UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS OPERANDO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

MARCIO RENATO DA SILVA

JULHO 2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS OPERANDO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

Dissertação apresentada por Marcio Renato da Silva à Universidade Federal de São João del-Rei para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica submetido à seguinte banca examinadora:

Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr. (Orientador – UFSJ) Prof. Marco Aurélio de Oliveira Schroeder, Dr. (UFSJ) Prof. Alexandre Rodrigues Vaz, Dr. (CEFET-MG)

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pela ciência necessária para realização deste trabalho. Aos meus familiares, que com tanta dedicação e afinco me colocaram no caminho correto sem hesitar em momento algum. A meu amigo Eli, que sempre me impulsionou nos momentos de fraqueza.

Ao meu orientador Fernando Lessa, pelos conhecimentos repassados ao longo dessa jornada, sem os quais impossibilitariam a realização deste trabalho. A todos os professores da universidade, que contribuíram na formação dos conhecimentos específicos para o trabalho e para toda a vida.

A minha namorada Débora, pela sua dedicação e que sempre esteve presente nos momentos mais conflitantes, colaborando sempre com sua companhia e seus conselhos diários. Silva, M. R., "Análise de Conversores CA-CC Monofásicos Operando com Alto Fator de Potência" – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 105p.

A necessidade de conversores CA-CC baseados em elementos de estado sólido para melhorar a qualidade de energia em termos da correção do fator de potência de entrada, incluindo a redução do conteúdo harmônico drenado a partir da rede CA e tensão de saída CC regulada tem motivado a proposta de diversas topologias baseadas nos conversores clássicos como boost e buck-boost. Além disso, novas técnicas de controle também foram propostas em virtude da disponibilidade comercial de circuitos integrados dedicados a impor correntes senoidais aos estágios de entrada das fontes chaveadas. Os conversores boost operando em modo de condução contínua têm sido a principal escolha para a solução desse problema em virtude dos níveis reduzidos de interferência eletromagnética. Neste contexto, este trabalho apresenta um estudo comparativo entre conversores CA-CC baseados na estrutura boost operando com alto fator de fator de potência na entrada. Inicialmente, apresenta-se uma ampla revisão bibliográfica, que visa analisar várias topologias existentes na literatura. Dessa forma, é possível escolher três estruturas que serão analisadas detalhadamente, isto é, os conversores boost convencional, boost bridgeless e boost baseado na célula de três estados. As três topologias supracitadas são então revisadas em termos do princípio de funcionamento e análise matemática, permitindo desta forma a obtenção do roteiro de projeto adequado. Então, os conversores são devidamente projetados e analisados considerando a comparação entre resultados obtidos por simulação numérica, onde aspectos como a forma de onda da corrente de entrada, tensão de saída, conteúdo harmônico da corrente CA e resposta dinâmica são investigados.

Palavras-chave: conversor boost, conversores CA-CC, alto fator de potência, harmônicas.

Silva, M. R., "Analysis of Single-Phase AC-DC Converters Operating with High Power Factor" – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 105p.

The need for solid-state ac-dc converters to improve power quality in terms of power-factor correction, reduced total harmonic distortion at input ac mains, and precisely regulated dc output have motivated the proposal of several topologies based on classical converters such as buck, boost, and buck-boost. Additionally, novel control techniques dedicated to power factor correction have also been introduced, motivating the manufacturing of commercial integrated circuits to impose sinusoidal currents in the front-end stage of switch-mode converters. Boost converters operating in continuous current mode have become particularly popular because reduced electromagnetic interference levels result from their utilization. Within this context, this work presents a comparative study of boost-based AC-DC static power converters applied to power factor correction. A detailed review is presented to identify and describe numerous topologies existent in literature. Therefore, it is possible to choose three structures that can be analyzed in detail, that are the classical boost converter, the bridgeless boost converter, and the boost converter based on the three-state switching cell. The aforementioned topologies are then revised in terms of operating principles and mathematical analysis, so that an adequate design procedure can be established. The converters are supposed to be properly designed and analyzed considering results obtained from simulation tests, where aspects such as the input current, regulated output voltage, harmonic content, and dynamic response are investigated.

Key words: boost converter, AC-DC converters, high power factor, harmonics.

Lista de FigurasVIII
Lista de TabelasXI
Capítulo 1 Introdução Geral1
1.1 - Justificativas do Trabalho1
1.2 - Objetivos do Trabalho
1.3 - Estrutura do Trabalho4
Capítulo 2 Revisão Bibliográfica6
2.1 - Considerações Iniciais6
2.2 - Cargas Não Lineares e Impacto Resultante na Qualidade da Energia Elétrica6
2.3 - Estágios Pré-Reguladores9
2.4 - Modos de Operação do Conversor Boost e Técnicas de Controle para Imposição de
Correntes Senoidais
2.4.1 - Controle por Histerese
2.4.2 - Controle por Corrente Média13
2.4.3 - Controle por Pico de Corrente
2.4.4 - Controle Ciclo a Ciclo
2.4.5 - Autocontrole
2.5 - Análise de Trabalhos Dedicados à Revisão de Topologias Operando com Alto Fator de
Potência17
2.6 - Evolução das Topologias Dedicadas à Operação com Alto Fator de Potência Baseadas no
Conversor Boost
2.6.1 - Conversor <i>Boost Bridgeless</i>
2.6.2 - Conversor <i>Boost</i> Entrelaçado
2.6.3 - Conversores <i>Boost</i> em Meia Ponte e Ponte Completa
2.6.4 - Conversores <i>Boost</i> a Três Níveis
2.6.5 - Conversores Boost Empregando a Célula de Comutação de Três Estados24
2.6.6 - Comparação Qualitativa entre Retificadores <i>Boost</i>
2.7 - Considerações Finais
Capítulo 3 Análise Qualitativa e Quantitativa de Retificadores com Elevado Fator de Potência
Baseados na Estrutura Boost Operando em Modo de Condução Contínua
3.1 - Considerações Iniciais
3.2 - Conversor <i>Boost</i> Convencional

SUMÁRIO

3.2.1 - Análise Qualitativa	
3.2.2 - Análise Quantitativa	
3.2.2.1 - Variação da Razão Cíclica, Ondulação da Corrente de Entrada e Deter	minação da
Indutância Boost	
3.2.2.2 - Capacitância de Filtro de Saída	35
3.2.2.3 - Esforços de Tensão e Corrente nos Elementos Semicondutores	35
3.2.3 - Circuito de Controle	36
3.2.3.1 - Malha de Corrente	
3.2.3.2 - Malha de Tensão	41
3.2.3.3 - Malha de <i>Feedforward</i>	43
3.3 - Conversor Boost Bridgeless	44
3.3.1 - Análise Qualitativa	44
3.3.2 - Análise Quantitativa	46
3.3.2.1 - Variação da Razão Cíclica, Ondulação da Corrente de Entrada e Deter	minação da
Indutância Boost	46
3.3.2.2 - Capacitância de Filtro de Saída	47
3.3.2.3 - Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores	47
3.3.3 - Circuito de Controle	48
3.3.3.1 - Malha de Corrente	48
3.3.3.2 - Malha DE Tensão	49
3.4 - Conversor Boost Baseado na Célula de Comutação de Três Estados	50
3.4.1 - Análise Qualitativa	51
3.4.1.1 - Determinação da Indutância <i>Boost</i>	57
3.4.1.2 - Autotransformadores	58
3.4.1.3 - Capacitância de Filtro de Saída	58
3.4.1.4 - Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores	59
3.4.2 - Circuito de Controle	59
3.4.2.1 - Malha de Corrente	60
3.4.2.2 - Malha de Tensão	61
3.5 - Considerações Finais	61
Capítulo 4 Exemplos de Projeto e Discussão dos Resultados Obtidos	63
4.1 - Considerações Iniciais	63
4.2 - Especificações de Projeto dos Conversores	63

4.3 - Roteiro de Projeto do Conversor Boost Convencional	64
4.3.1 - Estágio de Potência	64
4.3.1.1 - Especificações Preliminares	64
4.3.1.2 - Indutor <i>Boost</i>	64
4.3.1.3 - Capacitor de Filtro de Saída	65
4.3.1.4 - Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores	65
4.3.2 - Sistema de Controle	66
4.3.2.1 - Malha de Corrente	66
4.3.2.2 - Malha de Tensão	68
4.4 - Roteiro de Projeto do Conversor Boost Bridgeless	70
4.4.1 - Especificações Preliminares	70
4.4.2 - Indutor <i>Boost</i>	70
4.4.3 - Capacitor de Filtro de Saída	70
4.4.4 - Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores	70
4.4.5 - Sistema de Controle	71
4.4.5.1 - Malha de Corrente	71
4.4.5.2 - Malha de Tensão	72
4.5 - Roteiro de Projeto do Conversor Boost Baseado na Célula de Três Estados	73
4.5.1 - Especificações Preliminares	73
4.5.1.1 - Determinação da Indutância <i>Boost</i>	73
4.5.1.2 - Autotransformadores	74
4.5.1.3 - Capacitância de Filtro de Saída	74
4.5.1.4 - Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores	74
4.5.2 - Sistema de Controle	75
4.5.2.1 - Malha de Corrente	75
4.5.2.2 - Malha de Tensão	76
4.6 - Resultados de Simulação	77
4.6.1 - Conversor <i>Boost</i> Convencional	78
4.6.2 - Conversor Boost Bridgeless	81
4.6.3 - Conversor Boost Baseado na Célula de Três Estados	
4.7 - Comparação Entre Os Resultados Obtidos	
4.8 - Considerações Finais	91
Capítulo 5 Conclusão Geral	93

Referências Bibliográficas	95
Anexo A Projeto Físico de Elementos Magnéticos	
A.1 - Projeto de Indutores	
A.2 - Escolha do Núcleo Apropriado	
A.3 - Entreferro	104
A.4 - Cálculo da Seção Transversal dos Condutores	105
A.5 - Projeto de Transformadores	105

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Retificador monofásico não controlado de onda completa
Fig. 2.2 - Formas de onda de uma carga não linear típica alimentada por uma tensão puramente
senoidal7
Fig. 2.3 – Representação de um retificador empregando um estágio pré-regulador9
Fig. 2.4 – Conversor <i>boost</i> CA-CC convencional
Fig. 2.5 - Formas de onda da corrente de entrada representando os modos de operação de un
conversor boost CA-CC
Fig. 2.6 – Controle por histerese
Fig. 2.7 – Controle por corrente média
Fig. 2.8 – Controle por pico de corrente
Fig. 2.9 – Controle ciclo a ciclo
Fig. 2.10 – Autocontrole
Fig. 2.11 – Conversor <i>boost bridgeless</i> simétrico
Fig. 2.12 – Conversor <i>boost bridgeless</i> assimétrico
Fig. 2.13 – Conversor <i>boost</i> entrelaçado
Fig. 2.14 – Conversor <i>boost</i> em meia ponte
Fig. 2.15 – Conversor <i>boost</i> em ponte completa
Fig. 2.16 – Conversor <i>boost</i> a três níveis
Fig. 2.17 – Retificador monofásico a três níveis
Fig. 2.18 – Conversor <i>boost</i> empregando a célula de três estados25
Fig. 2.19 – Conversor <i>boost</i> modificado empregando a célula de três estados
Fig. 2.20 – Retificador <i>boost</i> dobrador empregando a célula de três estados
Fig. 3.1 – Conversor <i>boost</i> CA-CC convencional
Fig. 3.2 – Etapas de operação do retificador <i>boost</i> convencional para o semiciclo positivo
Fig. 3.3 – Formas de onda teóricas do retificador <i>boost</i> convencional
Fig. 3.4 – Variação da razão cíclica ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação33
Fig. 3.5 - Ondulação da corrente de entrada parametrizada durante um semiciclo da tensão de
alimentação
Fig. 3.6 – Circuito integrado UC3854 associado ao retificador <i>boost</i> convencional
Fig. 3.7 – Compensador da malha de corrente do tipo proporcional-integral com filtro
Fig. 3.8 – Compensador da malha de tensão do tipo proporcional com filtro
Fig. 3.9 – Malha de <i>feedforward</i>

Fig. 3.10 – Conversor <i>boost</i> CA-CC <i>bridgeless</i>
Fig. 3.11 – Etapas de operação do retificador <i>boost bridgeless</i> para semiciclo positivo
Fig. 3.12 – Formas de onda teóricas do retificador <i>boost bridgeless</i>
Fig. 3.13 – Conversor <i>boost</i> empregando a célula de três estados [73]51
Fig. 3.14 - Modos de operação do conversor 3CB3SSC considerando um período completo da
tensão CA da rede [73]52
Fig. 3.15 – Etapas de operação do retificador boost baseado na célula de três estados em modo de
não sobreposição53
Fig. 3.16 – Formas de onda teóricas do retificador <i>boost</i> baseado na célula de três estados em modo
de não sobreposição54
Fig. 3.17 – Etapas de operação do retificador boost baseado na célula de três estados em modo de
sobreposição
Fig. 3.18 – Formas de onda teóricas do retificador <i>boost</i> baseado na célula de três estados em modo
de sobreposição
Fig. 4.1 - Diagrama de Bode da malha de corrente não compensada do conversor boost
convencional
Fig. 4.2 - Diagrama de Bode do compensador da malha de corrente do conversor boost
convencional
Fig. 4.3 – Diagrama de Bode da malha de corrente compensada do conversor <i>boost</i> convencional.68
Fig. 4.4 – Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada do conversor <i>boost</i> convencional.
Fig. 4.5 – Diagrama de Bode do compensador da malha de tensão do conversor <i>boost</i> convencional.
Fig. 4.6 – Diagrama de Bode da malha de tensão compensada do conversor <i>boost</i> convencional70
Fig. 4.7 - Diagrama de Bode da malha de corrente não compensada (1), do compensador (2) e da
malha de corrente compensada (3) do conversor <i>boost bridgeless</i>
Fig. 4.8 - Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada (1), do compensador (2) e da
malha de tensão compensada (3) do conversor <i>boost bridgeless</i>
Fig. 4.9 - Diagrama de Bode da malha de corrente não compensada (1), do compensador (2) e da
malha de corrente compensada (3) do conversor <i>boost</i> baseado na célula de três estados76
Fig. 4.10 - Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada (1), do compensador (2) e da
malha de tensão compensada (3) do conversor <i>boost</i> baseado na célula de três estados
Fig. 4.11 – Diagrama esquemático do conversor boost convencional simulado no aplicativo PSIM
9.0
Fig. 4.12 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i) do conversor <i>boost</i> convencional79

Fig. 4.13 - Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor boost convencional
considerando até a 50ª ordem harmônica80
Fig. 4.14 - Comparação do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor boost
convencional com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-280
Fig. 4.15 – Tensão de saída CC (V _o) do conversor <i>boost</i> convencional80
Fig. 4.16 – Resposta dinâmica do conversor <i>boost</i> convencional
Fig. 4.17 – Diagrama esquemático do conversor <i>boost bridgeless</i> simulado no aplicativo PSIM 9.0.
Fig. 4.18 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i) do conversor <i>boost bridgeless</i>
Fig. 4.19 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor boost bridgeless considerando
até a 50ª harmônica
Fig. 4.20 - Comparação do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor boost
bridgeless com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2
Fig. 4.21 – Tensão de saída CC (V _o) do conversor boost bridgeless
Fig. 4.22 – Resposta dinâmica do conversor boost bridgeless
Fig. 4.23 – Diagrama esquemático do conversor boost baseado na célula de três estados simulado
no aplicativo PSIM 9.0
Fig. 4.24 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i) do conversor <i>boost</i> baseado na célula de
três estados
Fig. 4.25 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor boost baseado na célula de três
estados considerando até a 50ª ordem harmônica86
Fig. 4.26 - Comparação do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor boost baseado
na célula de três estados com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-286
Fig. 4.27 – Tensão de saída CC (V _o) do conversor <i>boost</i> baseado na célula de três estados
Fig. 4.28 – Resposta dinâmica do conversor <i>boost</i> baseado na célula de três estados
Fig. 4.29 – Diagrama esquemático do conversor boost baseado na célula de três estados simulado
no aplicativo PSIM 9.0 utilizando compensadores PI com filtro nas malhas de corrente e de tensão.
Fig. 4.30 – Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada (1), do compensador reprojetado
(2) e da malha de tensão compensada (3) do conversor <i>boost</i> baseado na célula de três estados89
Fig. 4.31 – Resposta dinâmica do conversor boost baseado na célula de três estados utilizando
compensadores PI com filtro nas malhas de corrente e de tensão
Fig. A.1 – Núcleo e carretel do tipo EE102

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - JUSTIFICATIVAS DO TRABALHO

A eletrônica de potência é a ciência que se dedica ao estudo dos conversores estáticos de potência, que por sua vez são equipamentos destinados a processar e controlar eletronicamente o fluxo de energia elétrica. Dada uma saída desejada, e por meio do uso de semicondutores de potência, busca-se a conversão eficiente, o controle e o condicionamento da potência elétrica a partir de uma fonte disponível na entrada.

De modo amplo, o papel da eletrônica de potência na sociedade contemporânea consiste em processar e controlar o fluxo de energia elétrica para alimentar cargas da forma mais adequada e eficiente possível. Em qualquer processo de conversão energética, a redução das perdas e a otimização da eficiência tornam-se fatores de suma importância, em função do custo da energia elétrica e da remoção do calor dissipado. Logo, a concepção de conversores estáticos com custo, peso e volume reduzidos, bem como elevada robustez, tem sido o fator impulsionador de pesquisas em âmbito industrial e acadêmico.

O Prof. Dr. Bimal K. Bose, da Universidade do Tennessee nos Estados Unidos, enquanto um dos mais renomados pesquisadores da área de eletrônica de potência, reconhecido em nível internacional, é bastante ousado em sua tentativa de contextualizar a importância da eletrônica de potência para a sociedade contemporânea. Em entrevista ao periódico científico IEEE Industrial Electronics Magazine, em Junho de 2009, Bose afirma categoricamente que: "a eletrônica de potência desenvolve atualmente um impacto relevante em nossa sociedade, o qual, em minha opinião, é tão grande quanto (senão maior) que aquele da tecnologia da informação. Em essência, a roda da civilização industrial é movida pela eletrônica de potência. A produtividade e qualidade da produção das indústrias modernas dependem da eletrônica de potência, que possibilita a existência de sistemas energéticos ultraeficientes, que são tão vitais para nossas indústrias. O problema do aquecimento global que ameaça a civilização humana pode ser em parte solucionado ou mitigado com a ajuda da eletrônica de potência. A maior parte das fontes de energias limpas e renováveis, que têm sido intensamente exploradas, depende unicamente da eletrônica de potência para seu aproveitamento e utilização. Nossos veículos elétricos e híbridos são baseados na eletrônica de potência. A eficiência energética de aparelhos elétricos e eletrônicos, a qual tem sido enfaticamente destacada, é altamente dependente da eletrônica de potência. À medida que o custo da energia elétrica tender a aumentar sensivelmente em um futuro próximo, o impacto da eletrônica de potência se tornará mais visível" [1].

Entretanto, diante da crescente opção pelos conversores estáticos, surgem diversos problemas relacionados a baixos valores do fator de potência e à circulação de correntes com elevado conteúdo harmônico, infringindo, por diversas vezes, normas que tangem à qualidade do suprimento da energia elétrica. Desta forma, observa-se também aquecimento excessivo e perdas de energia nos cabos de alimentação, aquecimento dos componentes passivos como transformadores, capacitores e outros dispositivos, bem como níveis consideráveis de interferência eletromagnética (do inglês, *electromagnetic interference –* EMI), que por sua vez geram problemas de compatibilidade eletromagnética (do inglês, *electromagnetic compatibility –* EMC) e radiointerferência (do inglês, *radio interference –* RFI) [2].

A conversão CA-CC é amplamente empregada em diversas aplicações, como acionamentos de velocidade variável, fontes chaveadas, fontes de alimentação ininterrupta (do inglês, *uninterruptible power supplies* – UPSs) e carregamento de baterias. Tipicamente, esses conversores são denominados retificadores e empregam elementos como diodos e tiristores de modo a permitir a obtenção de tensões de saída CC não controladas e controladas, respectivamente, com fluxo de potência unidirecional e bidirecional. As principais desvantagens advindas de sua adoção consistem na corrente distorcida drenada a partir da rede, o que por sua vez provoca distorção da tensão de alimentação, fator de potência reduzido na entrada, baixo rendimento e utilização de elementos de filtro de dimensões consideravelmente elevadas.

A redução do conteúdo harmônico com o consequente aumento do fator de potência podem ser obtidos por meio de uso de técnicas de correção de fator de potência passivas e ativas. Os métodos passivos incluem por exemplo o uso de filtros LC sintonizados, que consistem em uma solução robusta. Entretanto, tamanho, peso e volume elevados são desvantagens advindas desta prática. Por outro lado, as técnicas ativas surgem como uma solução eficiente por meio da associação de elementos de estado sólido com dispositivos passivos como resistores, indutores e capacitores. Na verdade, a operação em malha fechada de conversores estáticos dedicados a essa finalidade garante um desempenho satisfatório em termos do elevado fator de potência de entrada e tensão de saída CC regulada ao longo de uma ampla faixa de operação. Porém, o aumento da complexidade e a redução da robustez em comparação com técnicas passivas são desvantagens desta prática.

Para obedecer às restrições impostas por normas como IEC 61000-3-2 [3] e IEEE Std 519 [4] no que tange à qualidade da corrente de entrada a partir de equipamentos de baixa potência, um conversor dedicado à correção de fator de potência é tipicamente empregado como estágio de entrada. Diversos conversores estáticos podem ser empregados para essa finalidade, como as topologias *buck, boost, buck-boost*, Ćuk, SEPIC e zeta.

No conversor *buck*, a tensão de saída é sempre menor que a tensão de entrada. Os conversores abaixadores (*buck* ou *forward*, sendo esta última uma estrutura isolada) possuem uso muito restrito como pré-regulador de fator de potência, uma vez que introduzem uma zona de corrente nula na entrada, que ocorre justamente quando a tensão de saída é menor do que a tensão de entrada. Além disso, como a corrente de entrada é sempre descontínua devido à ação do interruptor, desenvolve valores elevados de EMI.

O conversor *boost* é o arranjo mais utilizado na correção do fator de potência. Possui entrada com características de fonte de corrente e saída com características de fonte de tensão. Nesse caso, a corrente de entrada não se torna nula, isto é, considerando a operação em modo de condução contínua (MCC), as exigências de filtro de EMI são minimizadas. Nesse tipo de estrutura, a tensão de saída é sempre maior que o valor de pico da tensão de entrada, sendo capaz de operar nos modos de condução descontínua (MCD) e contínua.

No conversor *buck-boost*, a tensão de saída pode ser maior ou menor do que a tensão de entrada. Nessa estrutura, tem-se a facilidade de introdução de isolamento entre entrada e saída, de modo que esta estrutura possui característica de fonte de tensão na entrada e na saída. Porém, há elevados níveis de EMI conduzida, pois a corrente de entrada é descontínua. Além disso, há desvantagens consideráveis, pois a tensão de bloqueio do interruptor é soma das tensões de entrada e de saída e há a inversão na polaridade da tensão de saída no circuito não isolado, podendo trazer alguma dificuldade adicional para o sistema de controle.

No que tange aos conversores Ćuk, SEPIC e zeta aplicados à correção de fator de potência, tem-se estruturas mais complexas que empregam um indutor e um capacitor adicionais em relação às três topologias clássicas anteriores. Embora operem com característica abaixadora ou elevadora, possuem maior número de componentes e desenvolvem maiores esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

Em virtude dos aspectos supracitados, o conversor *boost* operando em MCC tem se tornado a escolha mais popular para aplicações de correção de fator de potência em médias e altas potências. Na literatura pertinente à eletrônica de potência, há um vasto número de topologias envolvendo esse tipo de aplicação. A base de dados IEEEXplore disponibiliza aproximadamente 3.400.000 publicações em eventos e periódicos relacionadas às mais variadas áreas da engenharia elétrica, sendo estes documentos compilados a partir de 1989 até os dias atuais [5]. Utilizando-se o termo de busca "*power factor correction*" (correção de fator de potência) em conjunto com a palavra "*boost*", são exibidos aproximadamente 12.000 trabalhos relacionados ao tema [5].

1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO

Diante do exposto na seção anterior, este trabalho tem por objetivo apresentar um estudo comparativo entre conversores CA-CC monofásicos baseados na estrutura *boost* operando com

elevado fator de potência e tensão de saída CC regulada. A análise justifica-se em termos do grande número de topologias existentes, sendo que por vezes é difícil escolher dentre os numerosos tipos de arranjos.

Mediante um estudo bibliográfico adequado, busca-se estabelecer características importantes que justifiquem a adoção das topologias, envolvendo aspectos como número de elementos utilizados, complexidade, custo, perdas reduzidas e elevado rendimento.

De forma específica, este trabalho pretende apresentar contribuições no sentido de:

- revisitar diversas publicações relacionadas a conversores CA-CC do tipo *boost* existentes na literatura;

- justificar a escolha de três estruturas que serão analisadas detalhadamente, que são os conversores *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados;

- reapresentar a análise detalhada do desempenho das estruturas supracitadas em termos do estabelecimento dos respectivos roteiros de projeto;

- verificar o desempenho dos conversores por meio da análise das formas da onda da corrente de entrada e da tensão de saída, conteúdo harmônico da corrente de entrada e resposta dinâmica utilizando simulação computacional.

1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está estruturado na forma de cinco capítulos, os quais são descritos detalhadamente a seguir.

No Capítulo 2, apresenta-se uma ampla revisão dos conceitos que envolvem a conversão CA-CC com elevado fator de potência. Inicialmente, apresenta-se uma visão geral sobre cargas não lineares e qualidade de energia. Então, apresenta-se o conversor CA-CC *boost* convencional associado às diversas técnicas empregadas na imposição de correntes de entrada senoidais. Ainda são descritas várias estruturas baseadas no conversor *boost*, de modo que se possa finalmente justificar a escolha das topologias abordadas neste trabalho. Deve-se ressaltar que o escopo desta dissertação engloba os conversores *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados.

O Capítulo 3 dedica-se a análise das etapas de funcionamento e reapresentação das expressões matemáticas que definem o roteiro de projeto dos estágios de potência e controle dos conversores.

No Capítulo 4, são projetados todos os três conversores CA-CC. A partir de um mesmo ponto de operação específico, são investigados aspectos pertinentes a sua operação, envolvendo a análise de formas de onda e resultados diversos obtidos por simulação, como a corrente de entrada CA, a tensão de saída CC e o espectro harmônico da corrente. Por fim, pretende-se investigar o comportamento dinâmico dos conversores operando em malha fechada.

