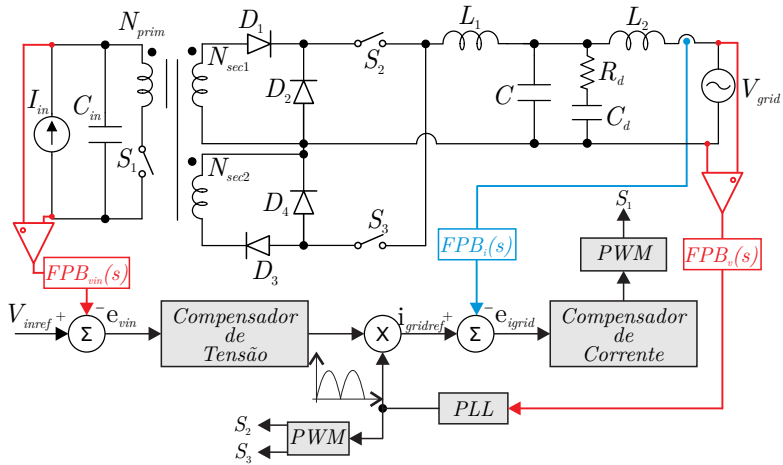
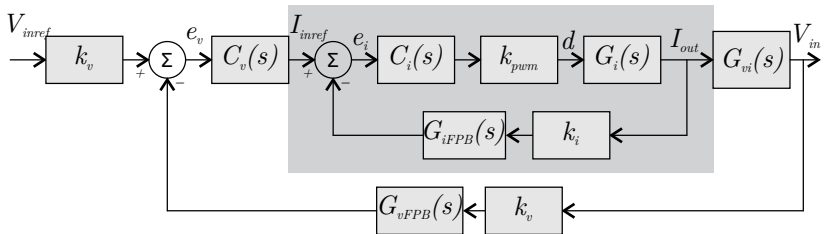


Figura 6.18 – Diagrama de blocos do sistema incluindo controle de corrente injetada e de tensão do barramento cc.

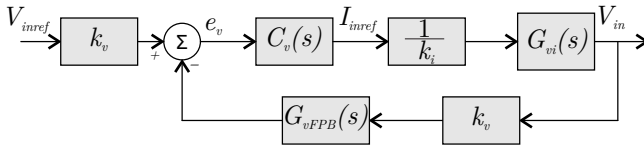


Considerando-se que a malha de corrente será projetada para ser suficientemente rápida em relação à malha de tensão, ambas podem ser desacopladas dinamicamente. Essa hipótese, é válida devido à presença do capacitor de barramento e pode ser evidenciada ao substituir as funções de transferência referentes a $C_i(s)$, $k_{pwm}(s)$ e $G_{FPB}(s)$ em (6.46) e posteriormente fazer $s = j\omega \rightarrow 0$, resultando em (6.47).

$$FTMF_i(s \rightarrow 0) = \frac{1}{k_i} \quad (6.47)$$

Essa consideração permite reorganizar o sistema da Figura 6.18, resultando no diagrama apresentado na Figura 6.19.

Figura 6.19 – Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão de barramento.



A determinação do diagrama de blocos simplificado, permite projetar o compensador de tensão $C_v(s)$, a partir do conhecimento prévio de $G_{FPB}(s)$ e $G_v(s)$.

6.3.8 Obtenção da Planta para Controle da Tensão do Barramento

Conforme mencionado previamente, a tensão do barramento cc deve ser regulada por meio do controle do valor de pico da corrente injetada na rede elétrica, resultando na função de transferência definida em (6.48).

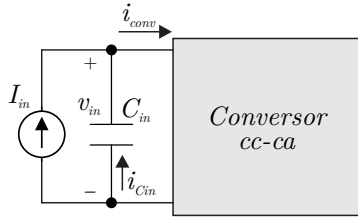
$$G_V(s) = \frac{\hat{v}_{in}(s)}{\hat{i}_{gridpk}(s)} \quad (6.48)$$

Partindo-se do pressuposto que o conversor opera com rendimento unitário, (6.49) representa a relação entre potência de entrada e saída.

$$P_{in} = P_{out} \rightarrow v_{in} I_{in} = \frac{V_{gridpk} I_{gridpk}}{2} \quad (6.49)$$

Recorrendo à Figura 6.20 é possível inferir na relação (6.50). Substituindo (6.50) em (6.49), deriva-se (6.51).

Figura 6.20 – Estágio de entrada do inversor.



$$i_{conv} = I_{in} + i_{Cin} \quad (6.50)$$

$$(I_{in} + i_{Cin})v_{in} = \frac{V_{gridpk}i_{gridpk}}{2} \quad (6.51)$$

Distribuindo os termos e reorganizando (6.51), obtém-se (6.52).

$$\frac{dv_{in}}{dt} + \frac{I_{in}}{C_{in}} = \frac{V_{gridpk}i_{gridpk}}{2C_{in}v_{in}} \quad (6.52)$$

A linearização das variáveis em torno de um ponto de operação, por intermédio de (6.53) e (6.54), resulta em (6.55).

$$v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \quad (6.53)$$

$$i_{gridpk} = I_{gridpk} + \hat{i}_{gridpk} \quad (6.54)$$

$$\frac{d}{dt} [V_{in} + \hat{v}_{in}] + \frac{I_{in}}{C_{in}} = \frac{V_{gridpk} (I_{gridpk} + \hat{i}_{gridpk})}{2C_{in} (V_{in} + \hat{v}_{in})} \quad (6.55)$$

A manipulação e análise de (6.55), culmina no desmembramento em termos cc e termos ca, resultando em (6.56) que descreve o ponto de operação do conversor e corrobora (6.49) e (6.45).

$$I_{in} = \frac{V_{gridpk}I_{gridpk}}{2V_{in}} \quad (6.56)$$

Complementarmente, mediante (6.55) é possível obter (6.57) que caracteriza o sistema dinamicamente.

$$2C_{in}V_{in}\frac{d(\hat{v}_{in})}{dt} + 2\hat{v}_{in}I_{in} = V_{gridpk}\hat{i}_{gridpk} \quad (6.57)$$

A aplicação da transformada de Laplace em (6.57), resulta em (6.58) que corresponde ao modelo da planta para controle da tensão do barramento cc.

$$G_V(s) = \frac{\hat{v}_{in}(s)}{\hat{i}_{gridpk}(s)} = \frac{V_{in}V_{gridpk}}{2C_{in}V_{in}^2s + V_{gridpk}I_{gridpk}} \quad (6.58)$$

6.3.9 Filtro Passa-baixas de Tensão

A estrutura do filtro anti-*aliasing* escolhida para a filtragem da tensão de entrada é análoga à apresentada na Figura 6.16, com exceção da resistência R5 devido à não necessidade de inserção de nível cc no sinal medido.

O equacionamento é análogo ao realizado na subseção 6.3.3, tendo em vista que o circuito utilizado é o mesmo. Complementarmente, os valores definidos para os componentes do filtro anti-*aliasing* estão ilustrados nos respectivos esquemáticos, presentes no Apêndice F.

6.3.10 Projeto do Compensador da Malha de Tensão

O procedimento para a determinação do compensador de tensão é análogo ao apresentado para o compensador de corrente. Sendo assim, segundo a Figura 6.19, a função de transferência de laço aberto do sistema não compensado pode ser expressa por (6.59).

$$FTL_{NCv}(s) = \frac{G_v(s)k_v G_{FPB}(s)}{k_i} \quad (6.59)$$

A partir da substituição de (6.58), (6.28) e (6.33) em (6.59), verifica-se que a $FTLA_{NCv}(s)$ apresenta apenas um pólo. Nesse caso, optou-se pela utilização de um controlador proporcional-integral (PI), previamente descrito por (6.36), para que o sistema obtenha erro nulo à entrada degrau, seja imune à perturbação e tenha um bom rastreamento de referência.

Uma vez tendo definido o compensador, é possível encontrar a função de transferência de laço aberto do sistema compensado $FTLA_{Cv}(s)$ que, em regime permanente senoidal ($s = j\omega$), equivale a (6.60).

$$FTLA_{Cv}(\omega) = C_v(\omega)FTLA_{NCv}(\omega) \quad (6.60)$$

Destarte, utilizando-se a condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase, novamente expressos através de (6.61) e (6.62), respectivamente, encontram-se (6.63) e (6.64), que possibilitam calcular o ganho k_{cv} e a frequência ω_{zv} do compensador.

$$|FTLA_{Cv}(\omega_c)| = 1 \quad (6.61)$$

$$M_\phi = 180^\circ + \angle FTLA_{Cv}(\omega_c) \quad (6.62)$$

$$k_{cv} = \frac{\omega_c}{\left(\sqrt{\omega_c^2 + \omega_{zv}^2}\right)|FTLA_{NCv}(\omega_c)|} \quad (6.63)$$

$$\omega_{zv} = \frac{\omega_c}{\operatorname{tg}\left[M_\phi - 90^\circ - \angle FTLA_{NCv}(\omega_c)\right]} \quad (6.64)$$

A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em $M_\phi = 90^\circ$ e a frequência de cruzamento em $f_c = 0,5$ Hz ($\omega_c = 3,14$ rad/s). Desta maneira, segundo os procedimentos apresentados no Apêndice B, foi possível obter o controlador projetado.

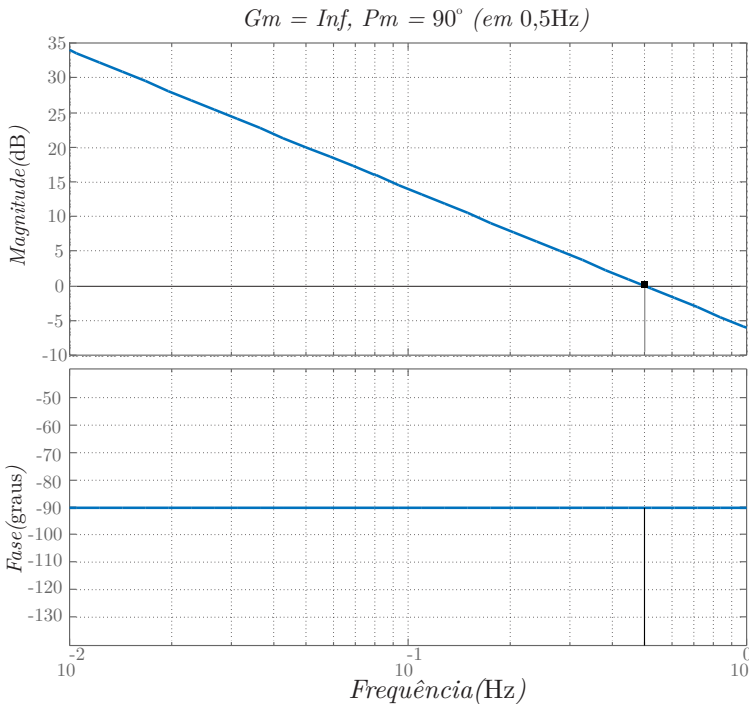
$$k_{ci} = 13,842 \quad (6.65)$$

$$\omega_{zi} = 0,503 \text{ rad/s} \quad (6.66)$$

$$C_v(s) = 13,842 \frac{(s + 0,503)}{s} \quad (6.67)$$

A definição do compensador de tensão $C_v(s)$ conclui a etapa referente ao projeto da malha para controle da tensão de barramento. Dessa maneira, a Figura 6.21 ilustra o diagrama de Bode do sistema após a compensação e por meio dela verifica-se que a frequência de cruzamento e a margem de fase se estabeleceram em 0,5 Hz e 90° respectivamente, satisfazendo as especificações de projeto.

Figura 6.21 – Diagrama de Bode da malha de controle da tensão, após a compensação.



6.4 CONCLUSÕES

Esse capítulo abordou os conceitos relativos à modelagem de pequenos sinais, derivando o modelo completo válido para os conversores propostos. Dessa forma, a justificativa do controle de corrente e a dedução da planta para tal compensação, corroboram os conceitos de modelagem anteriormente expostos. Nesse âmbito, o modelo do modulador adotado é deduzido, além dos filtros passa-baixas adotados para a medição dos sinais de tensão e corrente utilizados no circuito.

Ademais, técnicas e conceitos relativos à referência de corrente são expostos e uma técnica de intertravamento (PLL) é definida para a aplicação. Finalmente a planta de tensão é deduzida, assim como o compensador de tensão é derivado para sua posterior confirmação com base nos resultados experimentais.

■ CAPÍTULO 7 ■

RESULTADOS OBTIDOS PARA INVERSOR
Forward COM TERCÁRIO PARA
DESMAGNETIZAÇÃO

7.1 INTRODUÇÃO

Após definir as principais características das topologias apresentadas, bem como, ter concluído o desenvolvimento do equacionamento que permitisse seus entendimentos, nesse capítulo as especificações de projeto serão aplicadas e delas serão definidos os componentes. Estes serão utilizados para as análises de simulação e experimentação do inversor com enrolamento terciário para desmagnetização.

Por fim, variáveis que traduzem a qualidade da energia elétrica injetada na rede, como *THD* da corrente, fator de potência e uma comparação das harmônicas em relação à regulamentação vigente serão evidenciadas. Além disso, o rendimento do conversor e o fator de potência na rede serão avaliados segundo degraus de potência injetada.

7.2 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

As especificações levadas em consideração para o dimensionamento do estágio de potência estão resumidas na Tabela 7.1. Assim, é possível obter estimativas de esforços nos componentes para que sua definição seja mais assertiva.

Tabela 7.1 – Especificações para dimensionamento do conversor *Forward* com enrolamento terciário.

Tensão de entrada	V_{in}	85 V
Tensão eficaz de saída	$V_{gridrms}$	110 V
Potência de saída	P_{out}	300 W
Frequência de comutação	f_{sw}	100 kHz
Frequência da rede	f_{grid}	60 Hz
Máxima ondulação de corrente indutor de filtro	$\Delta I_L\%$	50
Máxima ondulação da tensão de entrada	$\Delta V_{in}\%$	5

Para isso, a Tabela 7.2 e a Tabela 7.3 apresentam os esforços de corrente e tensão calculados com base no equacionamento desenvolvido no Capítulo 3, em comparação com os valores teóricos obtidos mediante simulações no PSIM®.

Tabela 7.2 – Esforços de corrente nos semicondutores.

Componente		Calculado	Simulado	Erro [%]
Interruptor S_1	Pico	19,91	20,15	1,191
	Eficaz	7,724	7,784	0,771
	Média	3,586	3,609	0,637
Diodos D_1 e D_3	Pico	4,82	4,63	-4,104
	Eficaz	1,168	1,1	-6,182
	Média	0,382	0,3552	-7,545
Diodos D_2 e D_4	Pico	4,821	4,83	0,186
	Eficaz	1,355	1,388	2,378
	Média	0,742	0,762	2,625
Interruptores S_2 e S_3	Pico	4,82	4,63	-4,104
	Eficaz	1,93	1,937	0,361
	Média	1,23	1,226	-0,326
Diodo D_5	Pico	0,622	0,614	-1,303
	Eficaz	0,234	0,241	2,905
	Média	0,057	0,0567	-0,529

7.2.1 Transformador

A relação de transformação do primário para os secundários, foi definida com base na relação entre a tensão de entrada do conversor e o valor de pico da tensão da rede elétrica. A relação de transformação entre o primário e o terciário foi definida como unitária, para que as especificações deste pudessem ser relacionadas com as do duplo-*Forward*. Esse fato, gera uma limitação na razão cíclica, o que justifica a determinação do índice de modulação M em torno de 0,4. Mediante esta definição, (7.2) define a relação de transformação entre o enrolamento primário e os secundários.

Tabela 7.3 – Esforços de tensão nos semicondutores.

Componente		Calculado	Simulado	Erro [%]
Interruptor S_1	Pico	170	170	0,000
	Eficaz	102,918	102,845	-0,071
	Média	85	84,84	-0,189
Diodos D_1 e D_3	Pico	425	425	0,000
	Eficaz	205,158	204,98	-0,087
	Média	99,035	99,12	0,086
Diodos D_2 e D_4	Pico	425	425	0,000
	Eficaz	205,16	205,99	0,403
	Média	99,035	99,88	0,846
Interruptores S_2 e S_3	Pico	850	850	0,000
	Eficaz	290,14	291,32	0,405
	Média	99,03	99,88	0,851
Diodo D_5	Pico	170	170	0,000
	Eficaz	102,92	103,09	0,165
	Média	85	85,15	0,176

$$M = \frac{V_{gridpk}}{nV_{in}} = 0,4 \rightarrow nV_{in} = 389V \quad (7.1)$$

$$n = 4,57 = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} \quad (7.2)$$

Dessa forma, definiu-se um ganho 5 para o transformador e suas principais características estão sumarizadas na Tabela 7.4. O dimensionamento do transformador foi realizado com base em [75].

Tabela 7.4 – Aspectos construtivos do transformador de alta frequência.

Núcleo escolhido	Epcos E-55/28/21
Material do núcleo	Epcos N87
Número de espiras no enrolamento primário	5
Condutor utilizado	AWG26
Condutores em paralelo Primário	10
Número de espiras no enrolamento Terciário	5
Condutores enrolamento Terciário	1
Número de espiras no enrolamentos Secundários	25
Condutor utilizado	AWG32
Rendimento teórico	99,78%
Elevação de temperatura	15,56 °C
Condutores em paralelo Secundários	32

A partir do ensaio do transformador, obtiveram-se os parâmetros do seu modelo elétrico equivalente, expostos na Tabela 7.5. As não-idealidades serão consideradas na simulação do conversor, a fim de que os dados obtidos sejam mais fiéis, em relação aos resultados experimentais.

Tabela 7.5 – Parâmetros associados ao modelo elétrico equivalente do transformador.

Indutância de dispersão do lado primário	125 nH
Indutância de dispersão do lado secundário	2,55 μ H
Indutância de dispersão do lado terciário	306 nH
Resistência do enrolamento primário (25°C)	0,4 Ω
Resistência do enrolamento secundário (25°C)	1,3 Ω
Resistência do enrolamento terciário (25°C)	0,5 Ω
Indutância magnetizante	500 μ H

7.2.2 Indutores de filtro

O indutor de filtro definido para a aplicação possui um núcleo toroidal, cujo material magnético é composto por pó de ferro. Nesse

caso, a isolação e o pó magnético resultam em um *gap* distribuído, que possibilita ao material ter reduzida permeabilidade megnética relativa.

Dessa forma, entende-se que o núcleo seja capaz de suportar níveis de corrente cc, sem que ocorra sua saturação [40]. Como nesse caso, a aplicação exige que, além da ondulação em alta frequência, o indutor esteja submetido à uma corrente com um formato senoidal (nível cc somado), esse tipo de núcleo foi julgado o mais pertinente.

A principal desvantagem dos núcleos toroidais diz respeito à dificuldade em enrolar suas espiras, necessitando de máquinas ou de mão-de-obra especiais.

Dentre suas vantagens, as mais relevantes são:

- reduzido campo magnético externo, que acopla magneticamente com outros elementos do circuito e reduz os efeitos de proximidade;
- reduzido volume, tendo em vista que a resistência térmica é tipicamente menor do que outras geometrias de núcleos;
- custo relativo reduzido, uma vez que não há necessidade de processos mecânicos como, por exemplo, em núcleos em que um *gap* deve ser inserido.

A metodologia de projeto adotada consistiu em um método iterativo, proposto pela empresa de núcleos *Magnetics* e apresentada no Apêndice C.

Para o cálculo da indutância necessária, considerou-se uma ondulação máxima permissível de 50%. Ademais, conforme exposto no Capítulo 5, ambos os indutores são iguais, para que houvesse uma otimização no tamanho dos capacitores do filtro.

Tabela 7.6 – Aspectos construtivos dos indutores de filtro.

Indutância calculada	0,85 mH
Núcleo escolhido	Magnetics/0088439A7
Material magnético	AmoFlux
Número de espiras	89
Condutor utilizado	AWG32
Número de condutores em paralelo	32

7.2.3 Capacitores de filtro

Os capacitores de filtro definidos (Figura 7.1) são da tecnologia de filme, do fabricante TDK Epcos de $0,82 \mu\text{F} \pm 10 \%$, capazes de suportar tensão alternada de até 305 V (50/60 Hz).

Figura 7.1 – Capacitor do filtro de conexão com a rede elétrica.



7.2.4 Interruptor de alta frequência S_1

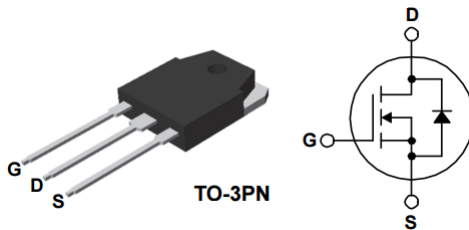
Para a definição do interruptor S_1 , foram levados em consideração os esforços de corrente e de tensão expressos na Tabela 7.2 e na Tabela 7.3.

Dessa forma, o interruptor escolhido foi um MOSFET canal N fabricado pela *Fairchild*, modelo FQA62N25C, exposto na Figura 7.2, cujas principais características se encontram resumidas na Tabela 7.7.

Tabela 7.7 – Características elétricas MOSFET FQA62N25C.

Tensão máxima dreno-source	250 V
Corrente de dreno ($T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$)	39 A
Resistência de condução	35 m Ω
Intervalo de temperatura de operação	-55 $^\circ\text{C}$ a +150 $^\circ\text{C}$

Figura 7.2 – Aspectos físico e elétrico do MOSFET FQA62N25C.



7.2.5 Interruptores de baixa frequência S_2 e S_3

Como interruptores de baixa frequência, optou-se por utilizar IGBTs do fabricante *Alpha & Omega Semiconductor*, modelo AOK20B135D1, ilustrado na Figura 7.3. As principais características desse interruptor, estão resumidas na Tabela 7.8.

Figura 7.3 – Aspectos físico e elétrico do IGBT AOK20B135D1.

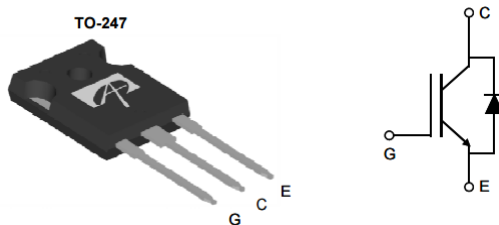


Tabela 7.8 – Características elétricas IGBT AOK20B135D1.

Tensão máxima coletor-emissor	1350 V
Corrente de dreno ($T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$)	20 A
Tensão de saturação coletor-emissor	1,86 V
Intervalo de temperatura de operação	-55 $^\circ\text{C}$ a +150 $^\circ\text{C}$

7.2.6 Diodos de roda-livre e condução direta

Os diodos definidos para a aplicação são retificadores *Schottky*, compostos por carbetto de silício, do fabricante Cree, modelo CSD05120. Este encontra-se ilustrado na Figura 7.4 e as suas principais características estão resumidas na Tabela 7.9.

Figura 7.4 – Aspecto físico e elétrico dos diodos CSD05120 utilizados.

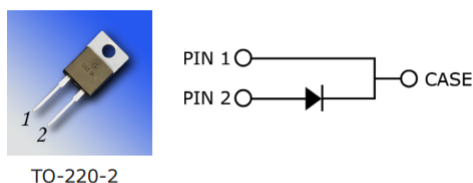


Tabela 7.9 – Características elétricas diodo CSD05120.

Tensão máxima de bloqueio	1200 V
Corrente média de condução ($T_C = 160\text{ }^\circ\text{C}$)	5 A
Potência máxima dissipada ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	136 W
Tensão de saturação ($T_C = 175\text{ }^\circ\text{C}$)	2,6 V
Corrente reversa ($T_C = 175\text{ }^\circ\text{C}$)	100 μA

7.2.7 Circuitos Grampeadores

O conversor *Forward* apresenta o problema de sobretensões geradas pelas oscilações entre a ressonância do capacitor intrínseco do interruptor e do indutor de dispersão do transformador, no momento de seu bloqueio. Desta maneira, faz-se necessária a aplicação de uma técnica para mitigar o problema.

Os circuitos de auxílio à comutação, também conhecidos como *snubbers*, são pequenos circuitos inseridos em conversores estáticos de potência, cuja função é controlar os efeitos produzidos pelas reatâncias intrínsecas do circuito. Esses podem amortecer oscilações, controlar a taxa de variação da tensão e/ou corrente e grampear a tensão.

Com um projeto adequado de *snubber*, os semicondutores apresentam menores picos de tensão, corrente e potência e, desse modo, implicam maior confiabilidade e menor interferência eletromagnética (EMI).

Os circuitos de auxílio à comutação podem ser classificados como passivos ou ativos:

- Passivos: utilizam resistores, capacitores, indutores e diodos;
- Ativos: incluem elementos ativos como transistores, sendo usualmente mais complexos quando comparados aos passivos.

Complementarmente, eles podem ser classificados como dissipativos ou regenerativos:

- Dissipativo: quando a energia armazenada é dissipada em um resistor;
- Regenerativo: caso a energia armazenada é transferida para a entrada e/ou saída.

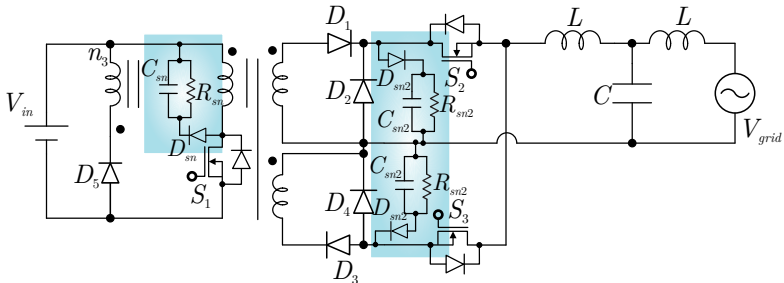
Existe uma série de técnicas regenerativas que possuem como vantagem principal a não influência na eficiência do conversor, porém

seu projeto e implementação é mais complexo. Dentre elas, é válido ressaltar a proposta de [76] em que um *snubber* regenerativo, que utiliza o enrolamento terciário e o diodo de desmagnetização, é proposto para um conversor *Forward* tradicional.

Entretanto, a adição deste tipo de circuito *snubber* altera significativamente o funcionamento do conversor, que passa a ter estados topológicos adicionais devido aos efeitos de ressonâncias.

Sendo assim, nesse trabalho, por simplicidade e principalmente para comprovar o funcionamento das topologias propostas, optou-se por utilizar um *snubber* dissipativo grampeador RCD. O circuito grampeador, omitido na Figura 3.1, está representado com destaque na Figura 7.5.

Figura 7.5 – Inversor *Forward* com destaque para os circuitos grampeadores.



Como se observa na Figura 7.5, o circuito grampeador é composto por um diodo D_{sn} , um capacitor C_{sn} e um resistor R_{sn} , responsável por dissipar a energia que seria transferida ao interruptor.

Nesse caso, ambos os circuitos grampeadores foram ajustados em bancada, devido à dificuldade em precisar as impedâncias parasitas do circuito e que influenciariam para tal ajuste.

7.2.7.1 Interruptor de alta frequência

Para o circuito grampeador conectado em paralelo com o interruptor S_1 , os componentes definidos estão sumarizados na Tabela

7.10.

Tabela 7.10 – Componentes do circuito grampeador do enrolamento primário.

Capacitância do Grampeador (C_{sn})	1 μ F/400 V
Resistência do Grampeador (R_{sn})	396 k Ω
Diodo do Grampeador (D_{sn})	MUR460

7.2.7.2 Diodos de roda livre

Para o circuito grampeador conectado em paralelo com os diodos de roda livre, os componentes definidos estão sumarizados na Tabela 7.11. Nesse caso, foram utilizados dois diodos MUR1100 conectados em série para que suportassem a tensão deste ponto.

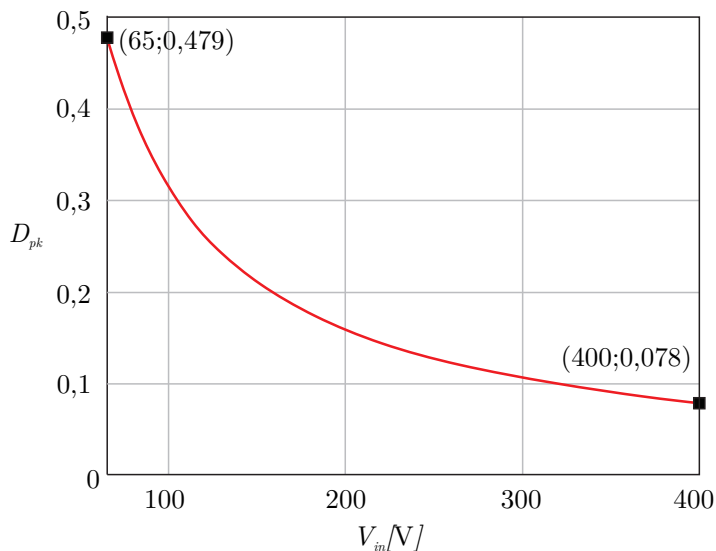
Tabela 7.11 – Componentes do circuito grampeador dos secundários.

Capacitância do Grampeador (C_{sn2})	22 nF/1,6 kV
Resistência do Grampeador (R_{sn2})	25 k Ω
Diodo do Grampeador (D_{sn2})	2 – MUR1100

7.3 COMPORTAMENTO DA RAZÃO CÍCLICA

Dadas as especificações definidas na Tabela 7.1, a Figura 7.6 apresenta o comportamento do valor de pico da razão cíclica em função da tensão de entrada. Como é possível observar, trata-se de um comportamento não linear. Nesse caso, de modo a garantir a total desmagnetização do núcleo do transformador, o valor mínimo para a tensão de entrada seria de 65 V. Além disso, para uma tensão de entrada de 400 V, normalmente adotada como tensão de entrada de inversores em sistemas de duplo estágio de conversão, o valor de pico da razão cíclica seria de 0,078.

Figura 7.6 – Variação do valor de pico da razão cíclica em função da tensão de entrada.



É importante destacar, que a variação na tensão de entrada resulta em esforços diferentes dos considerados para o dimensionamento descrito neste trabalho. Dessa forma, com base no equacionamento desenvolvido na seção 3.7 e do ponto de vista de esforços de tensão, conclui-se que, o protótipo construído (componentes e transformador) funcionaria de forma satisfatória para uma variação de tensão de entrada de 65 ~ 100 V.

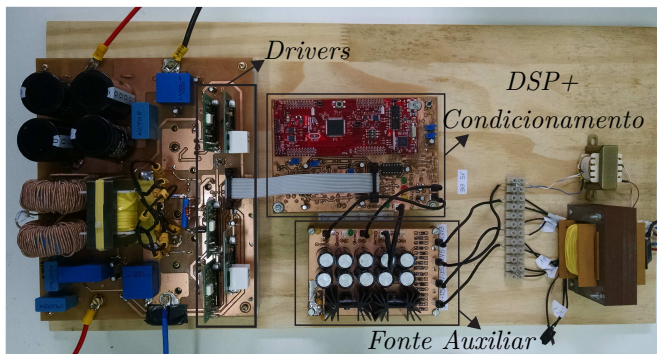
Para valores de tensão de entrada mais elevados, haveria a necessidade de reprojetar os esforços e de variação na relação de transformação do transformador.

7.4 PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

O protótipo implementado em laboratório para a realização dos testes experimentais, está ilustrado na Figura 7.7. Com base nela é possível observar sua composição em três diferentes placas, sendo elas:

- Circuito inversor *Forward* com enrolamento terciário para desmagnetização;
- Circuitos de condicionamento e processamento de sinais, utilizando o processador F28069 do fabricante *Texas Instruments*;
- Fonte auxiliar com reguladores lineares, fornecendo as tensões de +15 V, -15 V, +5 V e +3,3 V.

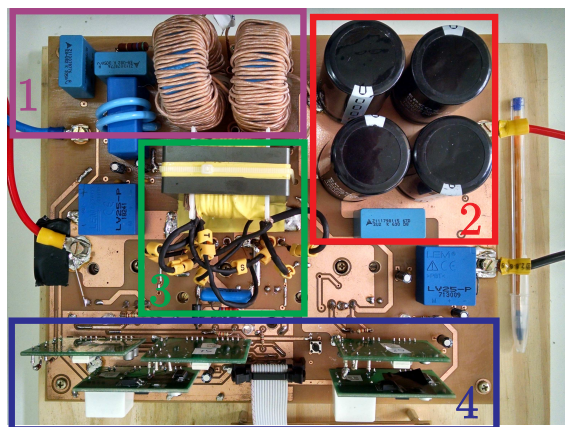
Figura 7.7 – Bancada de testes utilizada para as experimentações.



O inversor construído pode ser visto em detalhes na Figura 7.8. Nesse caso, para um melhor entendimento do posicionamento dos componentes, optou-se por dividir a figura em partes funcionais, descritas como:

1. Filtro de conexão à rede elétrica (LCL);
2. Capacitores de desacoplamento (filtro de entrada do inversor);
3. Transformador de alta frequência;
4. Circuitos de acionamento para os interruptores e suas respectivas fontes de alimentação.

Figura 7.8 – Protótipo construído para experimentações.



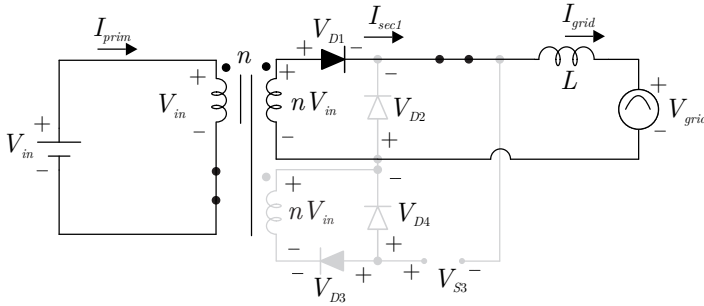
Neste trabalho, optou-se por utilizar circuitos de acionamento comerciais isolados, simples, do fabricante *Supplier*, modelo DRO100S25A. Para alimentá-los, utilizaram-se as fontes de alimentação isoladas, modelo DS320-08A, segundo recomendações do fabricante.

