



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**EDUARDO FAÇANHA DE OLIVEIRA**

**RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM DE ALTA EFICIÊNCIA COM FUNÇÃO *BYPASS***  
**E CARACTERÍSTICAS ELEVADORA E ABAIXADORA DE TENSÃO PARA**  
**CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

**FORTALEZA**

**2013**



EDUARDO FAÇANHA DE OLIVEIRA

RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM DE ALTA EFICIÊNCIA COM FUNÇÃO *BYPASS* E  
CARACTERÍSTICAS ELEVADORA E ABAIXADORA DE TENSÃO PARA  
CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

Coorientador: Dr.-Ing. Samuel Vasconcelos Araújo

FORTALEZA

2013

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

- 
- O46r Oliveira, Eduardo Façanha de.  
Retificador trifásico PWM de alta eficiência com função bypass e características elevadora e abaixadora de tensão para carregamento de baterias de veículos elétricos / Eduardo Façanha de Oliveira. – 2013.  
84 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2013.  
Área de Concentração: Eletrônica de Potência.  
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.  
Coorientação: Dr. Samuel Vasconcelos Araújo.
1. Engenharia Elétrica. 2. Retificadores de corrente elétrica. 3. Eletrônica de potência. 4. Conversores de corrente elétrica. I. Título.

EDUARDO FAÇANHA DE OLIVEIRA

RETIFICADOR TRIFÁSICO PWM DE ALTA EFICIÊNCIA COM FUNÇÃO *BYPASS* E  
CARACTERÍSTICAS ELEVADORA E ABAIXADORA DE TENSÃO PARA  
CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em 28/05/2013

BANCA EXAMINADORA



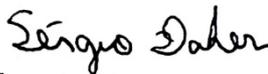
---

Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr. (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



---

Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



---

Prof. Sérgio Daher, Dr.-Ing.  
Universidade Federal do Ceará (UFC)



---

Samuel Vasconcelos Araújo, Dr.-Ing. (Coorientador)  
Universidade de Kassel (UK)



---

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr. (Externo)  
Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC)

A Deus,  
Aos meus pais, Façanha e Adália,  
Eu dedico este trabalho.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pelo dom precioso da vida e pelas inúmeras oportunidades que me foram dadas e pelas outras incontáveis que ainda virão.

Aos meus pais e familiares por sempre me apoiarem em minhas decisões.

À minha esposa Rochane, pela paciência, apoio e compreensão durante todo este tempo que estivemos juntos.

Ao Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, pela sua valiosa orientação, amizade e disponibilidade durante todos estes longos anos. Gostaria também de agradecer ao Samuel Araújo, por todas as colaborações, vasta experiência e conhecimentos partilhados durante a execução do projeto, e ao Prof. Zacharias, pela oportunidade ímpar de realização do projeto no KDEE.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC pelos conhecimentos transmitidos durante a graduação e mestrado. Em especial, aos professores Fernando Antunes e Ingo Stadler (Fachhochschule Köln), responsáveis pelo programa de intercâmbio UNIBRAL. Igualmente, aos professores Sérgio Daher e Yales Novaes (UDESC), por terem dedicado seu tempo para colaborar com o conteúdo dessa dissertação. Também aos funcionários do departamento, Rafael e Mário Sérgio, pela pronta disposição sempre que solicitados.

Aos meus queridos amigos que contribuíram de alguma forma durante minha formação acadêmica: Gean, Pedro, Levy, Carlos Alberto, Israel, Ronny, Dante, Janaína, Dalton, Júlio César, Evilásio, Décio, Luiz Fernando, Hertz, Luís Paulo, Wellington, Hermínio, Pedro (GPEC), entre outros.

Um grande obrigado pelo companheirismo ao pessoal de Kassel: Anderson, Lucas, Milena, Guilherme, Douglas, Andressa, Jean, Liika, Manuel, Mehmet, Wolfram K., Adil, Christian F., Christian N., Wolfgang, Thiemo e Christof. Não poderia deixar de agradecer ao Benjamin Sahan, pelo contato inicial e pelo voto de confiança, e tão pouco ao Benjamin Dombert, pela ajuda inestimável na execução final do projeto.

Finalmente, eu gostaria de agradecer ao GPEC, KDEE e CNPq por suportarem esta pesquisa.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

“A mente que se abre a uma nova ideia  
jamais voltará ao seu tamanho original.”