Finalmente, o Capítulo 5 dedica-se à discussão dos resultados principais do trabalho, onde serão apresentadas as conclusões mais significativas e propostas para a continuidade da pesquisa.

CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se a apresentar uma revisão bibliográfica no que tange a aspectos relacionados a retificadores *boost* com alto fator de potência.

Inicialmente, abordam-se conceitos referentes a cargas não lineares e distorções harmônicas, os quais por sua vez estão relacionados à qualidade da energia elétrica. Logo, é possível justificar a adoção dos retificadores de alto fator de potência por meio da inserção de estágios pré-reguladores.

Então, apresentam-se as principais técnicas de controle que permitem a operação dos retificadores com elevado fator de potência de entrada e tensão de saída regulada, enumerando-se as principais vantagens e desvantagens de cada uma das mesmas.

Na sequência, apresenta-se uma ampla análise de estruturas baseadas no conversor *boost*, a partir das quais são escolhidas três topologias, que são os conversores *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados.

2.2 - CARGAS NÃO LINEARES E IMPACTO RESULTANTE NA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Uma carga é considerada não linear quando, conectada a uma fonte de tensão senoidal,opera com uma corrente de entrada distorcida, a qual é composta de uma componente fundamental e uma série de harmônicas. A Fig. 2.1 ilustra um exemplo clássico deste tipo de carga, isto é, um retificador monofásico, constituído por uma ponte de diodos alimentando uma carga com filtro capacitivo, o qual normalmente consiste no estágio de entrada das fontes chaveadas empregadas em uma vasta gama de equipamentos.



Fig. 2.1 - Retificador monofásico não controlado de onda completa.

Devido à presença do capacitor com elevado valor de capacitância, necessário para atenuar a ondulação da tensão contínua de saída, a corrente de entrada possui um valor de pico elevado e circula durante um pequeno intervalo do período da tensão da fonte de alimentação senoidal. Assim, este conversor desenvolve baixo fator de potência e elevado nível de distorção harmônica da

corrente drenada da fonte de alimentação. As formas de onda e grandezas pertinentes à questão do fator de potência são apresentadas na Fig. 2.2.



Fig. 2.2 – Formas de onda de uma carga não linear típica alimentada por uma tensão puramente senoidal.

Por definição, fator de potência é a relação entre as potências ativa e aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas de onda de tensão e corrente, desde que sejam periódicas.

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V \cdot I}$$
(2.1)

sendo:

fp – fator de potência real;

P – potência ativa;

$$S$$
 – potência aparente;

v(t) – valor instantâneo da tensão;

i(t) – valor instantâneo da corrente;

V-valor eficaz da tensão;

I – valor eficaz da corrente.

Considerando que a tensão é puramente senoidal, a expressão (2.1) pode ser restrita a um caso particular. Assim, em termos da distorção harmônica total de corrente, pode-se expressar o fator de potência como:

$$fp = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + THD_1^2}}$$
(2.2)

onde:

*THD*_I – taxa de distorção harmônica total de corrente;

 ϕ_l – fator de deslocamento, que representa a defasagem entre a tensão e a componente fundamental da corrente.

Por sua vez, a distorção harmônica total da corrente é dada por:

$$THD_{I} = \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{\frac{V_{h}^{2}}{V_{1}^{2}}} \cdot 100\%$$
(2.3)

onde *h* é a ordem harmônica, V_h é o valor máximo ou eficaz da componente harmônica de ordem *h* e V_l é o valor máximo ou eficaz da componente fundamental (tipicamente em 50 Hz ou 60 Hz em se tratando de sistemas elétricos de potência). Naturalmente, na prática este cálculo não se estende até o infinito, sendo que a análise do espectro harmônico tipicamente considera até a 50^a ordem.

A presença de componentes harmônicas na corrente de alimentação de uma carga não linear pode causar problemas ao sistema de alimentação, dentre os quais é possível citar [6]:

- Distorção da tensão no ponto de conexão da carga não linear, ocasionando:
 - Excesso de ruído audível e sobreaquecimento em transformadores, motores e geradores;
 - Oscilações mecânicas em motores;
 - Funcionamento inadequado ou indesejável de equipamentos conectados à rede;
- Redução do fator de potência, implicando a redução da capacidade de fornecimento de potência útil;
- Interferência em sistemas de comunicação;
- Aumento das perdas RI^2 nos condutores das linhas de distribuição e transmissão e transformadores.

Neste sentido, existem padrões internacionais que regulamentam os valores máximos das componentes harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação, como as normas IEC 61000-3-2 [3] e IEEE Std 519-1992 [4].

A redução do conteúdo harmônico e a consequente elevação do fator de potência em conversores estáticos podem ser obtidas mediante técnicas de correção passiva e ativa do fator de potência.

As técnicas de correção passiva utilizam apenas elementos passivos, isto é, indutores e capacitores, que são associados como filtros que eliminam ou atenuam componentes harmônicas específicas, geralmente de baixa ordem. Entretanto, tais elementos devem ser aplicados ao sistema observando-se o risco da ocorrência da ressonância. Pode-se recorrer também a transformadores com conexões especiais para a eliminação de componentes harmônicas [7]. Geralmente, as técnicas passivas são simples e possuem alta robustez, embora sua utilização resulte em conversores com peso e volume elevados. A corrente de alimentação possui componentes harmônicas de baixa ordem e/ou a componente fundamental pode estar defasada em relação à tensão de alimentação.

As técnicas de correção ativa impõem à corrente de entrada, por meio de um circuito de controle apropriado, formato senoidal e defasagem nula (ou aproximadamente nula) em relação à tensão da fonte de alimentação. Isto resulta na melhor qualidade da forma de onda da corrente de entrada, melhor resposta dinâmica, peso e volume reduzidos, em comparação às técnicas passivas,

embora implique elevados índices de interferência eletromagnética e maior complexidade dos circuitos.

2.3 - ESTÁGIOS PRÉ-REGULADORES

Fontes chaveadas usualmente empregam um estágio de entrada constituído por um retificador a diodos associados a um filtro capacitivo na saída, como foi mencionado anteriormente. Para manter um determinado nível reduzido de ondulação na tensão de saída, tem-se uma capacitância de filtro de valor elevado, o que resulta na absorção de uma corrente com alta taxa de distorção harmônica e baixo fator de potência.

Com o intuito de solucionar tais problemas de forma ativa, introduz-se um conversor denominado pré-regulador entre o retificador e o filtro de saída, cujos interruptores operam em altas frequências. Este estágio é um conversor comandado de forma a impor uma corrente senoidal e em fase com a tensão de alimentação. A amplitude da corrente é controlada a fim de fornecer à carga potência suficiente para manter a tensão de saída em um determinado valor regulado previamente estabelecido pelo circuito de controle.

O princípio básico do estágio pré-regulador operando em modo de condução contínua consiste em impor que a corrente de entrada siga uma referência senoidal de corrente, estabelecida pela multiplicação de um primeiro sinal amostrado a partir da tensão senoidal da rede e um segundo sinal derivado da tensão de saída. Os sinais derivados das tensões de entrada e de saída fornecem a forma e a amplitude do sinal de referência de corrente, respectivamente.

A Fig. 2.3 ilustra o esquema de um retificador com filtro capacitivo na saída, utilizando um estágio pré-regulador, o qual normalmente consiste em um conversor *boost* operando em modo de condução contínua.



Fig. 2.3 – Representação de um retificador empregando um estágio pré-regulador.

Assim, tem-se que a estrutura mais simples que pode ser empregada na correção de fator de potência entrada é mostrada na Fig. 2.4, a qual é baseada no conversor *boost* CC-CC clássico. A tensão de entrada CC é representada por uma tensão de entrada V_i associada com uma ponte monofásica completa de diodos, enquanto os demais componentes do circuito são o indutor de filtro L_b , o interruptor controlado *S* associado ao diodo intrínseco D_s (que não possui função nesse

circuito em especial), o diodo D_b , o capacitor de filtro de saída C_o e a carga R_o . Naturalmente, a tensão de saída V_o deve ser maior que o valor instantâneo da tensão CA nesse circuito, o que é obtido por meio do controle da razão cíclica D aplicada ao interruptor. Assim, considerando a operação em MCC, tem-se que o ganho estático G é dado por:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}$$
(2.4)

Se a razão cíclica for mantida constante em um dado valor, obtém-se a operação em modo elevador, mas a corrente de entrada permanece não senoidal, com elevado conteúdo harmônico e fator de potência de entrada reduzido. Portanto, o controle adequado da razão cíclica desempenha um papel importante na correção de fator de potência de entrada, o que pode ser obtido por meio de técnicas de controle adequadas.

Outro aspecto importante a ser considerado é a relação entre V_o e V_i . O conversor *boost* convencional pode ser interessante para aplicações elevadoras onde o ganho estático não seja muito elevado em virtude das perdas por condução reduzidas e da simplicidade [8]. Teoricamente, o ganho em (2.4) tende a infinito quando a razão cíclica tende à unidade. Entretanto, na prática, este ganho é limitado pelas perdas RI^2 no indutor de filtro e nos dispositivos semicondutores em virtude de suas respectivas resistências intrínsecas, o que também leva à necessidade de circuitos de acionamento (*drivers*) muito precisos e de elevado custo para o controle dos interruptores ativos [9].



Fig. 2.4 – Conversor boost CA-CC convencional.

Considerando a melhoria das características do conversor *boost* clássico aplicado à correção de fator potência como a recuperação reversa do diodo *boost* [10]–[12] e o aumento do ganho de tensão [13]–[15], diversas outras topologias baseadas nessa estrutura foram propostas nos últimos anos na literatura. Esses conversores estáticos são capazes de operar com fator de potência aproximadamente unitário e tensão de saída CC regulada mediante a adoção de uma estratégia de controle adequada que permite impor correntes de entrada senoidais.

2.4 - MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST* E TÉCNICAS DE CONTROLE PARA IMPOSIÇÃO DE CORRENTES SENOIDAIS

Como foi mencionado anteriormente, o retificador monofásico a diodos associado ao conversor *boost* mostrado na Fig. 2.4 é amplamente empregado na correção de fator de potência de

entrada. A princípio, essa associação pode ser estendida às demais estruturas CC-CC clássicas, como *buck* [16], *buck-boost* [17], Ćuk [18], SEPIC [19] e Zeta [20].

Para correção de fator de potência, a corrente de entrada deve ser imposta de modo a maximizar a potência ativa extraída da fonte CA. Idealmente, o conversor deve emular o comportamento de uma carga puramente resistiva, de modo que a potência reativa drenada por este dispositivo seja nula. De forma inerente, há a ausência de harmônicas na corrente de entrada, a qual deve ser uma cópia perfeita de tensão de entrada (tipicamente uma senóide) em fase com a mesma caracterizando dessa maneira um fator de potência unitário.

Considerando o conversor da Fig. 2.4, a corrente no indutor L_b pode ser imposta com esta finalidade. Além disso, esta corrente define os seguintes modos de operação:

- Modo de condução contínua (MCC) (Fig. 2.5 (a)): a corrente no indutor nunca se anula ao longo de todo o ciclo de comutação, isto é, o interruptor é acionado antes que isto ocorra. Na operação em MCC, que é normalmente adotada em maiores níveis de potência, o ganho estático independe da carga, sendo esta uma relação de primeira ordem dada por (2.4). A ondulação da tensão geralmente é menor que no caso da condução descontínua. Além disso, a menor ondulação da corrente implica menores perdas no núcleo magnético do indutor. Um dos aspectos mais importantes relacionados ao MCC é a necessidade de um diodo rápido com tempos de recuperação reversa reduzidos;

- Modo de condução descontínua (MCD) (Fig. 2.5 (b)): neste caso, o interruptor entra em condução após a corrente no indutor se anular e é bloqueado quando esse mesmo parâmetro se iguala à referência desejada correspondente à tensão de entrada. A corrente de entrada permanece aproximadamente em fase com a tensão de entrada e o fator de potência torna-se aproximadamente unitário. A razão pela qual diferentes modos de operação são empregados reside em uma relação que envolve custo e rendimento, dependendo de vários parâmetros que envolvem o valor da indutância de filtro, a frequência de comutação, a tensão de entrada e a carga. Ainda que o tamanho do indutor de filtro seja reduzido no MCD, o ganho estático passa a ser dependente da condição de carga e surgem elevados níveis de EMI, sendo que este modo é mais apropriado para baixas potências.

- Modo de condução crítica (MCR) (Fig. 2.5 (c)): corresponde à condição intermediária entre MCC e MCD e também é chamado de modo de fronteira. Neste caso, não há intervalos de tempo morto entre os ciclos de comutação e a corrente no indutor sempre é nula antes que o interruptor seja acionado. A operação em MCR minimiza problemas relacionados à operação do diodo, pois o tempo de recuperação reversa não é um aspecto importante.

Diante do exposto, é importante ressaltar que o escopo deste trabalho trata apenas de conversores *boost* operando em MCC. Para esta finalidade, há várias estratégias disponíveis, sendo que as mais populares são o controle por histerese [21], controle por corrente média [21] e o

controle por pico de corrente [21]. Mais recentemente, as técnicas do controle ciclo a ciclo [22] e autocontrole [23] foram introduzidas. As estratégias supracitadas discutem-se a seguir.



Fig. 2.5 – Formas de onda da corrente de entrada representando os modos de operação de um conversor *boost* CA-CC.

2.4.1 - CONTROLE POR HISTERESE

Esta técnica de modulação consiste em monitorar a corrente dentro dos limites estabelecidos por uma faixa de histerese, os quais são definidos por meio de resistores de tensão responsáveis por amostrar a tensão de entrada senoidal. A amostra da corrente de entrada é obtida por meio de um sensor do tipo resistor *shunt* ou sensor de efeito Hall. A corrente de entrada retificada é então comparada com os limites da faixa de histerese, de modo que o interruptor possa ser acionado ou bloqueado adequadamente, como mostra a Fig. 2.6.

As principais características atribuídas a esta técnica são:

- frequência de comutação variável, o que normalmente é indesejável visto que o indutor de filtro deverá ser projetado para a menor frequência;

- elevado fator de potência de entrada;

- operação em MCC;

- necessidade de sensores de corrente e multiplicadores, tornando o circuito de controle complexo.



Fig. 2.6 – Controle por histerese.

2.4.2 - CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA

Esta técnica consiste em gerar um sinal de referência por meio de um circuito multiplicadordivisor, sendo que esta forma de onda deve ser imposta à corrente de entrada, de acordo com a Fig. 2.7. A tensão de saída é amostrada por meio de um divisor resistivo e multiplicada pela amostra da tensão de entrada retificada. O sinal resultante desta operação é então comparado com a corrente no indutor, sendo que o sinal de erro resultante é comparado com uma onda dente de serra de modo a gerar o sinal de controle do interruptor.

As principais características atribuídas a esta técnica são:

- frequência de comutação constante;
- elevado fator de potência de entrada;
- operação em MCC;

- necessidade de sensores de corrente, multiplicadores e divisores, tornando o circuito de controle complexo.

A técnica de controle por corrente média é amplamente empregada na emulação do comportamento de uma carga resistiva em virtude da existência de diversos circuitos integrados (CIs) comercialmente disponíveis [24]. Considerando este aspecto, recorre-se a esta técnica para a análise do funcionamento dos retificadores *boost* estudados.



Fig. 2.7 – Controle por corrente média.

2.4.3 - CONTROLE POR PICO DE CORRENTE

Esta técnica compara a corrente no interruptor com um sinal de referência obtido a partir de uma amostra da tensão de entrada. O interruptor é bloqueado quando a amostra da corrente se iguala à referência, de forma análoga à modulação por histerese, como mostram as formas de onda da Fig. 2.8. O estado de condução do interruptor é definido pelo modulador PWM (do inglês, *pulse width modulation* – modulação por largura de pulso), sendo que a frequência de comutação é constante.

As principais características atribuídas a esta técnica são:

- deve-se amostrar apenas a corrente no interruptor;
- não há necessidade de um amplificador de erro de corrente;
- operação em MCC;
- elevado fator de potência de entrada;
- necessidade de sensores de corrente e multiplicadores, tornando o circuito de controle complexo.



Fig. 2.8 – Controle por pico de corrente.

2.4.4 - CONTROLE CICLO A CICLO

A técnica de controle ciclo a ciclo não emprega um multiplicador analógico, não amostra a tensão de entrada e não emprega um oscilador com rampa fixa. A tensão de saída do conversor é comparada com uma tensão de referência usando um amplificador de erro que também fornece a compensação, gerando um sinal de erro ou de modulação. O ponto principal do controle ciclo a ciclo é o integrador reinicializável mostrado na Fig. 2.9, que integra a tensão de modulação e é reinicializado ao término de cada ciclo de comutação. Como a largura de banda da malha de tensão é muito estreita, a tensão de modulação varia muito lentamente, podendo ser considerada constante ao longo de um ciclo de comutação. Isto quer dizer que a saída do integrador é uma rampa linear. A rampa variável é comparada com a tensão de erro subtraída do sinal de corrente para gerar o sinal de acionamento do interruptor.

As principais características atribuídas a esta técnica são:

- não há necessidade de amostrar a tensão de entrada senoidal;

- elevado fator de potência de entrada;

- operação em MCC;

- ausência de e multiplicadores e divisores, simplificando o circuito de controle.



Fig. 2.9 – Controle ciclo a ciclo.

2.4.5 - AUTOCONTROLE

A estratégia de autocontrole é muito interessante visto que utiliza um menor número de sensores para amostrar a corrente no indutor e a tensão de saída, sendo semelhante ao controle ciclo a ciclo. De acordo com a Fig. 2.10, a corrente de pico é amostrada diretamente no circuito e multiplicada por um dado ganho K_{samp} , de modo que seu respectivo valor permaneça dentro de uma banda de tensão moduladora triangular. Este valor é subtraído da amplitude do modulador, sendo que a forma de onda senoidal retificada invertida é multiplicada pelo sinal de erro da malha de tensão e então comparada com o modulador dente de serra, gerando o sinal PWM para o interruptor.

Há muitas vantagens atribuídas a esta técnica, como a não necessidade de amostrar a tensão de entrada ou geração de uma referência de corrente; utilização de um compensador proporcional, tornando o sistema mais robusto e redução dos esforços resultantes na utilização de controle digital.



Fig. 2.10 – Autocontrole.

2.5 - ANÁLISE DE TRABALHOS DEDICADOS À REVISÃO DE TOPOLOGIAS OPERANDO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

Na literatura, há vários trabalhos elaborados no intuito de resumir e determinar as características mais relevantes de conversores estáticos dedicados à correção de fator de potência, sendo que alguns dos estudos mais importantes são analisados brevemente a seguir.

Um compêndio de retificadores *boost* PWM é apresentado em [25], onde circuitos monofásicos e trifásicos são classificados segundo o número de interruptores e formas de onda geradas. Além disso, introduz-se o conceito de retificadores *boost* unidirecionais e bidirecionais, associado a topologias de ganho elevado com característica dobradora.

Uma configuração genérica de um conversor aplicado em correção de fator de potência disposto como uma rede de três terminais que envolve uma tensão de entrada, um elemento de armazenamento em baixa frequência e uma carga na saída é introduzida em [26]. A partir desse conceito, configurações básicas podem ser obtidas. Além disso, o estudo engloba retificadores que foram anteriormente estudados na literatura, como Ćuk, SEPIC, Zeta, BIBRED (do inglês, *boost integrated buck rectifier/energy storage dc/dc converter* – retificador *buck* integrado ao conversor *boost/*conversor CC-CC para armazenamento de energia) [27], BIFRED (do inglês, *boost integrated flyback rectifier/energy storage dc/dc converter* – retificador *flyback* integrado ao conversor *boost/*conversor CC-CC para armazenamento de energia) [27], entre outros.

O trabalho apresentado em [28] analisa conversores com um único estágio de conversão, os quais são classificados basicamente em dois grupos: conexão em cascata e conexão em paralelo. Este estudo considera a conexão em cascata de conversores monofásicos com um conversor CC-CC *forward* ou *flyback*, obtendo imposição de correntes de entrada senoidais, isolação e regulação rápida da tensão de saída por meio de um único estágio de conversão. Essencialmente, a análise dedica-se a aplicações de baixas potências.

O estudo desenvolvido em [29] classifica e compara diversos conversores, começando pela estrutura integrada *boost-flyback* e analisando outras soluções possíveis para a obtenção de correntes de entrada aproximadamente senoidais. Além disso, tem-se um resumo de várias formas de obtenção da correção de fator de potência, embora apenas soluções onde a presença de uma ponte a diodos nos conversores sejam apresentadas.

Uma ampla revisão de literatura é desenvolvida em [30], onde os denominados conversores dedicados à melhoria da qualidade da energia elétrica (do inglês, *improved power quality converters* – IPQCs) são descritos em termos das configurações existentes, estratégias de controle, aspectos de projeto, seleção de componentes e escolha para uma dada aplicação. As topologias são apresentadas considerando a característica de fluxo de potência e classificadas segundo os tipos *buck, boost* ou *buck-boost*. Aparentemente, este trabalho é um dos estudos mais completos que envolve a literatura

pertinente a conversores aplicados na correção de fator de potência, embora nem todos os tipos importantes de conversores *boost* CA-CC sejam abordados.

Uma revisão especificamente focada em topologias do tipo *boost* é mostrada em [31], onde a operação em MCC e MCD é considerada no intuito de se desenvolver uma técnica de modelagem que permita aos projetistas escolher tanto o modo de operação quanto o tipo de conversor.

Como foi anteriormente mencionado, a recuperação reversa do diodo *boost* é de extrema importância, sendo que em [32] são apresentadas várias estruturas onde é possível obter comutações sob tensão e corrente nulas empregando células ativas que permitem assim reduzir as perdas por comutação. Além disso, algumas técnicas que permitem a redução das perdas por condução são apresentadas. Apenas alguns conversores são abordados nesse caso, os quais apresentam elevado número de componentes e são mais complexos que as estruturas com comutação dissipativa.

A solução típica para correção de fator de potência que envolve dois estágios de conversão é descrita em [33], onde um conversor *boost* é conectado em cascata com um estágio secundário que realiza a regulação da tensão e fornece isolação galvânica entre a entrada e a saída, caso isso seja necessário. O arranjo possui rendimento reduzido e exige a utilização de circuitos de controle independentes, o que não só implica o aumento da complexidade, mas também dos custos envolvidos [33]. Uma comparação adequada com as soluções que empregam um único estágio é estabelecida por meio da discussão de resultados obtidos em ambos os casos.

Em se tratando especificamente de aplicações de telecomunicação, tem-se o estudo de conversores de um e dois estágios apresentado em [34]. Foi mostrado que há algumas soluções comercialmente disponíveis para aplicações de algumas centenas de watts, as quais tipicamente são baseadas nos conversores *boost*.

Diante do exposto, embora haja vários trabalhos dedicados à análise global de conversores para correção de fator de potência, percebe-se a ausência de uma abordagem especificamente focada nas características individuais das topologias *boost* CA-CC. Isto então motivou a realização deste trabalho, o qual por sua vez não é focado em variações topológicas de estruturas dissipativas agregadas a células de comutação suave. Na sequência, descreve-se vários conversores CA-CC que foram originados a partir da topologia *boost* clássica não isolada. Deve-se ressaltar que todas as estruturas apresentadas são elevadoras, onde a tensão de saída é maior que a tensão de entrada.

2.6 - EVOLUÇÃO DAS TOPOLOGIAS DEDICADAS À OPERAÇÃO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA BASEADAS NO CONVERSOR *BOOST*

No conversor da Fig. 2.4, as perdas por condução são significativas, visto que a corrente sempre circula através de três elementos semicondutores em todas as etapas de operação, que são dois diodos da ponte retificadora em série com o diodo D_b ou o interruptor *S*, o que depende do

estado de bloqueio e condução dos mesmos. Portanto, o rendimento do conversor é comprometido, especialmente quando se considera níveis reduzidos da tensão de entrada eficaz.

Além disso, para se obter elevada densidade de potência e resposta transitória rápida, ambas associadas à redução dos elementos magnéticos, a operação em altas frequências de comutação é necessária. À medida que esta frequência aumenta, o diodo D_b fica submetido a uma tensão elevada e apresenta perdas significativas em virtude de sua recuperação reversa, considerando que o conversor opera com comutação dissipativa. O problema da recuperação reversa do diodo afeta os dispositivos de comutação na forma de uma perda durante a entrada em condução, sendo que isto se torna mais preocupante na condição de altas correntes quando a tensão de entrada é reduzida. Além disso, surgem problemas adicionais relacionados aos níveis de EMI e utilização de dissipadores com maior peso e volume.

No intuito de superar as dificuldades advindas do fenômeno da recuperação reversa, diversas células de comutação suave foram propostas na literatura [13]–[15]. Além disso, foram desenvolvidos diodos de SiC (carboneto de silício) onde não ocorre tal fenômeno, sendo estes dispositivos capazes de operar em frequências da ordem de várias centenas de quilohertz com perdas por comutação desprezíveis. Entretanto, o custo associado a estes elementos é maior do que no caso dos diodos ultrarrápidos de silício puro [35].

Por sua vez, a redução das perdas por condução associada a outros aspectos importantes como aumento do ganho de tensão motivou a proposta de diversas topologias baseadas no conversor *boost* clássico, sendo discutidas de forma qualitativa a seguir.

2.6.1 - CONVERSOR BOOST BRIDGELESS

Para aumentar o rendimento da estrutura da Fig. 2.4, foram propostos os retificadores *boost bridgeless* (estruturas sem ponte de diodos, também chamados de conversores *boost* duais), mostrados na Fig. 2.11 e Fig. 2.12 e inicialmente propostos em [36] e [37], respectivamente. As perdas por condução são minimizadas reduzindo-se o número de dispositivos semicondutores que conduzem a corrente da fonte para a carga [38].

À primeira vista, pode-se pensar que os conversores da Fig. 2.11 e Fig. 2.12 representam uma solução com maior custo e complexidade agregados com robustez comprometida, visto que agora dois interruptores ativos são empregados. O circuito de acionamento dos interruptores na Fig. 2.11 é menos complexo que aquele empregado na Fig. 2.12, visto que ambos estão conectados a um mesmo nó de referência. Deve-se ressaltar que esta característica elimina a possibilidade de ocorrência de curto-circuito em um dos braços do conversor em virtude de um eventual mau funcionamento dos interruptores. Além disso, deve-se realizar uma escolha entre a maior complexidade e a redução das perdas por condução ao se comparar o conversor básico da Fig. 2.4 com as topologias da Fig. 2.11 e da Fig. 2.12.



Fig. 2.11 - Conversor boost bridgeless simétrico.



Fig. 2.12 – Conversor boost bridgeless assimétrico.