7.5 ESTUDO DOS ESFORÇOS DE TENSÃO

Os inversores *Forward* propostos possuem uma característica interessante de distribuição dos esforços de tensão, nos componentes referentes ao secundário que está bloqueado. Dessa forma, essa seção objetiva detalhar os fenômenos de comutação, com foco na distribuição dos esforços de tensão nos componentes do lado secundário do transformador.

O circuito equivalente referente ao primeiro estado topológico, se encontra ilustrado na Figura 7.9. Neste caso, a polaridade da tensão no enrolamento secundário, conectado ao diodo D_3 , faz com que uma tensão negativa seja aplicada ao seu catodo, deixando-o apto à condução. Isso faz com que, neste instante, este componente não tenha queda de tensão sobre ele.

Figura 7.9 – Circuito equivalente referente ao primeiro estado topológico.



Com base nesse fenômeno, segundo as polaridades definidas na Figura 7.9, (7.3), (7.4) e (7.5) representam a tensões sobre D_2 , D_4 e S_3 respectivamente.

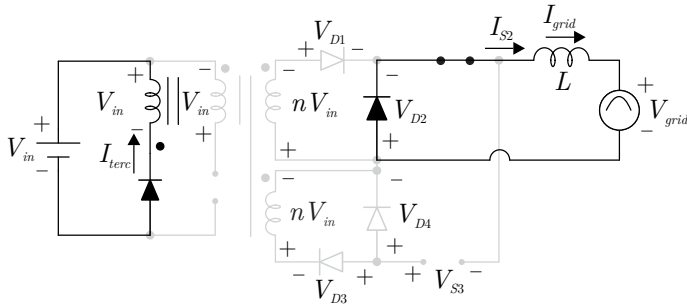
$$V_{D2} = -V_{\text{sec}} = -nV_{\text{in}} \quad (7.3)$$

$$V_{D4} = -V_{\text{sec}} = -nV_{\text{in}} \quad (7.4)$$

$$V_{S3} = V_{D2} + V_{D4} = -2nV_{\text{in}} \quad (7.5)$$

O circuito equivalente referente ao segundo estado topológico, se encontra ilustrado na Figura 7.10. Neste caso, a polaridade das tensões se inverte nos enrolamentos secundários e o diodo D_2 se polariza diretamente, impondo a tensão do secundário sobre D_1 (7.6).

Figura 7.10 – Circuito equivalente referente ao segundo estado topológico.



Neste instante, o diodo D_3 que se encontrava apto à condução, bloqueia, sendo (7.7) a equação que descreve a tensão sobre seus terminais. Como S_3 está em paralelo com D_4 , deriva-se a relação (7.8).

$$V_{D1} = -V_{\text{sec}} = -nV_{\text{in}} \quad (7.6)$$

$$V_{D3} = V_{D4} - V_{\text{sec}} \quad (7.7)$$

$$V_{S3} = V_{D4} \quad (7.8)$$

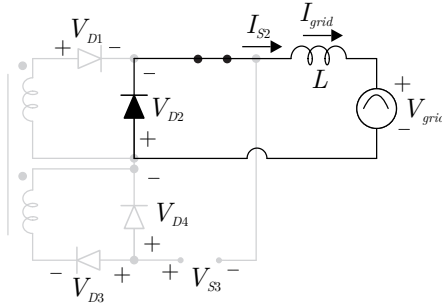
O circuito equivalente referente ao terceiro estado topológico, se encontra ilustrado na Figura 7.11. Neste instante, o transformador está desmagnetizado e as tensões em seus enrolamentos é nula. Sendo assim, ambas as capacitâncias parasitas dos diodos D_3 e D_4 e do interruptor S_3 ficam conectadas em paralelo, compartilhando da mesma tensão, segundo (7.9).

$$V_{S3} = V_{D3} = V_{D4} \quad (7.9)$$

Assim, é possível concluir que as formas de onda teóricas, obtidas por simulações no PSIM® e utilizadas para o cálculo dos esforços no Capítulo 3, não refletem exatamente o que ocorre na prática do ponto de vista de esforços de tensão dos componentes dos secundários.

Isso pode ser explicado, devido à consideração, por parte do PSIM[®], de que os componentes são ideais.

Figura 7.11 – Circuito equivalente referente ao terceiro estado topológico.



Enquanto na análise ideal, o interruptor de baixa frequência e o diodo de roda livre conectados ao enrolamento secundário que não conduz, têm suas tensões variando entre zero e um valor que depende das tensões dos secundários, na prática esse valor não atinge o valor nulo (durante o semiciclo da rede). O mesmo comportamento ocorre para o diodo de condução direta que apresenta tensão nula (apto à condução) durante o primeiro estado e um valor de tensão durante o terceiro estado.

Entretanto, os valores máximos de tensão obtidos pelo simulador foram aqueles encontrados na prática. Assim, o comportamento não gerou restrições de projeto destes componentes.

7.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

Essa seção objetiva apresentar os resultados obtidos por meio de simulações não-ideais, provenientes do *software* Pspice[®] e confrontá-los com os experimentais obtidos em laboratório. Para cada forma de onda apresentada, tendo em vista sua característica, serão manifestados os espectros de baixa e alta frequência, de modo que os resultados experimentais se encontrarão dispostos ao lado dos simulados.

As aquisições experimentais foram feitas por meio do uso do osciloscópio do fabricante Lecroy, modelo *WaveRunner 610Zi*. Esse equipamento permite a visualização de até quatro formas de onda simultaneamente em sua tela. Os resultados simulados foram organizados de forma idêntica, com o objetivo de facilitar a comparação.

7.6.1 Interruptor de alta frequência e diodos de condução direta

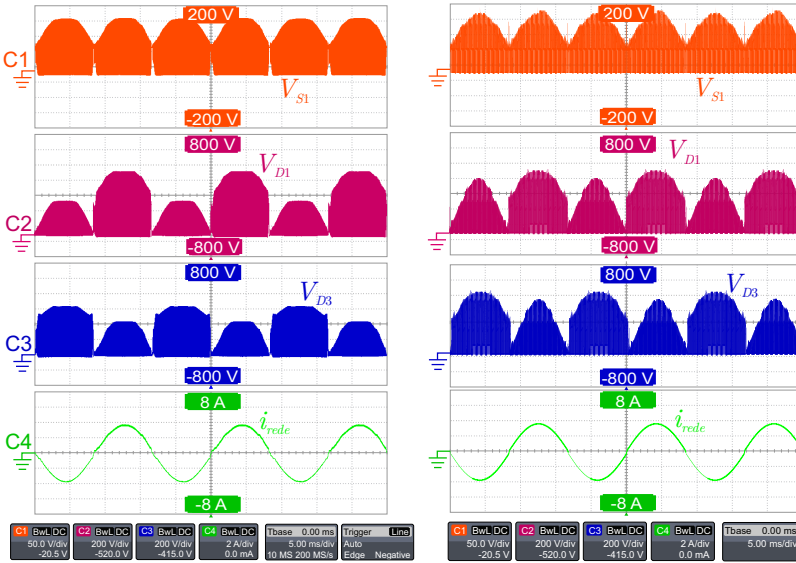
As formas de onda de tensão no interruptor de alta frequência S_1 e nos diodos de condução direta D_1 e D_3 , em baixa frequência, estão apresentadas na Figura 7.12. Por meio dela é possível observar o formato senoidal retificado da tensão sobre o interruptor do primário, com um valor máximo de aproximadamente 170 V, o que ratifica (3.38).

Além disso, observa-se que S_1 opera durante todo o ciclo da rede elétrica, enquanto os diodos D_1 e D_3 operam em apenas um semiciclo cada. Isso pode ser explicado, tendo em vista que os secundários operam complementarmente, tendo o primário compartilhado para comutar durante todo o período da rede.

Conforme esperado, há tensão sobre os diodos mesmo nos semiciclos em que eles não conduzem, motivos discutidos na seção 7.5.

Os resultados em alta frequência, referentes ao semiciclo positivo da tensão/corrente da rede elétrica (i_{rede}), estão ilustrados na Figura 7.13. Por intermédio dela, observam-se os três estados topológicos. Destaca-se que não houve sobretensão significativa no interruptor, uma vez que o circuito de auxílio foi sintonizado de maneira bastante conservadora.

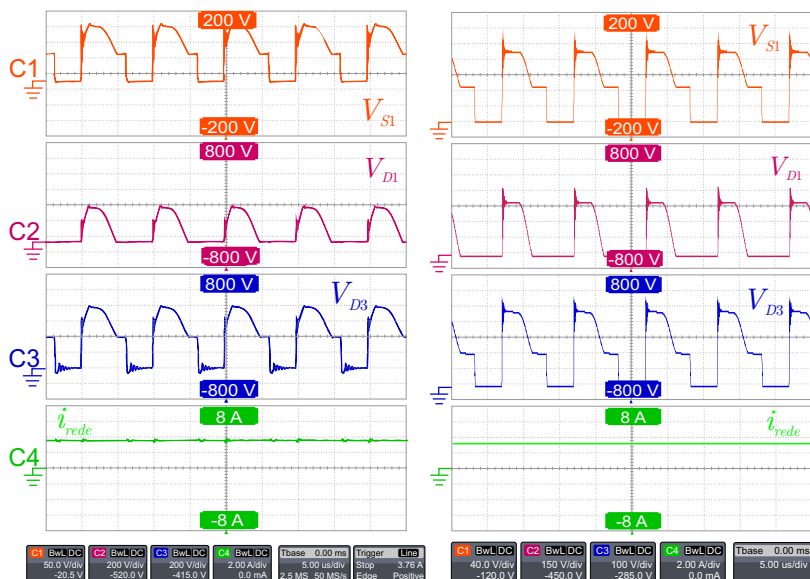
Figura 7.12 – Tensão em S_1 , D_1 e D_3 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



Adicionalmente, destaca-se que as sobretensões obtidas nos resultados de simulação são piores do que as obtidas na prática, por extrapolações das não-idealidades consideradas para tal. Isso pode ser explicado, devido à dificuldade de obtenção de forma precisa das indutâncias e capacitâncias parasitas, derivadas do *layout* e de comprimentos de cabos e conexões que influenciam nesse resultado.

A tensão sobre o diodo D_3 , durante o semiciclo em que ele não está operando, é nula no primeiro estado topológico e assume diferentes valores no restante do período de comutação, conforme descrito na seção 7.5.

Figura 7.13 – Tensão em S_1 , D_1 e D_3 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

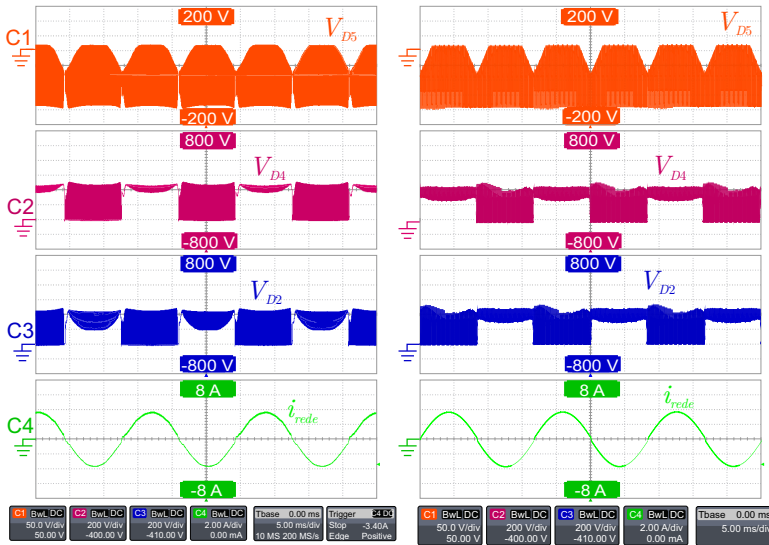


7.6.2 Diodos de desmagnetização e roda livre

Os resultados do ponto de vista de baixa frequência, para os diodos de roda livre (D_2 e D_4) e para o diodo de desmagnetização (D_5) se encontram expressos na Figura 7.14. Sendo assim, observa-se que a forma de onda da tensão sobre o diodo de desmagnetização apresenta um formato senoidal retificado, tendo em vista que ele opera durante todo o período da rede e garante a total desmagnetização do núcleo do transformador.

A tensão sobre os diodos de roda-livre nos semiciclos em que os mesmos se encontram em operação, apresenta um formato quadrado com a tensão variando entre 0 e 510 V. No entanto, para os semiciclos em que eles não estão operando, devido à distribuição desigual de tensões nos componentes, a tensão sobre os diodos de roda-livre permanece praticamente constante em um patamar próximo do valor máximo de tensão a que estarão submetidos.

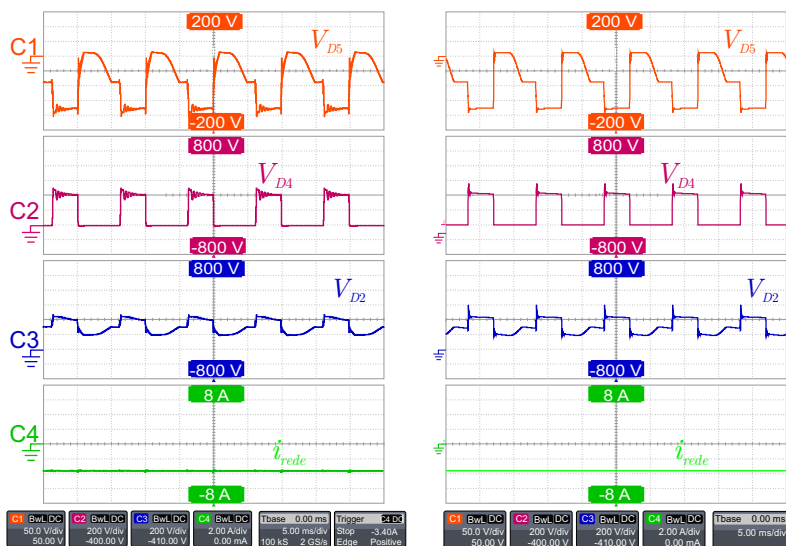
Figura 7.14 – Tensão em D_5 , D_2 e D_4 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



As formas de onda em alta frequência se encontram manifestadas na Figura 7.15, em que se observam os três estados topológicos de operação e a condução do diodo de desmagnetização durante o segundo estado.

Além disso, pode ser observado o efeito de condução dos diodos de roda-livre durante os dois últimos estados, bem como a tensão que lhes é aplicada durante o semiciclo em que não estão operando.

Figura 7.15 – Tensão em D_5 , D_2 e D_4 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

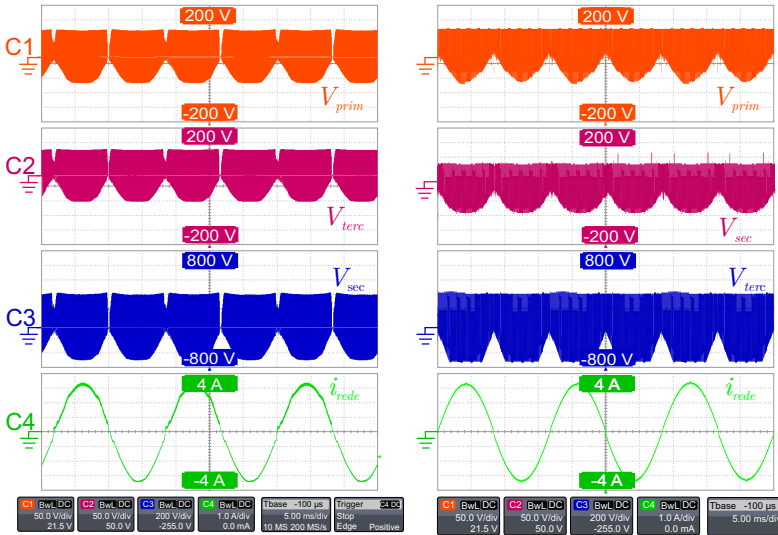


7.6.3 Enrolamentos do transformador

As formas de onda de tensão nos enrolamentos primário, secundário e terciário estão validadas, em baixa frequência, por meio da Figura 7.16. Em alta frequência, a Figura 7.17 ilustra esse comportamento. Recorrendo a elas, observa-se o ganho unitário entre os enrolamentos primário e o terciário, bem como o ganho de cinco entre o primário e o secundário.

Do ponto de vista de baixa frequência, é possível observar que as formas de onda são simétricas em relação ao semiciclo de operação. Esse resultado é previsto, haja visto que, por mais que o secundário não esteja em operação (bloqueado por meio do interruptor de baixa frequência S_2 ou S_3) haverá tensão induzida nos enrolamentos do transformador.

Figura 7.16 – Tensão nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



Além disso, em alta frequência, observam-se os estados topológicos de funcionamento do conversor e a total desmagnetização durante a terceira etapa, em que as tensões nos enrolamentos se anulam.

As formas de onda de corrente em baixa frequência do transformador, se encontram apresentadas na Figura 7.18. Na forma de onda do enrolamento primário, observa-se um seno retificado e o mesmo ocorre para o enrolamento terciário. Contudo, o terciário apresenta níveis de corrente menores, o que gera uma perda em seu formato senoidal nas proximidades com o zero.

A forma de onda I_{sec} se refere à corrente do secundário 1, que atua no semi-ciclo positivo da rede elétrica, conforme é possível inferir da corrente da rede i_{rede} .

Figura 7.17 – Tensão nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

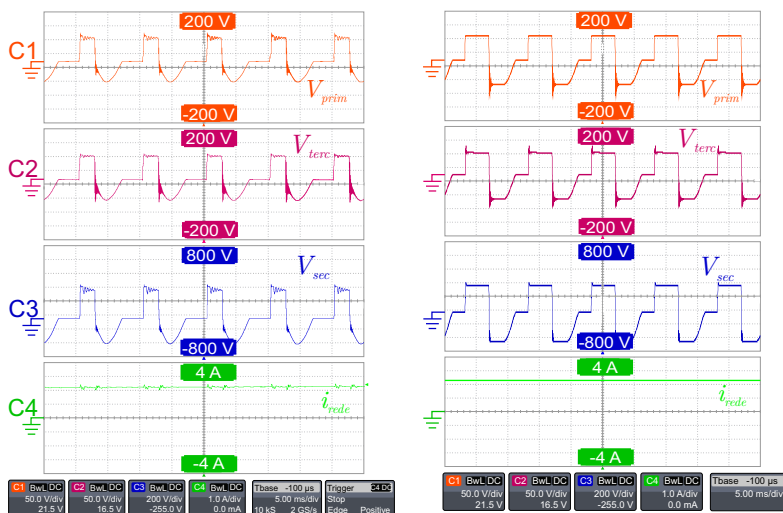
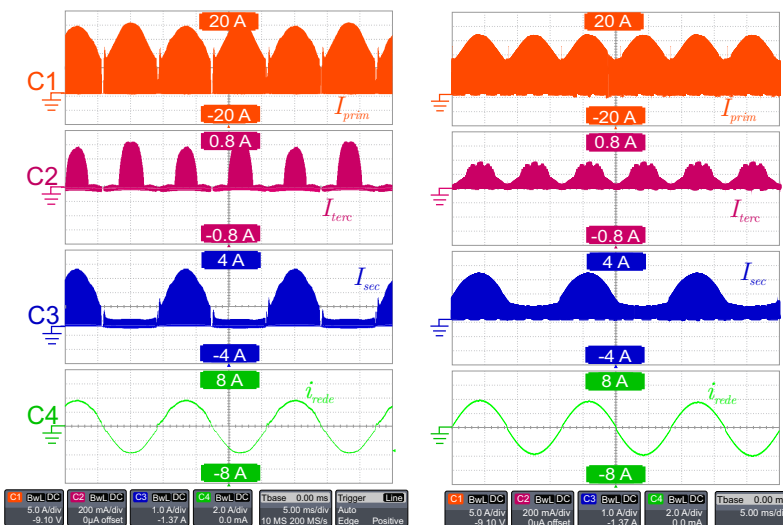
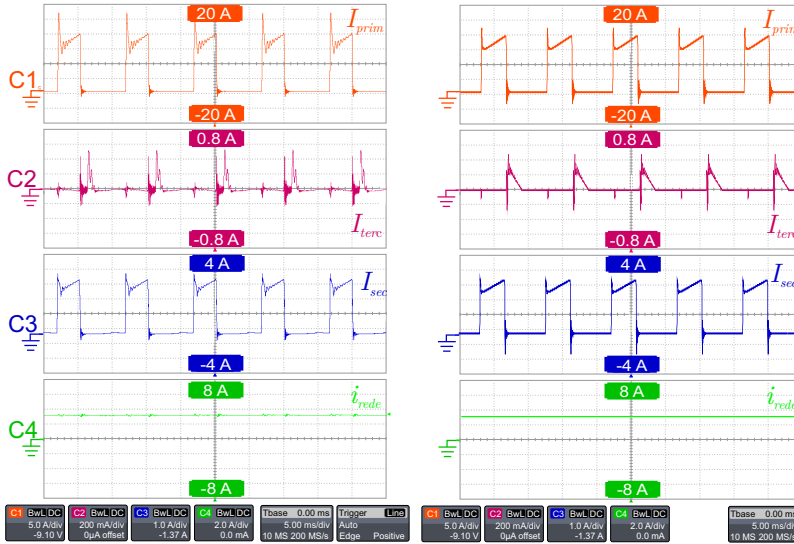


Figura 7.18 – Corrente nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



Em alta frequência, as correntes estão indicadas na Figura 7.19, em que se observa a rampa de subida das correntes do enrolamento primário e secundário, bem como a corrente do enrolamento terciário, considerando o valor de pico positivo da corrente/tensão da rede.

Figura 7.19 – Corrente nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

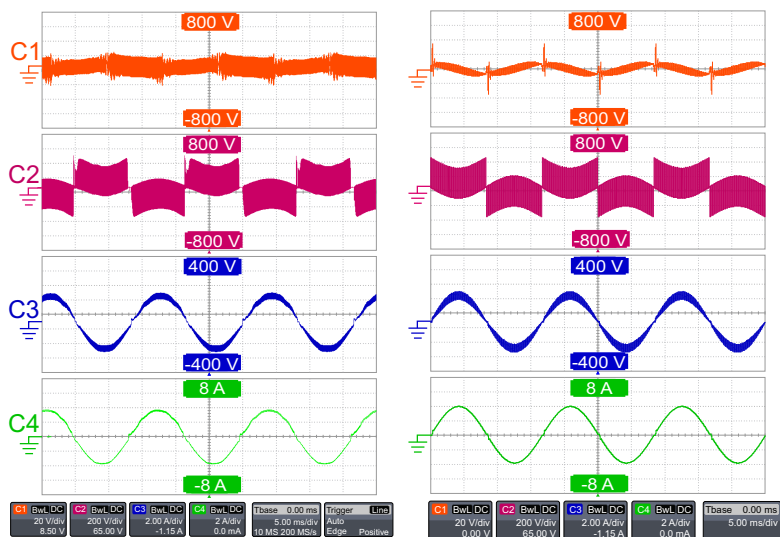


7.6.4 Indutores de filtro

As tensões e correntes dos indutores de filtro L_1 e L_2 estão apresentadas na Figura 7.20. Por intermédio delas observa-se a similaridade entre o resultado simulado e o experimental, bem como o efeito de filtragem da corrente injetada na rede que apresenta uma ondulação de alta frequência em L_1 (forma de onda no canal C3).

Ademais, a ondulação de corrente obtida foi de 1,05 A, estando próximo ao valor de projeto de 50% da corrente no indutor (1,93 A).

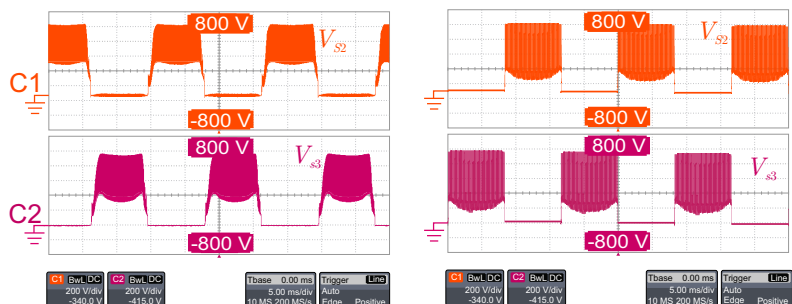
Figura 7.20 – Tensão e corrente nos indutores de filtro. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



7.6.5 Interruptores de baixa frequência

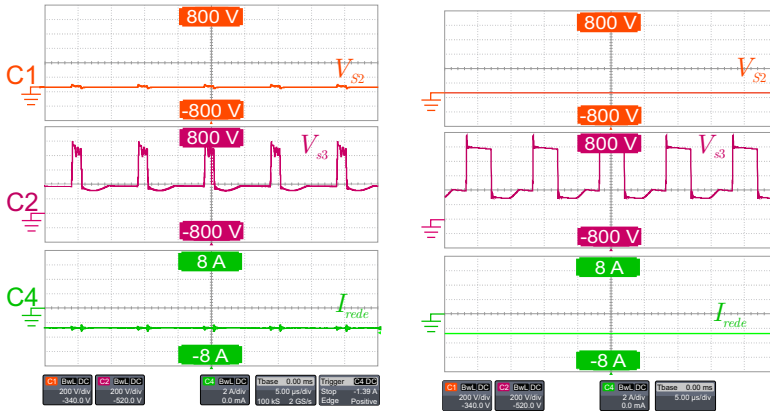
Os interruptores S_2 e S_3 comutam em baixa frequência e, dessa forma, espera-se que apresentem tensão apenas durante o semiciclo em que estiverem bloqueados. Esse comportamento está ilustrado na Figura 7.21.

Figura 7.21 – Tensão em S_2 e S_3 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



As formas de onda em alta frequência, estão reveladas na Figura 7.22, de onde se observa o comportamento da tensão sobre S_2 e S_3 durante o pico negativo da tensão/corrente da rede elétrica.

Figura 7.22 – Tensão em S_2 e S_3 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



7.6.6 Entrada e saída

Os resultados de suma importância para comprovar o correto funcionamento do conversor estão ilustrados na Figura 7.23. Nela se observam as formas de onda da tensão e da corrente, de entrada (barramento cc) e de saída (rede elétrica) do inversor.

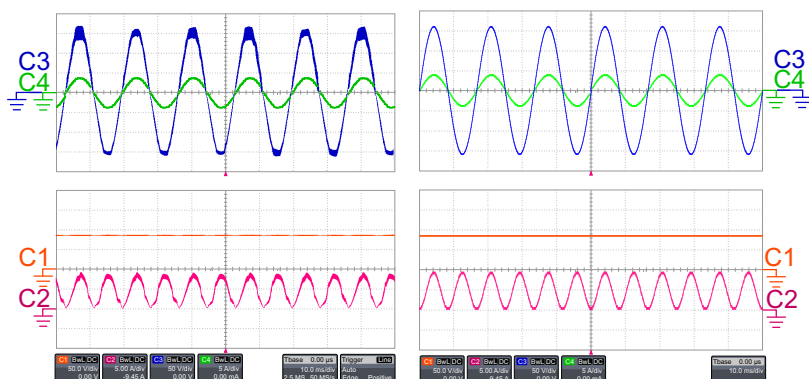
Os resultados obtidos foram:

- THD corrente injetada = 3,75%
- Fator de potência FP = 0,985
- Rendimento = 87,1%
- Defasagem entre corrente e tensão da rede = 9,70°

A ondulação da tensão de entrada, neste caso foi de 3,7 V, resultado dentro do valor de projeto de 4,25 V. É válido ressaltar que

a eficiência obtida para o inversor de único estágio, quando comparada com inversores de dois estágios, equivale a dois conversores conectados com 93% de eficiência cada. Essa comparação mostra a aplicabilidade da solução, tendo em vista que nesse caso foram utilizadas técnicas de comutação forçada com *snubber* dissipativo e que podem ser melhoradas, aumentando ainda mais o rendimento do conversor.

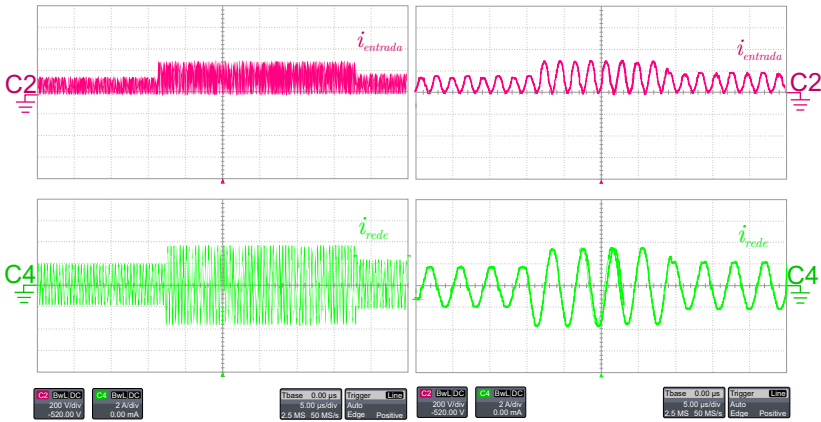
Figura 7.23 – Tensão e corrente de entrada e de saída. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



Com o objetivo de avaliar a robustez do controle de corrente, variações na corrente de referência foram testadas. Os resultados para uma variação positiva de 2 A (valor de pico) para 3,8 A (valor de pico) e de uma variação negativa de 3,8 A (valor de pico) para 2,4 A (valor de pico), estão ilustrados na Figura 7.24.

Conforme observado, o compensador se comportou de forma satisfatória, não apresentando picos destrutivos de corrente durante variações positivas e negativas de referência. Essa característica traz robustez e confiabilidade para a solução proposta.

Figura 7.24 – Resultados experimentais da variação das correntes de entrada e de saída.



7.7 RESULTADOS COM MPPT

A validação da planta de tensão, obtida no capítulo 6, será realizada por meio de resultados de simulação. Neste caso, o inversor foi conectado em um arranjo composto pela conexão série de dois módulos fotovoltaicos do fabricante indiano HBL-Solar, modelo HB150-9000006551, cujas características estão sumarizadas na Tabela 7.12.

A técnica de rastreamento do ponto de máxima potência escolhida se baseia no controle da potência por meio da medição da tensão entre os terminais dos módulos e de sua temperatura de operação, conhecida como MPPT-temp [77]. As simulações foram feitas no software

Tabela 7.12 – Características elétricas do módulo HB150-9000006551.

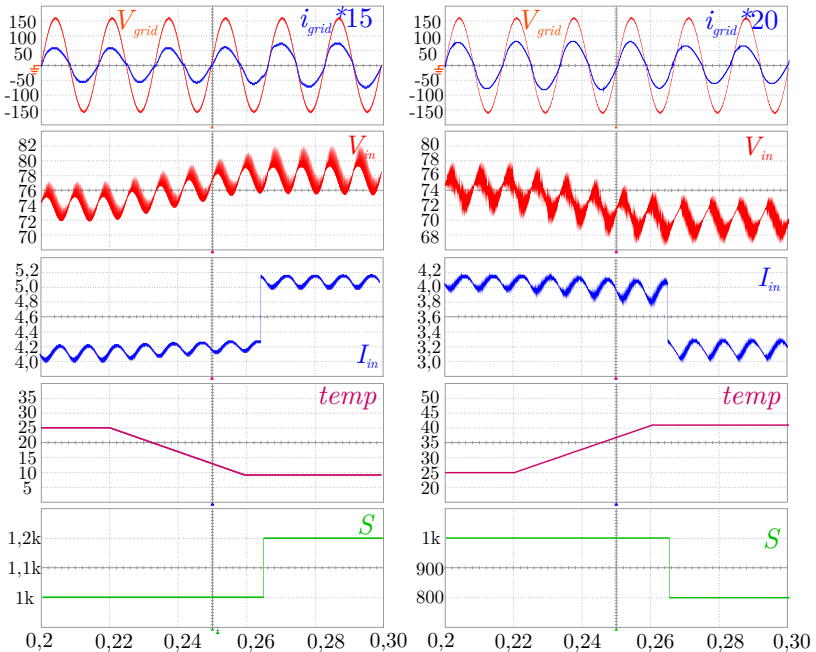
Potência máxima ($P_{max_{PV}}$)	150 W
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	44,59 V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	4,5 A
Tensão de máxima potência (V_{mpp})	36,9 V
Corrente de máxima potência (I_{mpp})	4,16 A

PSIM® que, inclusive, permite a inclusão do modelo físico dos módulos escolhidos refinando ainda mais os resultados obtidos.

Assim, a Figura 7.25 ilustra o comportamento das variáveis de entrada e de saída, mediante variações positivas e negativas de temperatura e de radiação sobre o arranjo. Como é possível observar, a tensão do barramento cc apresenta um valor médio de 73,8 V que corresponde ao valor de V_{mpp} quando em condições padrões.

Conclui-se, portanto, que a malha de controle de tensão atua adequadamente, mantendo a tensão nos terminais do arranjo regulada no valor que garante a extração da máxima potência.

Figura 7.25 – Formas de onda teóricas com MPPT.



7.8 RENDIMENTO E ANÁLISE HARMÔNICA

De modo a finalizar esse capítulo, os resultados referentes à análise harmônica da corrente injetada na rede elétrica, sob a potência nominal do conversor, serão apresentados.

Em relação à qualidade da corrente, como referência, serão adotados os limites máximos do conteúdo harmônico, descritos pelo manual de procedimentos intitulado "Requisitos para a conexão de micro ou minigeradores de energia ao sistema elétrico da Celesc distribuição" e fornecido pela concessionária de energia elétrica de Santa Catarina.

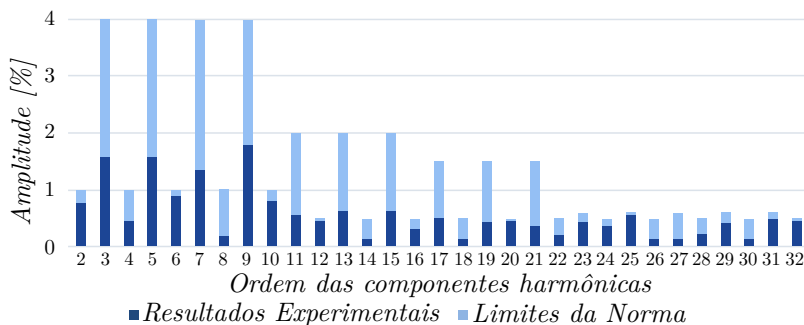
De acordo com tal resolução, as componentes harmônicas devem ficar limitadas aos valores estabelecidos pela Tabela 7.13, sendo que a distorção harmônica total não deve ser superior a 5% em operação na potência nominal, analogamente às normas internacionais IEC61727 e IEEE1547.