(Albert Einstein)

## RESUMO

Quando um conversor opera com uma larga diferença entre os níveis de tensão de entrada e de saída, normalmente é possível identificar uma redução significativa no seu desempenho. A razão disto é o aumento da quantidade de energia processada, que primeiramente precisa ser armazenada em um elemento passivo (indutor), antes de ser entregue à carga. É possível dizer que quão maior for a quantidade dessa energia “indireta”, menor será a eficiência do sistema. Tal situação é especialmente crítica para inversores e retificadores com correção de fator de potência (PFC), visto que a razão cíclica dos interruptores abrange praticamente todos os possíveis valores. Em casos em que a diferença entre o valor de pico da tensão CA e o valor médio da tensão CC é grande, o índice de modulação é desviado consideravelmente de 1 e, conseqüentemente, maiores perdas são esperadas. Para lidar com tal situação, é proposto um retificador com característica abaixadora e elevadora utilizando uma função chamada de *bypass*. Esta função permite que o retificador escolha entre os dois barramentos o que melhor se adapta ao nível de saída desejado em função do ponto de operação da tensão senoidal de entrada, maximizando a eficiência. Algumas das vantagens esperadas com a utilização da função *bypass* são: redução das perdas totais por meio da operação parcial com estágio único; maior número de níveis de tensão, reduzindo a corrente de modo comum e o volume do filtro de entrada, além de resultar em menores esforços de tensão sobre os semicondutores; e, finalmente, redução de perdas adicionais e no tamanho do sistema, visto que o conversor *Buck* de saída é projetado para apenas uma fração da potência total. Em adição, são apresentadas possíveis configurações de conversores de potência para o carregamento de baterias de veículos elétricos. Topologias de retificadores trifásicos com PFC com corrente de entrada senoidal e tensão de saída controlada são analisadas e propostas, e suas funcionalidades e características básicas descritas brevemente. Fórmulas analíticas para o cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores de potência são fornecidas. A fim de avaliar comparativamente o desempenho das topologias selecionadas, fatores adimensionais de referência são definidos com base nos esforços elétricos sobre os semicondutores e no volume dos indutores. As características do sistema proposto, incluindo princípio de operação, estratégia de modulação, equações de dimensionamento e cálculos de perdas e eficiência, são descritas em detalhes. Finalmente, a viabilidade do conceito de *bypass* é demonstrada por meio de resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 22 kW.

**Palavras-chave:** Retificador trifásico. Função *bypass*. Fatores de *benchmark*. Carregamento de baterias de veículos elétricos.



## ABSTRACT

When operating with large differences between input and output voltage levels, it is normally possible to identify a significant reduction on the performance of practically all topologies in regard of conversion efficiency. Reason for this is the increasing amount of processed energy that needs to be firstly stored in a passive element (inductor) before reaching the load. It is therefore possible to say that the higher the amount of such “indirect” energy is; the lower will be the converter efficiency. Such situation is especially critical when considering the operation of inverters or controlled rectifiers with power factor correction (PFC) because the converter sweeps practically all the possible values of duty cycle. In the case the difference between peak AC value and DC value is large; the modulation index will strongly deviate from 1. Consequently, even higher amount of losses are expected. In order to deal with the above referred drawbacks, it is proposed a 5-level three-phase PFC rectifier with an innovative approach, named bypass concept. This function allows the converter to switch between one of the available DC-links that best matches the required output levels depending on the operating point of the sinus wave, thus maximizing the efficiency. Furthermore, the referred bypass function enables direct access to the required lower voltage level by the load, reducing significantly the amount of losses. The 5-level operation allows the voltage steps to be lower than those found in three and two-level topologies, from where lower harmonic contents, reduction of common mode current and EMI are observed. Finally, the output DC-DC converters are designed for only a fraction of the nominal power, having a rather reduced impact on additional losses and also on the converter size. In addition, possible power electronics configurations for charging of EVs are presented. Suitable three-phase PFC rectifier topologies with sinusoidal input currents and controlled output voltage are analyzed and proposed, and their functionality and basic characteristics briefly described. Analytical formulas for calculating the current stresses on the power semiconductors are provided, and in order to evaluate comparatively the performance of selected topologies, dimensionless benchmark factors are derived concerning the semiconductor stresses and the volume of the main inductive components. The characteristics of the proposed system, including the principle of operation, modulation strategy, dimensioning equations and calculated losses and efficiency, are described in detail. Finally, the feasibility of the bypass concept is demonstrated by means of experimental results obtained from a 22 kW hardware prototype.