Melhorias na topologia da Fig. 2.11 são apresentadas em [39], onde os problemas da recuperação reversa são minimizados pela introdução de um indutor acoplado e dois diodos adicionais. Assim, obtém-se o bloqueio dos diodos de saída sob corrente nula, sendo que as correntes de recuperação reversa nos diodos adicionais são reduzidas pela indutância de dispersão do indutor acoplado. As perdas por recuperação reversa também são reduzidas, sendo que o comportamento transitório dos elementos semicondutores durante a comutação é melhorado. Há também trabalhos mais recentes baseados no conversor *boost bridgeless* com característica dobradora de tensão [40].

A estrutura da Fig. 2.12, também chamada de retificador *boost bridgeless totem-pole* em [41], passou por algumas modificações. Uma versão entrelaçada do conversor com perdas por recuperação reversa reduzidas foi desenvolvida em [41], ao custo da inserção de dois interruptores ativos adicionais. Uma topologia do retificador com detecção de corrente nula e operação com comutação sob tensão nula ao longo de toda a faixa de carga no modo MCR também é estudada em [42], onde o número de componentes é significativamente reduzido.

2.6.2 - CONVERSOR BOOST ENTRELAÇADO

À medida que os níveis de potência aumentam, normalmente é necessário associar conversores em série ou em paralelo. Para aplicações de alta potência, a associação de dois ou mais conversores *boost* de forma entrelaçada (ou intercalada) é normalmente empregada de forma a melhorar o desempenho e reduzir as dimensões dos elementos do estágio de entrada para correção de fator de potência. Além disso, em aplicações de altas correntes onde a elevação de tensão é necessária, as correntes nos interruptores tornam-se apenas uma fração da corrente de entrada [43]. O uso do entrelaçamento efetivamente implica o aumento da frequência de comutação e o

cancelamento das ondulações na entrada e na saída, sendo que as dimensões dos indutores de armazenamento e filtros de EMI são significativamente reduzidas [44].

O conversor *boost* entrelaçado mostrado na Fig. 2.13 foi inicialmente proposto em [45]. O entrelaçamento efetivamente consiste em interconectar várias células de comutação para as quais a frequência de comutação é idêntica, embora os instantes internos de comutação sejam sequencialmente defasados ao longo do período completo. Esse arranjo permite a minimização da ondulação da corrente no indutor, de modo que a frequência efetiva da ondulação total no conversor aumente sem provocar o aumento da frequência de comutação ou dos esforços de tensão/corrente nos elementos semicondutores. Em um sistema entrelaçado, pode-se obter a redução dos elementos magnéticos, resultando no aumento da densidade de potência sem comprometer o rendimento.

Considerando que este conceito pode ser estendido a qualquer número de células, há grande flexibilidade no projeto das estruturas. Por exemplo, em casos onde a ondulação já é reduzida, não é necessário minimizar ainda mais este parâmetro. Nestes casos, pode-se manipular aspectos diversos do conversor. Então, pode-se reduzir a frequência de comutação em um fator N (no intuito de aumentar o rendimento) ou reduzir a indutância em cada célula em um mesmo fator N (no intuito de reduzir as dimensões do conversor). O sistema resultante possuirá uma ondulação N^2 vezes maior em cada célula que no caso do conversor com uma única célula, embora a ondulação total permaneça inalterada. Assim, o entrelaçamento pode ser empregado de modo a aumentar o rendimento do conversor associado ao aumento da densidade de potência e redução da ondulação da corrente [45].

Entretanto, há ainda algumas desvantagens. A divisão equilibrada da corrente entre as células pode ser comprometida em virtude das características intrínsecas dos semicondutores e indutores nas múltiplas fases, sendo que o desequilíbrio na razão cíclica também representa um problema [46]. Para solucionar esta questão, diversos métodos de balanceamento da razão cíclica foram desenvolvidos de modo que a corrente da carga se distribua igualmente entre as várias células do conversor [47]–[51].

Além disso, como a corrente deve ser ajustada de modo a evitar sobrecarga, os circuitos de acionamento e controle podem se tornar mais complexos. A recuperação reversa dos diodos *boost* D_{b1} e D_{b2} ainda representa problemas. Alguns esforços foram desempenhados na literatura no intuito de solucionar esta questão [52], embora a operação em MCD provoque o surgimento de níveis consideravelmente altos de EMI.

A inserção da célula de comutação passiva descrita em [53] minimiza o problema da recuperação reversa no conversor *boost* entrelaçado. Embora a comutação suave seja obtida para ambos os interruptores controlados, há um aumento significativo da complexidade em termos do

maior número de elementos semicondutores e projeto adequado dos elementos do tanque ressonante.



Fig. 2.13 - Conversor boost entrelaçado.

2.6.3 - CONVERSORES BOOST EM MEIA PONTE E PONTE COMPLETA

O conversor *boost* em meia ponte foi apresentado em [54], sendo mostrado na Fig. 2.14. Neste circuito, a corrente circula em apenas um interruptor em cada etapa de operação, sendo que as perdas por condução são drasticamente reduzidas.

O uso de um divisor capacitivo fornece um barramento CC onde a tensão em relação ao ponto central é metade da tensão de saída total. Assim, o ganho de tensão é maior que aquele obtido no conversor *boost* convencional. Entretanto, se duas cargas forem conectadas aos dois capacitores do barramento CC com conexão central, há a necessidade de uma malha de controle adicional para manter o equilíbrio das tensões CC em caso de cargas assimétricas.



Fig. 2.14 – Conversor *boost* em meia ponte.

Embora a característica dobradora de tensão seja obtida, a tensão de saída deve ser pelo menos o dobro do valor de pico da tensão de entrada CA para que o conversor opere adequadamente. Por exemplo, para uma tensão eficaz CA de 220 V, a tensão de saída total deve ser maior que 620 V. Isto implica a utilização de elementos semicondutores capazes de suportar elevados esforços de tensão, provocando ainda o surgimento de esforços consideráveis em todos os elementos que estejam à jusante do conversor. Por outro lado, se a tensão eficaz CA é 127 V, a tensão de saída deve ser maior que 360 V, sendo que este nível de esforço é aceitável e é tipicamente adotado em muitos arranjos comerciais baseados no conversor *boost* [54]. Embora este circuito seja pouco interessante para aplicações com tensão de entrada eficaz universal (85–270 V),

a modificação por meio da inserção de dois diodos e um interruptor com pólo simples e contato duplo pode tornar o circuito capaz de operar em 220 V [54].

Outra desvantagem que foi anteriormente mencionada é a eventual existência de desequilíbrios entre as tensões nos capacitores, o que pode ser provocados por níveis CC existentes nos componentes do controlador ou mesmo por cargas desbalanceadas. O sistema de controle em malha fechada com controle de desequilíbrio também é estudado em [54], onde a diferença entre as tensões nos capacitores é calculada e o sinal CC resultante é então somado à corrente de referência.

A necessidade de uma malha específica para a compensação dos desequilíbrios das tensões é eliminada no conversor da Fig. 2.15 [55]. Mesmo que a estrutura seja capaz de processar níveis de potência mais altos em virtude da inserção de dois interruptores com fluxo de potência bidirecional, o aumento do custo e da complexidade representa desvantagens em virtude do maior número de semicondutores utilizados.



Fig. 2.15 – Conversor *boost* em ponte completa.

2.6.4 - CONVERSORES BOOST A TRÊS NÍVEIS

O conversor *boost* a três níveis é mostrado na Fig. 2.16. Como dois interruptores ativos são empregados, os quais devem ser capazes de suportar metade da tensão de saída total, a topologia torna-se adequada para aplicações em altas potências. Os menores esforços de tensão nos elementos do circuito são importantes, especialmente em aplicações com altas tensões CC de saída. De um ponto de vista prático, a estrutura é recomendada para tensões CC maiores ou iguais a 400 V, sendo que a potência pode chegar a alguns quilowatts.



Fig. 2.16 – Conversor boost a três níveis.

Outro aspecto importante a ser investigado é o tamanho do indutor. Para as mesmas especificações de tensão e potência e, consequentemente, considerando a mesma ondulação da corrente, a indutância necessária é L para o conversor *boost* a três níveis, 2·L para o conversor *boost*
entrelaçado mostrado na Fig. 2.13 e $4 \cdot L$ para o conversor *boost* convencional mostrada na Fig. 2.4 [56].

Deve-se ressaltar também que a frequência da ondulação da corrente nos conversores *boost* a três níveis e *boost* entrelaçado é duas vezes maior do que no conversor *boost* convencional, sendo que este parâmetro possui impacto significativo no tamanho do filtro de entrada [56].

A partir da comparação anterior, pode concluir-se que o conversor *boost* a três níveis é superior ao conversor *boost* convencional no que diz respeito ao rendimento do conversor (para altas tensões de saída) e ao tamanho do indutor. O conversor *boost* entrelaçado com duas células possui melhor rendimento do que o conversor *boost* convencional, mas ainda não é tão elevado quanto aquele da estrutura a três níveis [56].

Outra topologia de retificador *boost* monofásico a três níveis foi introduzida em [57] e [58], como mostra a Fig. 2.17. Este circuito pode ser entendido como a associação de dois conversores *boost*, onde cada um dos mesmos opera em um semiciclo da tensão de entrada.

Se comparado com a topologia da Fig. 2.16, as vantagens que se seguem podem ser atribuídas ao conversor: redução do número de dispositivos semicondutores devido à integração da ponte de diodos e o conversor *boost*; as perdas de condução tornam-se significativamente mais baixas, porque a ponte de diodos é eliminada e a corrente flui através de, no máximo, dois elementos semicondutores durante qualquer uma das etapas de operação; o circuito de acionamento dos interruptores principais é simplificado porque os mesmos estão conectados na forma de um interruptor bidirecional em corrente e em tensão. Além disso, as demais vantagens do conversor da Fig. 2.16 são mantidas, tal como o ganho de tensão elevado e a tensão de bloqueio reduzida nos interruptores principais, os quais são projetados para a metade da tensão de saída total.



Fig. 2.17 – Retificador monofásico a três níveis.

2.6.5 - CONVERSORES *BOOST* EMPREGANDO A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

A célula de comutação de três estados (do inglês, *three-state switching cell* – 3SSC) pode ser concebida a partir da associação de duas células PWM de dois estados (do inglês, *two-state switching cells* – 2SSCs) interconectadas a um transformador com *tap* central e relação de espiras unitária, a partir da qual uma família de conversores CC-CC pode ser obtida [59]. A proposta é semelhante à técnica de entrelaçamento, mas a divisão das correntes não é preocupante devido ao

uso do autotransformador com relação de espiras unitária, que é responsável por equilibrar as correntes através de cada um dos interruptores principais [60].

O uso do conversor *boost* associado com a 3SSC resulta na topologia representada na Fig. 2.18 [61], que consiste na primeira proposta divulgada na literatura para aplicações de topologias baseadas na 3SSC aplicadas à correção de fator de potência de entrada. Deve-se notar que esta disposição é diferente daquela mostrada na Fig. 2.11 devido à presença da ponte de diodos e também do autotransformador. Perdas por condução consideráveis também são esperadas neste caso.

Outra variação da topologia supracitada que é adequada para elevados níveis de potência é representada na Fig. 2.19 [62], [63]. Apesar de empregar quatro interruptores associados a duas células de três estados, a ponte de diodos é eliminada. Além disso, as seguintes vantagens podem ser atribuídas à utilização da 3SSC: os indutores são projetados para o dobro da frequência de comutação, com consequente redução do tamanho, peso e volume; a corrente nos interruptores é metade da corrente de entrada; parte da potência de entrada é fornecida à carga por meio do autotransformador em substituição aos interruptores principais, reduzindo assim as perdas por condução e comutação; interruptores de menor custo podem ser utilizados, devido à possibilidade de paralelismo de qualquer número de células.

Um retificador *boost* de três níveis associado com a 3SSC é apresentado em [64], como mostra a Fig. 2.20, onde a característica dobradora de tensão é obtida. As vantagens desta estrutura são o fluxo de potência bidirecional, os esforços de corrente reduzidos nos elementos semicondutores, redução de peso e volume dos componentes magnéticos e emprego de uma estratégia de controle simples [64].



Fig. 2.18 - Conversor boost empregando a célula de três estados.



Fig. 2.19 - Conversor boost modificado empregando a célula de três estados.



Fig. 2.20 - Retificador boost dobrador empregando a célula de três estados.

2.6.6 - COMPARAÇÃO QUALITATIVA ENTRE RETIFICADORES BOOST

Anteriormente, foram apresentadas e discutidas algumas das topologias *boost* mais importantes dedicadas a aplicações de correção de fator de potência de entrada. Deve-se ressaltar que não foi mostrada uma análise detalhada dos conversores incluindo princípio de funcionamento, procedimento de projeto ou implementação de protótipos experimentais para, eventualmente, compará-los e determinar qual estrutura possui o melhor desempenho. Algumas características qualitativas importantes referentes a cada um dos conversores foram destacadas, demonstrando a evolução da pesquisa no que tange a trabalhos relacionados com conversores *boost* CA-CC.

Neste ponto, é importante resumir algumas características importantes das topologias *boost*, como é mostrado na Tabela 2.1. Considerando que seis categorias foram anteriormente apresentadas, é estabelecida uma comparação adequada entre as mesmas, adotando-se as mesmas especificações de corrente, potência, tensão e frequência de comutação. As seis topologias escolhidas para este fim são: conversor *boost* convencional (CBC – Fig. 2.4); conversor *boost bridgeless* simétrico (CBBS – Fig. 2.11); conversor *boost* entrelaçado (CBE – Fig. 2.13); conversor *boost bridgeless* a três níveis (CBB3N – Fig. 2.17); conversor *boost* em meia ponte (CBMP – Fig. 2.14); e o conversor *boost* modificado usando a célula de comutação de três estados (CBM3SSC – Fig. 2.19).

Parâmetro	Conversores Boost CA-CC					
1 ai aileti 0	CBC	CBBS	CBE	CBB3N	CBMP	CBM3SSC
Número de indutores boost	$1 \times L$	$1 \times L$	2×L/2	$1 \times L$	$1 \times L$	1×L/2
Tensão de saída total	V_o	V_o	V_o	$2 \cdot V_o$	V_o	V_o
Máximo número de elementos semicondutores no caminho de circulação da corrente	3	2	3	2	1	4
Existência de ponte de diodos	Sim	Não	Sim	Não	Não	Não
Número de interruptores ativos	1	2	2	2	2	4
Número de diodos boost	1	2	2	2	0	4

Tabela 2.1 – Comparação simples entre algumas topologias de conversores boost CA-CC.

Diante do exposto, constata-se que a comparação estabelecida na Tabela 2.1 é puramente qualitativa, não sendo possível constatar eventuais diferenças no desempenho real dos conversores em questão. Motivado pela ausência de trabalhos onde se propõe uma comparação entre várias estruturas projetadas para um mesmo ponto de operação, este trabalho pretende apresentar a

metodologia de projeto e analisar os resultados obtidos a partir de três estruturas dentre aquelas mencionadas anteriormente:

1) conversor *boost* convencional, visto que esta é a topologia original que deu origem a todos os demais arranjos em questão;

2) conversor *boost bridgeless*, pois se trata de uma estrutura relativamente simples onde se consegue obter a redução das perdas por condução por meio da eliminação da ponte a diodos;

3) conversor *boost* modificado baseado na célula de três estados, sendo este um retificador onde se obtém as vantagens atribuídas à utilização da 3SSC associadas à divisão dos esforços de corrente e redução do tamanho dos elementos magnéticos, de forma semelhante ao conversor entrelaçado. Porém, a presença da ponte a diodos é eliminada.

2.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, são apresentadas algumas das mais relevantes e interessantes estruturas de conversores *boost* CA-CC para aplicações de correção de fator de potência de entrada. Além disso, a revisão da literatura desenvolve-se no intuito de explorar a perspectiva de várias configurações de conversores *boost* para pesquisadores, projetistas, engenheiros e usuários finais de conversores CA-CC.

A exposição de seis tipos de arranjo visa mostrar a evolução do conversor *boost* e também proporcionar a seleção de uma topologia adequada para uma dada aplicação. Embora se destine a destacar algumas das principais características dos conversores, este capítulo procura motivar o leitor a analisar algumas das mais importantes publicações relacionadas ao tema por meio de uma citação adequada dos trabalhos.

Uma vez que há muitas topologias *boost* disponíveis na literatura, é importante saber que os vários aspectos da topologia básica mostrada na Fig. 2.4 foram melhorados e que há muitos arranjos possíveis adequados para aplicações distintas. Se um dado conversor é necessário para aplicações de alta potência e alta corrente, o conversor entrelaçado se mostra adequado, pois a corrente de carga pode ser igualmente dividida entre as fases múltiplas, implicando a especificação de elementos semicondutores para valores nominais de corrente reduzidos. No entanto, se a redução das perdas de condução é uma necessidade iminente, consequentemente associada a um elevado rendimento, o conversor *boost bridgeless* é recomendado uma vez que a corrente flui através de apenas dois elementos semicondutores. Quando a redução do tamanho, peso e volume é necessária, a utilização do conversor entrelaçado ou retificadores baseados no conceito da 3SSC pode ser considerada. Finalmente, em aplicações onde o elevado ganho de tensão é exigido, a utilização de configurações dobradoras de tensão é possível como, por exemplo, os retificadores em meia ponte ou monofásico a três níveis.

O estudo apresentado neste ponto é focado em topologias com comutação dissipativa, mas há inúmeras variações de estruturas com comutação suave na literatura. Embora o capítulo não tenha sido dedicado à análise detalhada de cada uma das estruturas supracitadas, serve como base para o estudo que se desenvolve nos capítulos posteriores.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DE RETIFICADORES COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA BASEADOS NA ESTRUTURA *BOOST* OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No Capítulo 2, apresentam-se os retificadores *boost*, os quais desempenham papel fundamental como estágios reguladores que operam com correntes aproximadamente senoidais e em fase com a tensão CA da rede, obtendo então um elevado fator de potência de entrada próximo da unidade. Assim, é imperativo definir o roteiro de projeto dos estágios de potência e controle dos conversores estáticos dedicados a essa finalidade.

Diante dessa premissa, este capítulo apresenta os estudos qualitativos e quantitativos dos três retificadores operando em modo de condução contínua, os quais foram anteriormente escolhidos como o foco deste trabalho: o conversor *boost* convencional, o conversor *boost bridgeless* e o conversor *boost* baseado na célula de três estados. Inicialmente, mostram-se as etapas de funcionamento dos conversores, a partir das quais é possível desenvolver o roteiro de projeto que envolve a determinação correta dos semicondutores, indutores, capacitores e demais elementos pertinentes.

Neste ponto, ainda é importante ressaltar que as três estruturas supracitadas são bastante conhecidas na literatura e constituem o foco de estudo de outros trabalhos. Desta forma, a metodologia apresentada neste capítulo consiste na reprodução de uma série de passos que permite a obtenção das expressões matemáticas relacionadas aos conversores. Assim, são devidamente citados os trabalhos anteriores que desenvolveram estudos semelhantes ou correlatos, de modo que em alguns pontos não são demonstradas todas as manipulações matemáticas de forma detalhada.

3.2 - CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL

O conversor *boost* clássico é novamente mostrado na Fig. 3.1, sendo esta a principal estrutura empregada como estágio pré-regulador de entrada de fontes chaveadas e equipamentos que eventualmente requerem tensões CC regulada para operação. Sua utilização associada à técnica de controle por valores médios da corrente é muito difundida, principalmente em virtude de dispositivos dedicados como o CI UC3854 fabricado por "*Texas Instruments*", sendo que em [24] este fabricante divulga um roteiro de projeto completo que permite obter todos os elementos dos circuitos de potência e de controle considerando um ponto de operação genérico. Entretanto, a metodologia apresentada não considera aspectos importantes como as funções de transferência das

malhas de corrente e tensão e a modelagem de pequenos sinais do conversor, sendo que isso é mostrado para as três estruturas que são o foco principal deste trabalho.

A topologia clássica da Fig. 3.1 é analisada detalhadamente a seguir.



Fig. 3.1 – Conversor boost CA-CC convencional.

3.2.1 - ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa do conversor corresponde às distintas etapas de operação da topologia, bem como às principais grandezas elétricas para cada um destes estágios. Assim, é possível constatar também as formas de onda resultantes de sua operação, considerando que o conversor opera em regime permanente.

Neste caso, sabendo que o conversor opera em MCC, há dois estágios ao longo de um período de comutação. A análise é desenvolvida considerando que todos os elementos são ideais e que o conversor encontra-se em regime permanente.

Adotando o semiciclo positivo da tensão de entrada CA, tem-se as etapas representadas na Fig. 3.2, onde o caminho da corrente é representado pelo traço mais espesso no circuito de potência. Deve-se ressaltar que no semiciclo negativo os estágios de funcionamento são descritos de forma análoga, exceto pelo fato de que a corrente circulará pelos diodos D_2 e D_3 .





1^a etapa $[t_0, t_1]$ (Fig. 3.2 (a)): Sabendo que a frequência de comutação f_s é muito maior do que frequência da rede elétrica de 60 Hz, a tensão de entrada é considerada constante ao longo de cada ciclo de comutação. Assim, o interruptor *S* é acionado por um sinal PWM, de modo que a fonte de tensão de entrada fornece energia ao indutor e a corrente que circula neste elemento cresce linearmente. O diodo D_b encontra-se bloqueado, enquanto o capacitor se descarrega fornecendo

energia para a carga. Nota-se ainda que a corrente circula por dois diodos da ponte retificadora associada ao interruptor controlado, o que implica elevadas perdas por condução.

 2^{a} etapa [t_{1} , t_{2}] (Fig. 3.2 (b)): Neste estágio, o interruptor controlado é bloqueado e o diodo D_{b} é polarizado diretamente. Neste caso, a energia armazenada no indutor é transferida ao estágio de saída por meio do diodo *boost*. Em outras palavras, o indutor se descarrega linearmente, de modo que a corrente é fornecida ao capacitor, que novamente é carregado. Após o término deste estágio, inicia-se um novo ciclo de comutação onde as condições estabelecidas na primeira etapa tornam a ocorrer. Novamente, a corrente torna a circular por três elementos semicondutores.

Com base no exposto anteriormente, as formas de onda teóricas pertinentes ao conversor são mostradas na Fig. 3.3, a partir da qual é possível definir as seguintes variáveis: $v_{g(S)}$ – sinal de comando aplicado ao interruptor controlado *S*;

 i_S , v_S – corrente e tensão instantânea no interruptor S, respectivamente;

 i_{Db} , v_{Db} – corrente e tensão instantânea no diodo D_b , respectivamente;

 i_{Lb} , v_{Lb} – corrente e tensão instantânea no indutor L_b , respectivamente;

 I_o – valor médio da corrente na carga;

 ΔI_{Lb} – ondulação de pico a pico da corrente no indutor L_b , definida pela diferença entre os valores máximo I_M e mínimo I_m da corrente neste elemento de filtro.

3.2.2 - ANÁLISE QUANTITATIVA

3.2.2.1 - VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA, ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA *BOOST*

Considerando que a tensão de saída do conversor é constante e que a tensão de entrada é definida por uma senóide, para que o conversor opere com frequência de comutação constante, a razão cíclica deve variar a cada período de comutação ao longo do ciclo da tensão CA.

A tensão de entrada instantânea é definida por (3.1).

$$v_i(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t), \text{ para } 0 \le \omega \cdot t \le 2\pi$$
 (3.1)

onde:

 $v_i(\omega t)$ – valor instantâneo da tensão de entrada;

 ω -frequência angular da tensão da rede elétrica CA;

 V_i – valor eficaz da tensão de entrada.

A relação entre as tensões de entrada e saída a cada ciclo de comutação representa a expressão do ganho estático do conversor *boost* em MCC, sendo que a tensão de entrada e a razão cíclica variam com o tempo. Assim, define-se:

$$\frac{V_o}{v_i(\omega \cdot t)} = \frac{1}{1 - D(\omega \cdot t)}$$
(3.2)

onde:

 $D(\omega t)$ – valor instantâneo da razão cíclica.



Fig. 3.3 – Formas de onda teóricas do retificador boost convencional.

Substituindo-se (3.1) em (3.2), chega-se a (3.3).

$$\frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t)} = \frac{1}{1 - D(\omega \cdot t)}$$
(3.3)

Definindo-se o ganho do conversor, ou seja, a relação entre as tensões de saída e de entrada, como sendo o parâmetro β , tem-se:

$$\beta = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i} \tag{3.4}$$

Substituindo (3.4) em (3.3), pode-se escrever a expressão da razão cíclica como:

$$D(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t)$$
(3.5)

Na Fig. 3.4, tem-se a variação da razão cíclica do sinal de comando do interruptor *S* durante o semiciclo positivo da tensão de alimentação. Por meio do gráfico, pode-se verificar que a razão cíclica varia entre um valor mínimo, que é função do parâmetro β e ocorre no instante da passagem pelo pico da tensão de alimentação em $\omega t = \pi/2$, e a unidade, que ocorre no instante da passagem por zero da tensão de alimentação.

A razão cíclica mínima pode ser obtida substituindo-se $\omega t = \pi/2$ em (3.5), resultando em (3.6).



Fig. 3.4 - Variação da razão cíclica ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação.

Devido à variação da tensão de entrada e do ciclo operacional do interruptor *S*, a ondulação da corrente de entrada varia ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação. A determinação deste parâmetro é necessária para o dimensionamento da indutância de filtro do conversor. Assim, a análise é desenvolvida observando-se um período de comutação do interruptor. Caso o mesmo esteja conduzindo, a tensão de entrada é aplicada sobre o indutor, ou seja:

$$\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \operatorname{sen}(\boldsymbol{\omega} \cdot t) = L_b \cdot \frac{di_i(\boldsymbol{\omega} \cdot t)}{dt}$$
(3.7)

onde:

 L_b – indutância *boost*.

 $i_i(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente de entrada.

Em outros termos, pode-se reescrever (3.7) como:

$$\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t) = L_b \cdot \frac{\Delta i_i(\omega \cdot t)}{\Delta t}$$
(3.8)

Definindo-se Δt como o intervalo de condução, $\Delta i_i(\omega t) = \Delta i_{Lb}(\omega t)$ como a ondulação da corrente de entrada e T_s como o período de comutação do interruptor, tem-se que a relação entre o intervalo de condução e a razão cíclica é dada por (3.9).

$$\Delta t = D(\omega \cdot t) \cdot T_s \tag{3.9}$$

Substituindo-se (3.5) em (3.9) e, em seguida, (3.9) em (3.8), chega-se à expressão da variação da corrente de entrada, isto é, da corrente no indutor *boost*, dada por (3.11).

$$\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t) = L_b \cdot \frac{\Delta i_{Lb}(\omega \cdot t)}{\left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t)\right] \cdot T_s}$$
(3.10)

$$\Delta i_{Lb}(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t)}{L_b} \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t)\right] \cdot T_s$$
(3.11)

33

Assim, a ondulação de corrente de entrada parametrizada é obtida por meio de (3.12).

$$\overline{\Delta i_{Lb}} \left(\boldsymbol{\omega} \cdot t \right) = L_b \cdot \frac{\Delta i_{Lb} \left(\boldsymbol{\omega} \cdot t \right)}{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot T_s}$$
(3.12)

sendo:

$$\overline{\Delta i_{Lb}}(\omega \cdot t) = \operatorname{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot t)\right]$$
(3.13)

A Fig. 3.5 apresenta as curvas referentes à ondulação de corrente no indutor *boost*, parametrizada para um semiciclo da tensão de entrada e definidas pela expressão (3.13), para diversos valores do parâmetro β .