Tabela 7.13 – Limites máximos de distorção por componente harmônica de corrente.

Harmônicas ímpares	Limite da distorção
3 ^a a 9 ^a	< 4,0%
11 ^a a 15 ^a	< 2,0%
17 ^a a 21 ^a	< 1,5%
23 ^a a 33 ^a	< 0,6%
Harmônicas pares	Limite da distorção
2 ^a a 8 ^a	< 1,0%
10 ^a a 32 ^a	< 0,5%

Na Figura 7.26 está ilustrada a distorção relacionada às componentes harmônicas da corrente injetada na rede, no caso em que a operação se estabeleceu na potência nominal. Por meio de uma análise gráfica, verifica-se que todas as componentes são inferiores aos valores máximos estabelecidos por norma, sendo a THD resultante de 3,75%.

Figura 7.26 – Análise harmônica da corrente injetada na rede com potência nominal.

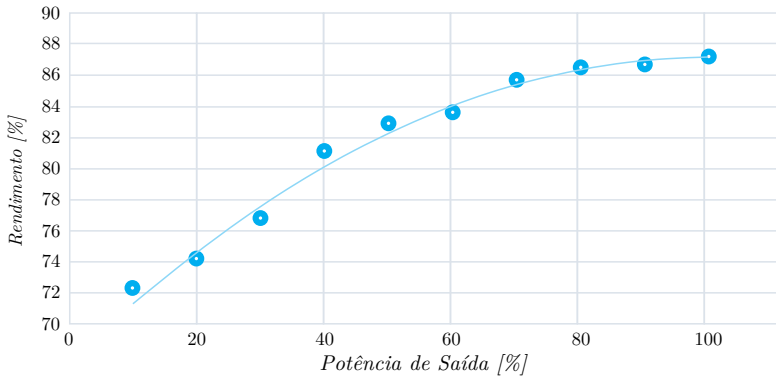


É possível observar que as componentes harmônicas de ordem par como o 6^o, o 10^o e o 20^o estão elevadas, com valores próximos ao limite imposto por norma. Isso pode ser explicado devido à compensação do nível cc adicionado ao sinal medido de corrente, pelo circuito de condicionamento, que fora realizado de forma manual e imprecisa.

Esse resultado poderia ser melhorado através da adição de uma malha de controle, capaz de compensar o nível cc da corrente injetada na rede elétrica, de forma dinâmica. Eventualmente, o nível cc poderia ser mensurado e aquisitado, para posteriormente ser somado à referência retificada de corrente, que anularia ou controlaria de forma mais precisa essa característica.

Complementarmente, a Figura 7.27 ilustra o rendimento do conversor para degraus de corrente de saída de 10%, até a potência nominal. Neste caso, em potência nominal, o rendimento obtido foi de 87,1%.

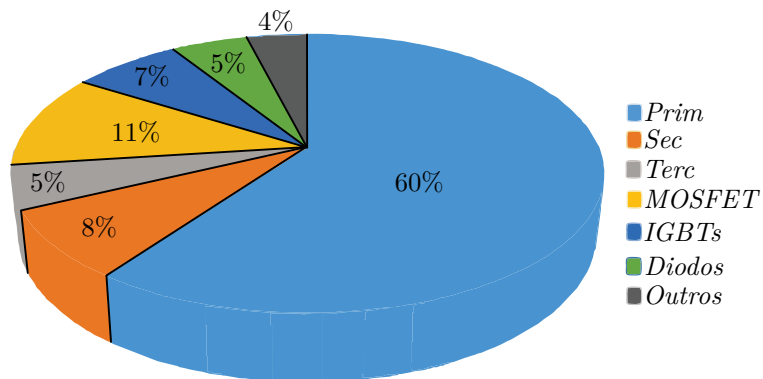
Figura 7.27 – Rendimento experimental para degraus de corrente injetada.



Um detalhamento das perdas teóricas, obtido por meio de simulações não ideais, encontra-se ilustrado na Figura 7.28. Nela é possível observar que o transformador é a grande fonte de perdas do conversor, contribuindo com mais de 70% de suas perdas globais. Assim, técnicas de otimização de perdas no transformador e redução da indutância de dispersão como a adoção de transformadores planares contribuiriam significativamente para o aumento do rendimento da topologia.

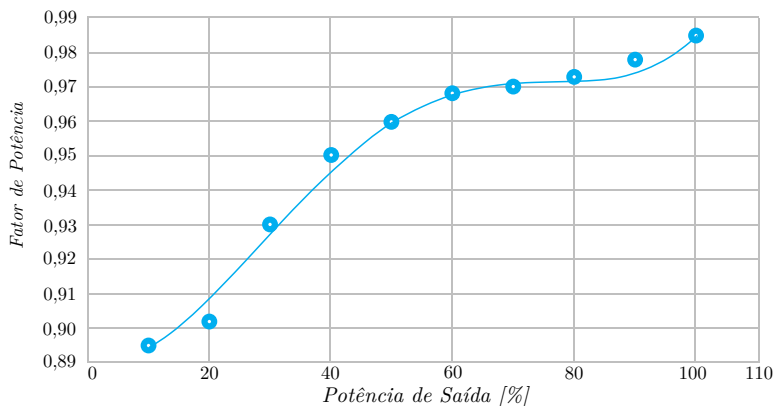
Complementarmente, observa-se um percentual de perdas significativo no interruptor de alta frequência (MOSFET), que poderia ser melhorado por meio da adoção de técnicas de regeneração de energia, de forma a anular a dissipação nos circuitos de auxílio à comutação presentes no protótipo implementado.

As perdas nos interruptores de baixa frequência (IGBTs) podem ser encaradas essencialmente como perdas em condução, poderiam ser melhoradas por meio da adoção de interruptores de melhor qualidade. O item descrito como "Outros" corresponde às perdas não segmentadas nessa análise como nos indutores e no ramo de amortecimento do filtro.

Figura 7.28 – Dsitribuição das perdas teóricas do inversor *Forward* com terciário.

O fator de potência na rede, para as mesmas condições de potência utilizadas para o rendimento, se encontra ilustrado na Figura 7.29. Como é possível observar, ele varia entre 0,895, para 10% da potência nominal, e 0,985 para a potência nominal.

Figura 7.29 – Fator de potência experimental para degraus de corrente injetada.



7.9 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou de forma sistemática os resultados experimentais e simulados do inversor proposto, conectado à rede elétrica e em potência nominal. Os resultados obtidos traduzem todo o desenvolvimento e a expectativa acerca do correto comportamento do conversor proposto do ponto de vista de qualidade de energia.

É fácil inferir que, em relação aos resultados obtidos de simulação considerando não-idealidades, os resultados experimentais tiveram formato e valores muito próximos aos esperados por meio das análises teóricas.

Ademais, com relação à normativa vigente no estado de Santa Catarina, o conversor poderia operar tanto do ponto de vista de THD e suas componentes, como do fator de potência resultante. Isso demonstra o grande potencial da topologia e sua aplicabilidade em um produto, em uma gama de potências em que ainda não há uma topologia consolidada e difundida.

■■■■■ CAPÍTULO 8 ■■■■■

RESULTADOS OBTIDOS PARA INVERSOR
DUPLO-*Forward*

8.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo serão apresentados os resultados experimentais e de simulação, referentes à topologia duplo-*Forward*. Assim como no Capítulo 7, os resultados teóricos e experimentais serão apresentados lado a lado, de forma a proporcionar ao leitor a possibilidade de confrontar ambos.

Finalmente, as formas de onda de entrada e saída serão ilustradas e por meio delas será possível concluir acerca da efetividade da solução proposta, em relação às normas vigentes para a aplicação.

8.2 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Conforme descrito anteriormente, o objetivo da proposta do inversor duplo-*Forward* é de aplicá-lo em níveis maiores de potência, quando comparado com o conversor apresentado no Capítulo 3. Sendo assim, as especificações consideradas para o dimensionamento do estágio de potência, neste caso, estão resumidas na Tabela 8.1.

Tabela 8.1 – Especificações para dimensionamento do conversor duplo-*Forward*.

Tensão de entrada	V_{in}	85 V
Valor eficaz da tensão de saída	$V_{gridrms}$	110 V
Potência de saída	P_{out}	500 W
Frequência de comutação	f_{sw}	100 kHz
Frequência da rede	f_{grid}	60 Hz
Máxima ondulação de corrente indutor de filtro	$\Delta I_L\%$	50
Máxima ondulação da tensão de entrada	$\Delta V_{in}\%$	5

Dessa forma, é possível obter estimativas de esforços nos componentes, com base nas equações desenvolvidas no Capítulo 4. O resultado está sumarizado na Tabela 8.2 e na Tabela 8.3, em que os valores teóricos são comparados com os calculados, de forma análoga ao apresentado no Capítulo 7.

Tabela 8.2 – Esforços de corrente nos semicondutores.

Componente		Calculado	Simulado	Erro [%]
Interruptores S_1 e S_2	Pico	32,76	33,74	2,905
	Eficaz	12,8	12,89	0,698
	Média	5,94	5,95	0,168
Diodos D_1 e D_3	Pico	8,03	7,62	-5,381
	Eficaz	1,99	1,8	-10,556
	Média	0,65	0,59	-10,169
Diodos D_2 e D_4	Pico	8,03	7,66	-4,830
	Eficaz	2,15	2,2	6,400
	Média	1,17	1,25	6,400
Interruptores S_2 e S_3	Pico	8,03	7,66	-4,830
	Eficaz	3,22	3,24	0,617
	Média	2,04	2,04	0,000
Diodos D_{1p} e D_{2p}	Pico	0,62	0,62	0,000
	Eficaz	0,23	0,24	4,167
	Média	0,057	0,057	0,000

8.2.1 Transformador

A relação de transformação do transformador, previamente definida com base na relação entre a tensão de entrada do conversor e o valor de pico da tensão da rede elétrica, permanece idêntica à definida para o conversor apresentado no Capítulo 7. As principais características construtivas, neste caso, se encontram resumidas na Tabela 8.4.

A partir do ensaio do transformador, obtiveram-se os parâmetros do seu modelo elétrico equivalente, expostos na Tabela 8.5.

Tabela 8.3 – Esforços de tensão nos semicondutores.

Componente		Calculado	Simulado	Erro [%]
Interruptores S_1 e S_2	Pico	85	85	0,000
	Eficaz	51,46	51,48	0,039
	Média	42,5	42,5	0,000
Diodos D_1 e D_3	Pico	425	424,8	-0,047
	Eficaz	205,16	205,4	0,117
	Média	99,03	99,23	0,202
Diodos D_2 e D_4	Pico	425	425	0,000
	Eficaz	205,16	205,6	0,214
	Média	99,05	99,14	0,091
Interruptores S_2 e S_3	Pico	850	850	0,000
	Eficaz	290,14	290,4	0,090
	Média	99,03	99,05	0,020
Diodos D_{1p} e D_{2p}	Pico	85	85	0,000
	Eficaz	51,46	51,47	0,019
	Média	42,5	42,5	0,000

8.2.2 Indutores de filtro

A metodologia de projeto dos indutores de filtro seguiu as mesmas diretrizes e considerações adotadas e descritas na subseção 7.2.2. Destarte, o procedimento de cálculo adotado está descrito no Apêndice C, com exceção dos níveis de corrente e da indutância que diferem dos casos anteriores.

As principais características dos indutores de filtro estão mostradas na Tabela 8.6.

Tabela 8.4 – Aspectos construtivos do transformador de alta frequência.

Núcleo escolhido	Epcos E-55/28/21
Material do núcleo	Epcos N87
Número de espiras no enrolamento primário	5
Condutor utilizado	AWG26
Condutores em paralelo primário	21
Número de espiras no enrolamentos secundários	25
Condutor utilizado	AWG32
Condutores em paralelo secundários	32
Rendimento teórico	99,87%
Elevação de temperatura	25,84 °C

Tabela 8.5 – Parâmetros associados ao modelo elétrico equivalente do transformador.

Indutância de dispersão do lado primário	1,2 μH
Indutância de dispersão do lado secundário 1	8,67 μH
Indutância de dispersão do lado secundário 2	8,67 μH
Resistência do enrolamento primário (25°C)	0,2 Ω
Resistência do enrolamento secundário 1 (25°C)	0,9 Ω
Resistência do enrolamento secundário 2 (25°C)	0,9 Ω
Indutância magnetizante	500 μH

Tabela 8.6 – Aspectos construtivos dos indutores de filtro.

Indutância calculada	0,40 mH
Núcleo escolhido	Magnetics/0088439A7
Material magnético	AmoFlux
Número de espiras	67
Condutor utilizado	AWG32
Número de condutores em paralelo	32

8.2.3 Capacitores de filtro

Os capacitores de filtro definidos (Figura 8.1) são da tecnologia de filme, do fabricante TDK Epcos de $1 \mu\text{F} \pm 20 \%$, capazes de suportar tensão alternada de até 305 V (50/60 Hz).

Figura 8.1 – Capacitor do filtro de conexão com a rede elétrica.



8.2.4 Interruptores de alta frequência S_1 e S_4

Para a definição dos interruptores S_1 e S_4 , foram levados em consideração os esforços de tensão e corrente expressos na Tabela 8.3 e na Tabela 8.2. Dessa forma, o interruptor escolhido foi um MOSFET canal N fabricado pela *Fairchild*, modelo FQA62N25C, exposto na Figura 8.2.

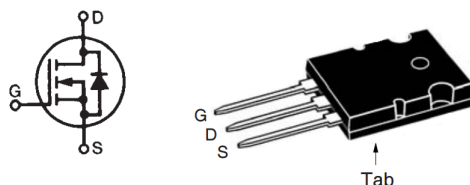
Tabela 8.7 – Características elétricas MOSFET IXFK230N20T.

Tensão máxima dreno-source	200 V
Corrente de dreno ($T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$)	230 A
Resistência de condução	7,5 m Ω
Intervalo de temperatura de operação	-55 $^\circ\text{C}$ a +150 $^\circ\text{C}$

8.2.5 Interruptores de baixa frequência S_2 e S_3

Como interruptores de baixa frequência optou-se por utilizar os mesmos IGBTs indicados na subseção 7.2.5, do Capítulo 7.

Figura 8.2 – Mosfet IXFK230N20T.



8.2.6 Diodos de roda-livre e condução direta

Os diodos utilizados nesse conversor, são os mesmos adotados e apresentados na subseção 7.2.6, do Capítulo 7.

8.2.7 Circuitos Grampeadores

Para esse caso, como uma das vantagens da topologia duplo-*Forward* se refere ao grampeamento da tensão sobre os interruptores do primário, não se faz necessária a utilização de circuitos de auxílio à comutação nesses componentes.

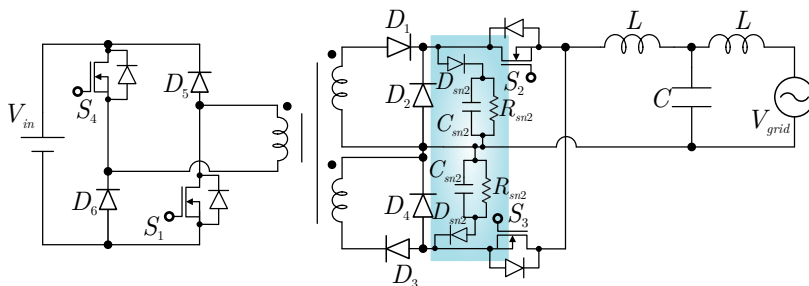
Sendo assim, os circuitos de *snubber* utilizados, foram conectados em paralelo com os diodos de roda livre, conforme ilustrado na Figura 8.3. Tendo em vista, que os níveis de tensão aplicados para ambas as topologias são os mesmos, os componentes definidos na Tabela 7.11, foram utilizados também para esse caso.

8.3 PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

O *setup* de testes utilizado para a experimentação com o inversor duplo-*Forward*, foi o mesmo ilustrado na Figura 7.7, com exceção do conversor em questão.

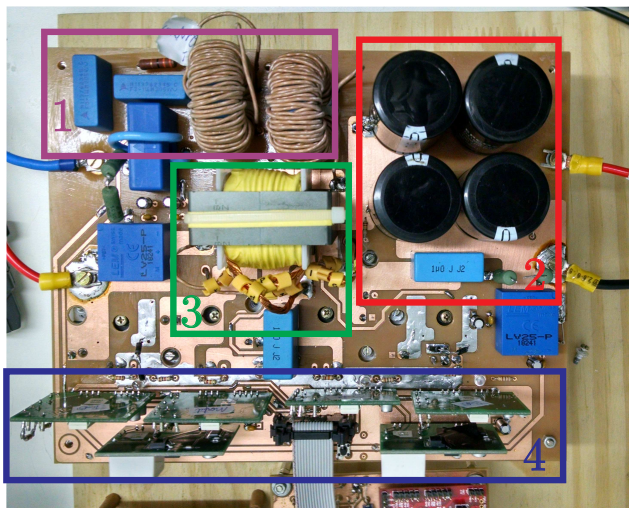
O inversor duplo-*Forward* pode ser visto em detalhes na Figura 8.4. Neste caso, para um melhor entendimento do posicionamento dos componentes, optou-se por dividir o conversor em suas partes funcionais, descritas como:

Figura 8.3 – Inversor duplo-Forward com destaque para os circuitos grampeadores.



1. Filtro de conexão à rede elétrica;
2. Capacitores de desacoplamento (entrada do inversor);
3. Transformador de alta frequência;
4. *Drivers* para os interruptores e suas respectivas fontes de alimentação.

Figura 8.4 – Protótipo construído para experimentações.



Os circuitos de acionamento e suas fontes de alimentação utilizados foram os mesmos descritos na seção 7.4.

8.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

Essa seção apresenta os resultados obtidos por meio de simulações realizadas a partir do emprego do *software* Pspice® e os resultados experimentais obtidos em laboratório para o conversor duplo-*Forward*. A estruturação da seção, bem como a apresentação dos resultados, segue a ordem e a lógica adotadas para o Capítulo 7.

As aquisições experimentais foram feitas por meio do osciloscópio do fabricante Lecroy, modelo *WaveRunner 610Zi*.

8.4.1 Interruptor de Alta Frequência e Diodos de Condução Direta

As formas de onda de tensão do interruptor S_1 e dos diodos de condução direta (D_1 e D_3), em baixa frequência, estão apresentadas na Figura 8.5. Seus comportamentos são análogos aos observados para o conversor com enrolamento terciário, exceto o nível de tensão a que o interruptor está submetido. Os interruptores do primário operam em ambos os semiciclos da rede elétrica, enquanto os diodos de condução direta operam complementarmente em meio ciclo.

Um detalhamento das tensões em alta frequência está apresentado na Figura 8.6, em que se observa o grampeamento da tensão sobre S_1 , na tensão de entrada (85 V). Para os diodos de condução direta, como não há diferenças entre os níveis de tensão desse conversor com o anterior, os resultados são idênticos.

Figura 8.5 – Tensão em D_1 , S_1 e D_3 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

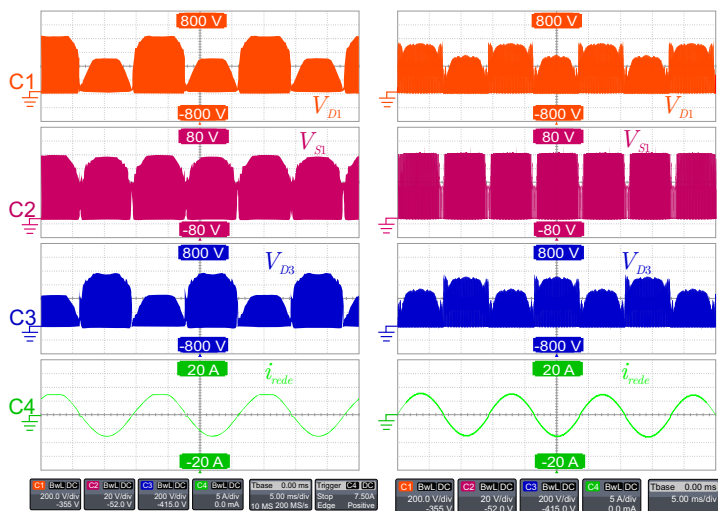
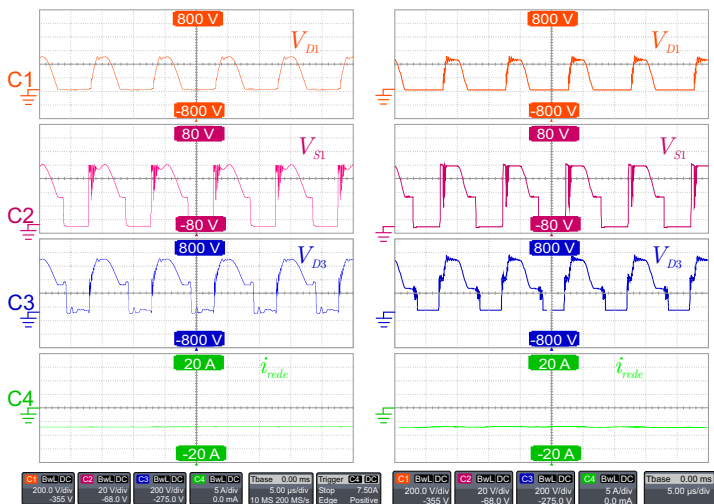


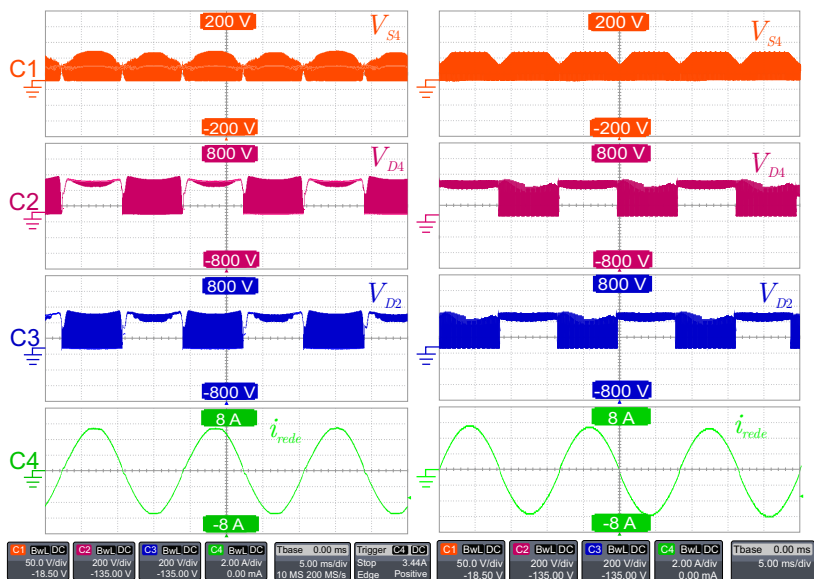
Figura 8.6 – Tensão em D_1 , S_1 e D_3 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



8.4.2 Diodos de Roda-livre

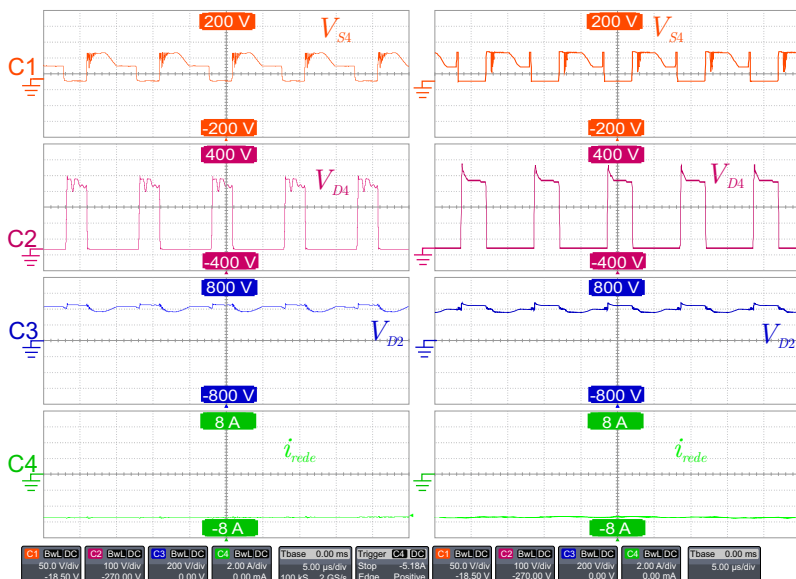
As formas de onda de tensão no interruptor do primário (S_4) e nos diodos de roda-livre (D_2 e D_4), em baixa frequência, estão apresentadas na Figura 8.7. Como é possível identificar, o comportamento da tensão nos diodos é idêntico ao apresentado na Figura 7.14, exceto o do interruptor S_4 cujo comportamento é idêntico ao de S_1 , apresentado na Figura 8.5.

Figura 8.7 – Tensão em S_4 , D_4 e D_2 em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



As formas de onda em alta frequência, estão evidenciadas na Figura 8.8. Neste caso se observam os estados topológicos e os esforços de tensão em cada diodo, no pico negativo da corrente da rede.

Figura 8.8 – Tensão em S_4 , D_4 e D_2 em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

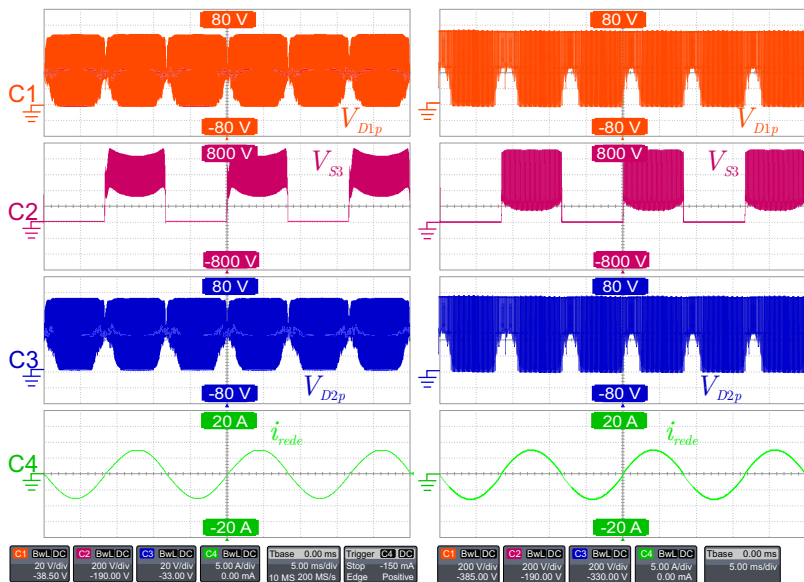


8.4.3 Diodos de Desmagnetização

Nesse caso, há dois diodos responsáveis pela desmagnetização do transformador (D_{1p} e D_{2p}), que operam de forma análoga ao diodo de desmagnetização (D_5) no caso anterior. Suas formas de onda de tensão, em baixa frequência, estão representadas na Figura 8.9 e com base nela observa-se sua operação em ambos os semiciclos da rede elétrica.

Ademais, V_{S3} se refere à tensão sobre o interruptor de baixa frequência que conduz durante os semiciclos negativos da rede, como é possível inferir da corrente de referência i_{rede} .

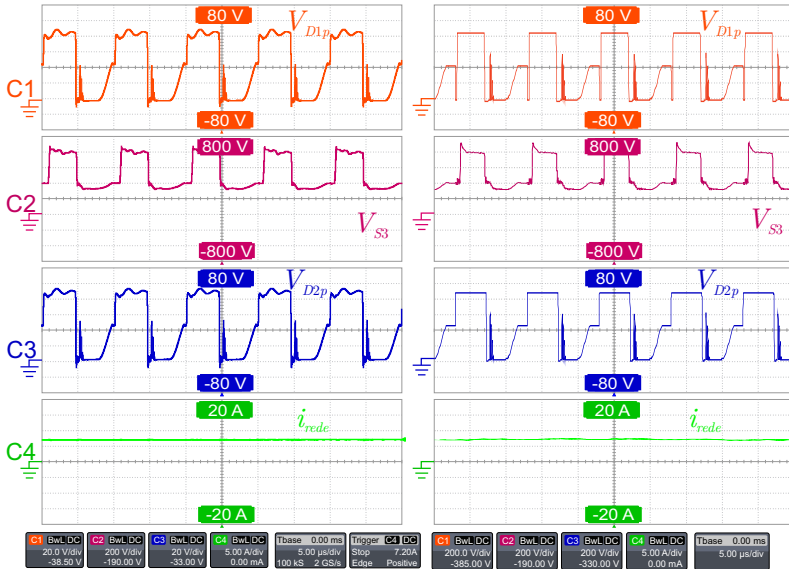
Figura 8.9 – Tensão em D_{1p} , S_3 e D_{2p} em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



As formas de onda em alta frequência, estão representadas na Figura 8.10. Nela verifica-se o máximo valor da tensão de bloqueio dos diodos, limitada à tensão de entrada.

Além disso, observa-se a tensão sobre o interruptor de alta frequência (S_3) em detalhes, durante o semiciclo positivo da rede. Nesse caso, a máxima tensão que o interruptor está submetido varia em torno de 800 V.

Figura 8.10 – Tensão em D_{1p} , S_3 e D_{2p} em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



8.4.4 Enrolamentos do Transformador

As formas de onda de tensão nos enrolamentos do transformador, em baixa frequência, estão ilustradas na Figura 8.11. Nela se observa que, ao longo de todo o período da rede, há tensões induzidas nos enrolamentos primário e secundários do transformador.

Outrossim, observa-se que os resultados experimentais se assemelham muito com os teóricos obtidos via simulações.

O ganho do transformador fica evidente considerando as tensões induzidas nos enrolamentos em alta frequência, apresentadas na Figura 8.12. Ademais, os estados topológicos podem ser notados, confirmando a desmagnetização do núcleo a cada período de comutação.

Figura 8.11 – Tensão nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

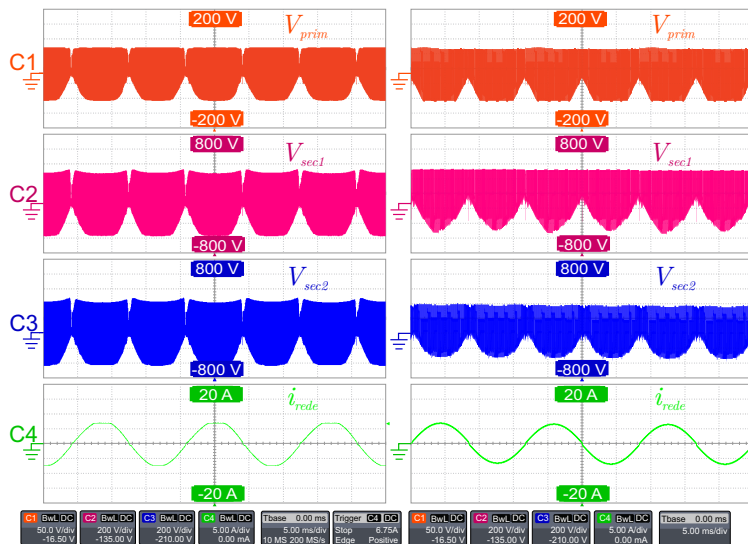
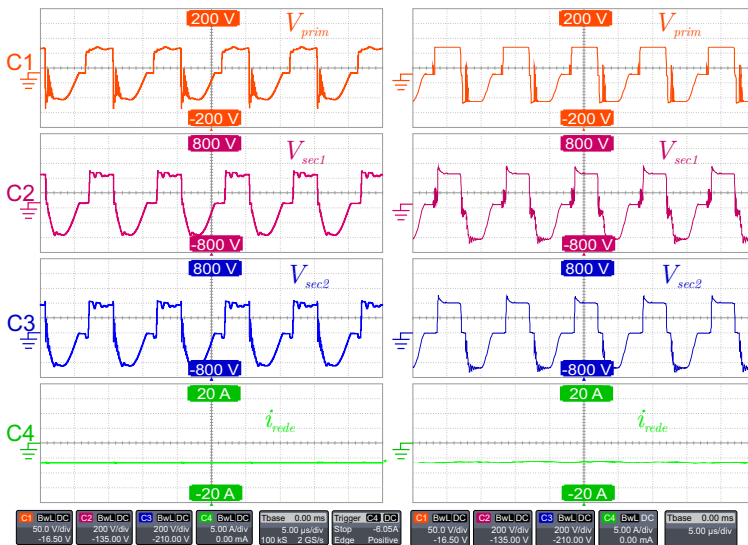
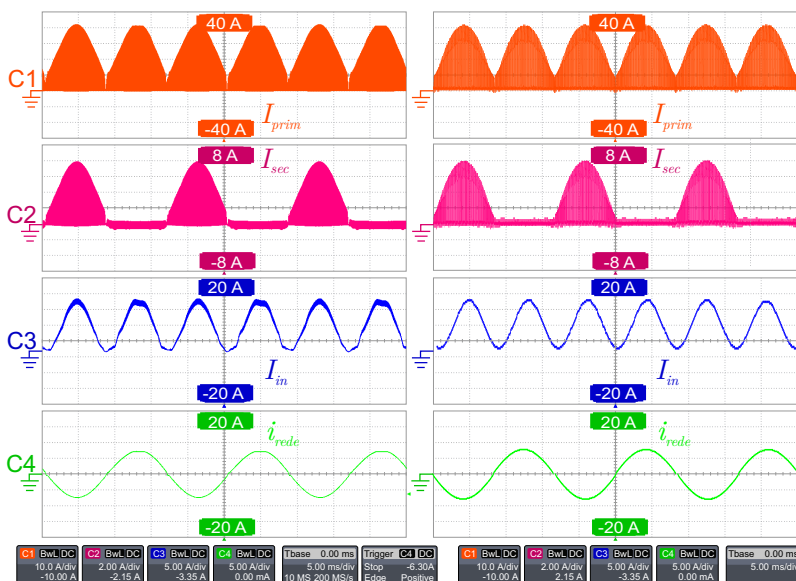


Figura 8.12 – Tensão nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



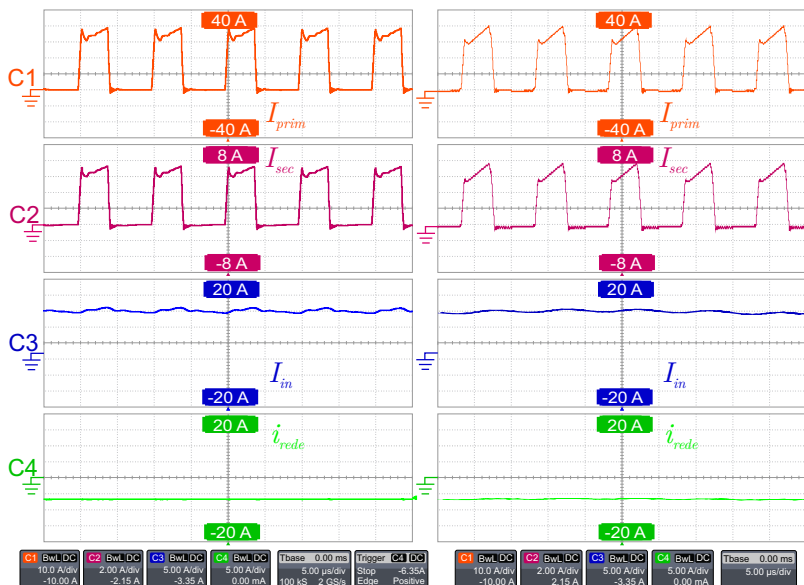
As correntes nos enrolamentos primário e secundário 2, bem como as correntes de entrada e de saída do inversor, estão representadas na Figura 8.13. Nesse caso, observa-se a presença de corrente no secundário 2 durante o semiciclo negativo da rede, enquanto o primário opera em todo o período, oscilando em 120 Hz.