**Keywords:** Three-phase PFC rectifier. Bypass function. Benchmark factors. Electric vehicle battery charging.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Topologia básica e principais formas de onda do retificador híbrido .....	4
Figura 1.2	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador híbrido .....	4
Figura 1.3	– Topologia básica do retificador Vienna .....	5
Figura 1.4	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador Vienna .....	6
Figura 1.5	– Estrutura básica do retificador Vienna com três interruptores .....	6
Figura 1.6	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador Vienna com três interruptores .....	7
Figura 1.7	– Estrutura básica do retificador em ponte .....	8
Figura 1.8	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador em ponte .....	8
Figura 1.9	– Topologia básica e principais formas de onda do retificador Swiss .....	9
Figura 1.10	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador Swiss .....	10
Figura 1.11	– Estrutura básica do retificador tipo Buck de seis interruptores .....	11
Figura 1.12	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador tipo Buck de seis interruptores .....	11
Figura 1.13	– Comportamento do fluxo de potência para o conversor Boost .....	13
Figura 1.14	– Estrutura básica do retificador Vienna com bypass .....	14
Figura 1.15	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador Vienna com bypass .....	15
Figura 1.16	– Estrutura básica do retificador em ponte completa com bypass .....	16
Figura 1.17	– Esforços elétricos nos semicondutores do retificador em ponte com bypass .....	17
Figura 1.18	– Estruturas básicas do conversor Buck unipolar e bipolar .....	18
Figura 1.19	– Esforços elétricos nos semicondutores do conversor Buck .....	18
Figura 1.20	– Estruturas básicas do conversor série ressonante meia ponte e ponte completa .....	19
Figura 1.21	– Fatores de perdas por condução .....	25
Figura 1.22	– Fator de perdas por comutação $(k_{sw} \cdot \Pi_{St}^*)$ .....	27
Figura 1.23	– Fator de perdas totais $(\tilde{\Xi}_i^* + k_{avg} \cdot \bar{\Xi}_i + k_{sw} \cdot \Pi_{St}^*)$ .....	27
Figura 1.24	– Fator de densidade de potência dos indutores $(\rho_L)$ .....	28
Figura 1.25	– Fator de normalização da frequência de comutação .....	29
Figura 1.26	– Fator de área de chip necessária .....	30

Figura 1.27	–	Novo fator de densidade de potência dos indutores .....	31
Figura 2.1	–	Retificador Vienna com função bypass .....	33
Figura 2.2	–	Princípio de conversão de tensão.....	34
Figura 2.3	–	Etapa positiva de acumulação (modo I).....	35
Figura 2.4	–	Etapa positiva de transferência (modo I) .....	35
Figura 2.5	–	Etapa positiva de acumulação (modo II) .....	35
Figura 2.6	–	Etapa positiva de transferência (modo II).....	35
Figura 2.7	–	Estratégia de modulação PD.....	36
Figura 2.8	–	Razões cíclicas dos interruptores do retificador .....	38
Figura 2.9	–	Principais formas de onda do retificador Vienna com função bypass.....	38
Figura 2.10	–	Ondulação na corrente do indutor CA de entrada .....	41
Figura 2.11	–	Conversor Buck bipolar associado à função bypass.....	44
Figura 2.12	–	Principais formas de onda do conversor Buck bipolar associado à função bypass.....	45
Figura 2.13	–	Forma de onda da corrente em um dos indutores Buck.....	47
Figura 3.1	–	Retificador Vienna com função bypass .....	50
Figura 3.2	–	Curvas de energia cedida durante a comutação.....	51
Figura 3.3	–	Curva de perdas no interruptor bidirecional S1 .....	52
Figura 3.4	–	Curva de perdas no diodo D13 .....	54
Figura 3.5	–	Curva de perdas no diodo D1 .....	55
Figura 3.6	–	Curva de perdas no interruptor bypass S7 .....	57
Figura 3.7	–	Curva de perdas no diodo D7 .....	58
Figura 3.8	–	Somatório das perdas totais nos indutores de entrada .....	61
Figura 3.9	–	Perda total nos capacitores do barramento CC.....	62
Figura 3.10	–	Perda total nos capacitores da saída.....	63
Figura 3.11	–	Conversor Buck bipolar associado à função bypass.....	64
Figura 3.12	–	Curva de perdas no interruptor do Buck S13.....	66
Figura 3.13	–	Curva de perdas no diodo D19 .....	67
Figura 3.14	–	Somatório das perdas totais nos indutores de saída.....	70
Figura 3.15	–	Temperatura na junção em função da frequência de comutação .....	71
Figura 3.16	–	Perdas totais nos sistemas convencional e com função bypass .....	72
Figura 3.17	–	Eficiência teórica dos sistemas convencional e com função bypass .....	72
Figura 4.1	–	Retificador Vienna com função bypass .....	74
Figura 4.2	–	Fotografias do protótipo montado .....	75