Fig. 3.5 - Ondulação da corrente de entrada parametrizada durante um semiciclo da tensão de alimentação.

O valor máximo da ondulação parametrizada é obtido a partir de (3.13), para os valores especificados das tensões de entrada e saída do conversor, ou seja, do parâmetro β , sendo que ωt varia entre 0 e π .

Derivando-se (3.13) em relação a ωt e igualando o resultado a zero, é possível determinar os instantes em que a ondulação da corrente de entrada parametrizada assume um valor máximo ou mínimo relativo. Logo, tem-se:

$$\frac{d\left(\overline{\Delta i_{Lb}}\left(\boldsymbol{\omega}\cdot\boldsymbol{t}\right)\right)}{d\left(\boldsymbol{\omega}\cdot\boldsymbol{t}\right)} = 0 \tag{3.14}$$

Substituindo-se (3.13) em (3.14), é possível obter os pontos de derivada nula da corrente parametrizada, representados por (3.15) e (3.16).

$$\boldsymbol{\omega} \cdot \boldsymbol{t}_1 = \arcsin\left(\frac{\boldsymbol{\beta}}{2}\right) \tag{3.15}$$

$$\boldsymbol{\omega} \cdot \boldsymbol{t}_2 = \frac{\pi}{2} \tag{3.16}$$

A condição de ondulação máxima em ωt_1 só é válida para $\beta \leq 2$, obtida através da substituição de (3.15) em (3.13) e dada por (3.17).

$$\overline{\Delta i_{Lb(max)}}(\omega \cdot t) = \frac{\beta}{4}$$
(3.17)

Para $\beta \ge 2$, existirá um único ponto de ondulação máxima em ωt_1 , obtido a partir da substituição de (3.16) em (3.13) e dado por (3.18).

$$\overline{\Delta i_{Lb(max)}}(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta}$$
(3.18)

Substituindo-se (3.17) ou (3.18) em (3.12), determina-se o valor da ondulação máxima de corrente no indutor como sendo:

$$\Delta i_{Lb(max)} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot T_s}{L_b} \cdot \overline{\Delta i_{Lb(max)}}$$
(3.19)

Finalmente, o valor da indutância boost pode ser determinado por (3.20).

$$L_{b} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{i}}{f_{s}} \cdot \frac{\Delta i_{Lb(max)}}{\Delta i_{Lb(max)}}$$
(3.20)

onde f_s é a frequência de comutação e $\Delta i_{Lb(max)}$ é um valor previamente especificado no projeto.

3.2.2.2 - CAPACITÂNCIA DE FILTRO DE SAÍDA

Seguindo-se o procedimento definido em [65], o qual não será reproduzido nesta seção, é possível obter a expressão que permite determinar a capacitância de saída da seguinte forma:

$$C_o = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_r) \cdot V_o \cdot \Delta V_o}$$
(3.21)

onde f_r é a frequência da tensão de entrada (ou da rede elétrica CA), ΔV_o é a ondulação da tensão de saída definida em projeto e I_i é o valor eficaz da corrente de entrada.

3.2.2.3 - ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

As expressões que permitem calcular esforços de tensão e corrente para os diodos da ponte retificadora, o diodo *boost* e o interruptor controlado são dadas em [66] e não serão demonstradas neste trabalho.

Para os diodos D_1 a D_4 da ponte retificadora, a corrente média, a corrente eficaz e a máxima tensão reversa são dadas pelas expressões (3.22), (3.23) e (3.24), respectivamente.

$$I_{D1\dots D4(\text{méd.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{\pi}$$
(3.22)

$$I_{D1...D4(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{2}$$
(3.23)

$$V_{D1\dots D4(\text{máx.})} = \sqrt{2} \cdot V_i \tag{3.24}$$

Para o diodo *boost* D_b , a corrente média, a corrente eficaz e a máxima tensão reversa são dadas pelas expressões (3.25), (3.26) e (3.27), respectivamente.

$$I_{Db(\text{méd.})} = \frac{P_o}{V_o} \tag{3.25}$$

$$I_{Db(\text{ef.})} = \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot \frac{V_i \cdot I_i}{V_o}$$
(3.26)

$$V_{Db(\text{máx.})} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2}$$
(3.27)

Para o interruptor controlado *S*, a corrente média, a corrente eficaz e a máxima tensão de bloqueio são dadas pelas expressões (3.28), (3.29) e (3.30), respectivamente.

$$I_{S(\text{méd.})} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_i}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_i}{V_o}\right)$$
(3.28)

$$I_{S(\text{ef.})} = I_i \cdot \left(1 - \frac{8}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_i}{V_o} \right)$$
(3.29)

$$V_{S(\text{máx.})} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \tag{3.30}$$

3.2.3 - CIRCUITO DE CONTROLE

A técnica de controle denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada aplicada a conversores CA-CC tornou-se notoriamente popular em função das características mencionadas na Seção 2.4.2 e, ainda, devido à existência de dispositivos como o CI UC3854, fabricado por Texas Instruments, Inc. [24]. Assim, obtém-se na saída do conversor uma tensão CC constante, regulada e independente das variações de carga ou do nível da tensão de alimentação, sendo que a corrente de entrada possui forma senoidal e em fase com a tensão de alimentação.

O módulo pré-regulador UC3854 foi desenvolvido com o intuito de minimizar o conteúdo harmônico da corrente de entrada em conversores de potência, empregando-se artifícios de controle ativo necessários à obtenção de um fator de potência aproximadamente unitário. Este dispositivo possibilita o projeto de um estágio pré-regulador em condições de operar ao longo de uma ampla faixa de potência da tensão de linha, sem a necessidade de considerar a tensão ou a frequência da rede local. O CI pode ser aplicado não só ao retificador *boost* clássico, mas também a outras topologias mediante a configuração adequada de elementos passivos como resistores e capacitores.

O funcionamento do CI UC3854 é baseado na geração de uma corrente de referência que monitora a corrente de entrada. A configuração básica do circuito de controle aplicado ao conversor *boost* básico é mostrada na Fig. 3.6 [2], [65].

A seguir, tem-se a descrição de cada bloco do sistema de controle do conversor.

- <u>Multiplicador-divisor</u>: este bloco gera o sinal de referência de corrente (*i_{ref}*) a partir de operações de multiplicação e divisão dos sinais da amostra da tensão da rede retificada (entrada A), saída do regulador de tensão (entrada B) e saída do bloco de realimentação da tensão de entrada (entrada C);
- <u>Sensor *K*</u>: ganho do sensor que amostra a tensão de entrada, cujo sinal de saída fornece o formato para o sinal de referência de corrente;
- <u>Regulador de tensão</u>: é responsável pela regulação da tensão de saída. Gera um sinal que compõe a referência de corrente, corrigindo-a de acordo com as variações de carga;
- <u>Regulador de corrente</u>: é responsável pela geração de um sinal que resulta na razão cíclica adequada para manter a corrente de entrada em conformidade com o sinal de referência de corrente estabelecido;
- <u>Modulador PWM</u>: este bloco é constituído por um comparador, cujas entradas são a saída do compensador de corrente e uma forma de onda do tipo dente de serra que estabelece a frequência de comutação, sendo a saída correspondente ao sinal PWM de comando do interruptor.
- <u>Sensor *K*_o</u>: ganho do sensor de tensão que amostra a tensão de saída CC do conversor;
- <u>Sensor de corrente</u>: retira uma amostra da corrente de entrada do retificador, podendo ser do tipo resistivo ou efeito Hall, gerando um sinal com a mesma forma da corrente de entrada;
- Tensão de referência: sinal constante que indica o valor médio desejado da tensão de saída;
- <u>Filtro passa-baixa</u>: este bloco visa corrigir de forma rápida a referência de corrente quando ocorrerem variações no valor eficaz da tensão da fonte de alimentação do conversor, mantendo constante a potência de entrada do mesmo. O sinal de saída deste bloco é proporcional ao valor eficaz da tensão de alimentação do retificador.

Antes de analisar detalhadamente as malhas de controle que compõem o sistema da Fig. 3.6, deve-se ressaltar novamente que o diagrama esquemático do CI UC3854 é utilizado como base para obter a operação com alto fator de potência em todos os três conversores que compõem o escopo deste trabalho, isto é, os retificadores *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados. Assim, é necessário determinar as funções de transferência das malhas de corrente e tensão, as quais não são obrigatoriamente as mesmas para todas as topologias *boost*.

O procedimento detalhado a seguir é desenvolvido para o conversor *boost* clássico, mas também é válido para as demais estruturas. Posteriormente, apresentam-se apenas as funções de transferência pertinentes às malhas de tensão e de corrente para os conversores *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados, mas sem repetir todo o procedimento em questão.



Fig. 3.6 - Circuito integrado UC3854 associado ao retificador boost convencional.

3.2.3.1 - MALHA DE CORRENTE

O objetivo desta malha é impor à corrente de entrada do retificador um sinal de referência senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Desta forma, o conversor é capaz de operar com fator de potência aproximadamente unitário e absorver da fonte de alimentação uma corrente de amplitude tal que a potência transferida à carga seja suficiente para manter constante a tensão de saída.

Para projetar o sistema de controle que impõe tal corrente, deve-se determinar a função de transferência que relaciona um sinal de controle e a corrente de entrada do retificador. Em outras palavras, a função de transferência a ser determinada deve relacionar a corrente no indutor e a razão cíclica de operação do interruptor, que são as variáveis controlada e de controle, respectivamente.

Utilizando o modelo do interruptor PWM proposto por Vorpérian [67], a função de transferência $i_{Lb}(s)/d(s)$ é obtida da seguinte forma:

$$G_{i}(s) = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{i}}{D'} \cdot \left[\frac{R_{o} \cdot D'}{R_{o} \cdot D' + R_{SE}} + s \cdot (R_{o} + R_{SE}) \cdot C_{o}\right]}{\left[\frac{R_{o} \cdot D' \cdot (R_{o} \cdot D' + R_{SE})}{R_{o} + R_{SE}}\right] + s \cdot (L_{b} + R_{o} \cdot R_{SE} \cdot C_{o} \cdot D') + s^{2} \cdot (R_{o} + R_{SE}) \cdot C_{o} \cdot L_{b}}$$
(3.31)

onde $i_{Lb}(s)$ é a corrente no indutor, d(s) é a razão cíclica, D'=1-D representa o complemento da razão cíclica e R_{SE} corresponde à resistência série intrínseca do capacitor de saída C_o .

Na função de transferência dada por (3.31), verifica-se que as curvas de ganho e fase correspondentes dependem do ponto de operação do conversor e de parâmetros do circuito. Além disso, constata-se a presença de um zero e dois pólos.

Por sua vez, a função de transferência em (3.31) pode ser escrita de forma simplificada como:

$$G_i(s) = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b}$$
(3.32)

Visando à elevação do ganho em baixas frequências de modo a possibilitar a melhor reprodução da corrente senoidal de referência, principalmente na operação do conversor com carga leve, bem como conferir ao sistema resposta dinâmica adequada obtida com a elevação da frequência de corte da função de transferência de laço aberto (FTLA) e, ainda, garantir alta imunidade a ruídos, utiliza-se normalmente um compensador do tipo integrador com uma rede de atraso/avanço, que possui um zero e dois pólos [65].

Um pólo é localizado na origem, provocando o aumento do ganho em baixa frequência. A inclusão deste pólo reduz a margem de fase, podendo levar o sistema à instabilidade. Para garantir a estabilidade, obtendo-se o aumento da margem de fase, uma resposta rápida e uma boa reprodução do sinal de referência, o zero é alocado pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação. O segundo pólo tem por objetivo eliminar ruídos de alta frequência introduzidos na malha de controle em virtude da ondulação da corrente no indutor *boost* na frequência de comutação [65]. O compensador da malha de corrente é mostrado na Fig. 3.7.



Fig. 3.7 – Compensador da malha de corrente do tipo proporcional-integral com filtro.

A função de transferência do compensador da malha de corrente $C_i(s)$ é dada por:

$$C_{i}(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}}$$
(3.33)

onde:

 ω_z – frequência angular do zero [rad/s];

 ω_{p1} – frequência angular do pólo na origem [rad/s];

 ω_{p2} – frequência angular do segundo pólo [rad/s].

Os elementos do compensador de corrente são determinados a partir das expressões (3.34) a (3.36).

$$\frac{1}{\omega_z} = C_{cz} \cdot R_{cz} \tag{3.34}$$

$$\frac{1}{\omega_{p1}} = \left(C_{cp} + C_{cz}\right) \cdot R_{ci} \tag{3.35}$$

$$\frac{1}{\omega_{p2}} = R_{ci} \cdot \frac{C_{cp} \cdot C_{cz}}{\left(C_{cp} + C_{cz}\right)}$$
(3.36)

Em termos dos componentes do circuito da Fig. 3.7, a função de transferência $C_i(s)$ pode ser reescrita como:

$$C_{i}(s) = \frac{1 + s \cdot C_{cz} \cdot R_{cz}}{s \cdot R_{ci} \cdot \left(C_{cp} + C_{cz} + s \cdot R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz}\right)}$$
(3.37)

Assim, os seguintes critérios de alocação são válidos para a malha de corrente do conversor *boost* convencional:

$$f_{ci} = \frac{f_s}{4} \tag{3.38}$$

$$\omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{ci}}{2 \cdot 10} \tag{3.39}$$

$$\omega_{p1} = 0 \tag{3.40}$$

$$\omega_{p2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{2} \tag{3.41}$$

onde f_{ci} é a frequência de cruzamento da malha de corrente.

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente não compensada é dada por:

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot H_e(s) \cdot F_m(s)$$
(3.42)

onde:

 $H_i(s)$ – ganho do elemento sensor de corrente no indutor, sendo $H_i(s)=R_{sh}$;

 $H_e(s)$ – função matemática que possui dois zeros no semiplano direito, sendo incorporada simplesmente para testar a robustez do sistema;

 $F_m(s)$ – função de transferência do modulador PWM.

A função de amostragem $H_e(s)$, que por sua vez é incluída na realimentação de corrente para modelar o efeito da comutação na malha de corrente, é dada por:

$$H_{e}(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_{z} \cdot Q_{z}} + \frac{s^{2}}{\omega_{z}^{2}}$$
(3.43)

sendo:

$$\omega_z = \frac{\pi}{T_s} = \pi \cdot f_s \tag{3.44}$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \tag{3.45}$$

Por sua vez, a função de transferência do modulador é:

40

$$F_m(s) = \frac{1}{V_s} \tag{3.46}$$

onde V_s corresponde à amplitude do sinal dente de serra ou triangular, que é comparado com o erro fornecido pelo compensador de corrente para gerar o sinal de acionamento do interruptor.

A partir da escolha da frequência de corte e da alocação adequada dos pólos e zeros em $C_i(s)$, tem-se a função de transferência de laço aberto da malha de corrente compensada dada por (3.47), cuja frequência de cruzamento do diagrama de fase deve ser igual a f_{ci} .

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C_i(s)$$
(3.47)

3.2.3.2 - MALHA DE TENSÃO

Um problema adicional relativo a este sistema de controle reside na manutenção da tensão de saída em um valor especificado determinado por um sinal de referência fixo, independentemente de variações na carga do conversor [65].

Para projetar um compensador de modo que a tensão de saída do retificador permaneça constante segundo o valor desejado, é necessário determinar a função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor. A função de transferência $G_{\nu}(s)$, cuja dedução não será demonstrada neste trabalho, é obtida a partir do modelo do interruptor PWM [67] como:

$$G_{v}(s) = \frac{v_{o}(s)}{i_{Lb}(s)} = \frac{R_{o} \cdot D' \cdot (1 + s \cdot R_{SE} \cdot C_{o})}{1 + s \cdot (R_{o} + R_{SE}) \cdot C_{o}}$$
(3.48)

onde $v_o(s)$ é a tensão de saída.

De acordo com a função de transferência $G_v(s)$, as potenciais fontes de perturbação do conversor são a carga e a razão cíclica. Variações de carga afetam o pólo e o ganho do sistema, sendo este último sensível à razão cíclica. Portanto, variações nestas grandezas produzem alterações na tensão de saída do retificador [67].

O compensador da malha de tensão deve possuir resposta lenta a variações da carga para que não haja distorção na corrente de entrada, pois uma ação de controle muito rápida causaria uma variação também rápida na referência de corrente, a qual deixaria de ser uma senóide.

A compensação da tensão de saída é realizada por uma rede RC com características filtro passa-baixa. A frequência de corte deve ser muito baixa para atenuar a frequência de 120 Hz na saída do compensador. O circuito responsável por essa ação é mostrado na Fig. 3.8.

Assim, tem-se a função de transferência do compensador dada por:

$$C_{\nu}\left(s\right) = K_{\nu} \cdot \frac{s + Z_{\nu}}{s} \tag{3.49}$$

Os componentes do compensador são determinados utilizando as equações (3.50) e (3.51).



Fig. 3.8 - Compensador da malha de tensão do tipo proporcional com filtro.

$$K_{v} = \frac{R_{vf}}{R_{vd}} \tag{3.50}$$

$$Z_{v} = \frac{1}{R_{vf} \cdot C_{vf}} \tag{3.51}$$

Em termos dos componentes do circuito da Fig. 3.78, a função de transferência $C_{\nu}(s)$ pode ser reescrita como:

$$C_{v}\left(s\right) = \frac{R_{vf}}{R_{vd}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_{vf} \cdot R_{vf}}$$
(3.52)

O critério de alocação do pólo do compensador consiste em ajustar a frequência de corte f_{cv} como sendo menor que um quarto da frequência de oscilação da rede, isto é, normalmente entre 10 Hz e 20 Hz.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão não compensada é dada por:

$$FTLA_{scv}(s) = H_{v}(s) \cdot \left(\frac{I_{ac}}{K_{m} \cdot V_{ff}^{2}}\right) \cdot \left(\frac{R_{mo}}{H_{i}(s)}\right) \cdot Z_{o}(s)$$
(3.53)

onde:

 $H_i(s)$ – ganho do elemento sensor da corrente no indutor, sendo:

$$H_{v}(s) = \frac{V_{ref}}{V_{o}} = \frac{7,5}{V_{o}}$$
(3.54)

 I_{ac} – máxima corrente do circuito multiplicador;

- $K_m = 1 \text{constante multiplicadora válida para o CI UC3854};$
- V_{ff} tensão da malha de *feedforward*;
- R_m resistor utilizado no CI UC3854.

A partir da escolha da frequência de corte e da alocação adequada do pólo em $C_v(s)$, tem-se a função de transferência de laço aberto da malha de tensão compensada dada por (3.55), cuja frequência de cruzamento do diagrama de fase deve ser igual a f_{cv} .

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_{v}(s)$$
(3.55)

3.2.3.3 - MALHA DE FEEDFORWARD

A malha de controle direto da tensão de entrada tem por objetivo tornar a tensão de saída do conversor imune a variações da tensão de alimentação. Esta ação é denominada *feedforward* e possui caráter antecipativo.

A malha de *feedforward* utiliza um filtro do tipo passa-baixa cujo sinal de entrada é uma amostra retificada da tensão de alimentação. A saída é um sinal de tensão CC que contém uma pequena componente alternada, sendo proporcional ao valor eficaz da tensão da fonte de alimentação e atuando no sentido de alterar a referência de corrente quando da ocorrência de variações desta tensão em termos de valor eficaz. O sinal de saída é elevado ao quadrado e atua como denominador na composição da referência de corrente.

A componente alternada do sinal de saída da malha de *feedforward* provoca distorção na referência de corrente e, consequentemente, na corrente de entrada do retificador. Cada 1% de ondulação deste sinal resulta em 1% de terceira harmônica na corrente de entrada [24].

Portanto, é necessário que o filtro escolhido apresente boa atenuação das componentes harmônicas presentes na amostra da tensão da fonte de alimentação sem, entretanto, comprometer a resposta dinâmica do sistema. A solução satisfatória consiste em um filtro passivo do tipo passa baixa de dois pólos, ilustrado na Fig. 3.9.



Fig. 3.9 – Malha de *feedforward*.

O ganho do filtro é calculado considerando-se que a tensão de saída do mesmo contribui com uma distorção harmônica de 1,5% na referência de corrente, a partir da componente de segunda ordem presente na tensão de alimentação retificada, cuja magnitude é de 66,2% da tensão de entrada do retificador. Assim, o ganho do filtro é dado por (3.56).

$$G_f = \frac{1,5}{66,2} = 0,0227 \tag{3.56}$$

Como o filtro possui dois estágios, existirá um ganho $\sqrt{G_f} = 0,15$ para cada estágio. A frequência de corte é calculada por (3.57), onde *f* é a frequência da tensão de alimentação, tipicamente igual a 60 Hz.

$$f_{cf} = 2 \cdot f \cdot \sqrt{G_f} = 18 \text{ Hz}$$
(3.57)

Assim, pode-se definir as seguintes expressões:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff2}}$$
(3.58)

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff3}}$$
(3.59)

O valor de R_{ff1} é calculado de modo que a tensão V_{ff} possua um valor mínimo especificado, ou seja:

$$1,414 = \frac{0,9 \cdot V_i \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$
(3.60)

Para os conversores *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados, o projeto da malha de *feedforward* segue as mesmas recomendações supracitadas e não se apresenta posteriormente nas respectivas seções que tratam da malha de controle dos retificadores.

3.3 - CONVERSOR BOOST BRIDGELESS

Como foi mencionado anteriormente, o conversor *boost bridgeless* mostrado na Fig. 3.10 foi inicialmente proposto em [36] como uma tentativa de eliminar a ponte de diodos na entrada do retificador, implicando a redução das perdas por condução na estrutura.

Esta topologia é muito popular em aplicações como estágio de entrada de diversos tipos de conversores CC-CC. O trabalho desenvolvido em [68] utiliza este retificador como estágio de entrada de um carregador de baterias para veículos elétricos, associado à técnica de controle por corrente média para a obtenção de correntes de entrada aproximadamente senoidais e em fase com a tensão da rede, resultando em elevado fator de potência de entrada. Assim, o estudo detalhado do retificador da Fig. 3.10 é desenvolvido em [68], reapresentando-se nesta seção do trabalho.



Fig. 3.10 – Conversor boost CA-CC bridgeless.

3.3.1 - ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa do conversor corresponde às diversas etapas de operação da topologia, bem como às principais grandezas elétricas para cada um destes estágios. Assim, é possível verificar também as formas de onda teóricas resultantes de sua operação, considerando que o conversor opera em regime permanente. Neste caso, sabendo que o conversor opera em MCC, há dois estágios ao longo de um período de comutação. A análise é desenvolvida considerando que todos os elementos são ideais e que o conversor encontra-se em regime permanente.

Adotando o semiciclo positivo da tensão de entrada CA, tem-se as etapas representadas na Fig. 3.11, onde o caminho da corrente é representado pelo traço mais espesso no circuito de potência. Deve-se ressaltar que no semiciclo negativo os estágios de funcionamento são descritos de forma análoga, exceto pelo fato de que a corrente circulará pelos pares de elementos semicondutores S_1 – S_2 e D_2 – D_{s1} nas etapas distintas.



Fig. 3.11 - Etapas de operação do retificador boost bridgeless para semiciclo positivo.

1^a etapa [t_0 , t_1] (Fig. 3.11 (a)): neste estágio, ambos os interruptores S_1 e S_2 entram em condução. Assim, a corrente circula no indutor L_b por estes dois interruptores. Nesta etapa, ocorre o armazenamento de energia no indutor L_b , sendo que a corrente neste elemento cresce linearmente. Além disso, o capacitor de filtro de saída C_o se descarrega fornecendo energia para a carga.

 2^{a} etapa $[t_{1}, t_{2}]$ (Fig. 3.2 (b)): o interruptor S_{1} e S_{2} são bloqueados e os diodos D_{1} e Ds2 são polarizados diretamente. Assim, a fonte V_{i} e o indutor L_{b} enviam energia ao capacitor e à carga resistiva através do diodo D_{1} , enquanto a corrente retorna pelo diodo antiparalelo intrínseco ao interruptor S_{2} .

Novamente, percebe-se que a corrente circula por apenas dois elementos semicondutores em qualquer um dos estágios de funcionamento. Com base nas etapas de operação descritas anteriormente, as formas de onda teóricas pertinentes ao conversor são mostradas na Fig. 3.12, sendo que é importante constatar que o mesmo sinal de acionamento é aplicado aos dois interruptores controlados. Assim, ambos possuem um ponto de conexão comum que simplifica o circuito de comando. A partir da análise qualitativa, é possível definir as seguintes variáveis: $v_{g(SI)}$, $v_{g(S2)}$ – sinal de comando aplicado aos interruptores controlados S_1 e S_2 ; i_{SI} , v_{SI} – corrente e tensão instântaneas no interruptor S_1 , respectivamente;

 i_{D1} , v_{D1} – corrente e tensão instantâneas no diodo D_1 , respectivamente;

 i_{Lb} , v_{Lb} – corrente e tensão instantâneas no indutor L_b , respectivamente;

 I_o – corrente média na carga;

 ΔI_{Lb} – ondulação de pico a pico da corrente no indutor L_b , definida pela diferença entre os valores máximo I_M e mínimo I_m da corrente neste elemento de filtro.

3.3.2 - ANÁLISE QUANTITATIVA

A análise quantitativa do conversor permite a determinação dos esforços de tensão e corrente nos diversos componentes do estágio de potência, sendo estes obtidos a partir das formas de onda da Fig. 3.12. Novamente, deve-se ressaltar que o equacionamento completo que permite dimensionar elementos principais como o indutor *boost*, capacitor de filtro de saída, resistor de carga, entre outros componentes foi desenvolvido detalhadamente em [68].



Fig. 3.12 – Formas de onda teóricas do retificador boost bridgeless.