Figura 8.13 – Corrente nos enrolamentos do transformador em baixa frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



A Figura 8.14 ilustra o comportamento das correntes no primário e secundário 2 em alta frequência, em que observa-se um comportamento experimental muito próximo ao esperado e estimado pelas simulações.

Figura 8.14 – Corrente nos enrolamentos do transformador em alta frequência. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).

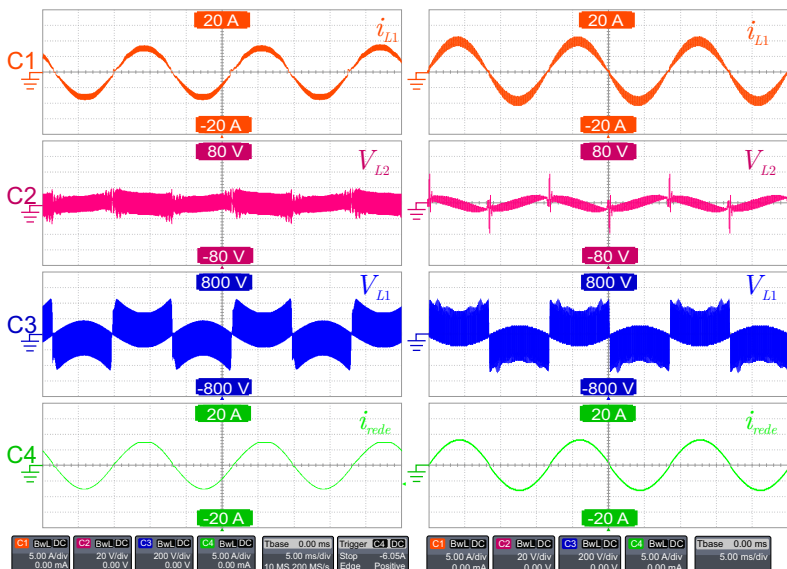


8.4.5 Indutores de Filtro

Mediante as tensões e correntes DC indutores de filtro L_1 e L_2 , apresentadas na Figura 8.15, se observa a similaridade entre o resultado simulado e o experimental.

Além disso, fica evidente o efeito de filtragem da corrente injetada na rede, que apresenta uma esperada ondulação de alta frequência em L_1 (i_{L1}), tendo em vista que seu projeto considerou ondulação de 50%. A ondulação de corrente obtida foi de 1,6A, dentro do valor de projeto.

Figura 8.15 – Tensão e corrente nos indutores de filtro. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



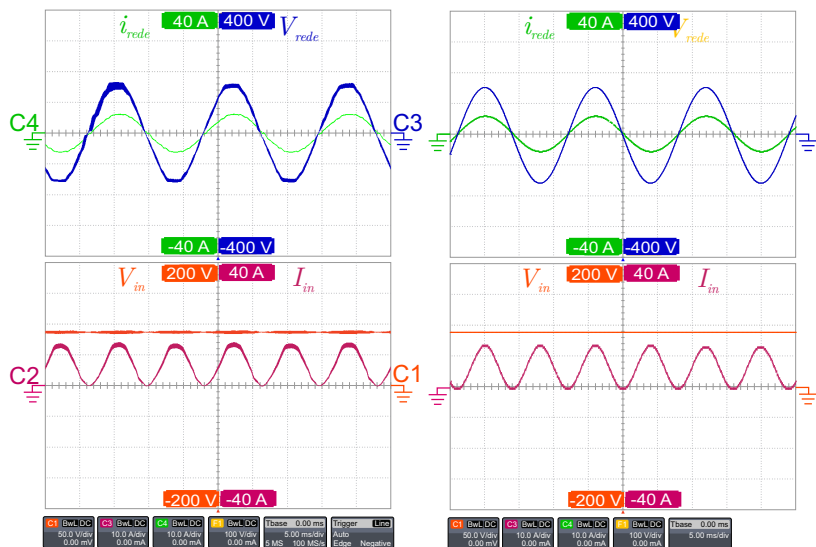
8.4.6 Entrada e Saída

Os resultados que comprovam a eficácia da solução proposta do ponto de vista de qualidade de energia estão ilustrados na Figura 8.16, onde são verificadas as formas de onda de tensão e de corrente de entrada (barramento cc) e de saída (rede elétrica) do inversor.

Assim, os indicadores da qualidade da energia injetada, medidos foram:

- THD corrente injetada = 3,39%
- Fator de potência FP = 0,989
- Rendimento = 84,8%
- Defasagem entre corrente e tensão da rede = 8,28°

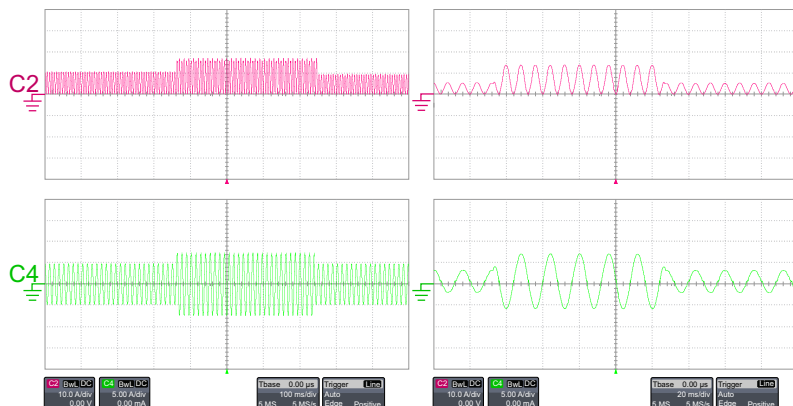
Figura 8.16 – Tensão e corrente de entrada e de saída. Resultado experimental (esquerda) e de simulação (direita).



Como para o inversor *Forward* com terciário, a corrente injetada apresenta formato senoidal, com baixa distorção harmônica e uma pequena defasagem em relação à tensão da rede. Esses fatores culminam em um elevado fator de potência na rede, característica alvo para inversores conectados à rede. A ondulação da tensão de entrada, neste caso foi de 3,9 V, resultado dentro do valor de projeto de 4,25 V.

A fim de testar a robustez do controle de corrente, como no caso anterior, variações na corrente de referência foram testadas. Os resultados para uma variação positiva de 2,4 A (valor de pico) para 6,4 A (valor de pico) e de uma variação negativa de 6,4 A (valor de pico) para 2,4 A (valor de pico), estão ilustrados na Figura 8.17.

Figura 8.17 – Resultados experimentais da variação das correntes de entrada e de saída.



Conforme observado, o compensador teve respostas comportadas perante às variações, não apresentando picos destrutivos de corrente que pudessem comprometer com o funcionamento do conversor. Essa característica ratifica a confiabilidade da solução proposta como inversor, mediante variações de potência injetada.

8.5 INVERSOR COM MPPT

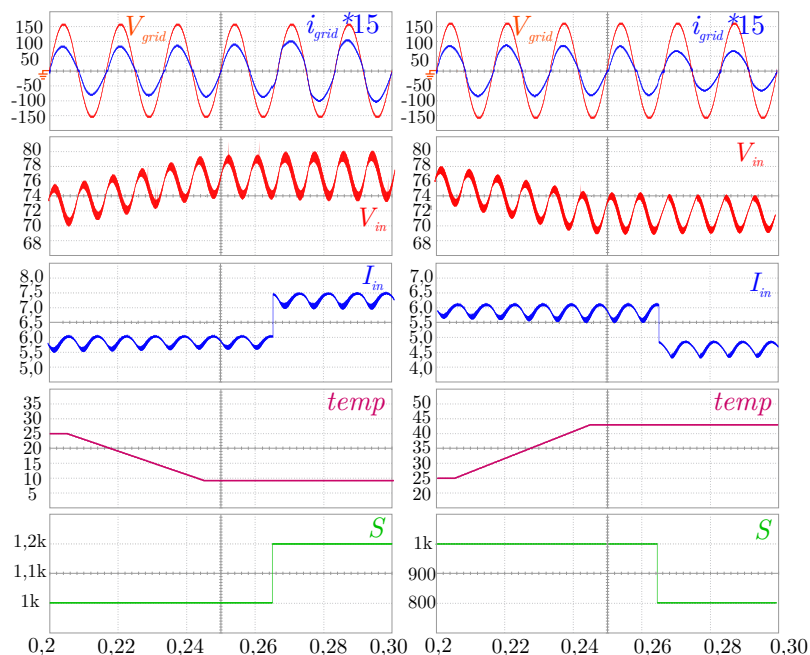
Novamente a validação da planta de tensão foi realizada com o inversor conectado em um módulo fotovoltaico do fabricante americano *SUNPOWER*, modelo SPR-435NE-WHT-D, cujas características estão sumarizadas na Tabela 8.8.

Tabela 8.8 – Características elétricas do módulo HB150-9000006551.

Potência máxima (P_{maxPV})	435 W
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	85,6 V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	6,43 A
Tensão de máxima potência (V_{mpp})	72,9 V
Corrente de máxima potência (I_{mpp})	5,97 A

Mais uma vez, utilizou-se a técnica MPPT-temp [77]. A Figura 7.25 ilustra o comportamento das variáveis de entrada e de saída, mediante variações positivas e negativas de temperatura e de radiação sobre o arranjo. Como é possível observar, a tensão do barramento cc apresenta um valor médio de 72,9 V que corresponde ao valor de V_{mpp} quando em condições padrões.

Figura 8.18 – Formas de onda teóricas com MPPT.



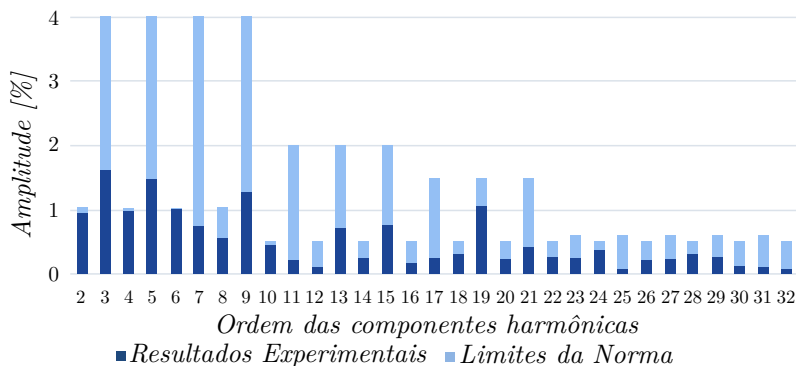
8.6 RENDIMENTO E ANÁLISE HARMÔNICA

De modo a finalizar esse capítulo, apresentar-se-ão a seguir os resultados referentes à análise harmônica da corrente injetada na rede elétrica, sob a potência nominal do conversor.

Na Figura 8.19 está ilustrada a distorção por componente harmônica da corrente injetada na rede, no caso em que a operação se estabeleceu na potência nominal (500 W). Por meio de uma análise gráfica,

verifica-se que as componentes são inferiores aos respectivos valores máximos estabelecidos por norma, sendo a THD resultante de 3,39%.

Figura 8.19 – Análise harmônica da corrente injetada na rede com potência nominal.



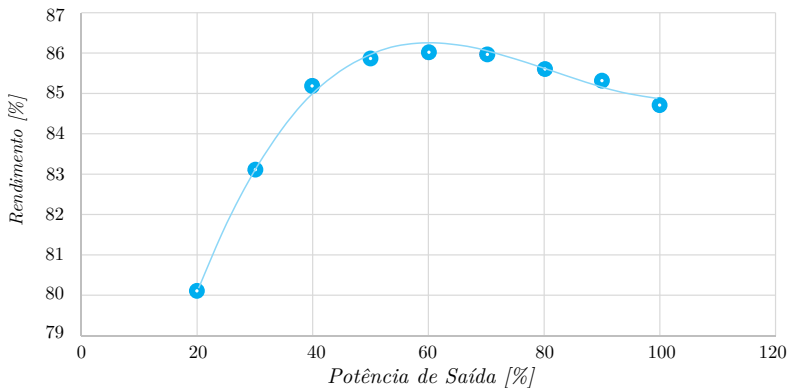
É possível observar, como no caso anterior, valores elevados nas harmônicas pares. Uma possível solução, já fora descrita anteriormente.

Além disso, a Figura 8.20 ilustra o rendimento do conversor para degraus de corrente de saída de 10%, até a potência nominal, ao passo de 10%. Nesse caso, em potência nominal o rendimento obtido foi de 84,8% que equivaleria a um sistema de dois estágios com rendimento de 92% cada.

Em comparação com o conversor com terciário, por meio da curva de rendimento, é possível concluir que este está com os componentes mais adequados para a potência e, além disto, tem menos perda na comutação. Isto explica a curva do conversor anterior, cujo rendimento ainda está crescendo em 100% de carga.

Um detalhamento das perdas teóricas da topologia duplo-*Forward* se encontra ilustrado na Figura 8.21. Nesse caso, o transformador também é responsável por um grande percentual das perdas (50%), seguido dos interruptores de alta frequência (MOSFETs) do enrolamento primário. Diante disso, além das elevadas perdas de comutação, como a corrente de entrada é elevada, há uma contribuição significativa das

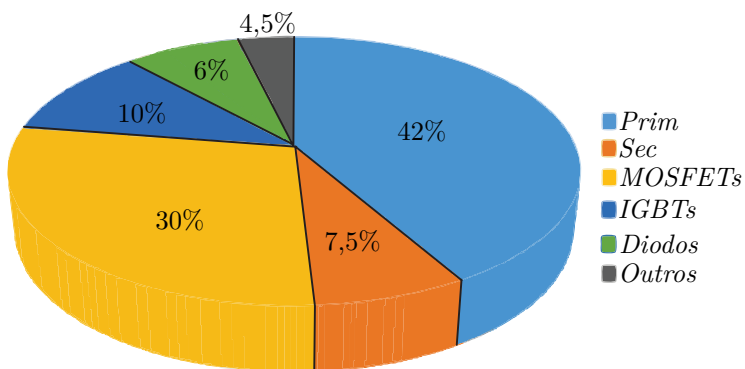
Figura 8.20 – Rendimento experimental para degraus de corrente injetada.



perdas em condução para esse número.

Os interruptores de baixa frequência e os diodos poderiam ser substituídos por componentes mais sofisticados e de melhor qualidade, enquanto que o item descrito como "Outros" corresponde a outras fontes de perdas não segmentadas como o filtro de saída.

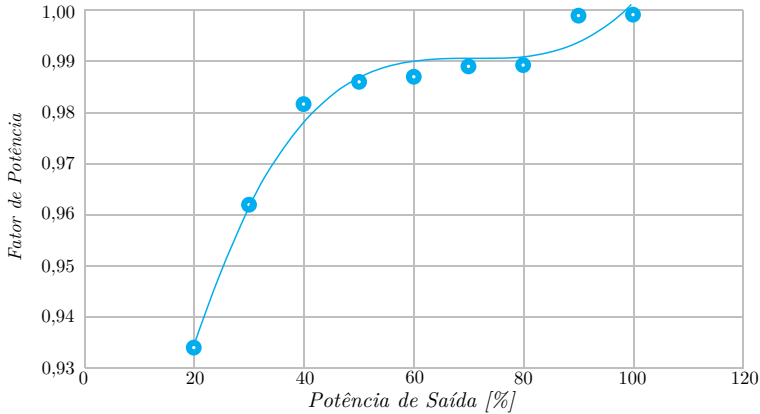
Figura 8.21 – Distribuição das perdas teóricas do inversor Duplo-Forward.



O fator de potência, mediante as mesmas variações de corrente descritas para a obtenção da curva de rendimento, está evidenciado na

Figura 8.22. Nesse caso, o desempenho do conversor foi ainda melhor, com relação ao conversor anterior, tendo em vista que o fator de potência não atinge valores inferiores a 0,92 em nenhum caso.

Figura 8.22 – Fator de potência experimental para degraus de corrente injetada.



8.7 CONCLUSÃO

Este capítulo teve objetivo, apresentar os resultados experimentais e simulados de forma sistemática, do inversor duplo-*Forward*, conectado à rede elétrica e em potência nominal. Assim como no caso anterior, os resultados obtidos traduzem todo o desenvolvimento e a expectativa acerca do comportamento e do desempenho do conversor proposto, do ponto de vista de qualidade de energia.

Além disso, com relação à normativa vigente no estado de Santa Catarina, o conversor também poderia operar tanto do ponto de vista de THD e suas componentes, como do fator de potência resultante.

CONCLUSÕES FINAIS

Esta dissertação propôs, analisou e desenvolveu duas novas topologias de inversores tipo Forward. As topologias foram concebidas a partir do conceito de um conversor isolado com entrada em tensão e saída em corrente. Estas características tornam as topologias atraentes para aplicações em sistemas renováveis de energia de baixa potência conectados à rede elétrica. O sistema proposto é de único estágio e opera, no modo de condução contínuo, sendo adequado para potências entre 200 W e 800 W.

O trabalho apresentou os procedimentos utilizados para a concepção, projeto, dimensionamento, modelagem e controle de duas topologias inversoras tipo Forward as quais se diferenciam entre si pela técnica de desmagnetização do núcleo aplicada. Uma topologia utiliza enrolamento terciário, enquanto a outra utiliza uma ponte mista no primário, a qual realiza a desmagnetização do núcleo (denominado na literatura de duplo-Forward).

O trabalho foi dividido em ordem cronológica de estudo, visando uma contextualização da problemática abordada, seguida de um estudo teórico de ambas as topologias para que, ao final, os resultados fossem apresentados.

O capítulo 1 apresentou uma contextualização do panorama de inversores de único estágio consolidados atualmente, bem como os

objetivos e motivações desta pesquisa. A partir disso e fundamentada em trabalhos previamente desenvolvidos, constatou-se a relevância do trabalho e suas contribuições para a sociedade de forma geral.

Tendo em vista que as topologias propostas se baseiam no conversor Forward, o capítulo 2 apresentou um estudo cronológico desta estrutura e das principais estruturas derivadas, com base em trabalhos publicados ao longo de vários anos. Neste caso, foram apresentadas topologias derivadas tanto para conversões cc-cc quanto para conversões cc-ca, mais relevantes para a aplicação proposta.

O capítulo 3 exibiu um estudo orientado da estrutura com enrolamento terciário, fundamentado nos estados topológicos, formas de onda e cálculo de esforços, derivando as principais variáveis necessárias para a análise e o projeto do conversor.

Ao longo do trabalho se observou uma peculiaridade nas estruturas do ponto de vista de esforços de tensão, determinante para o dimensionamento dos componentes e a escolha das especificações para o dimensionamento do conversor.

A topologia duplo-Forward foi analisada no capítulo 4, com foco nas principais diferenças entre ela e a topologia com o enrolamento adicional. Em seguida, a necessidade dos filtros de entrada e saída do inversor é contextualizada e, posteriormente, a melhor configuração é definida e dimensionada com base em trabalhos relativos ao assunto.

O filtro LCL com amortecimento passivo adotado, foi efetivo na filtragem do conteúdo harmônico de alta frequência vindo da comutação do conversor. A técnica de amortecimento adotada também foi efetiva para o amortecimento das ressonâncias, sem comprometer com a eficiência do conversor. As topologias apresentadas apresentam isolamento por meio de um transformador de alta frequência, o que representa inúmeras vantagens quando comparado a sistemas que utilizam transformadores de baixa frequência como peso, volume e custo.

No capítulo 6 foi desenvolvida a modelagem dos conversores

orientada ao controle e o projeto de duas malhas, uma de corrente para a injeção de potência à rede e uma de tensão para a regulação do barramento de tensão. As malhas operam em cascata, sendo a malha de corrente interna e rápida e a malha de tensão externa e lenta. Ou seja, elas são desacopladas dinamicamente. O controle de corrente garante os padrões mínimos de qualidade estabelecidos por norma para injeção, de corrente na rede elétrica. O controle de tensão, atende a necessidade de regular a tensão de entrada do inversor em aplicações com fontes renováveis. A referência de tensão pode vir de um método de MPPT.

Por fim, os capítulos 7 e 8 apresentaram resultados experimentais, acompanhados por resultados de simulação, para os diversos componentes dos conversores. Assim, a concordância entre ambos os resultados, apoiado nos conceitos previamente expostos nas análises teóricas, validaram o princípio de operação, projeto e dimensionamento dos conversores, bem como a modelagem e a estratégia de controle adotadas.

As topologias propostas se apresentam como uma opção interessante para sistemas entre 200 W e 800 W, além disto, podem ser aplicadas em fontes renováveis como painéis fotovoltaicos, aerogeradores de pequeno porte, células combustíveis, etc, pois são isolada, permite o controle da corrente de saída e o controle da tensão de entrada. A literatura não apresenta uma solução consolidada para inversores de único estágio para essa faixa de potência, sendo assim, o trabalho contribuiu com uma solução.

Ressalta-se que apesar de os tópicos previstos terem sido abordados neste documento, ainda há uma série de desdobramentos do estudo que poderiam ser realizados que, entretanto, inviabilizariam o término do trabalho no prazo delimitado pelo mestrado, Assim, como extensões e melhorias do trabalho apresentado, sugerem-se:

- Melhorar o circuito de compensação do nível cc da corrente medida, preferencialmente por meio de uma malha de controle adicional capaz de compensar dinamicamente o nível cc da corrente

injetada na rede;

- Estudar a viabilidade de utilização de transformadores planares para redução da indutância de dispersão, resultando assim em um conversor com maior rendimento e mais compacto;
- Realizar os testes da malha de tensão (MPPT) na prática, interligando o inversor em uma fonte renovável de energia,
- Avaliar a utilização de técnicas regenerativas de energia;
- Realizar um estudo comparativo entre a topologia *Flyback* em condução descontínua e as propostas para os níveis de potência sugeridos;
- Implementar técnica de anti-ilhamento e partida suave do conversor via software;
- Realizar um estudo aprofundado de faixas de tensão de entrada, faixas de potências, minimização de perdas e comutação suave para as topologias.

REFERÊNCIAS

- 1 ZHANG, Z. et al. Design and Analysis of the synchronization control method for BCM/DCM current-mode flyback micro-inverter. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Long Beach, CA: IEEE, 2013. p. 68–75. Citado 4 vezes nas páginas 17, 47, 48 e 50.
- 2 CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 12, p. 4106–4114, dez. 2010. ISSN 0278-0046. Citado 10 vezes nas páginas 19, 129, 136, 138, 139, 140, 141, 144, 146 e 148.
- 3 BRASIL, P. Notícia, *Acordos globais*. 2012. Disponível em: <<http://www.brasil.gov.br/meio-ambiente/2012/01/acordos-globais>>. Citado na página 44.
- 4 BOROYEVICH, D. et al. Intergrid: A Future Electronic Energy Network? *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, p. 127–138, set. 2013. ISSN 2168-6777. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.
- 5 GIL, N.J. de Abreu e S.C. *Identificação de Condições de Operação em Modo Isolado e Procedimentos de Controlo de Emergência para Multi-micro-redes*. Tese, Porto: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.
- 6 O’SULLIVAN, J. B. Fuel cells in distributed generation. In: *1999 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.99CH36364)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 568–572 vol.1. Citado na página 44.
- 7 JOOS, G. et al. The potential of distributed generation to provide ancillary services. In: *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1762–1767 vol. 3. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 46.

- 8 BARKER, P. P.; MELLO, R. W. D. Determining the impact of distributed generation on power systems. I. Radial distribution systems. In: *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1645–1656 vol. 3. Citado na página 44.
- 9 IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. *IEEE Std 1547.1-2005*, p. 1–62, jul. 2005. Citado na página 45.
- 10 LOPES, J. et al. Integrating Distributed Generation into Electric Power Systems: a Review of Drivers, Challenges and Opportunities. Citado na página 45.
- 11 HOUAISS, A. *Dicionário Houaiss Da Língua Portuguesa. Novo*. Edição: 1. Rio de Janeiro: Objetiva, 2009. ISBN 978-85-7302-963-5. Citado na página 45.
- 12 VILLALVA, M. G. *Energia Solar Fotovoltaica. Conceitos e Aplicações*. Edição: 2ª. São Paulo: Érica, 2015. ISBN 978-85-365-1489-5. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 48.
- 13 LINHA do tempo da energia. 2013. Disponível em: <<http://www.eletrabras.com/elb/services/eletrabras/trilhaenergia/pdfs/linha-do-tempo-da-energia.pdf>>. Citado na página 46.
- 14 ENERGIA eólica: Dinamarca bater o recorde mundial. 2016. Disponível em: <<http://meioambienterio.com/2016/01/13214/energia-eolica-dinamarca-recorde-mundial/>>. Citado na página 46.
- 15 ZENGIN, S.; BOZTEPE, M. Evaluation of two-stage soft-switched flyback micro-inverter for photovoltaic applications. In: *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. Bursa: IEEE, 2013. p. 92–96. Citado na página 48.
- 16 LAI, C.-M.; YANG, M.-J.; LIU, W.-C. Parallel-operated single-stage flyback-type single-phase solar micro-inverter. In: *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*. Taipei: IEEE, 2014. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 50.
- 17 MARTINS, D. C.; DEMONTI, R. Photovoltaic energy processing for utility connected system. In: *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 1292–1296 vol.2. Citado na página 48.

- 18 CACERES, R.O. *Família de Conversor CC-CA, Derivados dos Conversores CC-CC Fundamentais*. Tese, Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 1997. Citado na página 49.
- 19 NOOR, S. M. et al. A review of single-phase single stage inverter topologies for photovoltaic system. In: *Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC), 2013 IEEE 4th*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 69–74. Citado na página 50.
- 20 LI, Y.; ORUGANTI, R. A low cost high efficiency inverter for photovoltaic AC module application. In: *2010 35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*. Honolulu, HI: IEEE, 2010. p. 002853–002858. Citado na página 50.
- 21 KASA, N.; IIDA, T.; BHAT, A. Zero-Voltage Transition Flyback Inverter for Small Scale Photovoltaic Power System. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*. Recife: IEEE, 2005. p. 2098–2103. Citado na página 50.
- 22 CHRISTIDIS, G.; NANAKOS, A.; TATAKIS, E. Analysis of a Flyback Current Source inverter under hybrid DCM-BCM operation. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. Geneva: IEEE, 2015. p. 1–10. Citado na página 50.
- 23 KYRITSIS, A.; TATAKIS, E.; PAPANIKOLAOU, N. Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 23, n. 1, p. 281–293, mar. 2008. ISSN 0885-8969. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 51.
- 24 RUTTANAYUKOL, J. et al. Interleaved flyback micro-inverter with primary side current control for PV application. In: *Renewable Power Generation Conference (RPG 2014), 3rd*. Naples: IET, 2014. p. 1–6. Citado na página 50.
- 25 SAHA, S.; SUNDARSINGH, V. Novel grid-connected photovoltaic inverter. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 143, n. 2, p. 219–224, mar. 1996. ISSN 1350-2360. Citado na página 51.
- 26 PARK, H.-G. et al. Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG. In: *7th International Conference on Power Electronics, 2007. ICPE '07*. Daegu: IEEE, 2007. p. 483–487. Citado na página 51.

- 27 INMETRO. *Tabelas de Consumo / Eficiência Energética - Componentes Fotovoltaicos - Inversores Conectados à Rede (On Grid)*. 2017. Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/consumidor/pbe/componentes_fotovoltaicos_Inversores_On-Grid.pdf>. Citado na página 51.
- 28 TAN, F. The forward converter: from the classic to the contemporary. In: *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 857–863 vol.2. Citado 8 vezes nas páginas 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62 e 64.
- 29 MARTINS, D. C.; BARBI, I. *conversores CC-CC Básicos não isolados*. Quarta edição. Florianópolis: Baía dos Limões, 2011. Citado na página 57.
- 30 FUNDAMENTALS of Power Electronics. 2nd edition. ed. Norwell, Mass: Springer, 2001. ISBN 978-0-7923-7270-7. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 152.
- 31 MURAKAMI, N.; YAMASAKI, M. Analysis of a resonant reset condition for a single-ended forward converter. In: , *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 1018–1023 vol.2. Citado na página 59.
- 32 COBOS, J. A. et al. Resonant reset forward topologies for low output voltage on board converters. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 703–708 vol.2. Citado na página 59.
- 33 WALTRICH, G.; BARBI, I. Modelling, control and realisation of the single-ended forward converter with resonant reset at the secondary side. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 11, p. 2097–2106, 2015. ISSN 1755-4535. Citado na página 60.
- 34 BASSETT, I. A. Constant frequency ZVS converter with integrated magnetics. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 709–716. Citado na página 61.
- 35 YOSHIDA, K.; ISHII, T.; NAGAGATA, N. Zero voltage switching approach for flyback converter. In: *Telecommunications Energy Conference, 1992. IN?EC '92., 14th International*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 324–329. Citado na página 61.

- 36 JITARU, I. D. High frequency, soft transitions converter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 880–887. Citado na página 62.
- 37 XU, Y.; LI, L. A novel forward-mode three-level inverter. In: *2013 8th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1480–1485. Citado na página 64.
- 38 ZHANG, L. et al. A single-stage forward inverter with high frequency isolation for grid-connected application. In: *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 4537–4542. Citado na página 65.
- 39 MENESES, D. et al. Single-stage grid-connected forward microinverter with boundary mode control. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2475–2480. Citado 3 vezes nas páginas 65, 66 e 67.
- 40 HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. Edição: 1. [S.l.]: Wiley, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 84, 85 e 186.
- 41 HU, H. et al. A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, Shah Alam, v. 28, n. 6, p. 2711–2726, jun. 2013. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 120 e 122.
- 42 COELHO, R.F. *Estudo dos conversores Buck e Boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos*. Dissertação, Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, 2008. Citado na página 121.
- 43 CALLEGARO, A.D. *Retificador trifásico isolado de único estágio com fator de potência unitário baseado no conversor Zeta cc-cc operando no modo de condução descontínuo*. Dissertação, Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2013. Citado na página 121.
- 44 LIAO, C.-Y. et al. Forward-type micro-inverter with current decoupling. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 3277–3282. Citado na página 122.

- 45 LIAO, C.-Y.; CHEN, Y.-M.; LIN, W.-H. Forward-type micro-inverter with power decoupling. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2852–2857. Citado na página 122.
- 46 GAZOLI, J.R. *Microinversor Monofásico para Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Dissertação, Campinas: Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computaçãp, 2011. Citado na página 122.
- 47 LI, D. et al. A method of power decoupling for long life micro-inverter. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 802–807. Citado na página 122.
- 48 KYRITSIS, A. C.; PAPANIKOLAOU, N. P.; TATAKIS, E. C. A novel Parallel Active Filter for Current Pulsation Smoothing on single stage grid-connected AC-PV modules. In: *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10. Citado na página 123.
- 49 LETTL, J.; BAUER, J.; LINHART, L. Comparison of different filter types for grid connected inverter. *PIERS Proceedings*, v. 1, n. 9, p. 1426–1428, mar. 2011. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 129 e 136.
- 50 CHA, H.; VU, T. K. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1659–1665. Citado 3 vezes nas páginas 129, 138 e 144.
- 51 LANG, Y. et al. A Novel Design Method of LCL Type Utility Interface for Three-Phase Voltage Source Rectifier. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 313–317. Citado na página 129.
- 52 WU, W. et al. A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4339–4350, out. 2013. ISSN 0278-0046. Citado 5 vezes nas páginas 131, 136, 140, 141 e 143.
- 53 HORNIK, T. *Power quality in microgrids*. Tese (doctoral) — The University of Liverpool, set. 2010. Disponível em:

<<http://repository.liv.ac.uk/1456/>>. Citado 4 vezes nas páginas 131, 133, 135 e 136.

54 AZANI, H. et al. An LCL filter-based grid-interfaced three-phase voltage source inverter: Performance evaluation and stability analysis. In: *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 131, 136 e 140.

55 OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. Edição: 5. São Paulo (SP): Pearson, 2011. ISBN 978-85-7605-810-6. Citado na página 132.

56 COELHO, R.F. *Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas CC a partir de fontes renováveis*. Tese, Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, 2013. Citado na página 135.

57 LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 299–307 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas 136 e 144.

58 BOLSENS, B. et al. Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4616–4622 Vol.6. Citado na página 139.

59 MOHAMED, Y. A. R. I. Suppression of Low- and High-Frequency Instabilities and Grid-Induced Disturbances in Distributed Generation Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 12, p. 3790–3803, dez. 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 140.

60 CAGNANO, A. et al. Online Optimal Reactive Power Control Strategy of PV Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 10, p. 4549–4558, out. 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 140.

61 TANG, Y. et al. Exploring Inherent Damping Characteristic of LCL-Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1433–1443, mar. 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 140.

- 62 TANG, Y. et al. Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 3, p. 1443–1452, mar. 2012. ISSN 0278-0046. Citado na página 140.
- 63 HE, J.; LI, Y. W. Generalized closed-loop control (GCC) schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 479–486. Citado na página 140.
- 64 HE, J.; LI, Y. W. Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 4, p. 1850–1861, abr. 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 140.
- 65 DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 8, p. 3623–3633, ago. 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 140.
- 66 SHEN, G. et al. A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 6, p. 2033–2041, jun. 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 140.
- 67 WANG, T. C. Y. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 779–784 vol.2. Citado na página 140.
- 68 TURNER, R.; WALTON, S.; DUKE, R. Stability and Bandwidth Implications of Digitally Controlled Grid-Connected Parallel Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 11, p. 3685–3694, nov. 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 140.
- 69 ROCKHILL, A. A. et al. Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1205–1217, abr. 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 140.
- 70 BLOEMINK, J. M.; GREEN, T. C. Reducing passive filter sizes with tuned traps for distribution level power electronics. In: *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–9. Citado na página 140.

- 71 WU, W.; HE, Y.; BLAABJERG, F. An LLCL Power Filter for Single-Phase Grid-Tied Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 2, p. 782–789, fev. 2012. ISSN 0885-8993. Citado na página 140.
- 72 GOMES, C. E. M. *Controle digital de um condicionador indireto de tensão alternada usando PLL para obtenção do sinal de referência*. Dissertação, Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, 2007. Citado na página 170.
- 73 SILVA, S. M. et al. Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems. In: *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. 2259–2263 vol.4. Citado na página 170.
- 74 AQUINO, A. F. C. et al. Synchronizing circuits applied to nonlinear loads models. In: *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 700–705. Citado na página 170.
- 75 GUEDES, L.F.A. *Conversor C.A.-C.C. Flyback com elevado fator de potência orientado ao acionamento de LEDs de potência*. Dissertação, Juiz de Fora: Universidade Federal de Juiz de Fora, Centro Tecnológico, 2012. Citado na página 184.
- 76 ABRAMOVITZ, A.; CHENG, T.; SMEDLEY, K. Analysis and Design of Forward Converter With Energy Regenerative Snubber. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 3, p. 667–676, mar. 2010. ISSN 0885-8993. Citado na página 191.
- 77 COELHO, R. F.; CONGER, F. M.; MARTINS, D. C. A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems. In: *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 210 e 237.

Apêndices

APÊNDICE A

CÓDIGO MATLAB MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE

Código utilizado para obtenção das plantas de corrente e de tensão de maneira simbólica e numérica

```
clc;
clear all;
close all;
% Cálculo das FTs simbólicas com base nas impedâncias
% Define Variaveis Simbolicas
syms s Rcf1 Cf1 Rcf2 Cf2 Rlf1 Lf1 Rlf2 Lf2 R6 C1 Z1 R4 R3 R5
    Vinf Voff
syms Rlm Lm Vin Vg Ig Vgpk Igpk D n IIm Vcc Cin Rcin Iz1

% Define Impedâncias
Zin = (Rcin + 1/(s*Cin));
ZCf1 = (1/(s*Cf1));
ZCf2 = (Rcf2 + 1/(s*Cf2));
ZLf1 = (Rlf1 + s*Lf1);
ZLf2 = (Rlf2 + s*Lf2);
```

```
Z1 = R6/(R6*s*C1+1);
```

```
% Define Impedancias Equivalentes
```

```
Zeql = (ZCf1)*(ZCf2)/((ZCf1)+(ZCf2));
```

```
Zeql = (Zeql)*(ZLf2)/((Zeql)+(ZLf2));
```

```
Zeql = (ZLf1+Zeql);
```

```
% Simplifica Expressao das Impedancias Equivalentes
```

```
Zeql = collect(simplify(Zeql));
```

```
Zeql = collect(simplify(Zeql));
```

```
Zeql = collect(simplify(Zeql));
```

```
% Planta ig/d
```

```
ig_d = n*Vin/(ZLf1+ZLf2+(ZLf1*ZLf2/Zeql))
```

```
ig_d_simb = collect(simplify(ig_d))
```

```
% Planta Vin/ig considerando aproximações de primeira ordem
```

```
vin_ig = n*Vin*Vgpk/(2*Cin*(n*Vin)^2*s + Vgpk*Igpk)
```

```
vin_ig_simb = collect(simplify(vin_ig))
```

```
% Planta Vin/d considerando aproximações de primeira ordem
```

```
vin_d = (-n^2*Vin*D-Zin*Zeql*Iz1-n*Vin*Zeql)/(n^2*D^2 +  
n*D*Zeql)
```

```
vin_d_simb = collect(simplify(vin_d))
```

```
% FT filtro PB condicionamento de sinais
```

```
G_FPB = Vinf*R4*Z1/(R3*R5)+Voff*Z1*(Z1+R5)/(R5*(Z1+R5))
```

```
% Trocando valores nas FTs simbólicas encontradas
```

```
% Valores atribuídos para as variáveis
```

```
Cf1 = 0.8e-6; Rcf1 = 200e-6;
```

```
Cf2 = 0.8e-6; Rcf2 = 60;
```

```
Lf1 = 0.85e-3; Rlf1 = 1e-3;
```

```
Lf2 = 0.85e-3; Rlf2 = 1e-3;
```

```
Vin = 85;
```

```
n1 = 4;
```

```

n2 = 20;
n3 = 4;
n = n2/n1;
Vcc = n*Vin;
Vg = 110;
Vgpk = Vg*sqrt(2);
Po = 300;
Igpk = 2*Po/(Vgpk);
Cin = 1e-3;
D = 0.365;
Iz1 = 2.73;
Rcin = 1e-3;
s = tf('s');

% Planta Ideal
ig_d_ideal = ((Cf2*Rcf2*Vcc)*s + Vcc)/(Cf1*Cf2*Lf1*Lf2*Rcf2*s^4
+ (Cf1*Lf1*Lf2 + Cf2*Lf1*Lf2)*s^3 + (Cf2*Lf1*Rcf2 +
Cf2*Lf2*Rcf2)*s^2 + (Lf1 + Lf2)*s)

% Com Pararitas (RL1)
ig_d_pL1 = ((Cf2*Rcf2*Vcc)*s + Vcc)/(Cf1*Cf2*Lf1*Lf2*Rcf2*s^4 +
(Cf1*Lf1*Lf2 + Cf2*Lf1*Lf2 + Cf1*Cf2*Lf2*Rcf2*Rl1)*s^3 +
(Cf2*Lf1*Rcf2 + Cf2*Lf2*Rcf2 + Cf1*Lf2*Rl1 +
Cf2*Lf2*Rl1)*s^2 + (Lf1 + Lf2 + Cf2*Rcf2*Rl1)*s + Rl1);

% Com Pararitas (RL2)
ig_d_pL2 = ((Cf2*Rcf2*Vcc)*s + Vcc)/(Cf1*Cf2*Lf1*Lf2*Rcf2*s^4 +
(Cf1*Lf1*Lf2 + Cf2*Lf1*Lf2 + Cf1*Cf2*Lf1*Rcf2*Rl2)*s^3 +
(Cf2*Lf1*Rcf2 + Cf2*Lf2*Rcf2 + Cf1*Lf1*Rl2 +
Cf2*Lf1*Rl2)*s^2 + (Lf1 + Lf2 + Cf2*Rcf2*Rl2)*s + Rl2);

% Com Pararitas (RL1 e RL2)
ig_d_pL1L2 = ((Cf2*Rcf2*Vcc)*s + Vcc)/(Cf1*Cf2*Lf1*Lf2*Rcf2*s^4
+ (Cf1*Lf1*Lf2 + Cf2*Lf1*Lf2 + Cf1*Cf2*Lf1*Rcf2*Rl2 +
Cf1*Cf2*Lf2*Rcf2*Rl1)*s^3 + (Cf2*Lf1*Rcf2 + Cf2*Lf2*Rcf2 +
Cf1*Lf1*Rl2 + Cf1*Lf2*Rl1 + Cf2*Lf1*Rl2 + Cf2*Lf2*Rl1 +
Cf1*Cf2*Rcf2*Rl1*Rl2)*s^2 + (Lf1 + Lf2 + Cf2*Rcf2*Rl1 +

```

```
Cf2*Rcf2*Rlf2 + Cf1*Rlf1*Rlf2 + Cf2*Rlf1*Rlf2)*s + Rlf1 +
Rlf2);
```

```
% Com Pararitas (RL1 RL2 e Rc)
```

```
ig_d_p = (Cf1*Cf2*Rcf1*Rcf2*Vcc*s^2 + (Cf1*Rcf1*Vcc +
Cf2*Rcf2*Vcc)*s + Vcc)/((Cf1*Cf2*Lf1*Lf2*Rcf1 +
Cf1*Cf2*Lf1*Lf2*Rcf2)*s^4 + (Cf1*Lf1*Lf2 + Cf2*Lf1*Lf2 +
Cf1*Cf2*Lf1*Rcf1*Rcf2 + Cf1*Cf2*Lf2*Rcf1*Rcf2 +
Cf1*Cf2*Lf1*Rcf1*Rlf2 + Cf1*Cf2*Lf2*Rcf1*Rlf1 +
Cf1*Cf2*Lf1*Rcf2*Rlf2 + Cf1*Cf2*Lf2*Rcf2*Rlf1)*s^3 +
(Cf1*Lf1*Rcf1 + Cf1*Lf2*Rcf1 + Cf2*Lf1*Rcf2 + Cf2*Lf2*Rcf2
+ Cf1*Lf1*Rlf2 + Cf1*Lf2*Rlf1 + Cf2*Lf1*Rlf2 + Cf2*Lf2*Rlf1
+ Cf1*Cf2*Rcf1*Rcf2*Rlf1 + Cf1*Cf2*Rcf1*Rcf2*Rlf2 +
Cf1*Cf2*Rcf1*Rlf1*Rlf2 + Cf1*Cf2*Rcf2*Rlf1*Rlf2)*s^2 + (Lf1
+ Lf2 + Cf1*Rcf1*Rlf1 + Cf1*Rcf1*Rlf2 + Cf2*Rcf2*Rlf1 +
Cf2*Rcf2*Rlf2 + Cf1*Rlf1*Rlf2 + Cf2*Rlf1*Rlf2)*s + Rlf1 +
Rlf2);
```

```
% figure('Name','Planta ig/d - Comparação entre Com/Sem
Parasitas','NumberTitle','off')
```

```
bode(ig_d_ideal); hold on;
bode(ig_d_pL1); hold on;
bode(ig_d_pL1L2); hold on;
bode(ig_d_p); hold on; grid on; legend('Bode de
ig_d_ideal(s)', 'Bode de ig_d_pL1(s)', 'Bode de
ig_d_pL1L2(s)', 'Bode de ig_d_p(s)');
```

```
% Planta Ideal de Vin/ig
```

```
vin_ig_ideal = (Vgpk*Vin*n)/(2*Cin*s*Vin^2*n^2 + Igpk*Vgpk)
bode(vin_ig_ideal);
grid;
```

```
vin_d2 = ((- Cf1*Cf2*Cin*Iz1*Lf1*Lf2*Rcf2*Rcin -
Cf1*Cf2*Cin*Lf1*Lf2*Rcf2*Vin*n)*s^4 + (-
Cf1*Cf2*Iz1*Lf1*Lf2*Rcf2 - Cf1*Cin*Iz1*Lf1*Lf2*Rcin -
Cf2*Cin*Iz1*Lf1*Lf2*Rcin - Cf1*Cin*Lf1*Lf2*Vin*n -
Cf2*Cin*Lf1*Lf2*Vin*n - Cf1*Cf2*Cin*D*Lf2*Rcf2*Vin*n^2)*s^3
```

$$\begin{aligned}
& + (-Cf1*Iz1*Lf1*Lf2 - Cf2*Iz1*Lf1*Lf2 - \\
& Cf2*Cin*Iz1*Lf1*Rcf2*Rcin - Cf2*Cin*Iz1*Lf2*Rcf2*Rcin - \\
& Cf2*Cin*Lf1*Rcf2*Vin*n - Cf2*Cin*Lf2*Rcf2*Vin*n - \\
& Cf1*Cin*D*Lf2*Vin*n^2 - Cf2*Cin*D*Lf2*Vin*n^2)*s^2 + (- \\
& Cf2*Iz1*Lf1*Rcf2 - Cf2*Iz1*Lf2*Rcf2 - Cin*Iz1*Lf1*Rcin - \\
& Cin*Iz1*Lf2*Rcin - Cin*Lf1*Vin*n - Cin*Lf2*Vin*n - \\
& Cf2*Cin*D*Rcf2*Vin*n^2)*s - Cin*D*Vin*n^2 - Iz1*Lf1 - \\
& Iz1*Lf2)/((Cf1*Cf2*Cin*D*Lf1*Lf2*Rcf2*n)*s^4 + \\
& (Cf1*Cin*D*Lf1*Lf2*n + Cf2*Cin*D*Lf1*Lf2*n + \\
& Cf1*Cf2*Cin*D^2*Lf2*Rcf2*n^2)*s^3 + (Cf1*Cin*D^2*Lf2*n^2 + \\
& Cf2*Cin*D^2*Lf2*n^2 + Cf2*Cin*D*Lf1*Rcf2*n + \\
& Cf2*Cin*D*Lf2*Rcf2*n)*s^2 + (Cin*D*Lf1*n + Cin*D*Lf2*n + \\
& Cf2*Cin*D^2*Rcf2*n^2)*s + Cin*D^2*n^2)
\end{aligned}$$

`figure; bode(vin_d2); grid;`

APÊNDICE B

CÓDIGO MATLAB PARA OBTENÇÃO DOS COMPENSADORES

Código utilizado para obtenção das plantas de corrente e tensão de maneira simbólica e numérica

```
clc;  
clear all;  
close all;  
format long;
```

```
% Valores atribuídos para as variáveis do circuito
```

```
C = 0.8e-6;  
Cd = 0.8e-6;  
Rd = 50;  
L1 = 0.85e-3;  
L2 = 0.85e-3;  
Nprim = 4;  
Nsec = 20;  
Nterc = 4;
```

```

Po = 300;
N = Nsec/Nprim;
Vg = 110;
Vgpk = Vg*sqrt(2);
Igpk = (2*Po)/Vgpk;
Cin = 3.3e-3;
Vin = 85;
Vcc = N*Vin;
kvo = 1/Vgpk;
km = kvo*Vgpk*2/pi;
alfa = Vgpk/Vin;
kv = 0.1;

% Geração da função de transferência de corrente ig/D
s = tf('s');
t = [0:0.000001:30e-3];
Gi = ((Cd*Rd*N*Vin)*s + N*Vin)/(C*Cd*L1*L2*Rd*s^4 + (C*L1*L2 +
    Cd*L1*L2)*s^3 + (Cd*L1*Rd + Cd*L2*Rd)*s^2 + (L1 + L2)*s);
rlocus(Gi); hold on;
legend('LGR de Gi(s)'); figure;
margin(Gi); hold on;
% margin(G2); hold on;
% margin (G(1)); hold on;
% margin (G(2)); hold on;
% margin (G(3)); hold on;
% margin (G(4)); grid; legend('Bode de G(s)');

% Projeto do controlador de corrente utilizando controlador PI
% Requisitos e dados de entrada
ki = 0.1;
Vtriang = 1;
kpwm = 1/Vtriang;
fs = 100e3;
fr = 60;
% Definição das resistências de carga
R = Vg^2/Po;
R125 = Vg^2/(1.25*Po);

```

```

R75 = Vg^2/(0.75*Po);
R50 = Vg^2/(0.5*Po);
% Função de transferência de laço aberto baseado em Gi(s)
FTLAnci = Gi*ki*kpwm;
figure;
margin(FTLAnci); grid;
legend('Diagrama de Bode e FTLAnci'); figure;

% Controlador PI para Corrente
% Requisitos de controle
Mfase_i = (20*pi)/180;
fc_i = 3.5e3; % Frequencia de corte desejada
wc_i = 2*pi*fc_i;
[modi, fasei]=bode(FTLAnci,wc_i);

% Projeto do Controlador PI para corrente
wz_i = wc_i/(tan(Mfase_i-(pi/2))-fasei*pi/180);
kr_i = wc_i/(sqrt(wc_i*wc_i+wz_i*wz_i)*modi);
Ci = (kr_i*(s+wz_i))/s
margin(Ci)
legend('Bode controlador PI'); grid; figure;
FTLAci = FTLAnci*Ci;
margin(FTLAci); grid;
legend('FTLAc PI planta de corrente'); figure; grid;
rlocus(FTLAci)
legend('FTLAc PI planta de corrente'); figure; grid;

% Geração da função de transferência de tensão por corrente de
pico
Gvi = (Vgpk*Vin*N)/(2*Cin*s*Vin^2*N^2 + Igpk*Vgpk);
FTLAncvi = Gvi*(1/ki)*km*kvo*kv;
% margin(FTLAncvi)

% Requisitos de controle PI para tensão
Mfase_vi = (90*pi)/180;
fc_vi = 0.5; % Frequencia de corte desejada
wc_vi = 2*pi*fc_vi;

```

```
[modv, fasev] = bode(FTLancvi, wc_vi);

% Projeto do Controlador PI para tensão
s = tf('s');
wz_vi = wc_vi/(tan(Mfase_vi-(pi/2)-fasev*pi/180));
kr_vi = wc_vi/(sqrt(wc_vi*wc_vi+wz_vi*wz_vi)*modv);
Cvi = (kr_vi*(s+wz_vi))/s;
margin(Cvi);
legend('Bode controlador PI para tensão'); grid; figure;
FTLAcvi = FTLancvi*Cvi;
margin(FTLAcvi);
legend('FTLAc PI planta de tensão'); figure; grid;
rlocus(FTLAcvi);
legend('FTLAc PI planta de tensão'); figure; grid;

% Filtro Rejeita-Faixas centrado em 120Hz
Kf = 1; % Ganho do filtro
C = 2*pi*120;
B = 2*pi*20;
Ta = 1/200e3;
Grf = (Kf*(s^2+C^2))/(s^2+B*s+C^2);
Grf_d = c2d(Grf, Ta, 'tustin');
[num_rf, den_rf] = tfdata(Grf_d, 'v');
h = num_rf(1)
i = num_rf(2)
j = num_rf(3)
k = den_rf(1)
l = -den_rf(2)
m = -den_rf(3)
```

APÊNDICE C

PROJETO DOS MAGNÉTICOS
CONSTRUÍDOS

Cálculo do indutor toroidal pelo método sugerido pela *Magnetics* disponível em

<<http://www.mag-inc.com/design/design-guides/inductor-design-with-magnetics-powder-cores>>:

Material	Alloy Composition	Core Loss	DC Bias	Relative Cost	Saturation Flux Density (Tesla)	Curie Temperature	Operating Temperature Range	60 μ flat to...
AmoFlux	Fe Si B	Low	Better	Medium	1.5	400° C	-55° C to 155° C	2 MHz
High Flux	Fe Ni	Moderate	Best	Medium	1.5	500° C	-55° C to 200° C	1 MHz
Kool My	Fe Si Al	Low	Good	Low	1.0	500° C	-55° C to 200° C	900 kHz
MPP	Fe Ni Mo	Very Low	Better	High	0.75	460° C	-55° C to 200° C	2 MHz
XFlux	Fe Si	High	Best	Low	1.6	700° C	-55° C to 200° C	500 kHz
Iron Powder	Fe	Highest	Good	Lowest	1.2 - 1.5	770° C	-30° C to 75° C	500 kHz
Ferite	Ceramic	Lowest	Poor	Lowest	0.45	100 - 250° C	Variable	Variable

$$L_o := 850 \mu\text{H}$$

Valor da indutância
desejada

$$i_{L1pk} := 4.7\text{A}$$

Valor de pico da corrente em L1

$$i_{L2pk} := 4.7\text{A}$$

Valor de pico da corrente em L2

1. Energia armazenada no indutor:

$$E_{L1} := 0.85 \cdot 4.7^2 = 18.777$$

*Para essa equação são determinados: L_o [mH] e i_{L1pk} [A]

2. Determinação do núcleo:

O método sugere a determinação do núcleo com base no material, na energia encontrada em 1 por meio do *Selector Core Chart*. No entanto, nesse caso os núcleos disponíveis são de 4 modelos diferentes e o método será aplicado para todos.

Core Data - Núcleos disponíveis em laboratório:

*OBS: os núcleos estão dispostos do menor para o maior tamanho

1. Núcleo AmoFlux 0088894A7:

$$W_{a894} := 156\text{mm}^2$$

$$A_{e894} := 65.4\text{mm}^2$$

$$A_{p894} := W_{a894} \cdot A_{e894} = 1.02 \cdot \text{cm}^4 \quad V_{c894} := 4150 \text{mm}^3$$

$$\text{MLT}_{894\text{max}} := 51.3 \text{mm} \quad l_{c894} := 63.5 \text{mm}$$

$$A_{L894} := 75 \cdot 0.92 \cdot 10^{-9} \cdot \text{H} \quad \text{MLT}_{894} := 41.1 \text{mm}$$

2. Núcleo AmoFlux 0088071A7:

$$W_{a071} := 297 \text{mm}^2 \quad A_{e071} := 65.6 \text{mm}^2$$

$$A_{p071} := W_{a071} \cdot A_{e071} = 1.948 \cdot \text{cm}^4 \quad V_{c071} := 5340 \text{mm}^3$$

$$\text{MLT}_{071\text{max}} := 56.7 \text{mm} \quad l_{c071} := 81.4 \text{mm}$$

$$A_{L071} := 61 \cdot 0.92 \cdot 10^{-9} \cdot \text{H} \quad \text{MLT}_{071} := 42.4 \text{mm}$$

3. Núcleo AmoFlux 0088083A7:

$$W_{a083} := 427 \text{mm}^2 \quad A_{e083} := 107 \text{mm}^2$$

$$A_{p083} := W_{a083} \cdot A_{e083} = 4.569 \cdot \text{cm}^4 \quad V_{c083} := 10600 \text{mm}^3$$

$$\text{MLT}_{083\text{max}} := 71.5 \text{mm} \quad l_{c083} := 98.4 \text{mm}$$

$$A_{L083} := 81 \cdot 0.92 \cdot 10^{-9} \cdot \text{H} \quad \text{MLT}_{083} := 54.3 \text{mm}$$

4. Núcleo AmoFlux 0088439A7:

$$W_{a439} := 427 \text{mm}^2 \quad A_{e439} := 199 \text{mm}^2$$

$$A_{p439} := W_{a439} \cdot A_{e439} = 8.497 \cdot \text{cm}^4 \quad V_{c439} := 21300 \text{mm}^3$$

$$\text{MLT}_{439\text{max}} := 85.4 \text{mm} \quad l_{c439} := 107 \text{mm}$$

$$A_{L439} := 135 \cdot 0.92 \cdot 10^{-9} \cdot \text{H} \quad \text{MLT}_{439} := 68.2 \text{mm}$$

3. Permeabilidade dos núcleos:

A permeabilidade do núcleo obtido seria resultante de sua escolha no *Core Selector Chart*, de forma a resultar no equilíbrio entre AL e o nível DC aplicado ao indutor. Nesse caso todos os núcleos disponíveis possuem permeabilidade de 60μ .

4. a) Número de espiras:

$$N_{\text{esp083}} := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{850 \cdot 10^3}{81 \cdot 0.92}} \right) \quad N_{\text{esp083}} = 107$$

$$N_{\text{esp071}} := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{850 \cdot 10^3}{61 \cdot 0.92}} \right) \quad N_{\text{esp071}} = 124$$

$$N_{\text{esp439}} := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{850 \cdot 10^3}{135 \cdot 0.92}} \right) \quad N_{\text{esp439}} = 83$$

$$N_{\text{esp894}} := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{850 \cdot 10^3}{75 \cdot 0.92}} \right) \quad N_{\text{esp894}} = 111$$

b) Determinação de H:

$$H_{083} := \frac{N_{\text{esp083}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c083}}{10 \cdot \text{mm}}} \quad H_{083} = 51.108$$

$$H_{071} := \frac{N_{\text{esp071}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c071}}{10 \cdot \text{mm}}}$$

$$H_{071} = 71.597$$

$$H_{439} := \frac{N_{\text{esp439}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c439}}{10 \cdot \text{mm}}}$$

$$H_{439} = 36.458$$

$$H_{894} := \frac{N_{\text{esp894}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c894}}{10 \cdot \text{mm}}}$$

$$H_{894} = 82.157$$

c) Correção da permeabilidade da curva *Permeability vs DC Bias* (considerando material *High Flux*):

*Material *High Flux* é o que mais se aproxima do material disponível

$$P_{083} := 0.867$$

$$P_{439} := 0.94$$

$$P_{071} := 0.741$$

$$P_{894} := 0.673$$

d) Número de espiras ajustado:

$$N_{\text{esp083c}} := \text{ceil} \left(\frac{N_{\text{esp083}}}{P_{083}} \right)$$

$$N_{\text{esp083c}} = 124$$

$$N_{\text{esp071c}} := \text{ceil} \left(\frac{N_{\text{esp071}}}{P_{071}} \right)$$

$$N_{\text{esp071c}} = 168$$

$$N_{\text{esp439c}} := \text{ceil} \left(\frac{N_{\text{esp439}}}{P_{439}} \right)$$

$$N_{\text{esp439c}} = 89$$

$$N_{\text{esp894c}} := \text{ceil} \left(\frac{N_{\text{esp894}}}{P_{894}} \right)$$

$$N_{\text{esp894c}} = 165$$

e) H ajustado:

$$H_{083c} := \frac{N_{\text{esp083c}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c083}}{10 \cdot \text{mm}}}$$

$$H_{083c} = 59.228$$

$$H_{071c} := \frac{N_{\text{esp071c}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c071}}{10 \cdot \text{mm}}}$$

$$H_{071c} = 97.002$$

$$H_{439c} := \frac{N_{\text{esp439c}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c439}}{10 \cdot \text{mm}}}$$

$$H_{439c} = 39.093$$

$$H_{894c} := \frac{N_{\text{esp894c}} \cdot 4.7}{\frac{l_{c894}}{10 \cdot \text{mm}}}$$

$$H_{894c} = 122.126$$

f) Correção da permeabilidade da curva *Permeability vs DC Bias*:

$$P_{083c} := 0.818$$

$$P_{439c} := 0.928$$

$$P_{071c} := 0.579$$

$$P_{894c} := 0.43$$

g) AL corrigido:

$$A_{L083c} := \frac{A_{L083}}{10^{-9} \text{H}} \cdot P_{083c}$$

$$A_{L083c} = 60.957$$

$$A_{L071c} := \frac{A_{L071}}{10^{-9}H} \cdot P_{071c}$$

$$A_{L071c} = 32.493$$

$$A_{L439c} := \frac{A_{L439}}{10^{-9}H} \cdot P_{439c}$$

$$A_{L439c} = 115.258$$

$$A_{L894c} := \frac{A_{L894}}{10^{-9}H} \cdot P_{894c}$$

$$A_{L894c} = 29.67$$

Finalmente a indutância corrigida para o nível DC em questão para cada núcleo é dada por (valores resultantes em μH):

$$L_{083} := \frac{N_{\text{esp083c}}^2 \cdot A_{L083c}}{10^3}$$

$$L_{083} = 937.28$$

$$L_{439} := \frac{N_{\text{esp439c}}^2 \cdot A_{L439c}}{10^3}$$

$$L_{439} = 912.955$$

$$L_{071} := \frac{N_{\text{esp071c}}^2 \cdot A_{L071c}}{10^3}$$

$$L_{071} = 917.096$$

$$L_{894} := \frac{N_{\text{esp894c}}^2 \cdot A_{L894c}}{10^3}$$

$$L_{894} = 807.766$$

Percentual de aumento em relação à indutância de projeto:

$$\frac{L_{083} \cdot 100}{850} - 100 = 10.268$$

$$\frac{L_{439} \cdot 100}{850} - 100 = 7.407$$

$$\frac{L_{071} \cdot 100}{850} - 100 = 7.894$$

$$\frac{L_{894} \cdot 100}{850} - 100 = -4.969$$

APÊNDICE D

PROJETO DO INVERSOR COM
TERCIÁRIO PARA DESMAGNETIZAÇÃO

▼ Inversor Forward Topologia1

Especificações de Projeto

$P_o := 300\text{W}$	Potência de Saída
$V_o := 110\text{V}$	Tensão E faz de Saída
$V_{\text{opk}} := V_o \cdot \sqrt{2} = 155.563\text{ V}$	Tensão de Saída de Pico
$V_{\text{in}} := 85 \cdot \text{V}$	Tensão de Entrada
$f_s := 100\text{kHz}$	Frequência de Comutação
$T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}\text{ s}$	Período de Comutação
$f_r := 60\text{Hz}$	Frequência da Rede
$\omega_r := 2 \cdot \pi \cdot f_r$	
$\Delta V_{\text{O}\%} := 0.01$	Ondulação de Tensão na Saída (valor percentual)
$V_{\text{Cin}} := V_{\text{in}}$	Tensão sobre o Capacitor de Desacoplamento
$\Delta V_{\text{Cin}\%} := 0.05$	Ondulação de Tensão de Entrada (%)

Características do transformador:

Para que se obtenha um fator de modulação de 0,4, faz-se necessário que a relação entre o pico da tensão de saída e a tensão no secundário do transformador satisfaça essa de nição.

$$V_{\text{sec07}} := \frac{V_{\text{opk}}}{0.4} = 388.909\text{ V}$$

Considerando a tensão no secundário como sendo 425V, que equivale a um índice de modulação 0,35 e um ganho 5, o transformador ca de nido como:

$N_{\text{prim}} := 5$	Número de espiras no primário
$V_{\text{sec}} := 5 \cdot V_{\text{in}} = 425 \text{ V}$	Tensão no enrolamento secundário
$N_{\text{terc}} := 5$	Número de espiras no terciário
$N_{\text{sec1}} := 25$	Número de espiras no secundário 1
$N_{\text{sec2}} := 25$	Número de espiras no secundário 2
$L_{m1} := 300\mu\text{H}$	Indutância magnetizante vista do primário (teórica)

$$n := \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{prim}}}$$

$$n = 5$$

Indutância magnetizante referida ao terciário

$$L_{m3} := L_{m1} \cdot \left(\frac{N_{\text{terc}}}{N_{\text{prim}}} \right)^2$$

Razão Cíclica Máxima para Garantir Desmagnetização

$$D_{\text{max}} := \frac{1}{1 + \frac{N_{\text{prim}}}{N_{\text{terc}}}} = 0.5$$

Cálculo da carga e corrente média de saída

$$I_o := \frac{P_o}{V_o}$$

$$I_o = 2.727 \text{ A}$$

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o}$$

$$R_o = 40.333 \Omega$$

$$V_{\text{grid}}(t) := V_o \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(t)$$

$$I_{\text{pk}} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{\text{opk}}} = 3.857 \text{ A}$$

Corrente de pico na rede

$$I_{\text{cc}} := \frac{V_{\text{opk}} \cdot I_{\text{pk}}}{2 \cdot V_{\text{in}}} = 3.529 \text{ A}$$

Corrente de entrada
(barramento cc)

Ganho do conversor:

$$G_{\text{frwd}} := n \cdot \frac{V_{\text{opk}}}{V_{\text{in}}} = 9.151$$

Dadas a de nição:

$$\alpha := \frac{V_{\text{opk}}}{V_{\text{in}}} = 1.83$$

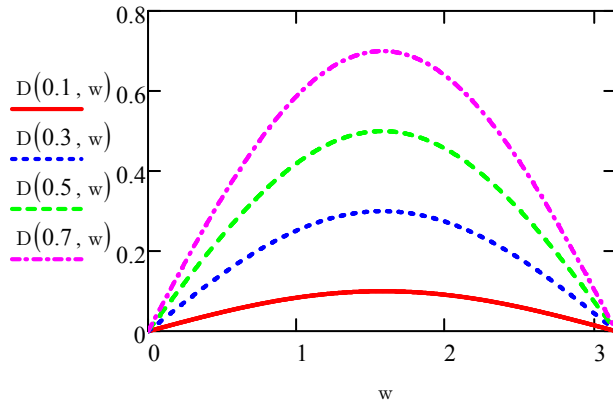
Relação entre pico da tensão de saída
e a tensão de entrada

$$\frac{\alpha}{n} = 0.366$$

Estudo da variação da razão cíclica D:

A razão cíclica varia senoidalmente e seu pico depende das relações entre tensões de entrada e saída e relação de transformação.