3.3.2.1 - VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA, ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA *BOOST*

Assim como na Seção 3.2.2.1, novamente é possível definir as seguintes expressões:

$$\frac{V_o}{V_i(\omega t)} = \frac{1}{1 - D(\omega t)}$$
(3.61)

$$\beta = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i} \tag{3.62}$$

$$D(\omega t) = 1 - \frac{\operatorname{sen}(\omega t)}{\beta}$$
(3.63)

A partir da expressão (3.63), verifica-se que os valores mínimos da razão cíclica ocorrem em $\omega t = \pi/2$ e $\omega t = 3\pi/2$ em um ciclo completo da tensão da rede [68]. Assim, pode-se escrever:

$$D_{\min} = 1 - \frac{1}{\beta} \tag{3.64}$$

Analogamente ao procedimento desenvolvido na Seção 3.2.2.1, é possível obter a seguinte expressão para o cálculo da indutância [68]:

$$L_{b} = \frac{V_{i}^{2} \cdot \overline{\Delta i_{Lb(\text{máx})}}}{f_{s} \cdot \Delta i_{Lb(\text{máx})} \% \cdot P_{o}}$$
(3.65)

onde $\Delta i_{Lb(máx)}$ % é a máxima variação da corrente no indutor em termos de valores percentuais e, além disso, tem-se:

$$\overline{\Delta i_{Lb(máx)}} = \frac{\beta}{4} \tag{3.66}$$

3.3.2.2 - CAPACITÂNCIA DE FILTRO DE SAÍDA

Seguindo-se o procedimento definido em [65], o qual não será reproduzido nesta seção, é possível obter a expressão que permite determinar a capacitância de saída da seguinte forma:

$$C_o = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_r) \cdot V_o \cdot \Delta V_o}$$
(3.67)

3.3.2.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Primeiramente, determina-se a corrente eficaz no indutor boost, a qual é dada por:

$$I_{Lb} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i} \tag{3.68}$$

onde η é o rendimento do conversor, que corresponde a uma relação entre a potência de saída P_o e a potência de entrada P_i .

Segundo [68], a corrente média, a corrente eficaz e a máxima tensão reversa nos diodos *boost* D_1 e D_2 são dadas pelas seguintes expressões:

$$I_{D1,D2(\text{méd.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4 \cdot \beta}$$
(3.69)

$$I_{D1,D2(\text{ef.})} = \sqrt{3} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4 \cdot \beta}$$
(3.70)

$$V_{D1,D2(\text{máx.})} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2}$$
(3.71)

Segundo [68], a corrente média, a corrente eficaz e a máxima tensão reversa nos interruptores controlados S_1 e S_2 são dadas pelas seguintes expressões:

$$I_{S1,S2(\text{méd.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4} \cdot \left(\frac{4 \cdot \beta - \pi}{\beta \cdot \pi}\right).$$
(3.72)

$$I_{S1,S2(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Lb}}{4} \cdot \sqrt{\left(4 - \frac{64}{3 \cdot \beta \cdot \pi} + \frac{3}{\beta^2}\right)}$$
(3.73)

$$V_{S1,S2(\text{máx.})} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2}$$
(3.74)

3.3.3 - CIRCUITO DE CONTROLE

Como foi anteriormente ressaltado, a técnica de controle por corrente média pode ser adequadamente utilizada nos retificadores *boost* de modo a se obter as características desejadas de operação com alto fator de potência de entrada e corrente de entrada da rede com conteúdo harmônico reduzido.

A estratégia representada esquematicamente na Fig. 3.6 pode ser perfeitamente utilizada no conversor *boost bridgeless*. Entretanto, é importante observar na Fig. 3.6 que a amostra da tensão CA da rede retificada é obtida após a ponte a diodos, a qual por sua vez não existe no conversor *bridgeless*. Assim, tanto a amostra da tensão CA da rede quanto da corrente no indutor devem ser retificadas por meio de blocos denominados retificadores de precisão, os quais por sua vez consistem em circuitos baseados em amplificadores operacionais.

Assim como no caso da estrutura anterior, o conversor funcionará adequadamente por meio do projeto adequado de uma malha de controle de corrente e uma malha de controle de tensão, as quais se descrevem a seguir.

3.3.3.1 - MALHA DE CORRENTE

A malha de corrente tem o objetivo de gerar um sinal de controle adequado para manter a corrente de entrada senoidal em fase com a forma de onda da tensão de entrada, que por sua vez também é senoidal. Assim, o conversor será capaz de operar com fator de potência aproximadamente unitário, obedecendo a normas e recomendações que tangem a este tipo de circuito.

As funções de transferência envolvidas com a malha de corrente são mostradas e explicadas detalhadamente na Tabela 3.1 [68].

Assim, o conversor *boost bridgeless* pode ser representado mediante distintas funções de transferência e também é possível obter os respectivos diagramas de Bode compostos pelo ganho e a fase. Estes diagramas permitem estudar o comportamento dinâmico do sistema em laço aberto sem o compensador e inclusive aplicar o compensador de corrente para corrigir a dinâmica do sistema.

	Tabela 3.1 – Fu	nções de transferênc	a utilizadas na malh	na de corrente do 1	retificador boost	bridgeless [68].
--	-----------------	----------------------	----------------------	---------------------	-------------------	------------------

Expressão	Parâmetro	
Função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente	$FTLA_{sci}(s) = F_m(s) \cdot G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot H_e(s)$	
Função de transferência de laço aberto com compensador de corrente	$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot C(s)$	
Função de transferência do circuito compensador de corrente (compensador PI com filtro)	$C_{i}(s) = \frac{1 + s \cdot C_{cz} \cdot R_{cz}}{s \cdot R_{ci} \cdot \left(C_{cp} + C_{cz} + s \cdot R_{cz} \cdot C_{cp} \cdot C_{cz}\right)}$	
Ganho da amostra de corrente	$H_i(s)$	
Função de transferência de amostragem do sistema	$H_{e}(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot f_{s}} + \left(\frac{s^{2}}{\pi^{2} \cdot f_{s}^{2}}\right)$	
Função de transferência simplificada da planta $\frac{i_{Lb}(s)}{d(s)}$	$G_i(s) = \frac{V_o}{s \cdot L_b}$	
Ganho do modulador PWM	$F_m(s) = \frac{1}{V_s}$	

3.3.3.2 - MALHA DE TENSÃO

A malha de controle de tensão é externa é inserida em si na malha de controle de corrente. Esta malha é responsável por compensar as variações de tensão na saída produzidas por variações eventuais de carga. As expressões matemáticas necessárias obtidas a partir da modelagem do sistema são apresentadas na Tabela 3.2 [68].

Tabela 3.2 - Funções de transferência utilizadas na malha de controle de tensão do retificador boost bridgeless
[68].

Expressão	Parâmetro		
Função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão	$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot Z_o(s) \cdot K_{UC3854}(s)$		
Função de transferência de laço aberto com compensador de tensão	$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_{v}(s)$		
Função de transferência do circuito compensador de tensão	$C_{v}(s) = \frac{1 + s \cdot C_{vz} \cdot R_{vz}}{s \cdot R_{vi} \cdot \left(C_{vp} + C_{vz} + s \cdot R_{vz} \cdot C_{vp} \cdot C_{vz}\right)}$		
Fator característico do circuito integrado UC3854	$K_{UC3854}(s) = \frac{I_{ac(\min)}}{V_{ff}^{2}} \cdot R_{mo}$		
Ganho da amostra de tensão	$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_o}$		
Função de transferência da planta $\frac{v_o(s)}{i_{Lb}(s)}$	$Z_{o}(s) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{R_{o} \cdot R_{SE}}{R_{o} + R_{SE}} \cdot \left[\frac{s + \frac{1}{C_{o} \cdot R_{SE}}}{s + \frac{1}{C_{o} \cdot (R_{o} \cdot R_{SE})}} \right]$		

3.4 - CONVERSOR *BOOST* BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

O conceito da célula de comutação de três estados foi introduzido em uma tese de doutorado [69], onde o modelo do interruptor PWM de dois estados concebido por Vorpérian [67] foi substituído gerando uma nova família de conversores CC-CC não isolados que inclui estruturas *buck, boost, buck-boost,* Ćuk, SEPIC e zeta.

Durante cerca de 10 anos, diversas novas topologias com características variadas baseadas na célula de três estados têm sido propostas, a exemplo dos conversores CC-CC não isolados com elevado ganho de tensão estudados em publicações recentes [70] [71].

Dentre as diversas vantagens atribuídas à utilização da célula de três estados, é possível citar [72]:

• os elementos magnéticos são projetados para o dobro da frequência de comutação dos interruptores e, como consequência, tem-se peso e volume reduzidos;

• a corrente que circula pelos semicondutores se reduz à metade daquela que seria obtida em um projeto que cujas tensão e potência de saída sejam as mesmas;

• a distribuição do calor proveniente dos semicondutores é mais uniforme e eficiente no dissipador, pois as perdas são distribuídas nos mesmos;

• parte da potência de entrada é transferida diretamente à carga através do autotransformador, sem ser processada pelos interruptores controlados, de modo que as perdas por condução e de comutação tornam-se menores.

Com base nos aspectos supracitados, foi proposto o primeiro retificador de alto fator de potência em [61], o qual é baseado na topologia *boost* e é mostrado na Fig. 2.18. Tipicamente, a utilização da célula de três estados é confundida com a técnica de entrelaçamento, embora suas características sejam semelhantes principalmente no que tange à divisão dos esforços de corrente nos interruptores ativos e redução do peso e volume de elementos magnéticos. Entretanto, o uso do autotransformador com relação de espiras unitária na célula de três estados garante o equilíbrio das correntes nos seus respectivos enrolamentos, o que tipicamente não ocorre nos conversores entrelaçados.

Diante dessas características da célula de comutação de três estados, o paralelismo de células de comutação torna seu uso atrativo, visto que, em caso da necessidade de processar níveis elevados de potência, é possível usar interruptores com custo menor.

Assim, foi proposto em [73] e [74] um retificador de alto fator de potência que pode ser entendido como um arranjo misto entre os conversores entrelaçado e *bridgeless*, o qual é apresentado na Fig. 3.13. Esta estrutura é recomendada para aplicações de altas potências e altas

correntes, justamente onde o uso de um conversor *boost* convencional pode ser proibitivo em virtude das elevadas perdas por condução. Uma desvantagem desta estrutura seria o elevado número de elementos semicondutores, mas sua utilização se torna interessante em aplicações de altas correntes onde se deseja a redução das dimensões dos elementos magnéticos. O estudo completo do conversor apresenta-se a seguir.



Fig. 3.13 – Conversor boost empregando a célula de três estados [73].

O conversor mostrado na Fig. 3.13 foi inicialmente proposto em [73] como uma tentativa de eliminar a ponte de diodos na entrada do retificador por meio da substituição da célula de dois estados na estrutura *bridgeless* pela célula de três estados.

Esta topologia, associada à técnica de controle por corrente média, permite a obtenção de correntes de entrada aproximadamente senoidais e em fase com a tensão da rede, resultando em elevado fator de potência de entrada. Assim, o estudo detalhado do retificador da Fig. 3.13 em MCC é desenvolvido em [73] e reapresentado na seção subsequente do trabalho.

3.4.1 - ANÁLISE QUALITATIVA

Nos conversores que empregam a célula de três estados, utiliza-se a modulação PWM, sendo que os pulsos de acionamento dos interruptores são defasados entre si de 180°. Assim, surgem dois modos de operação possíveis a fim de garantir a imposição da corrente de entrada.

Os modos de operação são definidos pela comparação da tensão retificada $V_{i(ret.)}$ e a tensão de saída V_o em função da razão cíclica dos interruptores controlados. Assim, quando a tensão $V_{i(ret.)}$ é menor que a metade da tensão V_o , o conversor opera com razão cíclica D>0,5, o que implica a sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. Quando a tensão $V_{i(ret.)}$ é maior que a metade de V_o , este opera com razão cíclica D<0,5, de modo que não há a sobreposição dos sinais. Estas duas situações de operação são ilustradas na Fig. 3.14.



Fig. 3.14 – Modos de operação do conversor 3CB3SSC considerando um período completo da tensão CA da rede [73].

A análise qualitativa do conversor corresponde às etapas de operação da topologia nos modos de sobreposição e não sobreposição de operação dos interruptores, bem como às principais grandezas elétricas para cada um destes estágios. Assim, é possível verificar também as formas de onda teóricas resultantes, considerando que o conversor opera em regime permanente.

Neste caso, sabendo que o conversor opera em MCC, há quatro estágios ao longo de um período de comutação em ambos os modos de operação. A análise é desenvolvida considerando que todos os elementos são ideais e que o conversor encontra-se em regime permanente.

Como foi mencionado anteriormente, em modo de não sobreposição (D<0,5) apenas um interruptor controlado é responsável por conduzir metade da corrente de entrada. Adotando o semiciclo positivo da tensão de entrada CA, tem-se as etapas resultantes representadas na Fig. 3.15 e descritas a seguir.

1^a etapa $[t_0, t_1]$ (Fig. 3.15 (a)): Inicialmente, o interruptor S_1 entra em condução, enquanto S_2 permanece bloqueado. A corrente no indutor *boost* é dividida em duas parcelas. A primeira parcela circula por L_2 e D_{b2} , sendo que a energia é entregue ao estágio de saída. A segunda parcela circula por L_1 e S_1 . Nesse caso, o equilíbrio entre as correntes é mantido porque o número de espiras dos indutores L_1 e L_2 é o mesmo, isto é, tem-se uma relação de transformação unitária no autotransformador. A corrente no indutor L_b aumenta linearmente. Os enrolamentos L_1 e L_2 possuem a mesma impedância e, assim, a tensão em cada um dos mesmos é igual à metade da tensão de saída. O retorno de ambas as parcelas de corrente para a fonte de alimentação ocorre através dos diodos em antiparalelo D_{s3} e D_{s4} . O estágio se encerra quando o interruptor S_1 é bloqueado.

 2^{a} etapa $[t_{1}, t_{2}]$ (Fig. 3.15 (b)): O interruptor S_{1} é bloqueado, sendo que o interruptor S_{2} também permanece no mesmo estado do primeiro estágio. A tensão no indutor L_{b} é invertida. O diodo D_{b1} é polarizado diretamente, ao passo que o diodo D_{b2} permanece conduzindo. A energia armazenada em L_{b} durante o estágio anterior é para a saída. De acordo com a polaridade fornecida, a corrente flui

através de $L_1||L_2$, provocando um fluxo magnético nulo no núcleo. A corrente retorna para a fonte de forma análoga à primeira etapa. Assim, o processo se encerra quando S_2 finalmente entra em condução.

 3^{a} etapa [t_{2}, t_{3}] (Fig. 3.15 (c)): Devido à simetria inerente ao circuito, este estágio torna-se análogo à primeira etapa, embora o interruptor S_{2} seja acionado enquanto o interruptor S_{1} está bloqueado. O diodo D_{b1} continua conduzindo, enquanto o diodo D_{b2} encontra-se bloqueado.

 4^{a} etapa [t_{3} , t_{4}] (Fig. 3.15 (d)): Este estágio é semelhante à segunda etapa, sendo que o mesmo circuito equivalente e as mesmas condições operacionais são válidos neste caso.





Fig. 3.15 – Etapas de operação do retificador *boost* baseado na célula de três estados em modo de não sobreposição.

As formas de onda teóricas pertinentes ao conversor são mostradas na Fig. 3.16, sendo que é importante constatar que a corrente circula por apenas um interruptor controlado de cada vez no decorrer dos estágios de funcionamento e que a corrente de entrada se divide em virtude da presença dos dois autotransformadores. A partir da análise qualitativa, é possível definir as seguintes variáveis:

 $v_{g(SI)}, v_{g(S2)}$ – sinal de comando aplicado aos interruptores controlados S_1 e S_2 ;

 i_{S1} , v_{S1} – corrente e tensão instântaneas no interruptor S_1 , respectivamente;

 i_{D1} , v_{D1} – corrente e tensão instântaneas no diodo D_1 , respectivamente;

 i_{Lb} , v_{Lb} – corrente e tensão instântaneas no indutor L_b , respectivamente;

 I_o – corrente média na carga;

 i_{Co} – corrente instântanea no capacitor de filtro;

 i_{Vo} – corrente instântanea no estágio de saída, composta pelas correntes no capacitor e na resistência de carga;

 ΔI_{Lb} – ondulação de pico a pico da corrente no indutor L_b , definida pela diferença entre os valores máximo I_M e mínimo I_m da corrente neste elemento de filtro.



Fig. 3.16 – Formas de onda teóricas do retificador *boost* baseado na célula de três estados em modo de não sobreposição.

Conforme foi mencionado anteriormente, em modo de sobreposição (D>0,5) dois interruptores conduzem simultaneamente a corrente de entrada, a qual se divide igualmente em virtude da presença dos autotransformadores. Adotando o semiciclo positivo da tensão de entrada CA onde S_1 e S_2 são acionados, tem-se as etapas resultantes representadas na Fig. 3.157 e descritas a seguir.



Fig. 3.17 – Etapas de operação do retificador boost baseado na célula de três estados em modo de sobreposição.

1^a etapa $[t_0, t_1]$ (Fig. 3.17 (a)): Inicialmente, o interruptor S_1 entra em condução, sendo que S_2 também mantém este estado. Os diodos *boost* D_{b1} e D_{b2} estão reversamente polarizados. Metade da corrente no indutor *boost* circula por L_1 e S_1 , sendo que a parcela restante flui por L_2 e S_2 . Considerando a lei de Kirchhoff e o caminho de retorno, tem-se que a corrente retorna por L_3 - D_{s3} e L_4 - D_{s4} . Adotando-se a mesma relação de espiras para L_1 e L_2 , é possível obter o equilíbrio entre as correntes. A polaridade oposta nos enrolamentos torna a tensão nos enrolamentos nula, o que se assemelha a um curto-circuito. De forma análoga para o primeiro autotransformador, a tensão em L_3 e L_4 também é nula. Além disso, o indutor *boost* armazena energia e a corrente neste elemento cresce linearmente. Durante este estágio, apenas o capacitor de saída C_o fornece energia para a carga, sendo que esta condição se encerra quando o interruptor S_2 é bloqueado.

 2^{a} etapa $[t_{1}, t_{2}]$ (Fig. 3.17 (b)): O interruptor S_{2} é bloqueado, enquanto S_{1} permanece conduzindo. A tensão no indutor *boost* é invertida. O diodo D_{b2} é polarizado diretamente e o diodo D_{b1} permanece reversamente polarizado. Então, ocorre a transferência de energia por meio de L_{1} - S_{1} e L_{2} - D_{b2} para a saída. Além disso, a corrente no indutor decresce linearmente, o qual transfere a energia anteriormente armazenada juntamente com a energia proveniente da fonte de entrada para a saída. Como L_{1} e L_{2} possuem o mesmo número de espiras, o equilíbrio entre as correntes é mantido. Analogamente ao primeiro estágio, a corrente retorna para a fonte. Este estágio se encerra quando o interruptor S_{2} entra em condução.

 3^{a} etapa [t_{2} , t_{3}] (Fig. 3.17 (c)): Esta etapa é semelhante à primeira, embora neste caso o interruptor S_{2} entre em condução ao passo que S_{1} mantém seu estado anterior, pelo qual circulará a corrente. Os diodos *boost* D_{b1} e D_{b2} também se encontram reversamente polarizados. Analogamente ao primeiro estágio, apenas o capacitor C_{o} é responsável por fornecer energia para a carga.

 4^{a} etapa [t_{3} , t_{4}] (Fig. 3.17 (d)): Este estágio é semelhante à segunda etapa, sendo que caso o interruptor S_{1} é bloqueado enquanto S_{2} mantém seu estado de condução. O diodo D_{b1} é polarizado diretamente, enquanto D_{b2} é reversamente polarizado. Assim, tem-se transferência de energia da fonte e do indutor *boost* para o estágio de saída.

As formas de onda teóricas pertinentes ao conversor são mostradas na Fig. 3.18, sendo que é importante observar que a corrente circula por dois interruptores controlados nos estágios de funcionamento e que a corrente carga se divide em virtude dos enrolamentos dos autotransformadores. Essas formas de onda são válidas para o semiciclo positivo da tensão de entrada, sendo que a operação para o semiciclo negativo é análoga.



Fig. 3.18 – Formas de onda teóricas do retificador *boost* baseado na célula de três estados em modo de sobreposição.

3.4.1.1 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA BOOST

Segundo o procedimento desenvolvido nas Seções 3.2.2.1 e 3.3.3.1, pode-se obter a expressão que permite determinar o valor da indutância *boost* [73] [74]:

$$L_b = \frac{V_o}{16 \cdot \Delta I_{Lb} \cdot f_s} \tag{3.75}$$

Além disso, as correntes eficaz e de pico no indutor *boost* são dadas pelas expressões (3.76) e (3.77), respectivamente [73] [74].

$$I_{Lb(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{\eta}$$
(3.76)

$$I_{Lb(\text{pico})} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot I_0}{\eta}$$
(3.77)

sendo que α é dado por [73] [74]:

$$\alpha = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i} \tag{3.78}$$

Novamente, é importante ressaltar que em conversores *boost* CA-CC, a tensão CC de saída V_o deve ser maior que o valor de pico da tensão CA de alimentação.

3.4.1.2 - AUTOTRANSFORMADORES

O autotransformador que constitui a célula de três estados deve ser projetado para processar apenas metade da potência da carga [59]–[64] [71]. Assim, a máxima tensão sobre seus enrolamentos é:

$$V_T = \frac{V_o}{2} \tag{3.79}$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do autotransformador é dada por [73] [74]:

$$I_{T(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot \alpha \cdot I_o}{2 \cdot \eta}$$
(3.80)

A corrente de pico nos enrolamentos do transformador é [73] [74]:

$$I_{T(\text{pico})} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta}$$
(3.81)

O projeto físico do transformador é realizado considerando o valor da corrente de magnetização desprezível em relação à corrente de carga. Assim, este elemento magnético possui as seguintes características [73]:

- a relação de transformação é unitária;

- o transformador processa somente 50% da energia envolvida.

- o projeto ocorre analogamente ao caso do transformador de um conversor em ponte completa (*full-bridge*).

Logo, o produto das áreas do núcleo magnético é determinado por:

$$A_{p} = \frac{\frac{P_{o}}{2}}{k_{t} \cdot k_{u} \cdot k_{p} \cdot J_{\text{máx}} \cdot \Delta B_{\text{máx}} \cdot (2 \cdot f_{s})} \cdot 10^{4}$$
(3.82)

onde:

 $A_p = A_W \cdot A_e$ – produto das áreas do núcleo e da janela;

 $k_t = 1 -$ fator de topologia;

 $k_u=0,4$ – fator de utilização de área da janela;

*k*_{*p*}=0,41 – fator de utilização do primário;

 $J=350 \text{ A/cm}^2 - \text{máxima densidade de corrente;}$

 $\Delta B_{\text{máx}} = 0,2 \text{ T} - \text{máxima densidade de fluxo magnético.}$

3.4.1.3 - CAPACITÂNCIA DE FILTRO DE SAÍDA

Seguindo-se o procedimento definido em [73], o qual não será reproduzido nesta seção, é possível obter a expressão que permite determinar a capacitância de saída da seguinte forma:

$$C_o = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_r) \cdot V_o \cdot \Delta V_o}$$
(3.83)

3.4.1.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Segundo [73], a corrente média, a corrente eficaz, a corrente de pico e a máxima tensão nos interruptores controlados S_1 a S_4 são dadas pelas seguintes expressões:

$$I_{Sl...S4(\text{méd.})} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta} \cdot \frac{\text{sen}(\alpha)}{(\pi \cdot \alpha)}$$
(3.84)

$$I_{Sl...S4(ef.)} = \frac{\alpha \cdot I_o}{2 \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{\left(2 \cdot \alpha - \operatorname{sen}\left(\alpha\right)\right)}{\alpha}}$$
(3.85)

$$I_{Sl...S4(\text{pico})} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta}$$
(3.86)

$$V_{Sl\dots S4(\text{máx.})} = V +_o \frac{\Delta V_o}{2}$$
(3.87)

De acordo com [73], a corrente média, a corrente eficaz, a corrente de pico e a máxima tensão nos diodos D_{b1} a D_{b4} são dadas pelas seguintes expressões:

$$I_{Dbl...Db4(\text{méd.})} = \frac{\alpha \cdot I_o}{4 \cdot \eta}$$
(3.88)

$$I_{Dbl...Db4(ef.)} = \frac{\sqrt{\alpha} \cdot I_o}{2 \cdot \eta}$$
(3.89)

$$I_{Dbl...Db4(\text{pico})} = \frac{\alpha \cdot I_o}{\eta}$$
(3.90)

$$V_{Dbl...Db4(\text{máx.})} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2}$$
(3.91)

3.4.2 - CIRCUITO DE CONTROLE

Novamente, a técnica de controle por corrente média é utilizada no retificador *boost* baseado na célula de três estados para se obter elevado fator de potência de entrada e corrente de entrada com conteúdo harmônico reduzido.

A estratégia representada esquematicamente na Fig. 3.6 pode ser perfeitamente utilizada no conversor da Fig. 3.13. Entretanto, é necessário retificar tanto amostra da tensão CA da rede quanto da corrente no indutor *boost* por meio de retificadores de precisão.

Assim como no caso das estruturas anteriores, o conversor funcionará adequadamente por meio do projeto adequado de uma malha de controle de corrente e uma malha de controle de tensão, as quais são descritas a seguir.
3.4.2.1 - MALHA DE CORRENTE

A malha de corrente tem o objetivo de gerar um sinal de controle adequado para manter a corrente de entrada senoidal em fase com a forma de onda da tensão de entrada, que por sua vez também é senoidal. Novamente, pode-se empregar o modelo do interruptor PWM para determinar o a função de transferência $G_i(s)=i_{Lb}(s)/d(s)$, que por sua vez relaciona a corrente no indutor com as variações da razão cíclica.

As funções de transferência envolvidas com a malha de corrente são mostradas e explicadas detalhadamente na Tabela 3.3 [73].

Os critérios para alocação de pólos e zeros do compensador são [73]:

- a frequência de operação do indutor é duas vezes a frequência de comutação dos interruptores $(f_{Lb}=2:f_s);$

- a frequência de cruzamento da curva de ganho por zero deve ser 1/10 da frequência de operação do indutor;

- o primeiro pólo é alocado na origem;

- o segundo pólo deve ser alocado na metade da frequência de comutação dos interruptores;

- o zero deve ser alocado em 1/3 da frequência de cruzamento;

- o ganho do compensador deve ser ajustado para satisfazer o critério da frequência de cruzamento do ganho (comumente 18 dB).

Tabela 3.3 – Funções de transferência utilizadas na malha de corrente do retificador boost baseado na cél	lula de
três estados [73].	

Expressão	Parâmetro	
Função de transferência de laço aberto sem compensador	$FTLA_{rei}(s) = F_{rei}(s) \cdot G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot H_i(s)$	
de corrente	$sci(\tau) = m(\tau) - i(\tau) - i(\tau) = e(\tau)$	
Função de transferência de laço aberto com compensador	$FTLA$ $(s) = FTLA$ $(s) \cdot C$ (s)	
de corrente	$\frac{1}{2} \sum_{ccv} (b) = \sum_{v} (b) = \sum_{v} (b)$	
Eunção de transferência do circuito compensador de	$(1+s \cdot C_{-} \cdot R_{-})$	
corrente (compensador PI com filtro)	$C_i(s) = \frac{c_z - c_z}{s \cdot R_{ci} \cdot (C_{cn} + C_{cr} + s \cdot R_{cr} \cdot C_{cn} \cdot C_{cr})}$	
Ganho da amostra de corrente	$H_i(s)$	
Função de transferência de amostragem do sistema	$H_1(s) = 1 - \frac{s}{s} + \left(\frac{s^2}{s^2}\right)$	
	$e^{\left(\cdot \right)} \qquad 2 \cdot f_{s} \left(\pi^{2} \cdot f_{s}^{2} \right)$	
Função de transferência simplificada da planta $\frac{i_{Lb}(s)}{s}$	$G_{\cdot}(s) = \frac{V_o}{V_o}$	
d(s)	$i \leftarrow s \cdot L_b$	
Ganho do modulador PWM	$F_m(s) = \frac{1}{s}$	
	V_s	

Todos os critérios devem ser adotados para garantir uma boa estabilidade do sistema. A rapidez da resposta do compensador depende da alocação da frequência de cruzamento e da alocação do zero com relação à frequência de amostragem $f_{Lb}/2$ [73].

3.4.2.2 - MALHA DE TENSÃO

A malha de tensão deve obrigatoriamente possuir resposta lenta as variações de carga para que não haja distorção na corrente de entrada, pois uma ação de controle muito rápida desta malha implica também uma variação rápida na referência de corrente, a qual então deixaria de possuir formato senoidal. As expressões matemáticas necessárias obtidas a partir da modelagem do sistema são apresentadas e devidamente explicadas na Tabela 3.4 [73].

Tabela 3.4 – Funções de transferência utilizadas na malha de controle de tensão do retificador *boost* baseado na célula de comutação de três estados [73].

Expressão	Parâmetro	
Função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão	$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot Z_o(s) \cdot K_{UC3854}(s)$	
Função de transferência de laço aberto com compensador de tensão	$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot C_{v}(s)$	
Função de transferência do compensador de tensão proporcional com filtro	$C_{v}(s) = \frac{R_{vf}}{R_{vd}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_{vf} \cdot R_{vf}}$	
Fator característico do circuito integrado UC3854B	$K_{UC3854}(s) = \frac{I_{ac(min)}}{V_{ff}^{2}} \cdot R_{mo}$	
Ganho da amostra de tensão	$H_{v}(s) = \frac{V_{ref}}{V_{o}}$	
Função de transferência da planta $\frac{v_o(s)}{i_{Lb}(s)}$	$G_{v}(s) = \frac{v_{o}(s)}{i_{Lb}(s)} = \frac{R_{o} \cdot D' \cdot (1 + s \cdot R_{SE} \cdot C_{o})}{1 + s \cdot (R_{o} + R_{SE}) \cdot C_{o}}$	

3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta a análise qualitativa e quantitativa de três topologias de retificadores baseados no conversor *boost*. O estudo mostrado permitiu a verificação do funcionamento dos circuitos de potência dos conversores, sendo que os modos de operação possuem impacto direto nas características da topologia em si.

Constata-se que o conversor *boost* convencional é a escolha mais simples para a correção de fator de potência, visto que emprega poucos elementos discretos e pode operar em conjunto com CIs dedicados à implementação da técnica de controle por corrente média. Entretanto, as perdas nos

semicondutores tornam-se significativas em potências maiores, visto que a corrente sempre circula simultaneamente por três elementos semicondutores, comprometendo, portanto, o rendimento do conversor.

Uma solução para esta questão das elevadas perdas por condução pode residir em duas outras topologias: retificadores *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de comutação de três estados. No primeiro caso, a corrente circula por apenas dois elementos semicondutores em qualquer um dos modos de operação, implicando o aumento do rendimento da estrutura. No caso da topologia baseada na célula de três estados, a corrente divide-se igualmente entre os dois enrolamentos do autotranformador, sendo esta uma escolha adequada para aplicações envolvendo altas correntes onde se deseja reduzir o peso e volume dos elementos magnéticos, os quais por sua vez são projetados para o dobro da frequência de comutação dos interruptores. É importante ressaltar que os indutores nos retificadores *boost* 3CB3SSC e *bridgeless* são projetados para o dobro do valor da frequência supracitada.

Por meio da análise desenvolvida neste capítulo, é possível afirmar ainda que o projeto correto e preciso do sistema de controle envolvendo a alocação adequada de pólos e zeros dos respectivos compensadores é fundamental para a operação dos retificadores com alto fator de potência de entrada e tensão de saída CC regulada. No Capítulo 4, apresentam-se exemplos de projeto para os conversores estudados no Capítulo 3, de modo que se discutem também os resultados de simulação envolvendo a operação destas topologias.

CAPÍTULO 4

EXEMPLOS DE PROJETO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta a principal contribuição deste trabalho, que é focado na comparação de desempenho entre os três retificadores de alto fator de potência anteriormente estudados, isto é, *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados.

Inicialmente deve-se definir um ponto de operação comum a todos os conversores, o qual consiste em especificações de parâmetros importantes como tensão de entrada, frequência de comutação, tensão de saída CC, potência na carga, entre outros. De posse destes valores, é possível projetar todos os elementos que compõem os estágios de potência das topologias supracitadas.

Como se demonstra no Capítulo 3, os valores dos componentes do circuito têm impacto direto no ponto de operação das estruturas e, consequentemente, afetam o comportamento das funções de transferência envolvidas na operação dos conversores utilizando a técnica de controle por corrente média.

Uma vez projetados os estágios de potência e controle, simulam-se os conversores no aplicativo computacional PSIM 9.0, de modo que se verifica o comportamento das formas de onda da tensão de entrada, corrente de entrada e tensão de saída, bem como avaliar parâmetros como a distorção harmônica total de corrente e fator de potência real. Além disso, a obtenção do espectro harmônico da corrente de entrada por meio da ferramenta FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform* – Transformada Rápida de Fourier) permite uma comparação com os limites estabelecidos pela norma europeia IEC 61000-3-2, a qual por sua vez estabelece o máximo conteúdo harmônico que pode ser injetado na rede CA por uma dada carga.

4.2 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO DOS CONVERSORES

Buscando uma comparação adequada entre todos os conversores estudados no Capítulo 3, escolhem-se todas as especificações que permitem o projeto adequado das estruturas, sendo que os parâmetros relacionados aos mesmos são mostrados na Tabela 4.1.

Assim, a partir dos dados da Tabela 4.1, torna-se possível projetar os estágios de potência e de controle dos conversores CA-CC *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados, os quais por sua vez operam com fator de potência de entrada aproximadamente unitário e tensão de saída CC regulada.

Os respectivos roteiros de projeto são baseados nas equações que foram apresentadas no Capítulo 3 são desenvolvidos em detalhes a seguir.

Parâmetro	Especificação	
Tensão de entrada CA eficaz	V _{i(ef.)} =127 V	
Tensão de entrada CA de pico	V _{i(pico)} =180 V	
Frequência da tensão de entrada	f_r =60 Hz	
Frequência de comutação	f_s =50 kHz	
Ondulação da corrente no indutor	$\Delta i_{Lb(max.)} = 20\% \cdot I_{i(pico)}$	
Potência de saída	$P_o=1,5$ kW	
Rendimento teórico	η=100%	
Tensão de saída CC	<i>V_o</i> =350 V	
Ondulação da tensão no capacitor de filtro de saída	ΔV_o =2%· V_o	
Resistência série do capacitor de filtro de saída	R_{SE} =10 m Ω	

Tabela 4.1 – Especificações de projetos dos conversores boost CA-CC.

4.3 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL

4.3.1 - ESTÁGIO DE POTÊNCIA

4.3.1.1 - ESPECIFICAÇÕES PRELIMINARES

Inicialmente, deve-se calcular alguns parâmetros preliminares empregados posteriormente. Assim, a resistência de carga para potência de saída nominal pode ser dada como:

$$R_o = \frac{350^2}{1500} = 81,667 \ \Omega \tag{4.1}$$

A corrente de entrada eficaz é obtida da seguinte forma:

$$I_i = \frac{1500}{127} = 11,811 \text{ A} \tag{4.2}$$

A relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão de entrada CA é dada pela expressão (3.4), isto é:

$$\beta = \frac{350}{\sqrt{2} \cdot 127} = 0,972 \tag{4.3}$$

Empregando (3.17), a máxima ondulação da corrente de entrada parametrizada pode ser obtida como:

$$\overline{\Delta i_{Lb(max)}} = \frac{1,949}{4} = 0,487 \tag{4.4}$$

4.3.1.2 - INDUTOR BOOST

A indutância L_b pode ser calculada segundo (3.20):

$$L_{b} = \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{50 \cdot 10^{3}} \cdot \frac{0,487}{0,2 \cdot \sqrt{2} \cdot 11,811} \cong 524 \ \mu \text{H}$$
(4.5)

Em se tratando do projeto físico, deve-se seguir as recomendações fornecidas em [75], sendo que as expressões apresentadas no Anexo A devem ser utilizadas. O procedimento de projeto de

indutores e transformadores em alta frequência é bastante conhecido em eletrônica de potência, sendo reportado em diversas obras da literatura básica da área [75]–[77]. Assim, esta parte não se desenvolve em detalhes neste trabalho.

Realizando-se os cálculos adequados, constata-se que o indutor projetado para o ponto de operação da Tabela 4.1 apresenta um produto de áreas $A_e \cdot A_w = 14,76 \text{ cm}^4$. Como é difícil encontrar um núcleo de ferrite com dimensões tão grandes em termos comerciais, decidiu-se dividir o arranjo em dois indutores de 262 µH associados em série, sendo que características físicas de cada elemento são: núcleo de ferrite NEE 55/28/25 fabricado por Thornton; 50 espiras; seis fios AWG20 entrelaçados em paralelo.

4.3.1.3 - CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA

Utilizando a expressão (3.21), tem-se:

$$C_o = \frac{127 \cdot 11,811}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 350 \cdot 0,02 \cdot 350} \cong 812 \ \mu \text{F}$$
(4.6)

4.3.1.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

A determinação dos esforços de tensão e de corrente nos elementos semicondutores é de suma importância para o dimensionamento adequado do conversor e escolha de componentes comercialmente disponíveis.

Para os diodos D_1 a D_4 da ponte retificadora, os esforços de corrente e de tensão são dados pelas expressões (3.22) a (3.24):

$$I_{D1...D4(\text{méd.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot 11,811}{\pi} = 5,317 \text{ A}$$
(4.7)

$$I_{D1...D4(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2 \cdot 11,811}}{2} = 8,351 \text{ A}$$
(4.8)

$$V_{D1...D4(\text{máx.})} = \sqrt{2} \cdot 127 = 180 \text{ V}$$
 (4.9)

Para o diodo *boost* D_b , os esforços de corrente e de tensão são dados pelas expressões (3.25) a (3.27):

$$I_{Db(\text{méd.})} = \frac{1500}{350} = 4,286 \text{ A}$$
(4.10)

$$I_{Db(\text{ef.})} = \sqrt{\frac{3}{8} \cdot \frac{127 \cdot 11,811}{350}} = 2,624 \text{ A}$$
(4.11)

$$V_{Db(\text{máx.})} = 350 + \frac{0,02 \cdot 350}{2} = 353,5 \text{ V}$$
 (4.12)

65

Para o interruptor, os esforços de corrente e de tensão são dados pelas expressões (3.28) a (3.30):

$$I_{S(\text{méd.})} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 11,811}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{350}\right) = 6,348 \text{ A}$$
(4.13)

$$I_{S(\text{ef.})} = 11,811 \cdot \left(1 - \frac{8}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{350} \right) = 6,666 \text{ A}$$
(4.14)

$$V_{S(\text{máx.})} = 350 + \frac{0,02 \cdot 350}{2} = 353,5 \text{ V}$$
 (4.15)

4.3.2 - SISTEMA DE CONTROLE

4.3.2.1 - MALHA DE CORRENTE

O primeiro passo para o projeto adequado da malha de controle de corrente consiste em determinar o ganho do sensor de corrente $H_i(s)$. Assim, deve-se inicialmente calcular o máximo valor de pico da corrente no indutor L_b considerando a ondulação definida na Tabela 4.1.

$$I_{Lb(\text{pico})(\text{máx.})} = \sqrt{2} \cdot 11,811 + \frac{0,2 \cdot 350}{2} = 18,374 \text{ A}$$
(4.16)

Segundo recomendações dadas em [24], a tensão no sensor de corrente, isto é, no resistor *shunt* R_{sh} , deve ser $V_{rs}=1$ V. Além disso, sabe-se que $H_i(s)=R_{sh}$. Logo, tem-se:

$$H_i(s) = R_{sh} = \frac{1}{18,374} = 0,054 \ \Omega \tag{4.17}$$

De acordo com [24], a máxima corrente de programação recomendada para o multiplicador é I_{ac} =250 mA. Assim, é possível calcular os valores dos seguintes resistores que constituem parte do circuito correspondente ao CI UC3854 que será implementado na simulação:

$$R_{vac} = \frac{\left(\sqrt{2} \cdot 127\right) \cdot \sqrt{2}}{250 \cdot 10^{-6}} \cong 1 \text{ M}\Omega$$
(4.18)

$$R_{mo} = \frac{1.12}{2 \cdot 250 \cdot 10^{-6}} \cong 2,2 \text{ k}\Omega$$
(4.19)

No interior do CI UC3854, há um gerador de forma de onda dente de serra, a qual comparada com o sinal de erro proveniente do compensador de corrente gera os pulsos para o acionamento do interruptor controlado. Neste caso, a amplitude do sinal PWM é dada por (3.46) como [24]:

$$F_m(s) = \frac{1}{5, 2 - 0, 8} = \frac{1}{4, 4} \tag{4.20}$$

Por fim, substituindo-se os valores dos parâmetros adequados nas expressões (3.31) e (3.43), é possível traçar os diagramas de Bode para a função de transferência de laço aberto não compensada, a qual é dada por (3.42) e é representada na Fig. 4.1.

Para compensar devidamente a malha de controle de corrente, escolhe-se o valor da frequência de cruzamento, que deve ser menor ou igual a um quarto da frequência de comutação. Logo, tem-se:

$$f_{ci} = \frac{50 \cdot 10^3}{4} = 12,5 \text{ kHz}$$
(4.21)



Fig. 4.1 – Diagrama de Bode da malha de corrente não compensada do conversor *boost* convencional.

As alocações dos pólos e do zero do compensador da malha de corrente são realizadas da seguinte forma [78]:

$$f_{zi1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{12, 5 \cdot 10^3}{10} = 625 \text{ Hz}$$
(4.22)

$$f_{pi1} = 0$$
 (4.23)

$$f_{pi2} = \frac{50 \cdot 10^3}{2} = 25 \text{ kHz}$$
(4.24)

Observando o diagrama de Bode da Fig. 4.1, tem-se que o ganho do compensador de corrente na frequência de corte deve ser:

$$H_{2i} = 20 \cdot \log \left| FTLA_{sci} \left(2 \cdot \pi \cdot 12, 5 \cdot 10^3 \right) \right| = 21,851 \text{ dB}$$
(4.25)

$$A_{2i} = 10^{\frac{|21,851|}{20}} = 12,374 \tag{4.26}$$

Assim, os elementos do compensador mostrado na Fig. 3.7 podem ser determinados da seguinte forma:

$$R_{ci} = R_{mo} = 2,2 \text{ k}\Omega \tag{4.27}$$

$$R_{cz} = 12,374 \cdot 2, 2 \cdot 10^3 \cong 28 \text{ k}\Omega \tag{4.28}$$

$$C_{cz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^3 \cdot 625} \cong 9 \text{ nF}$$
(4.29)

$$C_{cz} = \frac{9 \cdot 10^{-9}}{\left(2 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^{-9} \cdot 25 \cdot 10^3\right) - 1} \cong 235 \text{ pF}$$
(4.30)

Logo, as curvas de ganho e fase do diagrama de Bode mostradas na Fig. 4.2 podem ser traçadas segundo a expressão (3.37).



Fig. 4.2 – Diagrama de Bode do compensador da malha de corrente do conversor boost convencional.

Finalmente, empregando a expressão (3.47), é possível obter o diagrama de Bode da malha de corrente devidamente compensada segundo a Fig. 4.3. A partir do gráfico, constata-se que o ganho é praticamente nulo na frequência de corte de 12,5 kHz e que esta curva decresce a uma taxa aproximada de -20 dB por década, sendo esta a característica de um sistema de primeira ordem [78].



Fig. 4.3 – Diagrama de Bode da malha de corrente compensada do conversor boost convencional.

4.3.2.2 - MALHA DE TENSÃO

Primeiramente, deve-se determinar os elementos que constituem o divisor resistivo, responsável por fornecer a amostra da tensão de saída com um dado ganho, que por sua vez consiste na relação entre a tensão de referência interna de 7,5 V do CI UC3854 [24] e o valor desejado da tensão de saída. Assim, arbitrando-se R_{vd} =10 k Ω , tem-se:

$$R_{vi} = \left(\frac{350}{7,5} - 1\right) \cdot 10 \cdot 10^3 \cong 457 \text{ k}\Omega$$
(4.31)

Logo, considerando a expressão (3.53), é possível traçar os diagramas de Bode para a malha de tensão não compensada, sendo estes mostrados na Fig. 4.4.



Fig. 4.4 – Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada do conversor boost convencional.

Escolhe-se a frequência de corte $f_{cv}=20$ Hz, conforme as recomendações fornecidas no Capítulo 3. Observando a Fig. 4.4, tem-se que o ganho do compensador de tensão nesta frequência deve ser:

$$H_{2\nu} = 20 \cdot \log \left| FTLA_{sc\nu} \left(2 \cdot \pi \cdot 20 \right) \right| = -4,655 \text{ dB}$$
(4.32)

$$A_{2\nu} = 10^{\frac{|-4,655|}{20}} = 1,709 \tag{4.33}$$

Alocando-se o pólo do compensador em 30 Hz, tem-se:

$$R_{vf} = 10 \cdot 10^3 \cdot 1,709 \cong 17 \text{ k}\Omega \tag{4.34}$$

$$C_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 17 \cdot 10^3 \cdot 30} \cong 310 \text{ nF}$$
(4.35)

Logo, as curvas de ganho e fase do diagrama de Bode mostradas na Fig. 4.5 podem ser traçadas segundo a expressão (3.52).



Fig. 4.5 – Diagrama de Bode do compensador da malha de tensão do conversor boost convencional.

Por fim, utilizando a expressão (3.55), é possível obter o diagrama de Bode da malha de tensão devidamente compensada segundo a Fig. 4.6. A partir do gráfico, pode-se verificar que o ganho é praticamente nulo na frequência de corte de 20 Hz e que esta curva decresce a uma taxa aproximada de -20 dB por década, possuindo assim a característica de um sistema de primeira ordem [78].



Fig. 4.6 – Diagrama de Bode da malha de tensão compensada do conversor boost convencional.

4.4 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST BRIDGELESS

4.4.1 - ESPECIFICAÇÕES PRELIMINARES

Novamente, são empregadas as mesmas especificações de projeto da Tabela 4.1. Assim, os valores da resistência de carga, da corrente de entrada eficaz e da máxima ondulação da corrente de entrada parametrizada são estritamente os mesmos obtidos nas expressões (4.1) a (4.4), ou seja:

$$R_o = 81,667 \ \Omega \tag{4.36}$$

$$I_i = 11,811 \,\mathrm{A}$$
 (4.37)

$$\overline{\Delta i_{Lb(max)}} = 0,487 \tag{4.38}$$

4.4.2 - INDUTOR BOOST

A indutância L_b pode ser calculada segundo a expressão (3.65):

$$L_{b} = \frac{127^{2} \cdot 0,487}{50 \cdot 10^{3} \cdot 0,2 \cdot 1500} \cong 524 \ \mu \text{H}$$
(4.39)

Utilizando os parâmetros dados na Tabela 4.1 e seguindo o roteiro estabelecido no Anexo A, obtém-se um indutor de 524 μ H cujas características físicas são: núcleo de ferrite NEE 30/15/24 fabricado por Thornton; 292 espiras; seis fios AWG20 entrelaçados em paralelo.

4.4.3 - CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA

Utilizando a expressão (3.67), tem-se:

$$C_o = \frac{127 \cdot 11,811}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 350 \cdot 0,02 \cdot 350} \cong 812 \ \mu \text{F}$$
(4.40)

4.4.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Para os diodos D_1 e D_2 , os esforços de corrente e de tensão são dados pelas expressões (3.69) a (3.71):

$$I_{D1,D2(\text{méd.})} = \frac{\sqrt{2 \cdot 11,811}}{4 \cdot 1,949} = 2,143 \text{ A}$$
(4.41)

$$I_{D1,D2(\text{ef.})} = \sqrt{3} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 11,811}{4 \cdot 1,949} = 3,03 \text{ A}$$
(4.42)

$$V_{D1,D2(\text{máx.})} = 350 + \frac{0,02 \cdot 350}{2} = 353,5 \text{ V}$$
 (4.43)

Para o interruptor, os esforços de corrente e de tensão são dados pelas expressões (3.72) a (3.74):

$$I_{S1,S2(\text{méd.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot 11,811}{4} \cdot \left(\frac{4 \cdot 1,949 - \pi}{1,949 \cdot \pi}\right) = 3,174 \text{ A}$$
(4.44)

$$I_{S1,S2(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot 11,811}{4} \cdot \sqrt{\left(4 - \frac{64}{3 \cdot 1,949 \cdot \pi} + \frac{3}{1,949^2}\right)} = 4,771 \text{ A}$$
(4.45)

$$V_{S1,S2(\text{máx.})} = 350 + \frac{0,02 \cdot 350}{2} = 353,5 \text{ V}$$
 (4.46)

4.4.5 - SISTEMA DE CONTROLE

4.4.5.1 - MALHA DE CORRENTE

Neste ponto, não é apresentado o projeto detalhado da malha de controle de corrente como foi realizado no caso do conversor *boost*, visto que o procedimento é análogo àquele desenvolvido anteriormente. Porém, alguns aspectos importantes devem ser ressaltados.

Sabe-se que a frequência de cruzamento deve ser menor ou igual a um quarto da frequência de comutação. Neste caso, a escolha do mesmo valor estabelecido na expressão (4.21) impossibilitaria o projeto físico do compensador, fornecendo valores negativos para os componentes passivos. Assim, o valor de f_{ci} deve ser menor neste caso, sendo que a escolha da mesma em uma década abaixo da frequência de comutação é satisfatória, isto é:

$$f_{ci} = \frac{50 \cdot 10^3}{10} = 5 \text{ kHz}$$
(4.47)

A teoria de controle clássico mostra que frequência de cruzamento possui impacto direto na resposta do sistema [78]. Em outras palavras, quanto maior for a frequência de cruzamento, mais rápido será o sistema. Entretanto, o valor escolhido em (4.47) não comprometerá o desempenho do conversor, visto que normalmente é empregado em muitos projetos de sistemas de controle de diversas topologias.

A alocação dos pólos e zeros do compensador da malha de controle de corrente segue os mesmos critérios das expressões (4.22) a (4.24). Assim, obtém-se o compensador do tipo

proporcional-integral com filtro da Fig. 3.7, cujas características permitem que a função de transferência de laço aberto cruze na frequência desejada.

A Fig. 4.7 mostra os diagramas de Bode para a malha de corrente do conversor *boost bridgeless*. Constata-se que, em virtude da alocação correta dos pólos e do zero do compensador, a função de transferência de laço aberto compensada representada pela curva (3) possui ganho aproximadamente nulo em 5 kHz, sendo esta a frequência de corte escolhida.



Fig. 4.7 – Diagrama de Bode da malha de corrente não compensada (1), do compensador (2) e da malha de corrente compensada (3) do conversor *boost bridgeless*.

4.4.5.2 - MALHA DE TENSÃO

Novamente, não se desenvolve o projeto detalhado da malha de controle de tensão, sendo que as mesmas recomendações utilizadas para o conversor *boost* convencional devem ser empregadas. Além disso, é importante ressaltar que as funções de transferência pertinentes à malha de tensão são apresentadas na Tabela 3.2, as quais foram desenvolvidas em [68].

Assim, a Fig. 4.8 representa os diagramas de Bode referentes ao comportamento da malha de controle de tensão do conversor *boost bridgeless*. Verifica-se que a função de transferência de laço aberto compensada representada pela curva (3) possui ganho aproximadamente nulo em 20 Hz, visto que os pólos e o zero do compensador PI com filtro presente na Tabela 3.2 foram devidamente alocados.

Neste ponto, é importante notar uma importante diferença entre os compensadores utilizados nas malhas de controle tensão dos conversores *boost* convencional e *boost bridgeless*. Por meio da comparação da expressão (3.49) e da Tabela 3.2, constata-se que o compensador da malha de tensão do retificador *boost* convencional apresenta apenas um pólo. Por outro lado, o compensador PI com filtro da Tabela 3.2 possui dois pólos, sendo que um dos mesmos está localizado na origem, o que garante um erro de regime permanente aproximadamente nulo. Este fato é novamente comentado quando forem apresentados os resultados de simulações dos retificadores com elevado fator de potência.



Fig. 4.8 – Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada (1), do compensador (2) e da malha de tensão compensada (3) do conversor *boost bridgeless*.

4.5 - ROTEIRO DE PROJETO DO CONVERSOR *BOOST* BASEADO NA CÉLULA DE TRÊS ESTADOS

4.5.1 - ESPECIFICAÇÕES PRELIMINARES

Assim como para os dois conversores anteriores, são utilizadas as mesmas especificações de projeto da Tabela 4.1. O valor da resistência de carga é o mesmo obtido na expressão (4.1), isto é:

$$R_{a} = 81,667 \ \Omega$$
 (4.48)

A corrente na carga é:

$$I_o = \frac{1500}{350} = 4,286 \text{ A} \tag{4.49}$$

Além disso, o parâmetro α é dado por (3.78):

$$\alpha = \frac{350}{\sqrt{2} \cdot 127} = 0,974 \tag{4.50}$$

4.5.1.1 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA BOOST

A indutância boost é dada pela expressão (3.75):

$$L_{b} = \frac{350}{16 \cdot 3.341 \cdot 50 \cdot 10^{3}} \cong 131 \,\mu\text{H}$$
(4.51)

Verifica-se neste caso que a indutância corresponde a um quarto dos valores calculados para os conversores *boost* convencional e *boost bridgeless* em (4.5) e (4.39), respectivamente, pois este elemento magnético é projetado para o dobro da frequência de comutação dos interruptores, sendo esta uma vantagem inerente à utilização da célula de três estados.