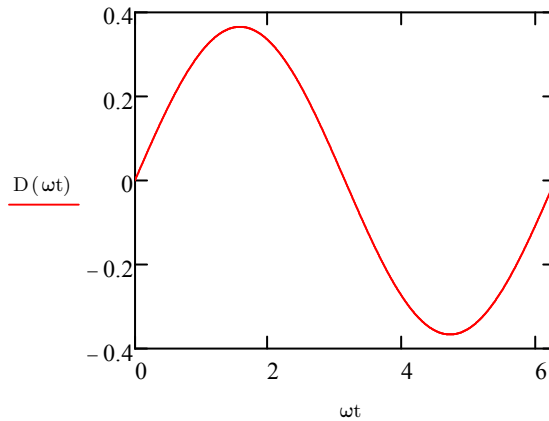
$$D(k, w) := k \cdot \sin(w)$$



Para os requisitos considerados, o pico da razão cíclica é de nido por:

$$D_{pk} := \frac{V_{opk} \cdot N_{prim}}{V_{in} \cdot N_{sec1}} = 0.366$$

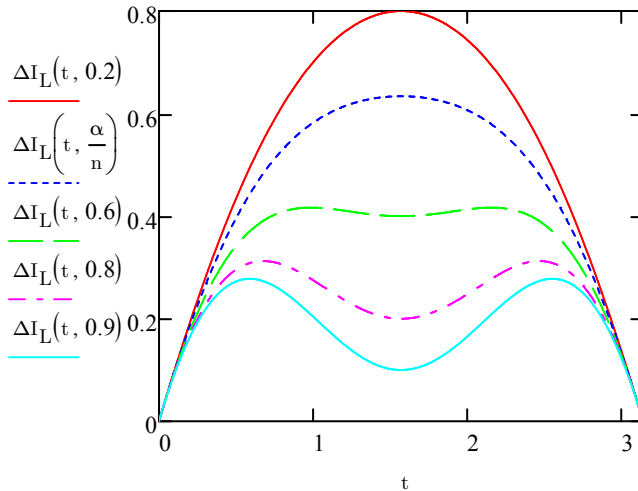
$$D(\omega t) := \frac{V_{opk} \cdot N_{prim}}{V_{in} \cdot N_{sec1}} \cdot \sin(\omega t)$$



A ondulação de corrente no indutor, também depende da razão cíclica,

logo seu comportamento é de nido por:

$$\Delta I_L(t, k) := \sin(t) - k \cdot \sin(t)^2$$



Ponto de máximo da corrente no indutor IL:

$$\phi_{\max} := \sin\left(\frac{n}{2\alpha}\right)^{-1} = 1.021 \quad \text{Ângulo de máxima ondulação em rad}$$

$$\phi_{\max} \cdot \frac{180}{\pi} = 58.519 \quad \text{Ângulo de máxima ondulação em deg}$$

De nição dos tempos de condução e bloqueio:

$$t_c := D_{pk} \cdot T_s = 3.66 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{\text{off}} := t_c \cdot \frac{N_{\text{terc}}}{N_{\text{prim}}} = 3.66 \times 10^{-6} \text{ s}$$

Projeto do Filtro de Saída:

Hipótese 1: Filtro puramente indutivo L

Projeto do indutor por ondulação de corrente:

*Considerando uma ondulação de corrente de 10% usualmente de nada para ltros L

$$\Delta i_{L_{\max L}} := 0.1 \cdot I_o = 0.273 \text{ A}$$

$$L_{\text{outL}} := \frac{V_{\text{opk}}}{f_s \cdot \Delta i_{L_{\max L}}} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{n}\right) = 3.616 \cdot \text{mH}$$

Hipótese 2: Filtro de quarta ordem LCCL:

*Para o ltro de terceira ordem a consideração de ondulação permitida é de 50% (muito maior, o que torna o indutor menor)

$$\Delta i_{L_{\max LCL}} := 0.5 \cdot I_o = 1.364 \text{ A}$$

Logo, a indutância de ltro pode ser de nada como:

$$L_{\text{outLCL}} := \frac{V_{\text{opk}}}{f_s \cdot \Delta i_{L_{\max LCL}}} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{n}\right) = 0.723 \cdot \text{mH}$$

Com o objetivo de otimizar o tamanho do capacitor do ltro (minimizar) utilizar-se-á uma relação entre indutâncias de l, ou seja, ambas terão o mesmo valor.

$$\alpha_L := 1$$

$$L_{\text{grid}} := \alpha_L \cdot L_{\text{outLCL}}$$

$$L_{\text{grid}} = 0.723 \cdot \text{mH}$$

O valor da idnutância escolhido foi L=850uH.

$$L_{\text{adotado}} := 0.85\text{mH}$$

Projeto do capacitor por reativo processado:

*Considerando reativo máximo processado de 1,5% da potência ativa de projeto

$$C_{\text{outLCL}} := \frac{P_o \cdot 0.015}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o^2} \quad C_{\text{outLCL}} = 0.986 \cdot \mu\text{F}$$

O valor da capacitância escolhido foi $C=800\mu\text{F}$. Isso deve-se ao fato de o valor da capacitância ter influência no efeito "Cuspy", logo esse decréscimo foi obtido através de simulações buscando um equilíbrio.

$$C_{\text{adotado}} := 0.8\mu\text{F}$$

Projeto do resistor de amortecimento:

Considerando ambos os capacitores iguais, tem-se que:

$$\alpha_C := 1$$

Limiar inferior da resistência de amortecimento

$$\frac{\sqrt{1 + \alpha_C}}{\alpha_C} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{adotado}}}{C_{\text{adotado}}}} = 46.098 \Omega$$

Limiar superior da resistência de amortecimento

$$\frac{\alpha_C + 1}{\alpha_C} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{adotado}}}{C_{\text{adotado}}}} = 65.192 \Omega$$

O valor do resistor de amortecimento adotado dentro o range obtido foi de $50R$.

$$R_{\text{dadotado}} := 50\Omega$$

Frequência de ressonância do filtro:

Limite inferior da ressonância

$$\omega_{\text{resdown}} := \frac{1}{R_{\text{dado}} \cdot C_{\text{dado}}} = 2.5 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

Limite superior da ressonância

$$\omega_{\text{resup}} := \frac{C_{\text{dado}} + C_{\text{dado}}}{R_{\text{dado}} \cdot C_{\text{dado}} \cdot C_{\text{dado}}} = 5 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{\text{resdown}} := \frac{\omega_{\text{resdown}}}{2 \cdot \pi} = 3.979 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{\text{resup}} := \frac{\omega_{\text{resup}}}{2 \cdot \pi} = 7.958 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Dimensionamento do Capacitor de Desacoplamento:

O capacitor de entrada, de desacoplamento pode ser de nido como:

$$C_{\text{in}} := \frac{P_o \cdot \sqrt{1 - 4 \cdot \Delta V_{\text{Cin}}\%}}{2 \cdot \omega_r \cdot V_{\text{Cin}} \cdot \Delta V_{\text{Cin}}\%} \quad C_{\text{in}} = 0.985 \cdot 10^{-3} \text{F}$$

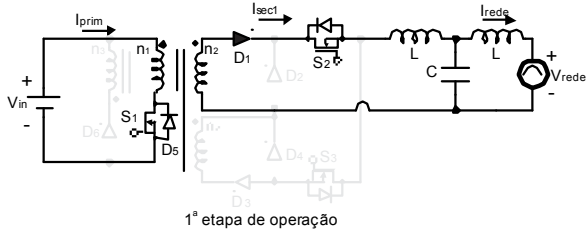
*Empiricamente esse valor pode ser estimado como sendo 1mF para cada 1kW de potência.

Dessa forma, a capacitância escolhida para o capacitor de entrada é:

$$C_{\text{inadotado}} := 1 \times 10^{-3} \text{F}$$

Análise dos estados topológicos do inversor Forward com enrolamento terciário de desmagnetização:

1ª etapa topológica (t_1-t_0):



$$V_{\text{prim1}} := V_{\text{in}} = 85 \text{ V}$$

$$V_{\text{sec1}} := V_{\text{prim1}} \cdot \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{prim}}} = 425 \text{ V}$$

$$V_{\text{terc1}} := V_{\text{prim1}} \cdot \frac{N_{\text{terc}}}{N_{\text{prim}}} = 85 \text{ V}$$

$$\Delta i_{L1}(t) := \frac{1}{2 \cdot L_{\text{adotado}}} \cdot \left(V_{\text{in}} \cdot \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{prim}}} - V_{\text{opk}} \right) \cdot t$$

$$I_{L1}(t) := 2 \frac{P_o}{V_{\text{opk}}} + \frac{\Delta i_{L1}(t)}{2}$$

$$\Delta i_{L\text{max}} := \Delta i_{L1}(t_c) = 0.58 \text{ A}$$

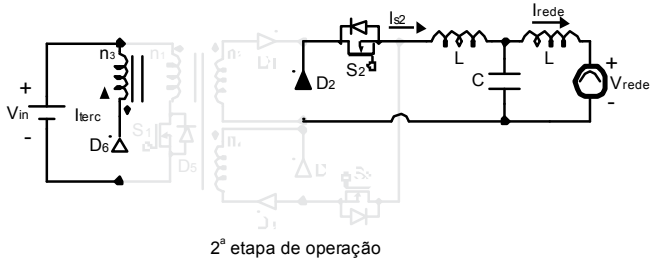
$$I_{L\text{pk}} := 2 \frac{P_o}{V_{\text{opk}}} + \frac{\Delta i_{L\text{max}}}{2} = 4.147 \text{ A}$$

$$I_{L\text{peak}} := I_{L1}(t_c) = 4.147 \text{ A}$$

$$I_{\text{sec1}}(t) := I_{L1}(t)$$

$$I_{\text{prim1}}(t) := \frac{V_{\text{in}}}{L_{\text{m1}}} \cdot t + I_{\text{sec1}}(t) \cdot \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{prim}}}$$

2ª estado topológico ($t_2 - t_1$):



$$V_{\text{terc2}} := V_{\text{in}}$$

$$V_{\text{prim2}} := -V_{\text{in}} \cdot \frac{N_{\text{prim}}}{N_{\text{terc}}} = -85 \text{ V}$$

$$V_{\text{sec12}} := -V_{\text{terc2}} \cdot \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{terc}}} = -425 \text{ V}$$

$$V_{\text{sec22}} := -V_{\text{terc2}} \cdot \frac{N_{\text{sec2}}}{N_{\text{terc}}}$$

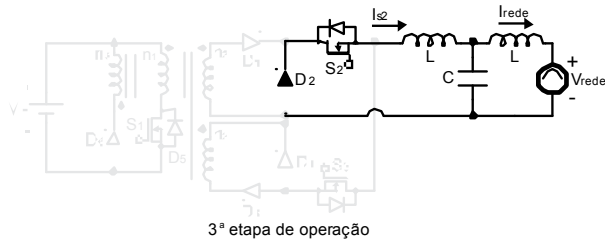
$$I_{\text{L2}}(t) := I_{\text{Lpeak}} - \frac{V_{\text{grid}}(t)}{2L_{\text{adotado}}} \cdot t \cdot s$$

$$I_{\text{terc2}}(t) := V_{\text{in}} \cdot \frac{N_{\text{prim}}}{N_{\text{terc}}} \cdot \frac{1}{L_{\text{m1}}} \cdot t_{\text{c}} - \frac{V_{\text{in}}}{L_{\text{m3}}} \cdot t$$

$$I_{\text{D22}}(t) := I_{\text{L2}}(t)$$

$$I_{\text{S22}}(t) := I_{\text{D22}}(t)$$

3ª estado topológico (t_2-t_2):



$$V_{\text{prim}3} := 0 \quad V_{\text{sec}13} := 0$$

$$V_{\text{terc}3} := 0 \quad V_{\text{sec}23} := 0$$

$$I_{L3}(t) := I_L(t_{\text{off}}) - \frac{V_{\text{grid}}(t)}{2L_{\text{adotado}}} \times t$$

Cálculo dos esforços nos semicondutores:

De nições prévias à análise:

$$D_{\text{pk}} = 0.366 \quad n = 5$$

$$L_m := 500 \cdot 10^{-6} \text{H} \quad L_o := 2 \cdot L_{\text{adotado}}$$

Interruptor de alta frequência S1:

Corrente Máxima Interruptor S1:

$$i_{S1\text{max}} := \frac{V_{\text{in}}}{500 \cdot 10^{-6} \text{H}} D_{\text{pk}} \cdot T_s + \frac{N_{\text{sec}1}}{N_{\text{prim}}} \cdot I_{\text{pk}}$$

$$i_{S1\text{max}} = 19.907 \text{ A}$$

Corente Média Interruptor S1:

$$i_{s1MED} := \frac{V_{in} \cdot D_{pk}^2}{4 \cdot f_s \cdot L_m} + \frac{n \cdot D_{pk} \cdot I_{pk}}{2}$$

$$i_{s1MED} = 3.586 \text{ A}$$

Corrente E caz Interruptor S1:

$$i_{s1ef1} := \frac{4 \cdot V_{in}^2 \cdot D_{pk}^3}{9 \cdot \pi f_s^2 \cdot L_m^2}$$

$$i_{s1ef2} := \frac{4 \cdot n \cdot V_{in} \cdot D_{pk}^2 \cdot I_{pk}}{3 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_m}$$

$$i_{s1ef3} := \frac{4 \cdot D_{pk} \cdot I_{pk}^2 \cdot n^2}{3 \cdot \pi}$$

$$i_{s1EF} := \sqrt{i_{s1ef1} + i_{s1ef2} + i_{s1ef3}}$$

$$i_{s1EF} = 7.724 \text{ A}$$

Tensão Máxima Interruptor S1:

$$v_{S1max} := V_{in} \cdot \left(1 + \frac{N_{prim}}{N_{terc}} \right)$$

$$v_{S1max} = 170 \text{ V}$$

Tensão Média Interruptor S1:

$$v_{S1med} := V_{in} = 85 \text{ V}$$

$$v_{S1med} = 85 \text{ V}$$

$$v_{S1EF} := V_{in} \cdot \sqrt{1 + \frac{4 \cdot D_{pk}}{\pi}}$$

$$v_{S1EF} = 102.918 \text{ V}$$

Interruptores de baixa frequência S2/S3:

Corente Máxima Interruptores S2/S3:

$$i_{S2\max} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{\text{opk}}} \cdot \left(1 + \frac{0.5}{2} \right) \quad i_{S2\max} = 4.821 \text{ A}$$

Corente Média Interruptores S2/S3:

$$i_{S2\text{MED}} := \frac{I_{\text{pk}}}{\pi} \quad i_{S2\text{MED}} = 1.228 \text{ A}$$

Corente E caz Interruptores S2/S3:

$$i_{S2\text{EF1}} := \frac{0.3180 \cdot N_{\text{sec1}} \cdot V_{\text{in}} \cdot D_{\text{pk}}}{N_{\text{prim}} \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{S2\text{EF2}} := \frac{0.25 \cdot N_{\text{sec1}} \cdot V_{\text{in}} \cdot D_{\text{pk}}^2}{N_{\text{prim}} \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{S2\text{EF}} := \sqrt{I_{\text{pk}}^2 \cdot 0.25 + \frac{1}{12} \cdot (i_{S2\text{EF1}} - i_{S2\text{EF2}})^2}$$

$$i_{S2\text{EF}} = 1.929 \text{ A}$$

Tensão Máxima Interruptores S2/S3:

$$v_{S2\max} := 2 \cdot n \cdot V_{\text{in}} \quad v_{S2\max} = 850 \text{ V}$$

Tensão Média Interruptores S2/S3:

$$v_{S2\text{MED}} := \frac{2}{\pi} \cdot \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{prim}}} \cdot V_{\text{in}} \cdot D_{\text{pk}} \quad v_{S2\text{MED}} = 99.035 \text{ V}$$

Tensão E caz Interruptores S2/S3:

$$v_{S2EF} := \frac{2 \cdot N_{\text{sec1}} \cdot V_{\text{in}}}{N_{\text{prim}}} \cdot \sqrt{\frac{D_{\text{pk}}}{\pi}}$$

$$v_{S2EF} = 290.137 \text{ V}$$

Diodos de condução direta D1/D3:

Corente Média Diodos D1/D3:

$$i_{D1\text{med1}} := \frac{D_{\text{pk}} \cdot I_{\text{pk}}}{4}$$

$$i_{D1\text{med2}} := \frac{n \cdot V_{\text{in}} \cdot D_{\text{pk}}^2}{8 \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1\text{med3}} := \frac{-V_{\text{opk}} \cdot D_{\text{pk}}^2}{3\pi \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1\text{MED}} := i_{D1\text{med1}} + i_{D1\text{med2}} + i_{D1\text{med3}}$$

$$i_{D1\text{MED}} = 0.382 \text{ A}$$

Corente E caz Diodos D1/D3:

$$i_{D1\text{EF1}} := \frac{D_{\text{pk}} \cdot I_{\text{pk}}^2 \cdot 2}{3\pi}$$

$$i_{D1\text{EF3}} := \frac{-3 \cdot V_{\text{opk}} \cdot I_{\text{pk}} \cdot D_{\text{pk}}^2}{16 \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1\text{EF2}} := \frac{2 \cdot n \cdot V_{\text{in}} \cdot I_{\text{pk}} \cdot D_{\text{pk}}^2}{3\pi \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1\text{EF4}} := \frac{n^2 \cdot V_{\text{in}}^2 \cdot D_{\text{pk}}^3 \cdot 2}{9\pi \cdot L_o^2 \cdot f_s^2}$$

$$i_{D1EF5} := \frac{-n \cdot V_{in} \cdot V_{opk} \cdot D_{pk}^3}{8 \cdot L_o \cdot f_s^2} \cdot A^2 \cdot \frac{s^2}{m^2 \cdot kg}$$

$$i_{D1EF6} := \frac{V_{opk}^2 \cdot D_{pk}^3 \cdot 8}{45 \cdot \pi \cdot L_o^2 \cdot f_s^2}$$

$$i_{D1EF} := \sqrt{i_{D1EF1}^2 + i_{D1EF2}^2 + i_{D1EF3}^2 + i_{D1EF4}^2 + i_{D1EF5}^2 + i_{D1EF6}^2}$$

$$i_{D1EF} = 1.168 \text{ A}$$

Tensão Máxima Diodos D1/D3:

$$v_{D1max} := V_{in} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{terc}} \quad v_{D1max} = 425 \text{ V}$$

Tensão Média Diodos D1/D3:

$$v_{D1MED} := \frac{2 \cdot V_{in} \cdot N_{sec1}}{N_{terc} \cdot \pi} \cdot D_{pk} \quad v_{D1MED} = 99.035 \text{ V}$$

Tensão E caz Diodos D1/D3:

$$v_{D1EF} := V_{in} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D_{pk}}{\pi}} \quad v_{D1EF} = 205.158 \text{ V}$$

Diodos de roda-livre D2/D4:

Corente Máxima Diodos D2/D4:

$$i_{D2max} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{opk}} \cdot \left(1 + \frac{0.5}{2}\right) \quad i_{D2max} = 4.821 \text{ A}$$

Corente Média Diodos D2/D4:

$$i_{D2MED} := \frac{I_{pk}}{\pi} - \frac{I_{pk} \cdot D_{pk}}{4} - \frac{V_{opk}}{2\pi \cdot f_s \cdot L_o} + \frac{V_{opk} \cdot D_{pk}^2}{L_o \cdot f_s \cdot 3\pi}$$

$$i_{D2MED} = 0.742 \text{ A}$$

Corente Média Diodos D2/D4:

$$i_{D2ef1} := \frac{I_{pk}^2}{4} \qquad i_{D2ef4} := \frac{3 \cdot \left(I_{pk} \cdot V_{opk} \cdot D_{pk}^2 \right)^2}{16 f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D2ef2} := \frac{2 D_{pk} \cdot I_{pk}^2}{3\pi} \qquad i_{D2ef5} := \frac{V_{opk}^2}{12 L_o^2 \cdot f_s^2}$$

$$i_{D2ef3} := \frac{I_{pk} \cdot V_{opk}}{4 \cdot f_s \cdot L_o} \qquad i_{D2ef6} := \frac{8 V_{opk}^2 \cdot D_{pk}^3}{45 \cdot \pi \cdot f_s^2 \cdot L_o^2}$$

$$i_{D2EF} := \sqrt{i_{D2ef1} - i_{D2ef2} - i_{D2ef3} + i_{D2ef4} + i_{D2ef5} - i_{D2ef6}}$$

$$i_{D2EF} = 1.355 \text{ A}$$

Tensão Média Diodos D2/D4:

$$v_{D2max} := V_{in} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \qquad v_{D2max} = 425 \text{ V}$$

$$v_{D2MED} := \frac{2n \cdot V_{in} \cdot D_{pk}}{\pi} \qquad v_{D2MED} = 99.035 \text{ V}$$

Tensão E caz Diodos D2/D4:

$$v_{D2EF} := n \cdot V_{in} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D_{pk}}{\pi}}$$

$$v_{D2EF} = 205.158 \text{ V}$$

Diodos de desmagnetização D5:

Corente Máxima Diodo D5:

$$i_{D5max} := \frac{V_{in} \cdot N_{prim} \cdot D_{pk} \cdot T_s}{500 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot N_{terc}}$$

$$i_{D5max} = 0.622 \text{ A}$$

Corente Média Diodo D5:

$$i_{D5MED} := \frac{V_{in} \cdot D_{pk}^2}{4 \cdot f_s \cdot L_m}$$

$$i_{D5MED} = 0.057 \text{ A}$$

Corente E caz Diodo D5:

$$i_{D5EF} := \frac{2 \cdot V_{in} \cdot D_{pk}}{3 \cdot f_s \cdot L_m} \cdot \sqrt{\frac{N_{prim}}{\pi \cdot N_{terc}}}$$

$$i_{D5EF} = 0.234 \text{ A}$$

Tensão Média Diodo D5:

$$v_{D5MED} := V_{in}$$

$$v_{D5MED} = 85 \text{ V}$$

Tensão E caz Diodo D5:

$$v_{D5EF} := V_{in} \cdot \left(\sqrt{\frac{4 \cdot D_{pk}}{\pi} + 1} \right)$$

$$v_{D5EF} = 102.918 \text{ V}$$

APÊNDICE E

PROJETO DO INVERSOR
DUPLO-FORWARD

▼ Inversor Forward Topologia2

Especificações de Projeto

$P_o := 500\text{W}$	Potência de Saída
$V_o := 110\text{V}$	Tensão E faz de Saída
$V_{\text{opk}} := V_o \cdot \sqrt{2} = 155.563\text{ V}$	Tensão de Saída de Pico
$V_{\text{in}} := 85 \cdot V$	Tensão de Entrada
$f_s := 100\text{kHz}$	Frequência de Comutação
$T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}\text{ s}$	Período de Comutação
$f_r := 60\text{Hz}$	Frequência da Rede
$\omega_r := 2 \cdot \pi \cdot f_r$	
$\Delta V_{\text{O}\%} := 0.01$	Ondulação de Tensão na Saída (valor percentual)
$V_{\text{Cin}} := V_{\text{in}}$	Tensão sobre o Capacitor de Desacoplamento
$\Delta V_{\text{Cin}\%} := 0.05$	Ondulação de Tensão de Entrada (%)

Características do transformador:

Para que se obtenha um fator de modulação de 0,4, faz-se necessário que a relação entre o pico da tensão de saída e a tensão no secundário do transformador satisfaça essa de nição.

$$V_{\text{sec}07} := \frac{V_{\text{opk}}}{0.4} = 388.909\text{ V}$$

Considerando a tensão no secundário como sendo 425V, que equivale a um índice de modulação 0,35 e um ganho 5, o transformador ca de nido como:

$N_{\text{prim}} := 5$	Número de espiras no primário
$V_{\text{sec}} := 5 \cdot V_{\text{in}} = 425 \text{ V}$	Tensão no enrolamento secundário
$N_{\text{sec1}} := 25$	Número de espiras no secundário 1
$N_{\text{sec2}} := 25$	Número de espiras no secundário 2
$L_{\text{m1}} := 300\mu\text{H}$	Indutância magnetizante vista do primário (teórica)

$$n := \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{prim}}} \quad n = 5$$

Essa estrutura apresenta uma limitação de razão cíclica natural de 0.5, de forma a garantir desmagnetização

$$D_{\text{max}} := 0.5$$

Cálculo da carga e corrente média de saída

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} \quad I_o = 4.545 \text{ A}$$

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} \quad R_o = 24.2 \Omega$$

$$V_{\text{grid}}(t) := V_o \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(t)$$

$$I_{pk} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{opk}} = 6.428 \text{ A}$$

Corrente de pico na rede

$$I_{cc} := \frac{V_{opk} \cdot I_{pk}}{2 \cdot V_{in}} = 5.882 \text{ A}$$

Corrente de entrada
(barramento cc)

Ganho do conversor:

$$G_{frwd} := n \cdot \frac{V_{opk}}{V_{in}} = 9.151$$

Dadas a de nição:

$$\alpha := \frac{V_{opk}}{V_{in}} = 1.83$$

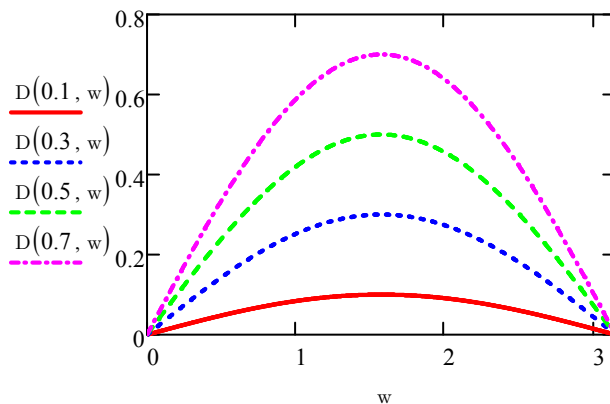
Relação entre pico da tensão de saída
e a tensão de entrada

$$\frac{\alpha}{n} = 0.366$$

Estudo da variação da razão cíclica D:

A razão cíclica varia senoidalmente e seu pico depende das relações entre tensões de entrada e saída e relação de transformação.

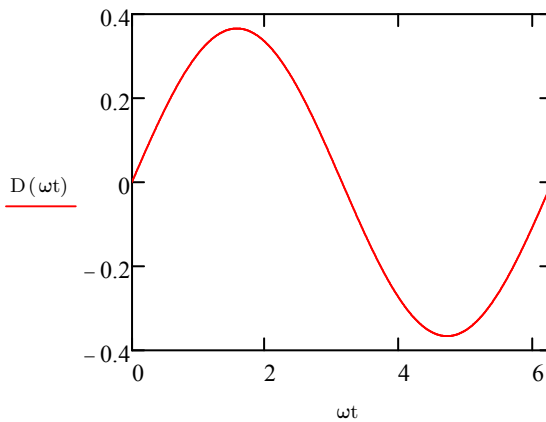
$$D(k, w) := k \cdot \sin(w)$$



Para os requisitos considerados, o pico da razão cíclica é de nido por:

$$D_{pk} := \frac{V_{opk} \cdot N_{prim}}{V_{in} \cdot N_{sec1}} = 0.366$$

$$D(\omega t) := \frac{V_{opk} \cdot N_{prim}}{V_{in} \cdot N_{sec1}} \cdot \sin(\omega t)$$



Além disso, a variação da razão cíclica de pico em função da tensão de entrada (considerando a relação de transformação x_a)

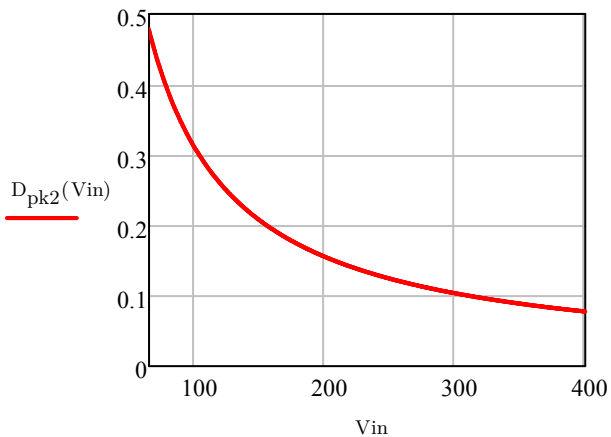
$$D_{pk2}(V_{in}) := \frac{V_{opk} \cdot N_{prim}}{V_{in} \cdot N_{sec1}}$$

$$V_{inmin} := \frac{V_{opk} \cdot N_{prim}}{0.5 \cdot N_{sec1}}$$

$$V_{inmin} = 62.225 \text{ V}$$

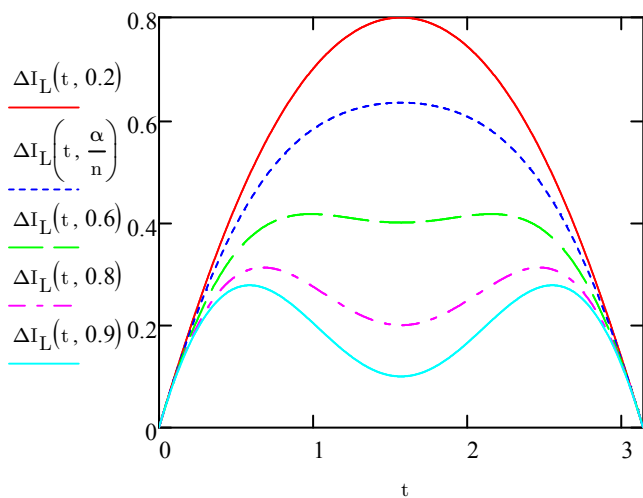
$$D_{pkmin} := \frac{V_{opk} \cdot N_{prim}}{400 \text{ V} \cdot N_{sec1}}$$

$$D_{pkmin} = 0.078$$



A ondulação de corrente no indutor, também depende da razão cíclica, logo seu comportamento é de nido por:

$$\Delta I_L(t, k) := \sin(t) - k \cdot \sin(t)^2$$



Ponto de máximo da corrente no indutor IL:

$$\phi_{\max} := \sin\left(\frac{n}{2\alpha}\right)^{-1} = 1.021 \quad \hat{\text{Ângulo de máxima}} \\ \text{ondulação em rad}$$

$$\phi_{\max} \cdot \frac{180}{\pi} = 58.519 \quad \hat{\text{Ângulo de máxima}} \\ \text{ondulação em deg}$$

De nição dos tempos de condução e bloqueio:

$$t_c := D_{pk} \cdot T_s = 3.66 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{off} := t_c = 3.66 \times 10^{-6} \text{ s}$$

Projeto do Filtro de Saída:

Hipótese 1: Filtro puramente indutivo L

Projeto do indutor por ondulação de corrente:

*Considerando uma ondulação de corrente de 10% usualmente de nida para ltros L

$$\Delta i_{L_{\max L}} := 0.1 \cdot I_o = 0.455 \text{ A}$$

$$L_{\text{outL}} := \frac{V_{\text{opk}}}{f_s \cdot \Delta i_{L_{\max L}}} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{n}\right) = 2.17 \cdot \text{mH}$$

Hipótese 2: Filtro de terceira ordem LCL:

*Para o ltro de terceira ordem a consideração de ondulação permitida é de 50% (muito maior, o que torna o indutor menor)

$$\Delta i_{L_{\max LCL}} := 0.5 \cdot I_o = 2.273 \text{ A}$$

Logo, a indutância de filtro pode ser definida como:

$$L_{\text{outLCL}} := \frac{V_{\text{opk}}}{f_s \cdot \Delta i_{L_{\text{maxLCL}}}} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{n}\right) = 0.434 \cdot \text{mH}$$

Com o objetivo de otimizar o tamanho do capacitor do filtro (minimizar) utilizar-se-á uma relação entre indutâncias de 1, ou seja, ambas terão o mesmo valor.

$$\alpha_L := 1$$

$$L_{\text{grid}} := \alpha_L \cdot L_{\text{outLCL}} \quad L_{\text{grid}} = 0.434 \cdot \text{mH}$$

O valor da indutância escolhido foi $L=400\mu\text{H}$.

$$L_{\text{adotado}} := 0.40\text{mH}$$

Projeto do capacitor por reativo processado:

*Considerando reativo máximo processado de 1,5% da potência ativa de projeto

$$C_{\text{outLCL}} := \frac{P_o \cdot 0.015}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_o^2} \quad C_{\text{outLCL}} = 1.644 \cdot \mu\text{F}$$

O valor da capacitância escolhido foi $C=1\mu\text{F}$. Isso deve-se ao fato de o valor da capacitância ter influência no efeito "Cuspy", logo esse decréscimo foi obtido através de simulações buscando um equilíbrio.

$$C_{\text{adotado}} := 1\mu\text{F}$$

Projeto do resistor de amortecimento:

Considerando ambos os capacitores iguais, tem-se que:

$$\alpha_C := 1$$

Limiar inferior da resistência de amortecimento

$$\frac{\sqrt{1 + \alpha_C}}{\alpha_C} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{adotado}}}{C_{\text{adotado}}}} = 28.284 \Omega$$

Limiar superior da resistência de amortecimento

$$\frac{\alpha_C + 1}{\alpha_C} \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{adotado}}}{C_{\text{adotado}}}} = 40 \Omega$$

O valor do resistor de amortecimento adotado dentro o range obtido foi de $30R$.

$$R_{\text{dadotado}} := 30\Omega$$

Frequência de ressonância do ltro:

Limite inferior da ressonância

$$\omega_{\text{resdown}} := \frac{1}{R_{\text{dadotado}} \cdot C_{\text{adotado}}} = 3.333 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

Limite superior da ressonância

$$\omega_{\text{resup}} := \frac{C_{\text{adotado}} + C_{\text{adotado}}}{R_{\text{dadotado}} \cdot C_{\text{adotado}} \cdot C_{\text{adotado}}} = 6.667 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{\text{resdown}} := \frac{\omega_{\text{resdown}}}{2 \cdot \pi} = 5.305 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{\text{resup}} := \frac{\omega_{\text{resup}}}{2 \cdot \pi} = 1.061 \times 10^4 \cdot \text{Hz}$$

Dimensionamento do Capacitor de Desacoplamento:

O capacitor de entrada, de desacoplamento pode ser definido como:

$$C_{in} := \frac{P_o \cdot \sqrt{1 - 4 \cdot \Delta V_{Cin\%}}}{2 \cdot \omega_r \cdot V_{Cin}^2 \cdot \Delta V_{Cin\%}} \quad C_{in} = 1.642 \cdot 10^{-3} \text{ F}$$

*Empiricamente esse valor pode ser estimado como sendo 1mF para cada 1kW de potência.