Além disso, as correntes eficaz e de pico no indutor *boost* são dadas pelas expressões (3.76) e (3.77), respectivamente.

$$I_{Lb(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,974 \cdot 4,286}{1} = 5,906 \text{ A}$$
(4.52)

$$I_{Lb(\text{pico})} = \frac{2 \cdot 0,974 \cdot 4,286}{1} = 8,352 \text{ A}$$
(4.53)

Considerando que a frequência de operação do indutor é o dobro da frequência de comutação e desenvolvendo os cálculos adequados, constata-se que o elemento físico projetado segundo o ponto de operação da Tabela 4.1 apresenta as seguintes características físicas: indutância de 131 μ H; núcleo de ferrite NEE 30/15/14 fabricado por Thornton; 37 espiras; três fios AWG20 entrelaçados em paralelo.

4.5.1.2 - AUTOTRANSFORMADORES

A máxima tensão sobre os enrolamentos de um dos autotransformadores é obtida por (3.79):

$$V_T = \frac{350}{2} = 175 \text{ V} \tag{4.54}$$

A corrente eficaz que circula através dos enrolamentos do autotransformador é dada por (3.80):

$$I_{T(\text{ef.})} = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,974 \cdot 4,286}{2 \cdot 1} = 2,953 \text{ A}$$
(4.55)

Segundo (3.81), a corrente de pico nos enrolamentos do autotransformador é:

$$I_{T(\text{pico})} = \frac{0,974 \cdot 4,286}{1} = 4,176 \text{ A}$$
(4.56)

O projeto físico do transformador é realizado considerando a expressão (3.82) e as recomendações dadas em [73], sendo que deve ser capaz de processar metade da potência nominal do conversor. O desenvolvimento dos cálculos pertinentes a este elemento magnético é análogo ao caso dos indutores, sendo que o Anexo A deve ser empregado. Assim, obtêm-se as seguintes características para cada um dos autotransformadores: núcleo de ferrite NEE 30/15/14 fabricado por Thornton, sendo que ambos os enrolamentos primário e secundário possuem 24 espiras constituídas por dois fios AWG20 entrelaçados em paralelo.

4.5.1.3 - CAPACITÂNCIA DE FILTRO DE SAÍDA

Segundo [73] e a expressão (3.83), pode-se calcular a capacitância de saída como:

$$C_o = \frac{127 \cdot 11,811}{2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 350 \cdot 0,02 \cdot 350} \cong 812 \ \mu \text{F}$$
(4.57)

4.5.1.4 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

A corrente média, a corrente eficaz, a corrente de pico e a máxima tensão nos interruptores controlados S_1 a S_4 são dadas pelas seguintes expressões [73]:

$$I_{Sl...S4(\text{méd.})} = \frac{0,974 \cdot 4,286}{1} \cdot \frac{\text{sen}(0,974)}{(\pi \cdot 0,974)} = -1,129 \text{ A}$$
(4.58)

$$I_{Sl...S4(ef.)} = \frac{0,974 \cdot 4,286}{2 \cdot 1} \cdot \sqrt{\frac{\left(2 \cdot 0,974 - \mathrm{sen}\left(0,974\right)\right)}{0,974}} = 2,24 \text{ A}$$
(4.59)

$$I_{Sl\dots S4(\text{pico})} = \frac{0,974 \cdot 4,286}{1} = 4,176 \text{ A}$$
(4.60)

$$V_{Sl...S4(\text{máx.})} = 350 + \frac{0.02 \cdot 350}{2} = 353,5 \text{ V}$$
 (4.61)

De acordo com [73], a corrente média, a corrente eficaz, a corrente de pico e a máxima tensão nos diodos D_{b1} a D_{b4} são dadas pelas seguintes expressões:

$$I_{Dbl...Db4(méd.)} = \frac{0,974 \cdot 4,286}{4 \cdot 1} = 1,044 \text{ A}$$
(4.62)

$$I_{Dbl...Db4(ef.)} = \frac{\sqrt{0.974 \cdot 4,286}}{2 \cdot 1} = 2,115 \text{ A}$$
(4.63)

$$I_{Dbl...Db4(pico)} = \frac{0,974 \cdot 4,286}{1} = 4,176 \text{ A}$$
(4.64)

$$V_{Dbl...Db4(máx.)} = 350 + \frac{0,02 \cdot 350}{2} = 353,5 \text{ V}$$
 (4.65)

4.5.2 - SISTEMA DE CONTROLE

4.5.2.1 - MALHA DE CORRENTE

O projeto da malha de controle de corrente do conversor *boost* baseado na célula de três estados pode ser desenvolvido de forma semelhante ao caso das topologias anteriores. Entretanto, há algumas diferenças na escolha da frequência de cruzamento e alocação de pólos e zeros do respectivo compensador.

Neste caso, a frequência de cruzamento, que deve ser menor ou igual a um quarto da frequência de operação do indutor, corresponde ao dobro da frequência de comutação. Assim, temse:

$$f_{ci} = \frac{2 \cdot 50 \cdot 10^3}{10} = 10 \text{ kHz}$$
(4.66)

As alocações dos pólos e do zero do compensador da malha de corrente são realizadas da seguinte forma [73]:

$$f_{zi1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{12, 5 \cdot 10^3}{10} = 625 \text{ Hz}$$
(4.67)

$$f_{pi1} = 0$$
 (4.68)

$$f_{pi2} = \frac{50 \cdot 10^3}{2} = 25 \text{ kHz}$$
(4.69)

Desenvolvendo-se uma série de cálculos de forma semelhante ao que foi realizado para o conversor *boost* convencional, chega-se aos diagramas de Bode apresentados na Fig. 4.9. A partir destes gráficos, verifica-se que a curva de ganho da malha de corrente possui ganho aproximadamente nulo na frequência de corte desejada, sendo que o sistema é estável.



Fig. 4.9 – Diagrama de Bode da malha de corrente não compensada (1), do compensador (2) e da malha de corrente compensada (3) do conversor *boost* baseado na célula de três estados.

4.5.2.2 - MALHA DE TENSÃO

O projeto pormenorizado da malha de controle de tensão não é desenvolvido nesta seção, de modo que as mesmas recomendações utilizadas para o conversor *boost* convencional devem ser empregadas. Além disso, deve-se mencionar que as funções de transferência pertinentes à malha de tensão são apresentadas na Tabela 3.4, as quais foram desenvolvidas em [73].

Assim, a Fig. 4.10 representa os diagramas de Bode referentes ao comportamento da malha de tensão do conversor *boost* baseado na célula de três estados. Verifica-se que a função de transferência de laço aberto compensada representada pela curva (3) possui ganho aproximadamente nulo em 20 Hz, pois o pólo do compensador proporcional com filtro foi devidamente alocado.



Fig. 4.10 – Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada (1), do compensador (2) e da malha de tensão compensada (3) do conversor *boost* baseado na célula de três estados.

Porém, espera-se um erro de regime permanente não nulo, visto que não há um pólo alocado na origem como no caso do compensador da malha de tensão do conversor *boost bridgeless*.

4.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Uma vez projetados os três conversores CA-CC que constituem o escopo deste trabalho, esta seção trata da análise dos resultados obtidos com o aplicativo computacional PSIM 9.0, o qual é especialmente dedicado a simulações relacionadas à eletrônica de potência.

O aplicativo possui tempo de simulação bastante reduzido se comparado com outras ferramentas semelhantes que empregam a modelagem SPICE (do inglês, *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis* – Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados) [79], embora o detalhamento dos modelos seja menor no PSIM. Porém, o PSIM mostra-se bastante versátil e útil, especialmente no caso da verificação da resposta dinâmica de sistemas lentos, como é o caso da malha de controle de tensão existente nos retificadores de elevado fator de potência. No caso dos conversores em questão operando com técnica de controle por corrente média, deve-se ressaltar que o compensador de tensão deve ser lento no intuito de não distorcer a forma de onda da corrente de entrada.

Antes da apresentação dos resultados propriamente ditos, alguns aspectos importantes referentes às simulações devem ser discutidos. Primeiramente, é importante observar que a técnica de controle por corrente média aplicada aos retificadores desenvolve-se de forma discreta. Em outras palavras, isto quer dizer que as malhas são reproduzidas empregando componentes como resistores, capacitores e amplificadores operacionais, e não um CI propriamente dito. Neste caso, nem todas as funções existentes no CI UC3854 são implementadas, como partida suave, proteção contra sobrecorrente, entre outras [24]. Além disso, a malha de *feedforward* é substituída na simulação por um ganho correspondente a $1/V_{ff}=1/1,414$.

Por outro lado, isto não invalida o projeto dos conversores em questão, visto que as malhas de controle de corrente e tensão foram devidamente projetadas e validadas por meio dos respectivos diagramas de Bode discutidos anteriormente. Como se pode observar nos testes, os resultados são condizentes com a teoria em questão e demonstram que o projeto de cada uma das topologias é factível.

Inicialmente, mostra-se o diagrama esquemático completo simulado no PSIM 9.0. Então, realiza-se a simulação dos arquivos correspondentes, de modo a se obter formas de onda importantes como a corrente de entrada da rede e a tensão de saída CC. Por meio da aplicação de ferramentas matemáticas disponíveis no próprio aplicativo, torna-se possível obter o espectro harmônico e a distorção harmônica total da corrente de entrada, bem como o fator de potência real considerando a operação em regime permanente. Assim, o espectro harmônico obtido é comparado com os limites impostos pela norma européia IEC 6100-3-2 [3]. Finalmente, analisa-se a resposta

dinâmica dos conversores frente à aplicação de degraus de carga no intuito de validar o projeto do sistema de controle como um todo.

4.6.1 - CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL

A Fig. 4.11 mostra o circuito correspondente ao conversor *boost* convencional reproduzido no PSIM, onde todos os componentes utilizados apresentam os valores anteriormente calculados. Constata-se que o diagrama esquemático possui os compensadores das malhas de corrente e de tensão conforme o projeto desenvolvido, onde há a realimentação tanto da corrente no indutor L_b quanto da tensão no capacitor C_o . No diagrama, há ainda dois resistores associados em paralelo com o capacitor de filtro, sendo que um interruptor é utilizado em cada ramo. Este artifício corresponde ao degrau de 100% para 50% da potência nominal e vice-versa, sendo esta uma ferramenta típica utilizada na teoria do controle clássico para verificar a estabilidade de um sistema.



Fig. 4.11 – Diagrama esquemático do conversor boost convencional simulado no aplicativo PSIM 9.0.

Na Fig. 4.12, tem-se as formas de onda que representam a tensão de entrada e a corrente de entrada do retificador *boost*. Neste caso, verifica-se que os dois sinais estão em fase e que a distorção harmônica da corrente é reduzida se comparada ao caso onde um retificador não

controlado a diodos com filtro capacitivo é empregado. Assim, o conversor é capaz de emular perfeitamente o comportamento de uma carga puramente resistiva. Entretanto, verifica-se que a corrente possui certa ondulação em alta frequência, que por sua vez é um efeito advindo da comutação do interruptor e, em termos práticos, equivale à interferência eletromagnética tipicamente existente em equipamentos baseados em eletrônica de potência.



Fig. 4.12 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i) do conversor *boost* convencional.

Embora a forma de onda da corrente seja aparentemente senoidal, é possível quantificar este aspecto por meio da distorção harmônica total da corrente, que neste caso é calculada pelo próprio aplicativo por meio da expressão (2.3) considerando todo o espectro até 5 MHz. Assim, tem-se *THD*_{*I*}=6,83%, o que resulta em *fp*=0,9975 segundo a expressão (2.2).

Aplicando-se a FFT, obtém-se o espectro harmônico da corrente de entrada até a 50^a ordem na Fig. 4.13, onde o valor da componente fundamental não é mostrado para se obter uma melhor visualização.



Fig. 4.13 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *boost* convencional considerando até a 50^a ordem harmônica.

Segundo o teor da norma IEC 61000-3-2, o conversor *boost* convencional CA-CC é considerado um dispositivo pertencente à classe A. Assim, o valor de cada componente harmônica é comparado com o respectivo limite máximo na Fig. 4.14, sendo que a norma é estritamente respeitada ao longo de todo o espectro de frequências.

A Fig. 4.15 mostra a tensão de saída CC, a qual possui ondulação em 120 Hz e valor médio de aproximadamente 350 V, conforme se define nas especificações da Tabela 4.1.



Fig. 4.14 – Comparação do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *boost* convencional com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2.



Fig. 4.15 – Tensão de saída CC (V_o) do conversor boost convencional.

Na Fig. 4.16, analisa-se o comportamento do sistema de controle do conversor operando por corrente média. Em 250 ms, aplica-se um degrau de carga de 100% para 50% do valor da potência nominal por meio da comutação da carga de 81,67 Ω para 163,22 Ω . Em 600 ms, o conversor

retorna para a condição da potência nominal. A forma de onda da corrente de entrada permanece senoidal durante todo o intervalo mostrado, validando dessa forma o funcionamento da malha de corrente. Por outro lado, o valor médio da tensão de saída aumenta de 350 V para aproximadamente 410 V entre 250 ms e 600 ms, sendo que uma regulação de aproximadamente 20% é mantida. Esta variação da tensão CC ocorre justamente porque o compensador da malha de tensão não é do tipo PI com filtro (Fig. 3.7), mas sim do tipo proporcional com filtro (Fig. 3.8), o qual por sua vez não possui um pólo alocado na origem. Assim, espera-se um erro de regime permanente, embora o valor médio da tensão se torne novamente igual a 350 V a partir de aproximadamente 800 ms, mostrando que o sistema é estável.



Fig. 4.16 – Resposta dinâmica do conversor boost convencional.

4.6.2 - CONVERSOR BOOST BRIDGELESS

A Fig. 4.17 apresenta o conversor *boost bridgeless* simulado no PSIM, sendo que o arranjo é semelhante ao retificador anterior em termos do circuito de controle.

Na Fig. 4.18, tem-se as formas de onda que representam a tensão de entrada e a corrente de entrada do retificador *boost*, de modo que isto resulta em THD_I =8,01% e fp=0,9942. Novamente, ambas encontram-se em fase e o conteúdo harmônico da corrente de entrada é reduzido.



Fig. 4.17 – Diagrama esquemático do conversor boost bridgeless simulado no aplicativo PSIM 9.0.



Fig. 4.18 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i) do conversor boost bridgeless.

Utilizando a ferramenta matemática FFT fornecida pelo próprio aplicativo, obtém-se o espectro harmônico da corrente de entrada até a 50^a ordem na Fig. 4.19, onde se verifica que o conteúdo harmônico de baixa frequência é reduzido.

Novamente, o conversor *boost bridgeless* encontra-se na classe A da norma IEC 61000-3-2. Na Fig. 4.20, compara-se o espectro da Fig. 4.19 com os limites impostos para o equipamento, sendo que a norma também é devidamente respeitada neste caso.



Fig. 4.19 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *boost bridgeless* considerando até a 50^a harmônica.



Fig. 4.20 – Comparação do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *boost bridgeless* com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2.

A Fig. 4.21 ilustra a forma de onda tensão de saída CC, a qual possui ondulação em 120 Hz e valor médio de aproximadamente 350 V, conforme foi definido nas especificações da Tabela 4.1.



Fig. 4.21 – Tensão de saída CC (V_o) do conversor boost bridgeless.

Na Fig. 4.22, são mostradas as formas de onda que representam a resposta dinâmica do sistema. Ocorre um degrau de carga de 100% para 50% em 250 ms, sendo que o conversor volta a operar na potência nominal em 600 ms. Neste caso, a resposta do sistema é mais satisfatória que no caso do conversor *boost* convencional, como é possível constatar por meio da comparação com a Fig. 4.16, pois a tensão de saída permanece regulada em 350 V após o período transitório em ambas as condições de carga supracitadas. Este comportamento deve-se à utilização de um compensador PI com filtro na malha de tensão segundo as recomendações dadas em [68], sendo que isto permite que o erro de regime permanente seja muito pequeno. No roteiro de projeto fornecido em [24], utiliza-se um compensador do tipo proporcional com filtro, o qual pode ser prontamente substituído pelo circuito supracitado de modo a se obter uma melhor resposta dinâmica do conversor.



Fig. 4.22 – Resposta dinâmica do conversor boost bridgeless.

4.6.3 - CONVERSOR BOOST BASEADO NA CÉLULA DE TRÊS ESTADOS

A Fig. 4.23 representa do diagrama esquemático do conversor *boost* baseado na célula de três estados simulado no PSIM, sendo que o arranjo é semelhante aos conversores anteriores.



Fig. 4.23 – Diagrama esquemático do conversor *boost* baseado na célula de três estados simulado no aplicativo PSIM 9.0.

Na Fig. 4.24, a tensão de entrada e a corrente de entrada do retificador são mostradas, sendo que se obtém $THD_I=5,38\%$ e fp=0,9973. Ambas as formas de onda encontram-se em fase e o conteúdo harmônico da corrente de entrada é reduzido.

O espectro harmônico da corrente de entrada até a 50^a ordem é representado na Fig. 4.25, onde se constata que a técnica de controle por corrente média é eficiente no que se refere à emulação do comportamento de uma carga resistiva.

Assim como as estruturas anteriores, o conversor *boost* baseado na célula de três estados pertence à classe A da norma IEC 61000-3-2. Na Fig. 4.26, compara-se o espectro da Fig. 4.25 com os limites impostos para o equipamento, sendo que a norma também é devidamente respeitada neste caso.



Fig. 4.24 – Tensão de entrada (V_i) e corrente de entrada (I_i) do conversor *boost* baseado na célula de três estados.



Fig. 4.25 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *boost* baseado na célula de três estados considerando até a 50^a ordem harmônica.



Fig. 4.26 – Comparação do espectro harmônico da corrente de entrada do conversor *boost* baseado na célula de três estados com os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2.

A Fig. 4.27 ilustra a forma de onda tensão de saída CC, a qual possui ondulação em 120 Hz e valor médio de aproximadamente 350 V, conforme foi definido nas especificações da Tabela 4.1.



Fig. 4.27 – Tensão de saída CC (V_o) do conversor *boost* baseado na célula de três estados.

Na Fig. 4.28, são representadas as formas de onda que correspondem à resposta dinâmica do sistema, onde degraus de carga são aplicados em 250 ms e 600 ms. Assim como no caso do conversor *boost* convencional, o uso do controlador proporcional com filtro na malha de tensão da forma sugerida em [73] permite que o erro de regime permanente seja diferente de zero, embora o sistema seja estável.



Fig. 4.28 – Resposta dinâmica do conversor boost baseado na célula de três estados.

O conversor projetado anteriormente segue de forma rigorosa as recomendações apresentadas em [73] e [74], as quais regem estritamente o roteiro presente na folha de dados do CI UC3854 [24]. No intuito de demonstrar que a utilização de um compensador PI com filtro no conversor simulado na Fig. 4.23 pode modificar a resposta dinâmica do sistema, a malha de tensão do retificador *boost* baseado na célula de três estados é novamente projetada, obtendo-se o outro circuito apresentado na Fig. 4.29. O procedimento anteriormente desenvolvido também é válido neste caso, sendo que o compensador da malha de tensão agora emprega um pólo alocado na origem do plano complexo.



Fig. 4.29 – Diagrama esquemático do conversor *boost* baseado na célula de três estados simulado no aplicativo PSIM 9.0 utilizando compensadores PI com filtro nas malhas de corrente e de tensão.

Na Fig. 4.30, tem-se os diagramas de Bode referentes ao comportamento da malha de tensão do retificador *boost*, onde ainda se constata que a função de transferência de malha devidamente compensada possui ganho aproximadamente nulo na frequência de corte previamente escolhida.

Simulando o diagrama da Fig. 4.29, obtêm-se as formas de onda representadas na Fig. 4.31. Assim como na Fig. 4.28, a forma de onda da corrente de entrada mantém-se senoidal com conteúdo harmônico reduzido. Porém, a resposta dinâmica do sistema é diferente no que tange ao comportamento da tensão de saída CC, que neste caso permanece praticamente constante em 350 V após o término do período transitório decorrente do degrau de carga. Portanto, constata-se que o erro em regime permanente é praticamente nulo, de forma que a utilização de compensador PI com filtro implicou um melhor desempenho do conversor em comparação com as formas de onda representadas anteriormente na Fig. 4.28.



Fig. 4.30 – Diagrama de Bode da malha de tensão não compensada (1), do compensador reprojetado (2) e da malha de tensão compensada (3) do conversor *boost* baseado na célula de três estados.



Fig. 4.31 – Resposta dinâmica do conversor *boost* baseado na célula de três estados utilizando compensadores PI com filtro nas malhas de corrente e de tensão.

4.7 - COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS OBTIDOS

Como se menciona anteriormente, os conversores *boost* convencional (CBC), *boost bridgeless* (CBB) e *boost* baseado na célula de três estados (CB3SSC) foram projetados para o mesmo ponto de operação definido na Tabela 4.1. Assim, é justo estabelecer uma comparação entre estas topologias em termos dos resultados obtidos, a qual é apresentada na Tabela 4.2 considerando alguns aspectos importantes.

Conforme se estabelece na análise teórica, a topologia CB3SSC é aquela que apresenta menor tamanho do indutor, o qual é projetado para o dobro da frequência de comutação. Porém, esta estrutura só é viável em aplicações de altas potências e altas correntes em virtude do grande número de componentes em comparação com os demais conversores.

O capacitor projetado possui as mesmas especificações para os três conversores, como pode ser constatado nas expressões anteriormente apresentadas, visto ainda que o ponto de operação é o mesmo. No que tange aos esforços de corrente nos elementos semicondutores, verifica-se que os valores mais expressivos são encontrados no conversor CBC, o que implica a utilização de componentes com capacidade de corrente elevada que possuem maior custo agregado. Assim, a aplicação do CBC torna-se mais adequada para baixas potências, sendo que a energia entregue à carga é processada por um único diodo e um único interruptor controlado.

Elementos de Filtro	СВС	СВВ	CB3SSC
Indutor	Indutores $L_{b1}=L_{b2}=262 \mu H$ em série, núcleo de ferrite NEE 55/28/25 fabricado por Thornton, 50 espiras, $6 \times AWG20$	Indutor L_b =524 µH, núcleo de ferrite NEE 30/15/24 fabricado por Thornton, 292 espiras, 6×AWG20	Indutor L_b =131 µH, núcleo de ferrite NEE 30/15/14 fabricado por Thornton, 37 espiras, 3×AWG20
Capacitor	$C_o=812 \ \mu\text{F}, R_{SE}=10 \ \text{m}\Omega$	$C_o=812 \ \mu\text{F}, R_{SE}=10 \ \text{m}\Omega$	$C_o = 812 \ \mu F, R_{SE} = 10 \ m\Omega$
Autotransformador(es)			Dois autotransformadores, núcleo de ferrite NEE 30/15/14 fabricado por Thornton, 1:1, enrolamentos primário e secundário com 24 espiras, 2×AWG20
Semicondutores de Potência	СВС	СВВ	CB3SSC
Diodos da ponte retificadora	$I_{D1D4(\text{méd.})} = 5,317 \text{ A}$ $I_{D1D4(\text{ef.})} = 8,351 \text{ A}$ $V_{D1D4(\text{máx.})} = 180 \text{ V}$		
	$I_{Db(méd.)} = 4,286 \text{ A}$	$I_{D1,D2(\text{méd.})} = 2,143 \text{ A}$	$I_{Db1Db4(méd.)} = 1,044 \text{ A}$
Diodo(s) boost	$I_{Db(ef.)} = 2,624 \text{ A}$	$I_{D1,D2(ef.)} = 3,03 \text{ A}$	$I_{Db1Db4(ef.)} = 2,115 \text{ A}$
	$V_{Db(máx.)} = 353,5 \text{ V}$	$V_{D1,D2(\text{máx.})} = 353,5 \text{ V}$	$V_{Db1Db4(máx.)} = 353,5 \text{ V}$
	$I_{S(\text{méd.})} = 6,348 \text{ A}$	$I_{S1,S2(méd.)} = 3,174 \text{ A}$	$I_{SlS4(méd.)} = 1,129 \text{ A}$
Interruptor(es) controlados	$I_{S(\text{ef.})} = 6,666 \text{ A}$	$I_{S1,S2(ef.)} = 4,771 \text{ A}$	$I_{SlS4(ef.)} = 2,24 \text{ A}$
	$V_{S(\text{máx.})} = 353,5 \text{ V}$	$V_{S1,S2(máx.)} = 353,5 \text{ V}$	$V_{SlS4(máx.)} = 353,5 \text{ V}$
Resultados Obtidos	CBC	СВВ	CB3SSC
Fator de deslocamento	$\cos \phi_l = 1$	$\cos \phi_l = 0,997$	$\cos \phi_l = 0,999$
Fator de potência real	<i>fp</i> =0,9975	fp=0,9942	<i>fp</i> =0,9973
Distorção harmônica total da corrente de entrada	<i>THD</i> ₁ =6,83%	<i>THD</i> ₁ =8,01%	<i>THD</i> ₁ =5,38%
Atendimento aos limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 para as primeiras 50 componentes harmônicas	Sim	Sim	Sim

Tabela 4.2 – Comparação entre os conversores *boost* CA-CC operando com a técnica de controle por corrente média.

A técnica de controle por corrente média permite a obtenção do fator de potência de entrada elevado, conteúdo harmônico reduzido da corrente de entrada e tensão de saída CC regulada. Os limites impostos pela norma europeia IEC 61000-3-2 são rigorosamente respeitados no que se refere ao espectro harmônico de baixa frequência da corrente.

O desempenho dos conversores em termos do comportamento do sistema de controle é semelhante para todas as estruturas. Entretanto, é importante ressaltar que a resposta da malha de tensão é significativamente melhorada quando se emprega um compensador do tipo PI com filtro (Fig. 3.7), pois assim é possível alocar um pólo na origem do plano complexo e garantir que o erro de regime permanente seja aproximadamente nulo.

4.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresenta aspectos pertinentes ao projeto dos conversores *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados, atuando como estágios pré-reguladores e operando com a técnica de controle por corrente média para obtenção de elevado fator de potência de entrada e tensão de saída CC regulada.

Constata-se que o projeto do sistema de controle do conversor influencia decisivamente seus respectivos comportamento e resposta dinâmica. Por exemplo, a escolha da frequência de corte é fundamental para a definição da velocidade de resposta do sistema frente a distúrbios ou variações de carga. Além disso, a utilização de compensadores do tipo proporcional-integral com filtro permite que um dos pólos seja alocado na origem, minimizando desta forma o erro estático.