Dessa forma, a capacitância escolhida para o capacitor de entrada é:

$$C_{in\text{adotado}} := 2 \times 10^{-3} \text{ F}$$

Análise dos estados topológicos do inversor Duplo-Forward:

1ª estado topológico ($t_1 - t_0$):

$$V_{prim1} := V_{in} = 85 \text{ V}$$

$$V_{sec1} := V_{prim1} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} = 425 \text{ V}$$

$$V_{sec2} := V_{sec1} = 425 \text{ V}$$

$$\Delta i_{L1}(t) := \frac{1}{2 \cdot L_{adotado}} \cdot \left(V_{in} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - V_{opk} \right) \cdot t$$

$$I_{L1}(t) := 2 \frac{P_o}{V_{opk}} + \frac{\Delta i_{L1}(t)}{2}$$

$$\Delta i_{L\text{max}} := \Delta i_{L1}(t_c) = 1.233 \text{ A}$$

$$I_{Lpk} := 2 \frac{P_o}{V_{opk}} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} = 7.045 \text{ A}$$

$$I_{Lpeak} := I_{L1}(t_c) = 7.045 \text{ A}$$

$$I_{sec1}(t) := I_{L1}(t)$$

$$I_{prim1}(t) := \frac{V_{in}}{L_{m1}} \cdot t + I_{sec1}(t) \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}}$$

2ª estado topológico ($t_2 - t_1$):

$$V_{prim2} := -V_{in} = -85 \text{ V}$$

$$V_{sec12} := V_{prim2} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} = -425 \text{ V}$$

$$V_{sec22} := V_{prim2} \cdot \frac{N_{sec2}}{N_{prim}} = -425 \text{ V}$$

$$I_{L2}(t) := I_{Lpeak} - \frac{V_{grid}(t)}{2L_{adotado}} \cdot t \cdot s$$

$$I_{prim2}(t) := V_{in} \cdot \frac{1}{L_{m1}} \cdot t_c - \frac{V_{in}}{L_{m1}} \cdot t$$

$$I_{D22}(t) := I_{L2}(t)$$

$$I_{S22}(t) := I_{D22}(t)$$

3ª estado topológico (t_3-t_2):

$$V_{\text{prim3}} := 0 \quad V_{\text{sec13}} := 0$$

$$V_{\text{sec23}} := 0$$

$$I_{L3}(t) := I_L(t_{\text{off}}) - \frac{V_{\text{grid}}(t)}{2L_{\text{adotado}}} \times t$$

Cálculo dos esforços nos semicondutores:

De nições prévias à análise:

$$D_{\text{pk}} = 0.366$$

$$n = 5$$

$$L_m := 500 \cdot 10^{-6} \text{H}$$

$$L_o := 2 \cdot L_{\text{adotado}}$$

Interruptor de alta frequência S1:

Corrente Máxima Interruptor S1:

$$i_{S1\text{max}} := \frac{V_{\text{in}}}{500 \cdot 10^{-6} \text{H}} D_{\text{pk}} \cdot T_s + \frac{N_{\text{sec1}}}{N_{\text{prim}}} \cdot I_{\text{pk}}$$

$$i_{S1\text{max}} = 32.763 \text{ A}$$

Corente Média Interruptor S1:

$$i_{s1\text{MED}} := \frac{V_{\text{in}} \cdot D_{\text{pk}}^2}{4 \cdot f_s \cdot L_m} + \frac{n \cdot D_{\text{pk}} \cdot I_{\text{pk}}}{2}$$

$$i_{s1\text{MED}} = 5.939 \text{ A}$$

Corrente E caz Interruptor S1:

$$i_{s1ef1} := \frac{4 \cdot V_{in}^2 \cdot D_{pk}^3}{9 \cdot \pi f_s^2 \cdot L_m^2}$$

$$i_{s1ef2} := \frac{4 \cdot n \cdot V_{in} \cdot D_{pk}^2 \cdot I_{pk}}{3 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_m}$$

$$i_{s1ef3} := \frac{4 \cdot D_{pk} \cdot I_{pk}^2 \cdot n^2}{3 \cdot \pi}$$

$$i_{s1EF} := \sqrt{i_{s1ef1}^2 + i_{s1ef2}^2 + i_{s1ef3}^2}$$

$$i_{s1EF} = 12.791 \text{ A}$$

Tensão Máxima Interruptor S1:

$$v_{S1max} := V_{in}$$

$$v_{S1max} = 85 \text{ V}$$

Tensão Média Interruptor S1:

$$v_{S1MED} := \frac{V_{in}}{2} = 42.5 \text{ V}$$

$$v_{S1MED} = 42.5 \text{ V}$$

Tensão E caz Interruptor S1:

$$v_{S1EF} := \frac{V_{in}}{2} \cdot \sqrt{1 + \frac{4D_{pk}}{\pi}}$$

$$v_{S1EF} = 51.459 \text{ V}$$

Interruptores de baixa frequência S2/S3:

Corente Máxima Interruptores S2/S3:

$$i_{S2max} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{opk}} \cdot \left(1 + \frac{0.5}{2}\right)$$

$$i_{S2max} = 8.035 \text{ A}$$

Corente Média Interruptores S2/S3:

$$i_{S2MED} := \frac{I_{pk}}{\pi}$$

$$i_{S2MED} = 2.046 \text{ A}$$

Corente E caz Interruptores S2/S3:

$$i_{S2EF1} := \frac{0.3180 \cdot N_{sec1} \cdot V_{in} \cdot D_{pk}}{N_{prim} \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{S2EF2} := \frac{0.25 \cdot N_{sec1} \cdot V_{in} \cdot D_{pk}^2}{N_{prim} \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{S2EF} := \sqrt{I_{pk}^2 \cdot 0.25 + \frac{1}{12} \cdot (i_{S2EF1} - i_{S2EF2})^2}$$

$$i_{S2EF} = 3.217 \text{ A}$$

Tensão Máxima Interruptores S2/S3:

$$v_{S2max} := 2 \cdot n \cdot V_{in}$$

$$v_{S2max} = 850 \text{ V}$$

Tensão Média Interruptores S2/S3:

$$v_{S2MED} := \frac{2}{\pi} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \cdot V_{in} \cdot D_{pk}$$

$$v_{S2MED} = 99.035 \text{ V}$$

Tensão E caz Interruptores S2/S3:

$$v_{S2EF} := \frac{2 \cdot N_{sec1} \cdot V_{in}}{N_{prim}} \cdot \sqrt{\frac{D_{pk}}{\pi}}$$

$$v_{S2EF} = 290.137 \text{ V}$$

Diodos de condução direta D1/D3:

Corente Média Diodos D1/D3:

$$i_{D1med1} := \frac{D_{pk} \cdot I_{pk}}{4}$$

$$i_{D1med2} := \frac{n \cdot V_{in} \cdot D_{pk}^2}{8 \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1med3} := \frac{-V_{opk} \cdot D_{pk}^2}{3\pi \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1MED} := i_{D1med1} + i_{D1med2} + i_{D1med3}$$

$$i_{D1MED} = 0.65 \text{ A}$$

Corente E caz Diodos D1/D3:

$$i_{D1EF1} := \frac{D_{pk} \cdot I_{pk}^2 \cdot 2}{3\pi}$$

$$i_{D1EF3} := \frac{-3 \cdot V_{opk} \cdot I_{pk} \cdot D_{pk}^2}{16 \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1EF2} := \frac{2 \cdot n \cdot V_{in} \cdot I_{pk} \cdot D_{pk}^2}{3\pi \cdot f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D1EF4} := \frac{n^2 \cdot V_{in}^2 \cdot D_{pk}^3 \cdot 2}{9\pi \cdot L_o^2 \cdot f_s^2}$$

$$i_{D1EF5} := \frac{-n \cdot V_{in} \cdot V_{opk} \cdot D_{pk}^3}{8 \cdot L_o \cdot f_s^2} \cdot A^2 \cdot \frac{s^2}{m^2 \cdot kg}$$

$$i_{D1EF6} := \frac{V_{opk}^2 \cdot D_{pk}^3 \cdot 8}{45 \cdot \pi \cdot L_o^2 \cdot f_s^2}$$

$$i_{D1EF} := \sqrt{i_{D1EF1}^2 + i_{D1EF2}^2 + i_{D1EF3}^2 + i_{D1EF4}^2 + i_{D1EF5}^2 + i_{D1EF6}^2}$$

$$i_{D1EF} = 1.994 \text{ A}$$

Tensão Máxima Diodos D1/D3:

$$v_{D1max} := V_{in} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \quad v_{D1max} = 425 \text{ V}$$

Tensão Média Diodos D1/D3:

$$v_{D1MED} := \frac{2 \cdot V_{in} \cdot N_{sec1}}{N_{prim} \cdot \pi} \cdot D_{pk} \quad v_{D1MED} = 99.035 \text{ V}$$

Tensão E caz Diodos D1/D3:

$$v_{D1EF} := V_{in} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D_{pk}}{\pi}} \quad v_{D1EF} = 205.158 \text{ V}$$

Diodos de roda-livre D2/D4:

Corente Máxima Diodos D2/D4:

$$i_{D2max} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{opk}} \cdot \left(1 + \frac{0.5}{2}\right) \quad i_{D2max} = 8.035 \text{ A}$$

Corente Média Diodos D2/D4:

$$i_{D2MED} := \frac{I_{pk}}{\pi} - \frac{I_{pk} \cdot D_{pk}}{4} - \frac{V_{opk}}{2\pi \cdot f_s \cdot L_o} + \frac{V_{opk} \cdot D_{pk}^2}{L_o \cdot f_s \cdot 3\pi}$$

$$i_{D2MED} = 1.176 \text{ A}$$

Corente Média Diodos D2/D4:

$$i_{D2ef1} := \frac{I_{pk}^2}{4} \qquad i_{D2ef4} := \frac{3 \cdot \left(I_{pk} \cdot V_{opk} \cdot D_{pk} \right)^2}{16 f_s \cdot L_o}$$

$$i_{D2ef2} := \frac{2 D_{pk} \cdot I_{pk}^2}{3 \pi} \qquad i_{D2ef5} := \frac{V_{opk}^2}{12 L_o^2 \cdot f_s^2}$$

$$i_{D2ef3} := \frac{I_{pk} \cdot V_{opk}}{4 \cdot f_s \cdot L_o} \qquad i_{D2ef6} := \frac{8 V_{opk}^2 \cdot D_{pk}^3}{45 \cdot \pi \cdot f_s^2 \cdot L_o^2}$$

$$i_{D2EF} := \sqrt{i_{D2ef1} - i_{D2ef2} - i_{D2ef3} + i_{D2ef4} + i_{D2ef5} - i_{D2ef6}}$$

$$i_{D2EF} = 2.148 \text{ A}$$

Tensão Média Diodos D2/D4:

$$v_{D2max} := V_{in} \cdot \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} \qquad v_{D2max} = 425 \text{ V}$$

$$v_{D2MED} := \frac{2n \cdot V_{in} \cdot D_{pk}}{\pi} \qquad v_{D2MED} = 99.035 \text{ V}$$

Tensão E caz Diodos D2/D4:

$$v_{D2EF} := n \cdot V_{in} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot D_{pk}}{\pi}} \qquad v_{D2EF} = 205.158 \text{ V}$$

Diodos de desmagnetização D1p/D2p:

Corente Máxima Diodos D1p/D2p:

$$i_{D1pmax} := \frac{V_{in} \cdot N_{prim} \cdot D_{pk} \cdot T_s}{500 \cdot 10^{-6} \text{H} \cdot N_{prim}} \quad i_{D1pmax} = 0.622 \text{ A}$$

Corente Média Diodos D1p/D2p:

$$i_{D1pMED} := \frac{V_{in} \cdot D_{pk}^2}{4 \cdot f_s \cdot L_m} \quad i_{D1pMED} = 0.057 \text{ A}$$

Corente E caz Diodos D1p/D2p:

$$i_{D1pEF} := \frac{2 \cdot V_{in} \cdot D_{pk}}{3 \cdot f_s \cdot L_m} \cdot \sqrt{\frac{N_{prim}}{\pi \cdot N_{prim}}} \quad i_{D1pEF} = 0.234 \text{ A}$$

Tensão Máxima Diodos D1p/D2p:

$$v_{D1pMAX} := V_{in} \quad v_{D1pMAX} = 85 \text{ V}$$

Tensão Média Diodos D1p/D2p:

$$v_{D1pMED} := \frac{V_{in}}{2} \quad v_{D1pMED} = 42.5 \text{ V}$$

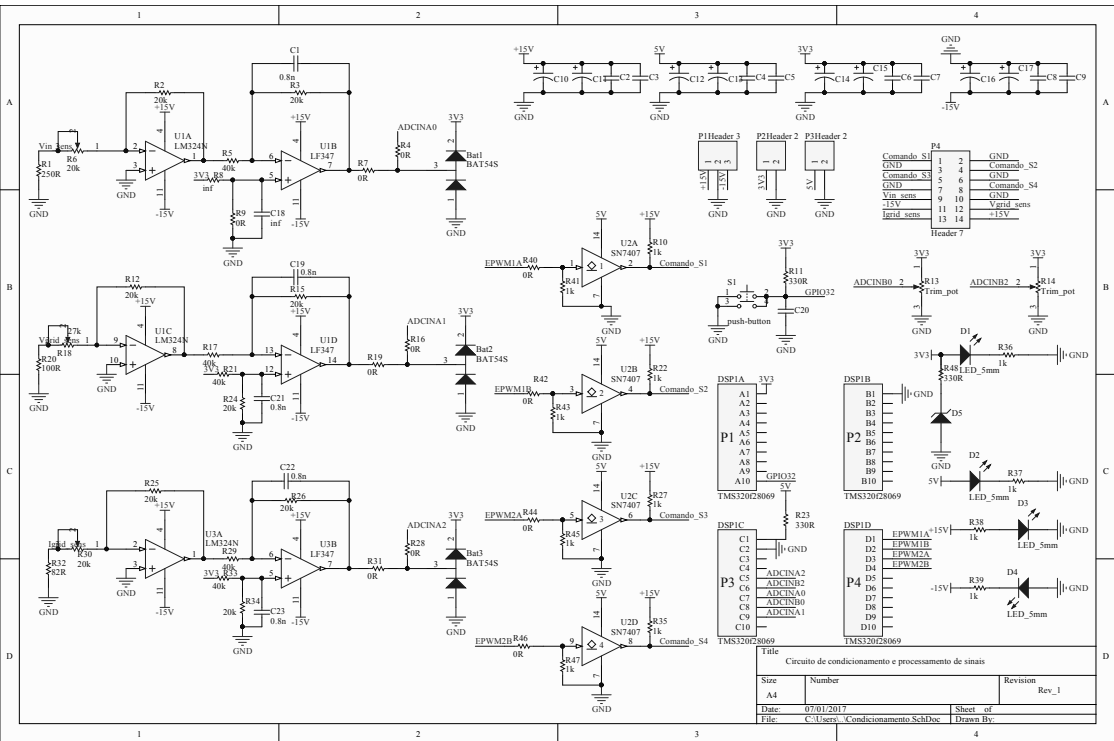
Tensão E caz Diodos D1p/D2p:

$$v_{D1pEF} := \frac{V_{in}}{2} \cdot \left(\sqrt{\frac{4 \cdot D_{pk}}{\pi} + 1} \right) \quad v_{D1pEF} = 51.459 \text{ V}$$

APÊNDICE F

ESQUEMÁTICOS E LAYOUTS DOS PROTÓTIPOS IMPLEMENTADOS

F.1 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO E PROCESSAMENTO DE SINAIS

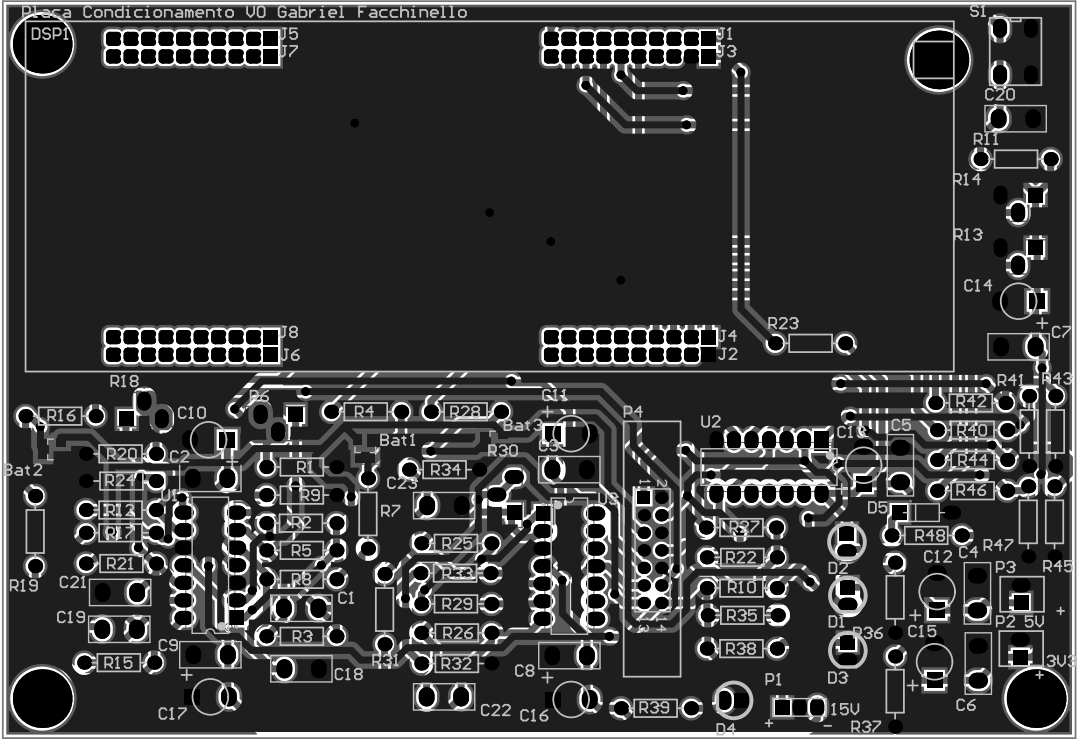


Title: Circuito de condicionamento e processamento de sinais
 Size: A4
 Date: 07/01/2017
 File: C:\Users\... \Condicionamento SchDoc

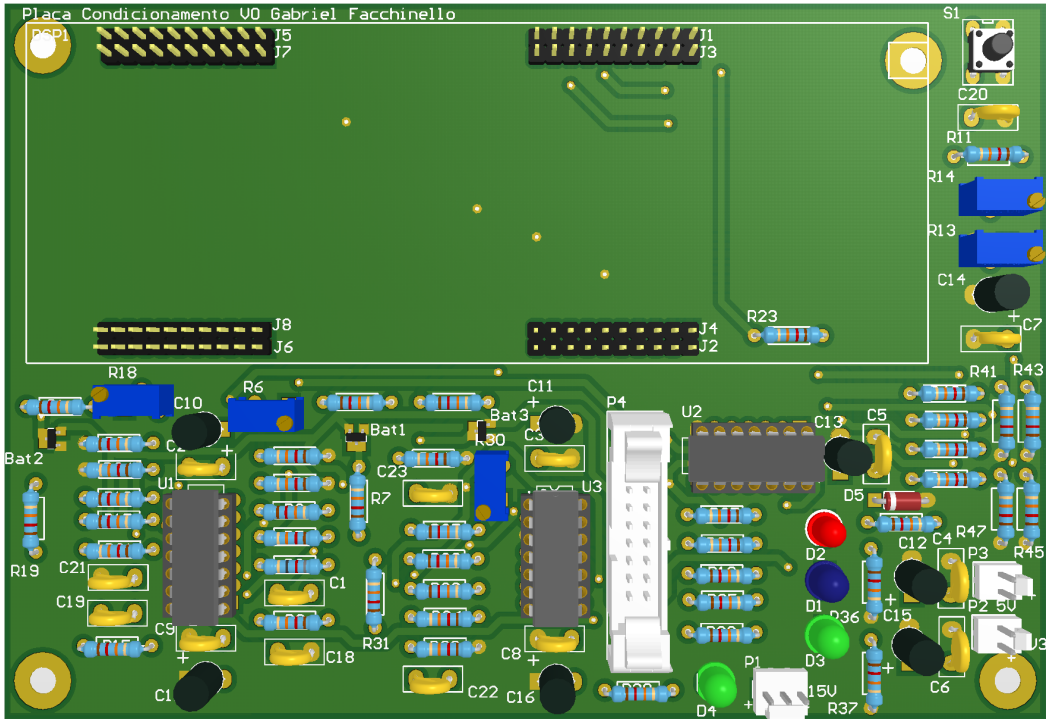
Sheet of	Revision
1	Rev_1

Drawn By:

Placa Condicionamento V0 Gabriel Facchinello

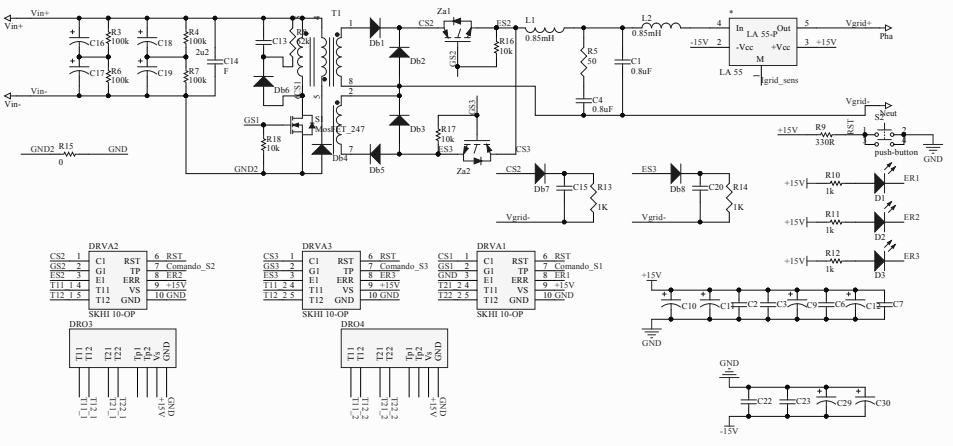
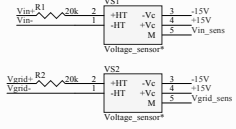


Placa Condicionamento U0 Gabriel Facchinello



F.2 INVERSOR COM ENROLAMENTO ADICIONAL

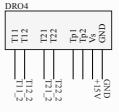
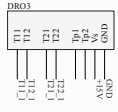
P4	1	2	GND
Comando_S1	3	4	Comando_S2
GND	5	6	GND
Comando_S3	7	8	Comando_S4
GND	9	10	GND
Vin_sens	11	12	Vgrid_sens
+15V	13	14	+15V
Header 7			



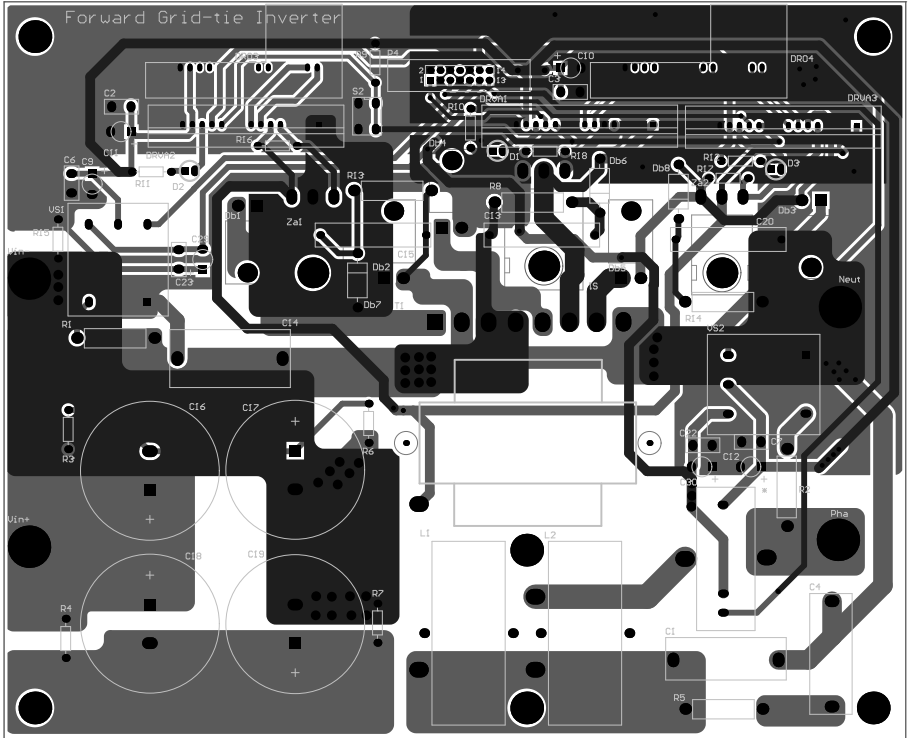
CS2	1	C1	RST	6	RST
GS2	2	G1	TP	7	Comando_S1
ES2	3	T1	ERR	8	TP1
T11	4	T11	VS	9	+15V
T12	5	T12	GND	10	GND

CS3	1	C1	RST	6	RST
GS3	2	G1	TP	7	Comando_S3
ES3	3	T1	ERR	8	TP1
T11	4	T11	VS	9	+15V
T12	5	T12	GND	10	GND

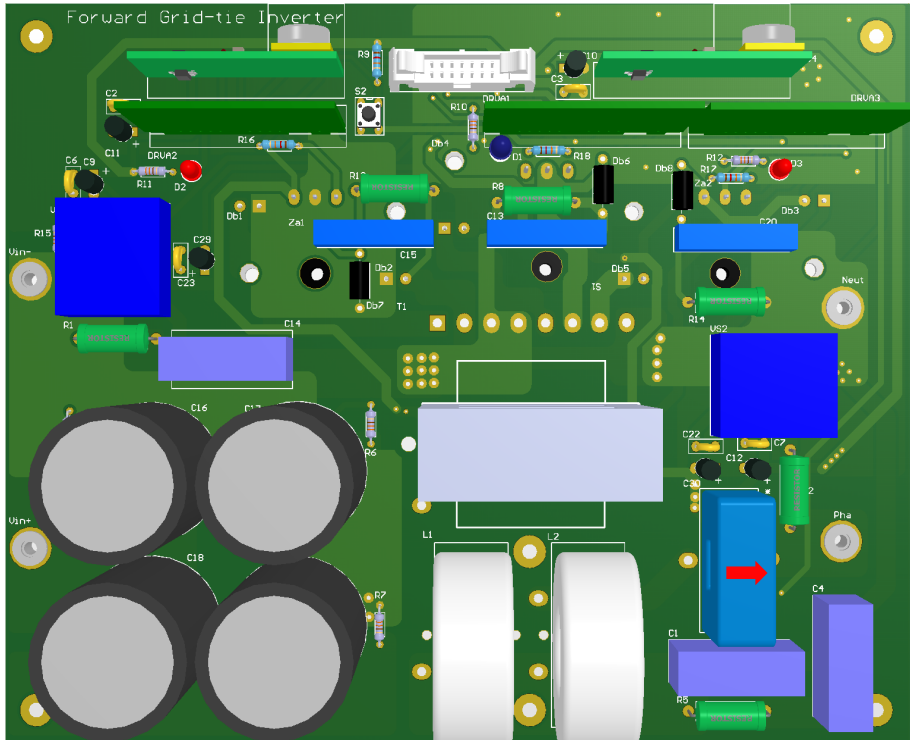
CS1	1	C1	RST	6	RST
GS1	2	G1	TP	7	Comando_S1
ES1	3	T1	ERR	8	TP1
T11	4	T11	VS	9	+15V
T12	5	T12	GND	10	GND



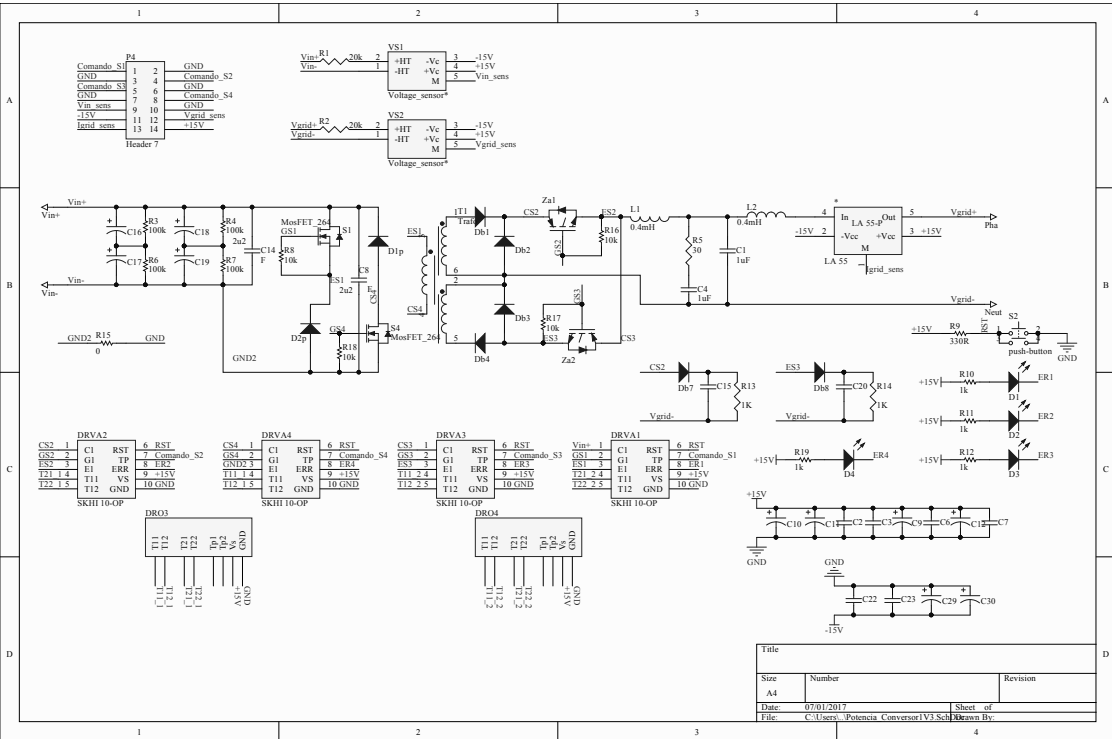
Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	07/01/2017	Sheet of
File:	C:\Users\... Potencia Converter\V3\Sch\Revista By...	

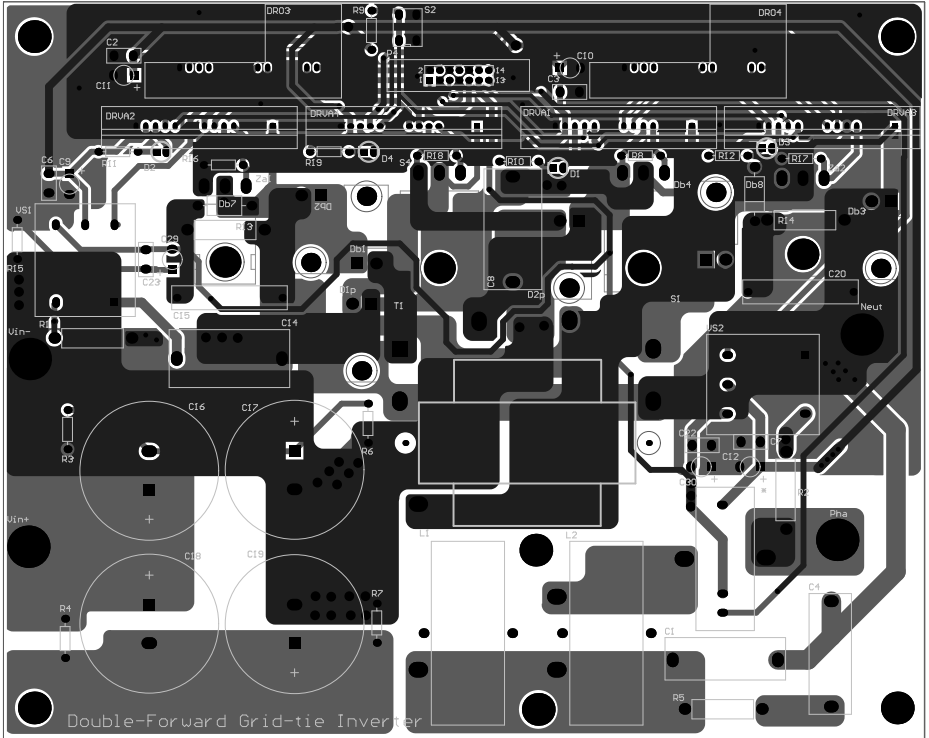


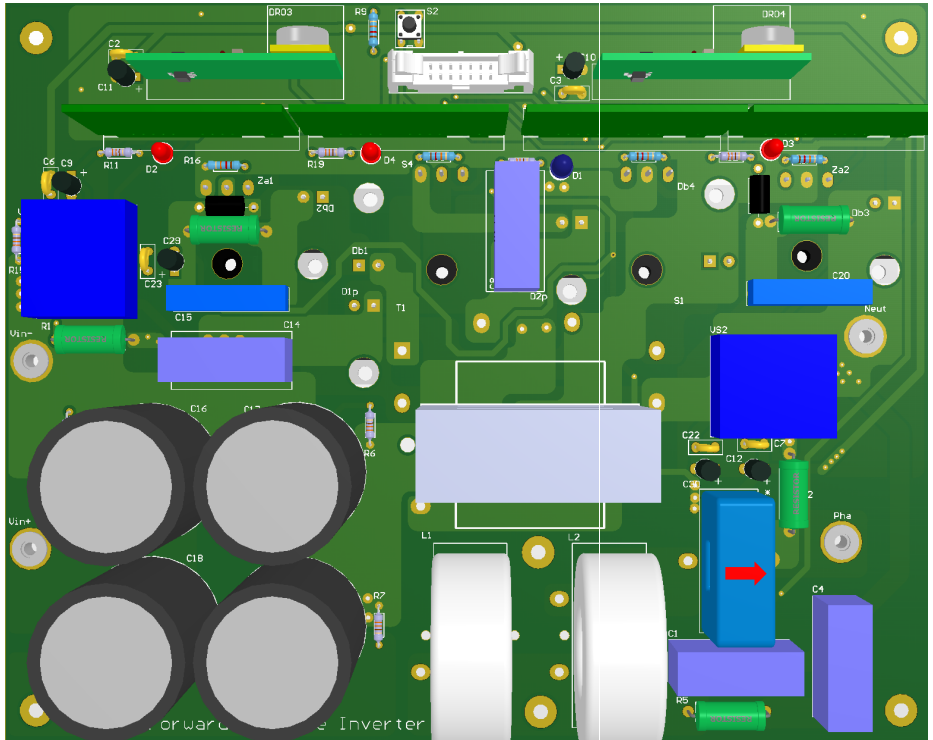
Forward Grid-tie Inverter



F.3 INVERSOR DUPLO-FORWARD







■ APÊNDICE G ■

ARTIGO PUBLICADO NO 12th
*International Conference on Industry
Applications* - INDUSCON 2016

Single-Stage Grid-Connected Forward Inverter in Continuous Conduction Mode

Gabriel Grunitzki Facchinello, Roberto Francisco Coelho, Telles Brunelli Lazzarin
Power Electronics Institute - INEP, Federal University of Santa Catarina - UFSC, Florianópolis - SC, Brazil
E-mail: gabriel.facchinello@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br, telles@inep.ufsc.br

Abstract—This paper presents a new forward inverter topology for low power applications. The proposed converter is a voltage fed inverter, which makes it suitable for renewable source integration and has current source type output, which matches with grid-connected applications. This solution combines forward based topology in continuous conduction mode, providing MPPT capability and unity power factor in a single-stage converter. These features are obtained with a slow input voltage control and a fast output current control, in a cascaded control-loop. The forward transformer provides isolation and voltage gain in a small volume, hence, the structure can be applied as a step-up inverter. Principles of operation, static analysis, transfer functions, power and control design are developed in the paper. In order to verify the theoretical analysis, simulation results using PSIM are shown, considering a 500 W structure, with 72 V of input voltage and 220 V of grid voltage. The results show that the proposed topology has high output power factor, low current distortion, with the possibility of being applied in any renewable power source ranging from 300 W up to 1 kW.

I. INTRODUCTION

Due to environmental pollution, disadvantages of centralized power supply and the exhaustion of fossil-fuel derivatives, the development of renewable and distributed power supply has aroused more attention from people in general. Therefore, research on the distributed generation system including solar, wind and other renewable power source is of great contribution and significance in the current scenario.

Renewable energy sources, such as solar, wind and biomass are desirable for electrical power generation, due to their unlimited existence and environmental friendly nature. The power electronics inverter is a major contributor to the cost and lifetime of these systems. For this reason, power electronic area is a key element for renewable energy power generation growth.

Generally, the renewable power systems conversions are realized by two stages, one consists of a dc-dc step-up converter with maximum power point tracking (MPPT) and another is a dc-ac step-down inverter responsible for sinusoidal current injection to the grid [1] [2]. This kind of two-stage approaches typically require a high component count, what reflects on a cost increasing, with efficiency and power density decreasing, when compared with the single-stage conversion [2].

Many converters using forward and flyback derived topologies for a two-stage conversion have been proposed, mainly for PV application [3]–[5]. In these cases, the inverter stage generally consists of bridge derived topologies and the power levels application field is from the order of kilowatts.

Due to the simplified control strategy, the topologies of full bridge and half bridge are also widely used in single-stage inverters for grid-connected applications [6], [7]. Nevertheless, the input voltage should be higher than the peak voltage of the output, and, in case of isolation, a line transformer is necessary between grid and inverter output.

Recent technologies and studies of decentralized systems show as a tendency the utilization of microinverters or module integrated converters (MICs), which integrate the power electronics converters near of the power source, providing advantages such as maximum power generation for each source, with an easier and modular installation [8], [9].

Furthermore, they can be seen as low-cost, low-weight, high-efficiency and reliable converters, covering simplicity with few components and high-frequency isolation, what reduces the converter size and volume [10] [11].

In addition, they integrate MPPT function, ensure an unity power factor that means high power quality delivered to the grid, have plug-n-play operation, and enhanced modularity and flexibility [12]. For these reasons, they have become the trend for grid-connected PV systems and small wind turbines (SWT).

The MPPT function is ensured through the input voltage control, enabling for example to define the reference voltage as the MPP voltage of the photovoltaic panels, using the constant voltage method [13].

One topology well known and consolidated for micro-generation is the flyback current source inverter. Its application usually employs the discontinuous conduction mode (DCM) operation [14] [15], which major disadvantages that limit the converter efficiency are the high switching losses due to hard-switching, high copper and iron losses due to high flux excursions in the coupled-inductor and conduction losses due to high RMS currents in the design [5].

For these reasons, flyback inverter is not suitable for higher power levels, as it does not fully utilize the high frequency transformer. This means that the transformer magnetizing peak current will be higher to the one operating in boundary conduction mode (BCM), increasing as a result the converter conduction losses at high power levels [16].

In order to solve this issue, [17] suggests a flyback in DCM with zero voltage transition technique. In [18] and [16] an hybrid operation between DCM and BCM is suggested and in [19] a continuous conduction mode (CCM) operation is developed. In addition, [20] proposes an interleaved flyback

under CCM operation, which can increase the power density in relation with DCM and BCM operation.

Another possibility to clarify this issue is to use forward based topologies. In [21] is proposed a three-level forward based inverter, which enables bidirectional power flow, reduced output filter size and reduced voltage stress of the power switch. An input-parallel output-series of two bidirectional forward converters was proposed in [22], what reduces low frequency switches voltage stress.

An interesting topology was introduced by [23], where a forward inverter, composed by bidirectional switches on the secondary side, is connected to the grid using an LC filter. In this case it uses BCM what complicates the magnetics design, once the operation frequency is variable.

In this context, in this paper a new forward type inverter grid-connected family is proposed. The principle of operation, mathematical analysis, transfer functions, control strategy and simulation results are discussed in the next sections to verify the proposed topologies.

II. PROPOSED FORWARD INVERTER

This section will present the proposed forward type inverter topologies and one of them will be chosen for a sequential analysis.

A. Topologies

The proposed topologies, illustrated in Fig. 1, consist of new forward type inverters for grid-connected applications. The primary side can be implemented by two different ways. One is the traditional forward, which employs one high frequency modulated switch and its transformer demagnetizing method is done by the third winding (Fig. 1(a) and (d)). The second consists of a bridge configuration, which uses two high frequency modulated switches and two diodes (Fig. 1(b) and (c)). In these cases, the transformer demagnetizing occurs through the diodes and the switches voltage can be clamped in the input voltage if $n_1 = n_3$.

On the secondary side, the converter can consist of two secondary windings, each one operating during the corresponding utility grid semi-cycle. This complementary operation is ensured using the low-frequency modulated switches S_2 and S_3 (Fig. 1(a) and (b)). During the positive semi-cycle S_2 conducts, while S_3 is turned off and for the negative one, the complementary operation happens.

Another possibility is to use bidirectional switches line frequency switched, where S_3 and S_6 conduct for positive semi-cycle and S_4 and S_5 for the negative semi-cycle (Fig. 1(c) and (d)).

These presented topologies do not limit the application of others demagnetizing methods, e.g. those described in [24]. For other strategies, the possibilities of topologies would increase.

It is interesting to highlight that the topology presented in Fig. 1(d) is almost the same presented in [23]. However, in this case, it is suggested continuous conduction mode with a

first or third order output filter, in order to improve the results presented in [23].

The main purpose of the inverters shown, is the possibility to apply them in any renewable power source, like PV or small wind generators. For this reason, to take a wide approach of its applicability, the source representation is done using a current source (I_{in}), in parallel with a decoupling capacitor (C_{in}).

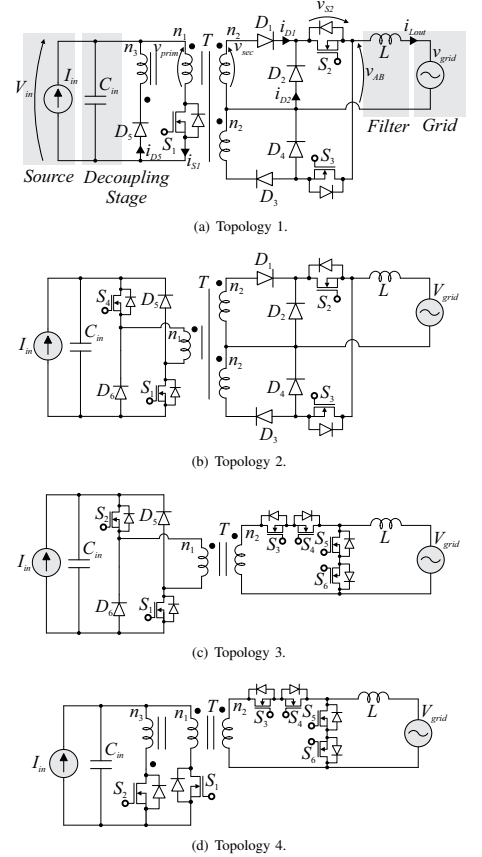


Fig. 1. Proposed topologies for grid-connected inverters.

B. Operation Analysis

For the analysis purpose, it will be chosen the topology presented in Fig. 1(a). As it is evidenced, the converter consists of a generic power source, represented by a current source, a decoupling stage, a high frequency transformer and a filter output.

The high-frequency transformer is used to adapt the power source voltage to the ac grid level. When compared to the dc/dc forward converter, this transformer has two secondary windings, each one operating during the corresponding utility grid semi-cycle. This complementary operation is ensured using the switches S_2 and S_3 . The direct and free-wheeling conduction are achieved through diodes D_1 , D_3 and D_2 , D_4 , respectively.

Finally, a small low pass filter is connected on the output, in order to limit the high frequency harmonics injection to the grid, caused by the switching realization. In this case, for simplicity, it was chosen a first order filter, which has as advantages simplicity and low cost, but presents some disadvantages when compared to a higher order structure [25], [26]. Hence, the proposed topology could be studied with second or third order output filter. However, as the paper objective is to study the topology, a first order filter will be considered and its design will not be optimized.

The converter operation in CCM can be divided into six topological states, three for each grid half-period (transference, demagnetizing and free-wheeling). The equivalent circuit of each topological state is shown in Fig. 2.

It should be noted that the topological states are divided according to each grid half-cycle. For the positive half-cycle switch S_2 conducts, while S_3 is turned off and during this sub-interval the topological states 1, 2 and 3 are valid. For the negative one, S_3 conducts while S_2 is turned off and the states 4, 5 and 6 are valid. Thus, each secondary works during half-cycle of the grid.

The six topological states can be briefly described as follows:

- State 1 [$t_0 - t_c$]: the transference state starts when switch S_1 is turned on and, at this instant, the voltage applied in the primary winding is the input voltage V_{in} . Hence, the transformer magnetizing current starts to increase with constant slope, while in the secondary windings proportional voltages are applied. Based on their polarities, the diode D_1 becomes forward-biased and starts to conduct the grid current, while diodes D_2 , D_3 , D_4 and D_5 are reverse-biased. During this interval, the filter inductor current increases with constant slope and the end of this step occurs when switch S_1 is turned off.
- State 2 [$t_c - t_{off}$]: the demagnetizing and free-wheeling state starts when switch S_1 is switched off and the transformer windings polarities reverse, making the diodes D_5 and D_2 forward-biased. During this interval, $n_1 i_M$ ampere-turns flow out of the polarity mark of the primary winding. Hence, an equal number of total ampere-turns must flow into the polarity marks of the other windings. Diode D_2 prevents current flowing into the secondary winding, so the current $i_M n_1 / n_2$ must flow through diode D_5 in the tertiary winding. During this time the voltage across filter inductor assumes negatives values, which makes its current decreasing. This voltage makes the diode D_2 forward-biased (free-wheeling stage), which is the new way for the inductor

current. This state finishes when the magnetizing current reaches zero, i.e. when the transformer is totally demagnetized.

- State 3 [$t_{off} - T_s$]: this state starts when the magnetizing current reaches zero. At this time, the diode D_5 becomes reverse-biased and no voltages can be observed in the transformer windings. As the converter is operating in CCM, diode D_2 keeps conducting the grid current, which is being delivered by the inductor. Hence, the free-wheeling state that started in second state remains in this period.
- State 4 [$\pi - \pi + t_c$]: the fourth state starts when the switch S_1 is turned on during the negative grid semi-cycle. At this instant, the input voltage is applied in the primary winding and the transformer magnetizing current starts to increase with constant slope, while in the secondary windings proportional voltages are applied. Based on its polarities, the diode D_3 becomes forward-biased and it starts to conduct the grid current, while diodes D_1 , D_2 , D_4 and D_5 are reverse-biased. This state can be seen as analogous to the first state and it finishes when the switch S_1 is turned off.
- State 5 [$\pi + t_c - \pi + t_{off}$]: starts when the switch S_1 is turned off. At this instant, the transformer windings polarities reverse, what makes the diodes D_5 and D_4 forward-biased. During this interval, the magnetizing current must flow through diode D_5 , in the tertiary winding, because of an identical phenomenon as the described one for the second state. During this time the voltage across output inductor assumes negatives values, what makes its current decreasing. This voltage makes the diode D_4 forward-biased, that starts to conduct the inductor current. This state finishes when the magnetizing current reaches zero.
- State 6 [$\pi + t_{off} - \pi + T_s$]: starts when the magnetizing current reaches zero. At this instant, the diode D_5 becomes reverse-biased and no voltages can be observed in the transformer windings. As the converter is operating in CCM, diode D_4 keeps conducting the grid current, that is being delivered by the inductor.

The main voltage waveforms of the converter are illustrated in Fig. 3, where $V_{GS1}(t)$ is gate voltage of switch S_1 , $v_{Lout}(t)$ is the output inductor voltage, $v_S(t)$ is the voltage across switch S_1 and $v_{prim}(t)$, $v_{sec}(t)$ and $v_{terc}(t)$ are primary, secondary and tertiary winding voltages respectively, during one switching cycle (T_s) considering the positive grid half-cycle.

The main current waveforms are presented in Fig. 4, where $i_{Lm}(t)$ is the magnetizing inductance current, $i_{Lout}(t)$ is the output inductor current, $i_S(t)$ is the switch S_1 current, $i_{D1}(t)$, $i_{D2}(t)$ and $i_{D5}(t)$ are the diodes current.

The time t_c refers to the time conduction of switch S_1 , t_{off} refers to the time that magnetizing current reaches zero and T_s is the switching period.

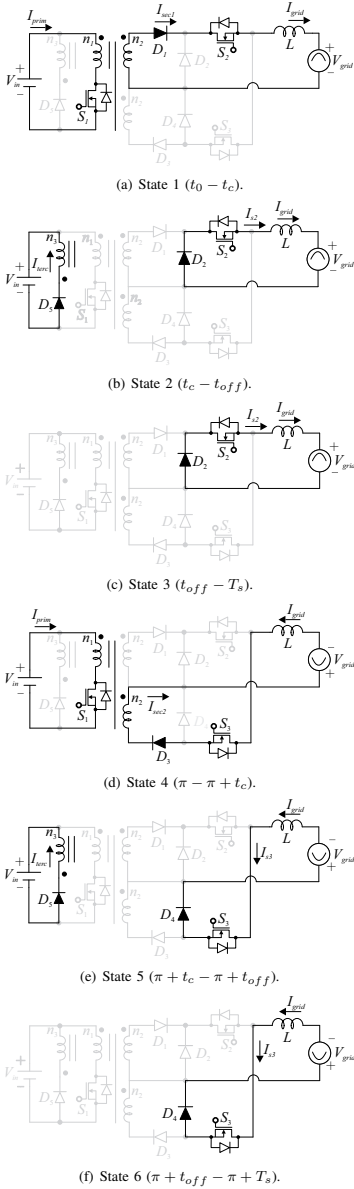
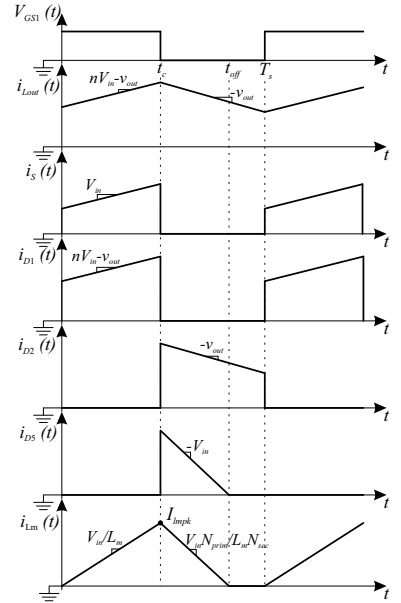
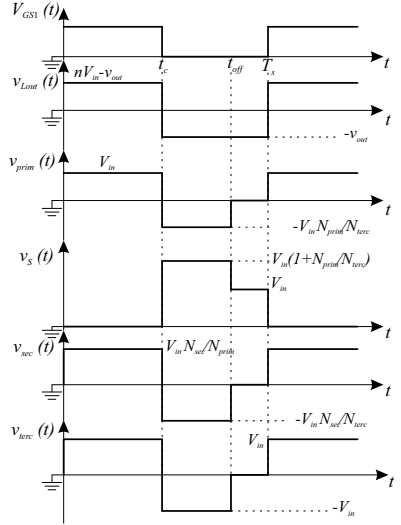


Fig. 2. Six topological states of the proposed converter.



III. MATHEMATICAL ANALYSIS

The mathematical analysis is carried out based on the waveforms presented in Fig. 3 and Fig. 4. The values assumed by the inductor current, during the operation modes, are presented in (1), (2) and (3).

$$i_{Lout}(t) = \frac{V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - V_{out}}{L_{out}} t + I_o \rightarrow \{t_0 \leq t \leq t_c\} \quad (1)$$

$$i_{Lout}(t) = I_{Lpk} - \frac{V_{grid}}{L_{out}} t \rightarrow \{t_c \leq t \leq t_{off}\} \quad (2)$$

$$i_{Lout}(t) = I_{L}(t_{off}) - \frac{V_{grid}}{L_{out}} t \rightarrow \{t_{off} \leq t \leq T_s\} \quad (3)$$

Where the filter inductor peak current I_{Lpk} can be defined as (4).

$$I_{Lpk} = \frac{V_{in} \frac{N_{sec1}}{N_{prim}} - V_{out}}{L_{out}} DT_s \quad (4)$$

A. Transformer Saturation

The transformer can be seen as an association of inductors and resistors. Technically, the inductance depends of the relationship between the number of turns and the core reluctance. In case of saturation, the magnetic material of the core assumes non-magnetic material characteristics (μ_r decreases a lot). This magnetic permeability variation, suddenly increases the core reluctance, what makes the inductors impedance to reduce achieving real small values (short-circuit behavior) [27].

This behavior would generate overcurrent in the primary winding, what would damage the switch S_1 . By this way, it is necessary to limit the duty-cycle applied in the switch, in order to ensure the complete transformer demagnetizing.

For the first stage, the slope of magnetizing current is defined in (5) and for the second stage (6) is valid, as seen in Fig. 4.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{in}}{L_m} t \rightarrow I_{Lmpk} = \frac{V_{in}}{L_m} t_c \quad (5)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{Lmpk} - \frac{V_{in} \frac{N_{prim}}{L_m} - \frac{N_{sec}}{L_m} t}{L_m} \quad (6)$$

$$i_{Lm}(t_{off}) = I_{Lmpk} - \frac{V_{in} \frac{N_{prim}}{L_m} - \frac{N_{sec}}{L_m} t_{off}}{L_m} = 0 \quad (7)$$

Through a comparison between (5) and (7) it is possible to derive a relationship between t_c and t_{off} , defined in (8).

$$\frac{t_c}{t_{off}} = \frac{N_{prim}}{N_{terc}} \quad (8)$$

The transformer demagnetizing generates a restriction in the maximum allowable duty-cycle to be applied in S_1 . This limitation can be defined as in (9).

$$D_{max} = \frac{1}{1 + \frac{N_{prim}}{N_{terc}}} \quad (9)$$

B. Converter Gain

Based on the averaged filter inductor current, it is possible to obtain the proposed structure gain, as depicted in (10) and (11).

$$\langle V_{Lout} \rangle = d \left(V_{in} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} - v_{out} \right) - v_{out} (1 - d) \quad (10)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = d V_{in} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} \quad (11)$$

By (11) it is possible to obtain an expression that represents the duty-cycle behavior as in (12). Where, the constants α and N can be defined as (13) and (14) respectively. Eq. (12) can be graphically represented like illustrated in Fig. 5.

$$d(\omega t) = \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) \quad (12)$$

$$\alpha = \frac{V_{outpk}}{V_{in}} \quad (13)$$

$$n = \frac{N_{sec}}{N_{prim}} \quad (14)$$

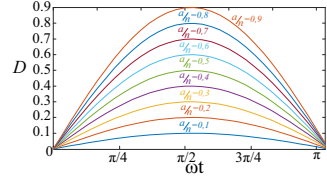


Fig. 5. Duty-cycle variation for the proposed inverter.

C. Filter Design

Through the substitution of (12) in (4), it is possible to derive an expression to define the output inductor peak current, as shown in (15), (16) and (17) respectively. Eq. (17) can be graphically represented like illustrated in Fig. 6.

$$\Delta i_L = i_{Lout}(DT_s) \quad (15)$$

$$= \left(\frac{V_{in} \frac{N_{sec}}{N_{prim}} - v_{out}(\omega t)}{L_{out}} \right) D(\omega t) T_s \quad (16)$$

$$= \left(\frac{V_{in} n - V_{outpk} \sin(\omega t)}{L_{out}} \right) \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) T_s \quad (17)$$

An expression to define the output inductor, based on the maximum allowable current variation, can be obtained isolating L_{out} in (17). The result can be simplified for its maximum value ($\sin(\omega t) = 1$), resulting in (18).

$$L_{out} = \frac{V_{outpk}}{f_s \Delta i_{Lmax}} \sin(\omega t) \left[1 - \frac{\alpha}{n} \sin(\omega t) \right] \quad (18)$$

$$L_{out} = \frac{V_{outpk}}{f_s \Delta i_{Lmax}} \left[1 - \frac{\alpha}{n} \right] \quad (19)$$

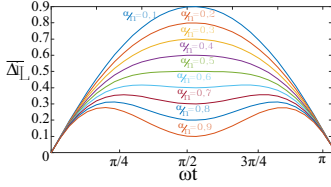


Fig. 6. Inductor current variation behavior.

D. Input Capacitor (Power Decoupling)

In single phase connection, the power flowing to the grid is time varying, while the power extracted from the power source must be constant for maximizing energy harvest. Consequently, a mismatch between the input instantaneous power and the output instantaneous ac power must be done in these cases.

Therefore, energy storage elements must be placed between the input and output to balance (decouple the unbalance) the different instantaneous input and output power. Usually, a capacitor is used to serve as a power decoupling element [12].

Since microinverter is typically attached to the power source, it is desirable that the inverter has a lifetime that matches to the source one. It is well known that electrolytic capacitors are the limiting components that determine the lifetime of the microinverter, once they have a reduced lifetime when submitted to high temperature levels [28]–[31].

Considering p_{inv} the inverter input power, v_{in} the input voltage, and i_{inv} the inverter input current, is possible to derive (20).

$$p_{inv}(t) = v_{in} \left(i_{inv} + C_{in} \frac{\delta v_{in}}{\delta t} \right) \quad (20)$$

Observing (20) is possible to conclude that it consists of an ordinary differential equation with variable coefficients, being therefore non-linear. Linearizing and disturbing the variables in (20), allows to derive the capacitor value as represented in (21).

$$C_{in} = \frac{P_{in} \sqrt{1 - 4 \Delta V_{in} \%}}{2 \omega_g V_{in}^2 s \Delta V_{in} \%} \quad (21)$$

Where P_{in} is the input power, ω_g is the grid angular frequency and $\Delta V_{in} \%$ is the maximum allowable input voltage variation in %.

IV. CONTROL ANALYSIS AND DESIGN

The proposed control structure is exposed in Fig. 7, where V_{ref} is the reference input voltage, which can be obtained from the result of a MPPT technique chosen for any renewable source. It is compared to the measured input voltage V_{in} and the error signal passes through the voltage controller $C_{vi}(s)$.

The controlled variable is multiplied by a rectified sinusoidal wave V_{grid} , which results in a current reference signal.

Then, it is compared to the current measured I_{Lout} and the error signal passes through the current controller $C_{id}(s)$.

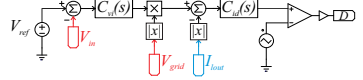


Fig. 7. Control scheme of the converter.

To control a converter, it is necessary to find a small-signal model to approximate the behavior of nonlinear devices with linear equations. This linearization is formed about the dc bias point of it and can be accurate for small excursions about this point. By this way, it is possible to control small excursions from the desired variables through a controller design.

Hence, it is necessary to derive a transfer function that correlates output current variations in relation to duty-cycle ones (22). This transfer function is going to be used in the current controller design, that is a fast control-loop used to regulate the injected grid current.

On the other hand, for input voltage control it is necessary to derive the transfer function that correlates input voltage variations, in relation to output current variations (23).

$$\frac{\widetilde{i}_{Lout}}{\widetilde{d}} = \frac{nV_{in}}{sL_{out} + R_{Lout}} \quad (22)$$

$$\frac{\widetilde{v}_{in}}{\widetilde{i}_{Lout}} = \frac{V_{in}V_{outpk}}{2C_{in}V_{in}^2 s + V_{outpk}I_{outpk}} \quad (23)$$

Where L_{out} is the output filter inductance, R_{Lout} is its series resistance, V_{outpk} and I_{outpk} are the output/grid peak voltage and current respectively.

Both controllers adopted are proportional-integral controllers. The current controller requirements chosen are $10kHz$ and 20° of crossover frequency and phase margin respectively. The voltage controller requirements chosen are $3Hz$ and 90° of crossover frequency and phase margin respectively.

V. DESIGN CONSIDERATIONS AND SIMULATION RESULTS

To verify theoretical analysis and study, a forward inverter in CCM was simulated using PSIM, considering the specifications summarized in Table I.

TABLE I
CIRCUIT PARAMETERS

Parameter	Value
Input Voltage (V_{in})	96 V
Switching Frequency (f_s)	100 kHz
RMS Output Voltage (V_{out})	127 V
Grid Frequency (f_g)	60 Hz
Primary Winding Turns (N_1)	4
Secondary Winding Turns (N_2)	20
Tertiary Winding Turns (N_3)	4
Decoupling Capacitor (C_{in})	1.5 mF /150V
Output Filter Inductor (L_{out})	3 mH
Output Power (P_o)	500 W
Input Voltage Variation ($\Delta V_{in} \%$)	5%
Output Current Variation ($\Delta I_{Lmax} \%$)	10%

The switches current waveforms in two time scales, one in switching and another in grid frequency, are indicated in Fig. 8, where i_{S2} and i_{S3} are the low frequency modulated switches currents and i_{S1} is the high frequency one.

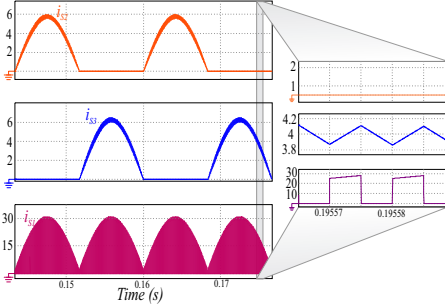


Fig. 8. S_2 , S_3 and S_1 switches currents.

The voltages in the primary (v_{prim}), secondary (v_{sec}) and input filter (v_{AB}) are summarized in Fig. 9. As it is possible to verify, the low frequency voltages are enveloped by the input voltage V_{in} or its multiples. These voltage variations change according to the input capacitor value, designed as (21).

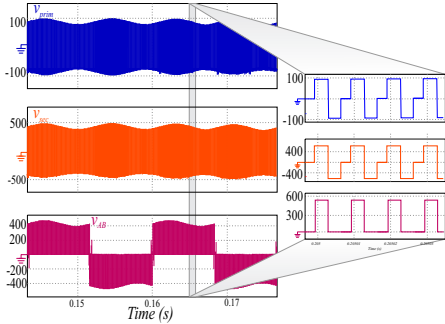


Fig. 9. Primary winding, secondary winding and v_{ab} voltages.

The currents in diodes D_1 , D_5 and D_2 are shown in Fig. 10. The diodes D_1 and D_2 work only half-cycle of the grid as expected. The diode D_5 shows the demagnetization process that occurs in all switching periods. The grid current, grid and input voltages can be noted in Fig. 11. The current injected presents 4.63% of total harmonic distortion and 0.9995 of power factor, which verifies the well operation and behavior of the proposed structure.

VI. CONCLUSIONS

This paper proposed a novel and simple inverter based on forward topology in continuous conduction mode, which

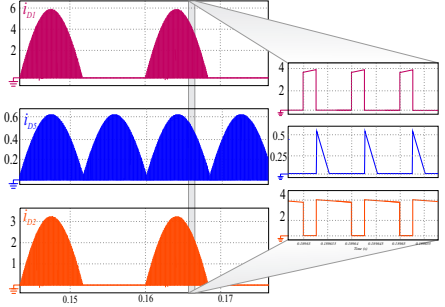


Fig. 10. Currents in the diodes D_1 , D_5 and D_2 .

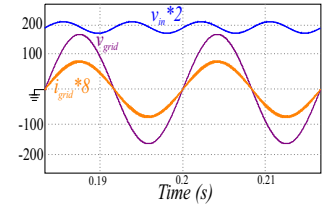


Fig. 11. Grid voltage v_{grid} , grid current $i_{grid} * 8$ and input voltage $v_{in} * 2$.

can be classified as microinverter. The proposed structure is voltage fed and current source type output, which makes it suitable for MPPT function and allows the injection of unity power factor current on the grid.

Design considerations regarding input decoupling capacitor, the duty-cycle limitation imposed by the demagnetizing transformer phenomenon and the output filter were discussed.

The results presented in this paper confirm the theoretical analysis, operational and behavioral expectation of the proposed converter in CCM. In addition, the high output power factor and low current THD indicate the promising future and applicability, for a power ranging from 300 W up to 1 kW, once it is in consonance with IEEE Std 519-1992 and IEC 61000-3-2.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the Brazilian agency CNPq for the financial support.

REFERENCES

- [1] Y. Chen and K. Smedley, "A cost-effective single-stage inverter with maximum power point tracking," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1289–1294, Sep. 2004.
- [2] S. Mohammad Noor, A. Omar, N. Mahzan, and I. Ibrahim, "A review of single-phase single stage inverter topologies for photovoltaic system," in *Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC), 2013 IEEE 4th*, Aug. 2013, pp. 69–74.

- [3] C. A. Gallo, F. L. Tofoli, V. V. R. Scarpa, E. A. A. Coelho, L. C. d. Freitas, V. J. Farias, and J. B. Vieira, "A new topology of soft-switched two-switch forward converter and a new topology of PWM three-level half-bridge inverter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 5, Jun. 2004, pp. 3905–3910 Vol.5.
- [4] D. Meneses, O. Garcia, P. Alou, J. Oliver, and J. Cobos, "Grid-Connected Forward Microinverter With Primary-Parallel Secondary-Series Transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 9, pp. 4819–4830, Sep. 2015.
- [5] C.-M. Lai, M.-J. Yang, and W.-C. Liu, "Parallel-operated single-stage flyback-type single-phase solar micro-inverter," in *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*. Taipei: IEEE, Apr. 2014, pp. 1–5.
- [6] Y. Chen and K. Smedley, "A cost-effective single-stage inverter with maximum power point tracking," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1289–1294, Sep. 2004.
- [7] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG," in *7th International Conference on Power Electronics, 2007. ICPE '07*. Daegu: IEEE, Oct. 2007, pp. 483–487.
- [8] J. J. Bzura, "The AC module: An overview and update on self-contained modular PV systems," in *IEEE PES General Meeting*, Jul. 2010, pp. 1–3.
- [9] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordona, and T. Shimizu, "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1305–1314, Sep. 2004.
- [10] D. Chen and J. Liu, "The uni-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC-AC converters with high frequency AC link," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 899–905, Jul. 2006.
- [11] D. Chen, L. Li, S. Lin, and C. Song, "Novel current mode AC/AC converters with high frequency AC link," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003*, vol. 1, Nov. 2003, pp. 162–166 Vol.1.
- [12] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. Shen, "A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, Jun. 2013.
- [13] M. A. G. d. Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d. A. e. Melo, and C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1156–1167, Mar. 2013.
- [14] J. Garcia, M. Dalla-Costa, A. Kirsten, D. Gacio, and P. Quintana, "Study of a flyback-based stage as grid interface topology for micro-generation applications," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*. Novi Sad: IEEE, Sep. 2012, pp. LS7a.2-1–LS7a.2-6.
- [15] S. Zengin and M. Boztepe, "Evaluation of two-stage soft-switched flyback micro-inverter for photovoltaic applications," in *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. Bursa: IEEE, Nov. 2013, pp. 92–96.
- [16] G. Christidis, A. Nanakos, and E. Tatakis, "Analysis of a Flyback Current Source inverter under hybrid DCM-BCM operation," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. Geneva: IEEE, Sep. 2015, pp. 1–10.
- [17] N. Kasa, T. Iida, and A. Bhat, "Zero-Voltage Transition Flyback Inverter for Small Scale Photovoltaic Power System," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*. Recife: IEEE, Jun. 2005, pp. 2098–2103.
- [18] A. Kyritsis, E. Tatakis, and N. Papanikolaou, "Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 281–293, Mar. 2008.
- [19] Y. Li and R. Oruganti, "A low cost high efficiency inverter for photovoltaic AC module application," in *2010 35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*. Honolulu, HI: IEEE, Jun. 2010, pp. 002 853–002 858.
- [20] S. Tan, P. Lin, C. Hu, L. Chen, and D. Xu, "Interleaved Flyback Micro-inverter with SiC MOSFET," in *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, Nov. 2014, pp. 285–290.
- [21] Y. Xu and L. Li, "A novel forward-mode three-level inverter," in *2013 8th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Jun. 2013, pp. 1480–1485.
- [22] L. Zhang, L. Feng, Y. Xing, and X. Ma, "A single-stage forward inverter with high frequency isolation for grid-connected application," in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09*, Nov. 2009, pp. 4537–4542.
- [23] D. Meneses, O. Garcia, P. Alou, J. A. Oliver, R. Prieto, and J. A. Cobos, "Single-stage grid-connected forward microinverter with boundary mode control," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2011, pp. 2475–2480.
- [24] F. Tan, "The forward converter: from the classic to the contemporary," in *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002*, vol. 2, 2002, pp. 857–863 vol.2.
- [25] W. Wu, Y. He, T. Tang, and F. Blaabjerg, "A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4339–4350, Oct. 2013.
- [26] K.-W. Lao, M.-C. Wong, N. Dai, and C.-K. Wong, "Design of LCL filter for harmonic suppression in co-phase railway power quality conditioner," in *Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International*, Nov. 2013, pp. 794–799.
- [27] W. G. Hurley and W. H. Wlfe, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*, edio: 1 ed. Wiley, 2013.
- [28] S. Harb and R. S. Balog, "Reliability of candidate photovoltaic module-integrated-inverter topologies," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Feb. 2012, pp. 898–903.
- [29] C.-Y. Liao, W.-H. Lin, K.-S. Chen, Y.-M. Chen, and C.-Y. Chou, "Forward-type micro-inverter with current decoupling," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2013, pp. 3277–3282.
- [30] C.-Y. Liao, Y.-M. Chen, and W.-H. Lin, "Forward-type micro-inverter with power decoupling," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Mar. 2013, pp. 2852–2857.
- [31] D. Li, Z. Zhang, B. Xu, M. Chen, and Z. Qian, "A method of power decoupling for long life micro-inverter," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2011, pp. 802–807.