Por sua vez, o projeto de três conversores *boost* com características distintas mostra que os procedimentos para dimensionamento dos elementos que compõem os circuitos de potência e controle são semelhantes.

Embora o conversor *boost* clássico seja a escolha mais simples e popular utilizada na correção de fator de potência, o ponto de operação para a escolha de uma dada topologia é de suma importância, como se verifica, por exemplo, no caso do projeto do indutor, o qual é dividido em dois elementos associados em série. Isto não ocorre no caso dos conversores *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de três estados, pois os esforços de corrente nos elementos envolvidos são menores. Assim, embora apresente um maior número de componentes, estas topologias mostram-se mais adequadas para aplicações onde as correntes são maiores e o maior rendimento é uma característica importante.

Dentre todas as estruturas, o conversor *boost* baseado na célula de três estados é aquele que apresenta o menor tamanho físico do indutor de filtro de entrada, pois o projeto dos elementos magnéticos é realizado para o dobro da frequência de comutação dos interruptores controlados. Esta estrutura emprega ainda dois autotransformadores projetados para a metade da potência de saída e quatro interruptores associados a quatro diodos. Assim, recomenda-se sua aplicação para altas

potências e altas correntes, justamente onde a utilização dos demais conversores não é viável do ponto de vista dos elevados esforços de corrente. Porém, esta estrutura não se tornaria competitiva com o conversor *boost* convencional em baixas potências em virtude da maior complexidade, menor robustez e maior custo associados ao grande número de elementos utilizados.

CAPÍTULO 5 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresenta aspectos pertinentes ao estudo comparativo de retificadores *boost* de alto fator de potência operando com a técnica de controle por corrente média, onde se reapresentam aspectos relevantes às análises qualitativa e quantitativa das topologias envolvidas. Além disso, os resultados obtidos por simulação permitem a constatação dos respectivos princípios de funcionamento e operação correta dos conversores como estágios pré-reguladores.

Embora várias conclusões específicas tenham sido previamente obtidas ao longo deste trabalho, destaca-se neste ponto a importância de uma abordagem geral do estudo desenvolvido, salientando os aspectos relacionados às contribuições oferecidas e à continuidade do mesmo.

A análise dos trabalhos existentes na literatura mostra que há um amplo número de conversores dedicados à operação com alto fator de potência, sendo que cada circuito possui vantagens e desvantagens inerentes e é mais adequado para um determinado tipo de aplicação. Dentre as várias escolhas possíveis, os conversores CA-CC baseados na estrutura *boost* mostram-se bastante populares, sendo que a topologia clássica que emprega uma ponte a diodos ainda é amplamente utilizada como estágio pré-regulador de fontes chaveadas visando à preservação da qualidade da energia.

Buscando-se verificar a evolução dos trabalhos publicados referentes ao tema, seis tipos de topologias são analisados qualitativamente, sendo que aspectos como o ganho de tensão, redução das perdas por condução e minimização do tamanho, peso e volume dos elementos magnéticos podem ser obtidos conforme a necessidade para uma dada aplicação. Por exemplo, quando se deseja o aumento do rendimento a partir da redução das perdas por condução, o conversor *boost bridgeless* mostra-se uma opção interessante. Por outro lado, se a aplicação envolve elevados níveis de correntes, o conversor entrelaçado ou baseado na célula de comutação de três estados pode ser adotado. Por fim, os retificadores a três níveis são recomendados em casos onde se deseja um barramento CC com tensão elevada e também um maior rendimento.

Diante do estudo qualitativo realizado, justifica-se a delimitação do escopo do trabalho, que consiste em comparar os retificadores *boost* convencional, *boost bridgeless* e *boost* baseado na célula de comutação de três estados projetados exatamente para o mesmo ponto de operação. O projeto é então realizado adequadamente, de modo que sua validação é apresentada em termos de resultados de simulação obtidos com o aplicativo PSIM.

A técnica de controle por corrente média é adequada para obtenção de correntes de entrada aproximadamente senoidais e tensões de saída CC reguladas, embora apresente a desvantagem da necessidade de um sinal de referência que deve ser imposto à corrente se comparada às estratégias de controle ciclo a ciclo e autocontrole.

Em termos dos resultados obtidos no que tange à qualidade da energia elétrica, todos os conversores projetados e simulados possuem desempenhos semelhantes, como foi possível constatar por meio da Tabela 4.2. Além disso, tem-se que o projeto do sistema de controle afeta diretamente os resultados obtidos em termos da resposta dinâmica, conteúdo harmônico da corrente de entrada e regulação da tensão de saída.

A principal contribuição deste trabalho consiste na comparação de vários aspectos relacionados aos retificadores com alto fator de potência, que envolvem a distorção harmônica da corrente de entrada, esforços de corrente nos semicondutores, tamanho dos elementos magnéticos e atendimento de normas relacionadas à qualidade da energia elétrica. Diante do exposto, não se busca pretensamente esgotar o tema em estudo, mas sim propor algumas sugestões para o desenvolvimento de trabalhos futuros, a exemplo dos seguintes tópicos:

- comparação entre outras topologias de retificadores baseados em estruturas clássicas como os conversores *buck-boost* e SEPIC operando com alto fator de potência;

- comparação envolvendo outras estruturas *boost* envolvendo retificadores dobradores, como o conversor *boost* a três níveis e o retificador monofásico a três níveis;

- utilização de outras técnicas de controle como, por exemplo, o controle ciclo a ciclo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] L. G. Franquelo, I. Nagy, C. Wen, "Honoring Dr. Bimal K. Bose [Tributes]", IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, no. 2, pp. 12–14, 2009.

[2] F. L. Tofoli, "Estudo e Concepção de Retificadores a Três Níveis com Alto Fator de Potência Utilizando Técnicas de Comutação Não Dissipativas", Uberlândia, 2005. Tese de Doutorado – FEELT-UFU.

[3] IEC 61000-3-2, "Amendments for Equipment with AC Mains Power: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current \leq 16A per Phase), 1995.

[4] IEEE Std. 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", New York, NY, 1993.

[5] IEEE Xplore. Disponível em <<u>http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/DynWel.jsp</u>>. Acesso em 01/05/2013.

[6] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, H. W. Beaty, "Electrical Power Systems Quality". Editora Mc Graw-Hill, EUA, 1995.

[7] D. A. Paice, "Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power", IEEE Press, 1995.

[8] R. A. da Camara, C. M. T. Cruz, R. P. Torrico-Bascopé, "Boost Based on Three-State Switching Cell For UPS Applications", in Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference, 2009, pp. 313–318.

[9] S. V. Araújo, R. P. Torrico-Bascopé, G. V. Torrico-Bascopé, L. Menezes, "Step-up Converter with High Voltage Gain Employing Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier", in Proceedings of Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 2271–2277.

[10] Qun Zhao, Fengfeng Tao, F. C. Lee, Peng Xu, Jia Wei, "A Simple and Effective Method to Alleviate The Rectifier Reverse-Recovery Problem in Continuous-Current-Mode Boost Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 5, pp. 649–658, Sept. 2001.

[11] Woo-Young Choi, Jung-Min Kwon, Eung-Ho Kim, Jong-Jae Lee, Bong-Hwan Kwon, "Bridgeless Boost Rectifier with Low Conduction Losses And Reduced Diode Reverse-Recovery Problems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 2, pp. 769–780, April 2007.

[12] J. M. Kwon, W. Y. Choi, B. H. Kwon, "Cost-Effective Boost Converter with Reverse-Recovery Reduction and Power Factor Correction", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 471–473, Jan. 2008.
[13] F. L. Tofoli, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, V. J. Farias, J. B. Vieira Jr., "Proposal of A Soft-Switching Single-Phase Three-Level Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 107–113, Jan. 2008.

[14] Ching-Shan Leu, Pin-Yu Huang, Ming-Hui Li, "A Novel Dual-Inductor Boost Converter with Ripple Cancellation For High-Voltage-Gain Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1268–1273, April 2011.

[15] Sungsik Park, Sewan Choi, "Soft-Switched CCM Boost Converters with High Voltage Gain for High-Power Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 5, pp. 1211–1217, May 2010.

[16] L. Huber, Liu Gang, M. M. Jovanovic, "Design-Oriented Analysis and Performance Evaluation of Buck PFC Front End", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 1, pp. 85–94, Jan. 2010.

[17] Jingquan Chen, D. Maksimovic, R. W. Erickson, "Analysis and Design of A Low-Stress Buck-Boost Converter In Universal-Input PFC Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 320–329, Mar. 2006.

[18] J. Sabzali, E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. A. Fardoun, "New Bridgeless DCM SEPIC and Ćuk PFC Rectifiers with Low Conduction and Switching Losses", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 2, pp. 873–881, Mar. 2011.

[19] E. H. Ismail, "Bridgeless SEPIC Rectifier with Unity Power Factor and Reduced Conduction Losses", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 4, pp. 1147–1157, Apr. 2009.

[20] S. Singh, B. Singh, "Voltage Controlled PFC Zeta Converter Based PMBLDCM Drive for An Air-Conditioner", in Proc. International Conference on Industrial and Information Systems, 2010, pp. 550–555.

[21] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, "Control Techniques for Power Factor Correction Converters", in Proceedings of Power Electronics, Motion Control (PEMC), September 1994, pp. 1310–1318.

[22] K. M. Smedley, S. Ćuk, "One-Cycle Control of Switching Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 6, pp. 625–633, Nov. 1995.

[23] D. Borgonovo, J. P. Remor, I. Barbi, A. J. Perin, "A Self-Controlled Power Factor Correction Single-Phase Boost Pre-Regulator", in Proceedings of IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05), 2005, pp. 2351–2357.

[24] P. C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", UNITRODE. Application Note U-134. [25] J. C. Salmon, "Circuit Topologies for PWM Boost Rectifiers Operated from 1-phase and 3-phase AC Supplies and Using Either Single or Split DC Rail Voltage Outputs", in Proceeding of Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. pp. 473–479.

[26] C. K. Tse, M. H. L. Chow, "Theoretical Study of Switching Power Converters with Power Factor Correction and Output Regulation", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 47, no. 7, pp. 1047–1055, July 2000.

[27] M. Madigan, R. Erickson, E. Ismail, "Integrated High-Quality Rectifier-Regulators", in Proceeding of Power Electronics Specialists Conference, 1992, pp. 1043–1051.

[28] C. Qiao, K. M. Smedley, "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with A Boost Type Input-Current-Shaper", IEEE Transactions on Power. Electronics, vol. 16, no. 3, pp. 360–368, May 2001.

[29] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, J. Uceda, "Single Phase Power Factor Correction: A Survey", IEEE Transactions on Power. Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 749–755, May 2003.

[30] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 5, pp. 962–981, Oct. 2003.

[31] J. C. Crebier, B. Revol, J. P. Ferrieux, "Boost-Chopper-Derived PFC Rectifiers: Interest and Reality", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 36–45, Feb. 2005.

[32] M. M. Jovanovic, Yungtaek Jang, "State-of-The-Art, Single-Phase, Active Power-Factor-Correction Techniques For High-Power Applications—An Overview", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 701–708, Jun. 2005.

[33] S. V. Mollov, A. J. Forsyth, D. R. Nuttall, "Performance/Cost Comparison Between Single-Stage and Conventional High Power Factor Correction Rectifiers", in Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005, pp. 875–881.

[34] T. Venning, M. Harrison, "Survey of Single-Stage Telecommunications Rectifiers", in Proceedings of 29th International Telecommunications Energy Conference, 2007, pp. 644–649.

[35] R. Singh, J. A. Cooper, Jr., M. R. Melloch, T. P. Chow, J. W. Palmour, "SiC Power Schottky and PiN Diodes", IEEE Transactions on Electronic Devices, vol. 49, no. 4, pp. 665–672, Apr. 2002.

[36] R. Martinez, P. N. Enjeti, "A High-Performance Single-Phase Rectifier with Input Power Factor Correction", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 311–317, Mar. 1996.

[37] J. W. Lim, B. H. Kwon, "A Power Factor Controller for Single-Phase PWM Rectifiers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 1035–1037, Oct. 1999.

[38] Tao Qi, Lei Xing, Jian Sun, "Dual-Boost Single-Phase PFC Input Current Control Based on Output Current Sensing", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 11, pp. 2523–2530, Nov. 2009.

[39] W.-Y. Choi, J.-M. Kwon, E.-H. Kim, J.-J. Lee, B.-H. Kwon, "Bridgeless Boost Rectifier with Low Conduction Losses and Reduced Diode Reverse-Recovery Problems", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 54, no. 2, pp.1406–1415, April 2007.

[40] Bin Su, Junming Zhang, Zhengyu Lu, "Single Inductor Three-Level Boost Bridgeless PFC Rectifier with Nature Voltage Clamp", in Proceedings of International Power Electronics Conference, 2010, pp. 2092–2097.

[41] Bin Su, Z. Lu, "An Interleaved Totem-Pole Boost Bridgeless Rectifier with Reduced Reverse-Recovery Problems for Power Factor Correction", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 6, pp.769-780, June 2010.

[42] Bin Su, Junming Zhang, Zhengyu Lu, "Totem-Pole Boost Bridgeless PFC Rectifier with Simple Zero-Current Detection and Full-Range ZVS Operating at The Boundary of DCM/CCM", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 6, pp. 427–435, Feb. 2011.

[43] Y. Jang, M. M. Jovanovic, "Interleaved Boost Converter with Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic For Universal-Line PFC Front End", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1394–1401, July 2007.

[44] J. Perreault, J. G. Kassakian, "Distributed Interleaving of Paralleled Power Converters", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory Application, vol. 44, no. 8, pp. 728–734, Aug. 1997.

[45] B. A. Miwa, D. M. Otten, M. E. Schlecht, "High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques", in Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992, pp. 557–568.

[46] N. Genc, I. Iskender "An Improved Soft Switched PWM Interleaved Boost AC-DC Converter", Energy Conversion and Management, vol. 52, no. 1, pp. 403–413, Jan. 2011.

[47] N. Genc, I. Iskender, "DSP-Based Current Sharing of Average Current Controlled Two-Cell Interleaved Boost PFC Converter", IET Power Electronics, vol. 4, no. 9, pp. 1015–1022, 2011.

[48] J. A. A. Qahouq, L. Huang, D. Huard, "Efficiency-Based Autotuning of Current Sensing and Sharing Loops in Multiphase Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 2, pp. 1009–1013, Mar. 2008.

[49] J. A. A. Qahouq, L. Huang, D. Huard, "Sensorless Current Sharing Analysis and Scheme for Multiphase Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2237–2247, Sep. 2008.

[50] A. Kelly, "Current Share in Multiphase DC-DC Converters Using Digital Filtering Techniques", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 1, pp. 212–220, Jan. 2009.

[51] J. A. A. Qahouq, "Analysis and Design of N-phase Current-Sharing Autotuning Controller", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 6, pp. 1641–1651, Jun. 2010.

[52] D. Garinto, "Interleaved Boost Converter System for Unity Power Factor Operation", in Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, pp. 1–7.

[53] C. A. Gallo, F. L. Tofoli, J. A. C. Pinto, "A Passive Lossless Snubber Applied to The AC-DC Interleaved Boost Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 3, pp.775–785, Mar. 2010.

[54] R. Srinivasan, R. Oruganti, "A Unity Power Factor Converter Using Half Bridge Boost Topology", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 3, pp. 487–500, May 1998.

[55] D. K. Jackson, S. B. Leeb, "A Power Factor Corrector with Bi-Directional Power Transfer Capability", in Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2000, vol. 1, pp. 365–370.

[56] M. T. Zhang, Y. Jiang, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, "Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converters", in Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995, vol. 1, pp. 434–439.

[57] J. C. Salmon, "Comparative Evaluation of Circuit Topologies for 1-Phase and 3-Phase Boost Rectifiers Operated with A Low Current Distortion", in Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1994, vol. 1, pp. 30–33.

[58] J. C. Salmon, T. Tang, E. Nowicki, "Operation, Control and Performance of A Family of High Power Unity Power Factor Rectifiers", in Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1995, vol. 2, pp. 854–857.

[59] G. V. T. Bascopé, I. Barbi, "Generation of A Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cell", in Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2000, vol. 2, pp. 858–863.

[60] J. P. R. Balestero, F. L. Tofoli, G. V. Torrico-Bascopé, F. J. M. de Seixas, "A DC–DC Converter Based on The Three-State Switching Cell for High Current and Voltage Step-Down Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 398–407, Jan. 2013.

[61] G. V. T. Bascopé, I. Barbi, "A Single Phase PFC 3 kW Converter Using A Three-State Switching Cell", in Proceedings of Power Electronics Specialists Conference, 2004, vol. 5, pp. 4037–4042.

[62] T. N. Santelo, J. P. R. Balestero, F. J. M. Seixas, G. V. T. Bascopé, "Three-State Switching Cell for Single-Stage PFC Rectifier", in Proceedings of Global Congress on Engineering and Technology Education, 2005, pp. 1521–1525.

[63] J. P. R. Balestero, F. L. Tofoli, R. C. Fernandes, G. V. Torrico-Bascopé, and F. J. M. Seixas "Power Factor Correction Boost Converter Based on The Three-State Switching Cell", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 3, pp. 1565–1577, Mar. 2012.

[64] R. A. da Camara, R. N. A. L. Silva, G. A. L. Henn, P. P. Praça, C. M. T. Cruz, R. P. T. Bascopé, "Voltage Doubler Boost Rectifier Based on Three-State Switching Cell for UPS Applications", in Proceedings of Brazilian Power Electronics Conference, 2009, pp. 458–463.

[65] C. M. T. Cruz, "Técnicas de Comutação Não Dissipativa Aplicadas a Retificadores de Três Níveis Operando com Fator de Potência Unitário", Florianópolis, 2002. Tese de Doutorado – INEP-UFSC.

[66] I. Barbi, A. F. Souza, "Retificador de Alto Fator de Potência". Florianópolis, 1996.Publicação Interna – INEP-UFSC.

[67] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Parts I & II: Continuous and Discontinuous Conduction Modes", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, no. 3, pp. 490–496, May 1990.

[68] C. O. Lafuente, "Carregador de Baterias Monofásico Aplicado a Veículos Elétricos". Fortaleza-CE, 2011. Dissertação de Mestrado – UFC.

[69] G. V. Torrico-Bascopé, "Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados". Florianópolis-SC, 2002. Tese de Doutorado – INEP-UFSC.

[70] F. L. Tofoli, D. S. Oliveira Jr., R. P. T. Bascopé, Y. J. A. Alcazar, "Novel Nonisolated High-Voltage Gain DC–DC Converters Based on 3SSC and VMC", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 9, pp. 3897-3907, Sept. 2012.

[71] Y. J. A. Alcazar, D. S. Oliveira Jr., F. L. Tofoli, R. P. T. Bascopé, "DC-DC Nonisolated Boost Converter Based on The Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 10, pp. 4438-4449, Oct. 2013.

[72] J. P. R. Balestero, F. L. Tofoli, G. V. T. Bascopé, F. J. M Seixas, "A DC-DC Converter Based on the Three-State Switching Cell for High Current and Voltage Step-Down Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 398-407, Jan. 2013.

[73] T. N. Santelo, "Célula de Comutação de Três Estados Aplicada ao Pré-regulador Boost de Estágio Único e Elevado Fator de Potência". Ilha Solteira-SP. Dissertação de Mestrado – UNESP.

[74] J. P. R. Balestero, F. L. Tofoli, R. C. Fernandes, G. V. T. Bascopé, F. J. M Seixas, "Power Factor Correction Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 3, p. 1565-1577, Mar. 2012.

[75] I. Barbi, "Projetos de Fontes Chaveadas", 4^a edição, edição do autor, 2001.

[76] I. Barbi, C. H. I. Font, R. L. Alves, "Projeto Físico de Indutores e Transformadores", 2002.Publicação Interna – INEP-UFSC.

[77] C. W. T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook". Editora Marcel Dekker, Inc., 2004.

- [78] K. Ogata, "Engenharia de Controle Moderno". 5ª edição, Pearson Education, 2011.
- [79] J. Zarebski, K. Gorecki, "The Electrothermal Large-Signal Model of Power MOS Transistors

for SPICE", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 5, pp. 1265-1274, May 2010.

ANEXO A

PROJETO FÍSICO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS

A.1 - PROJETO DE INDUTORES

O sucesso na construção e no perfeito funcionamento de um conversor estático está diretamente relacionado ao projeto adequado dos elementos magnéticos.

O grande problema reside no fato que transformadores e indutores operando em alta frequência inserem no circuito de potência uma série de elementos parasitas, tais como: indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, entre outros.

Tais elementos parasitas se refletem em resultados indesejáveis no funcionamento do conversor, que tipicamente são picos de tensão nos semicondutores, aumento das perdas e emissão dos níveis de ruído (interferência eletromagnética conduzida e irradiada).

A.2 - ESCOLHA DO NÚCLEO APROPRIADO

O núcleo e o carretel com perfil EE podem ser visualizados na Fig. A.1, sendo que A_e e A_w representam a área da seção transversal do núcleo e a área da janela do carretel, respectivamente.



Fig. A.1 – Núcleo e carretel do tipo EE.

O projeto físico do indutor é baseado nas leis de Ampère e Faraday:

$$\mathfrak{I} = \oiint H \cdot dl = H \cdot l = N \cdot i \tag{A.1}$$

onde:

H – intensidade de campo magnético [A/m];

l – comprimento do condutor [m];

N – número de espiras;

i – corrente [A].

$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t}$$
(A.2)

102

sendo:

 $\Delta \Phi$ – variação de fluxo magnético.

É importante considerar também a relação volt-ampère no indutor e a relação entre indução magnética e campo magnético, dadas por (A.3) e (A.4), respectivamente:

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}$$
(A.3)

$$B = \mu_o \cdot H \tag{A.4}$$

onde:

L – indutância [H];

B – densidade de fluxo magnético [T];

 μ_o – permeabilidade do vácuo.

Igualando (A.2) e (A.3), tem-se:

$$N \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \Longrightarrow N \cdot \Delta \phi = L \cdot \Delta i$$
(A.5)

Além disso, a seguinte expressão é válida:

$$\Delta \phi = \Delta B \cdot A e \tag{A.6}$$

Considerando que a corrente no indutor $I_{L(pico)}$ é máxima, tem-se o máximo valor da densidade de fluxo magnético ($B_{máx}$). Substituindo-se (A.6) em (A.5), chega-se a:

$$N \cdot B_{\max} \cdot A_e = L \cdot I_{L(pico)} \Longrightarrow N = \frac{L \cdot I_{L(pico)}}{B_{\max} \cdot A_e}$$
(A.7)

A máxima densidade de corrente é dada por:

$$J_{\max} = \frac{N \cdot I_{L(ef.)}}{A_p} \tag{A.8}$$

onde:

 A_p – área transversal do enrolamento de cobre [cm²];

 $J_{máx}$ – máxima densidade de corrente [A/cm²].

É necessário definir o fator de ocupação do cobre dentro do carretel dado por k_w . O valor típico para a construção de indutores é 0,7, podendo variar de acordo com a aplicação.

Pode-se definir k_W como:

$$k_w = \frac{A_p}{A_w} \tag{A.9}$$

Sendo assim, pode-se reescrever a expressão (A.8) como:

$$N = \frac{J_{\max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{L(ef.)}}$$
(A.10)

103

Igualando (A.7) e (A.10), define-se o valor do produto $A_e \cdot A_w$ necessário para a escolha do núcleo do indutor:

$$\frac{J_{\max} \cdot k_{w} \cdot A_{w}}{I_{L(ef.)}} = \frac{L \cdot I_{L(pico)}}{B_{\max} \cdot A_{e}} \Longrightarrow A_{e}A_{w} = \frac{L \cdot I_{L(pico)} \cdot I_{L(ef.)}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot k_{w}} \cdot 10^{4} \left[\text{cm}^{4} \right]$$
(A.11)

O fator 10^4 é incluído para ajustar a unidade em cm⁴.

A.3 - ENTREFERRO

A indutância depende diretamente do número de espiras e da relutância total do circuito magnético, conforme pode ser verificado na expressão (A.12).

$$L = \frac{N^2}{\Re_{total}}$$
(A.12)

Sempre existirá uma oposição à passagem de fluxo em virtude da relutância, que pode ser calculada de acordo com:

$$\Re_{núcleo} = \frac{l_c}{\mu_{núcleo} \cdot A_e}$$
(A.13)

sendo:

 $\mu_{núcleo}$ – permeabilidade magnética do núcleo.

Considerando um entreferro de ar, a relutância adicionada por ser expressa por:

$$\Re_{entreferro} = \frac{l_{entreferro}}{\mu_0 \cdot A_e} \tag{A.14}$$

onde:

l_{entreferro} – comprimento do entreferro.

Considerando a relutância do entreferro muito maior que a relutância do núcleo, a expressão (A.12) pode ser reescrita como:

$$L = \frac{N^2}{R_{entreferro}}$$
(A.15)

Substituindo (A.12) em (A.13), tem-se:

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} [\text{cm}]$$
(A.16)

O fator 10^{-2} é incluído para ajustar a unidade em cm.

A.4 - CÁLCULO DA SEÇÃO TRANSVERSAL DOS CONDUTORES

Como o indutor é projetado para altas frequências, deve-se considerar o efeito pelicular que limita a área máxima do condutor a ser empregado. O raio de cada fio deve ser menor do que a profundidade de penetração dada pela expressão (A.17).

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \tag{A.17}$$

onde:

 f_s – frequência de comutação.

Assim, o condutor utilizado não deve possuir o diâmetro superior a $2 \cdot \Delta$.

O cálculo da seção necessária para conduzir a corrente do enrolamento depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor, conforme pode ser verificado na expressão (A.18).

$$S_{condutor} = \frac{I_{L(ef.)}}{J_{máx}}$$
(A.18)

Para que o diâmetro do condutor não seja superior ao limite fixado, é necessário associar condutores em paralelo. Dessa forma pode-se conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios condutores. O número de condutores é calculado por:

$$n_{condutores} = \frac{S_{condutor}}{S_{skin}}$$
(A.19)

onde S_{skin} é a área do condutor escolhido.

A.5 - PROJETO DE TRANSFORMADORES

Partindo da premissa que as mesmas expressões supracitadas usadas no projeto de indutores operando em alta frequência são válidas, pode-se empregá-las para o dimensionamento físico de transformadores. Porém, no caso dos transformadores não há a necessidade da utilização de entreferro (com exceção do transformador do conversor *flyback*, que na verdade não funciona como transformador, mas sim como indutores acoplados), pois, idealmente, em um transformador não há armazenamento de energia. Isto se justifica uma vez que toda a energia é instantaneamente transferida do primário para o secundário [76].