Figura 4.3	–	Sinais de acionamento dos interruptores.....	77
Figura 4.4	–	Característica de cinco níveis do retificador Vienna com função bypass.....	77
Figura 4.5	–	Correntes trifásicas com fator de potência unitário.....	77
Figura 4.6	–	Tensões sobre os interruptores bypass e bidirecionais.....	78
Figura 4.7	–	Esforços elétricos no interruptor e no diodo bypass .....	78
Figura 4.8	–	Esforços elétricos no interruptor bidirecional .....	79
Figura 4.9	–	Esforços elétricos no diodo retificador de alta frequência .....	80
Figura 4.10	–	Correntes no indutor de saída superior e na carga .....	80
Figura 4.11	–	Curvas de rendimento teórica e experimental. ....	81



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	– Faixa de tensão no barramento CC para possíveis configurações dos capacitores e das fases.....	20
Tabela 1.2	– Descrição e quantificação dos coeficientes.....	25
Tabela 1.3	– Tensão e corrente de comutação nos interruptores dos circuitos*.....	26
Tabela 1.4	– Sumário dos resultados obtidos.....	31
Tabela 3.1	– Especificações do retificador Vienna com função <i>bypass</i> .....	49
Tabela 3.2	– Esforços elétricos nos interruptores bidirecionais.....	50
Tabela 3.3	– Especificações dos interruptores bidirecionais.....	50
Tabela 3.4	– Esforços elétricos nos diodos em antiparalelo com os interruptores bidirecionais.....	52
Tabela 3.5	– Especificações dos diodos em antiparalelo com os interruptores bidirecionais.....	53
Tabela 3.6	– Esforços elétricos nos diodos retificadores de alta frequência.....	54
Tabela 3.7	– Especificações dos diodos retificadores de alta frequência.....	54
Tabela 3.8	– Esforços elétricos nos interruptores <i>bypass</i> .....	56
Tabela 3.9	– Especificações dos interruptores <i>bypass</i> .....	56
Tabela 3.10	– Esforços elétricos nos diodos <i>bypass</i> .....	57
Tabela 3.11	– Especificações dos diodos <i>bypass</i> .....	58
Tabela 3.12	– Indutância e esforços de corrente nos indutores de entrada.....	59
Tabela 3.13	– Resumo do projeto dos indutores de entrada.....	60
Tabela 3.14	– Capacitância e esforços de corrente e tensão nos capacitores do barramento CC.....	61
Tabela 3.15	– Especificações dos capacitores do barramento CC.....	61
Tabela 3.16	– Capacitância e esforços de corrente e tensão nos capacitores da saída.....	62
Tabela 3.17	– Especificações dos capacitores de saída.....	63
Tabela 3.18	– Especificações do conversor <i>Buck</i> bipolar associado à função <i>bypass</i> .....	63
Tabela 3.19	– Esforços elétricos nos interruptores do <i>Buck</i> .....	64
Tabela 3.20	– Especificações dos interruptores <i>bypass</i> .....	65
Tabela 3.21	– Esforços elétricos nos diodos do conversor <i>Buck</i> .....	66
Tabela 3.22	– Especificações dos diodos <i>bypass</i> .....	66
Tabela 3.23	– Indutância e esforços de corrente nos indutores de entrada.....	67
Tabela 3.24	– Resumo do projeto dos indutores de saída.....	68

Tabela 3.25 – Máxima potência dissipada nos semicondutores (@20kHz).....	70
Tabela 3.26 – Resistência térmica junção-cápsula e temperatura na junção (@20kHz) .....	71
Tabela 4.1 – Especificações do retificador Vienna com função <i>bypass</i> .....	74

**LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

AWG	<i>American Wire Gauge</i>
BS-NPC	<i>Bipolar Switched Neutral Point Clamped</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
GPEC	Grupo de Processamento de Energia e Controle
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
KDEE	<i>Kompetenzzentrum für Dezentrale Elektrische Energieversorgungstechnik</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Unidade	Descrição
$\alpha$	[-]	Fator de ajuste da influência da tensão de bloqueio sobre as perdas por comutação
$\beta$	[-]	Fator de ajuste da influência da tensão de bloqueio sobre as perdas por condução
$\beta_D$	[-]	Fator de ajuste da influência da tensão de bloqueio sobre a resistência do diodo
$\beta_S$	[-]	Fator de ajuste da influência da tensão de bloqueio sobre a resistência do interruptor
$\varepsilon_i$	[-]	Fator adimensional do esforço de tensão de comutação no semicondutor
$\hat{\varepsilon}_i$	[-]	Fator adimensional da tensão de bloqueio do semicondutor
$\eta$	[%]	Rendimento
$\mu_o$	[H / m]	Permeabilidade do vácuo
$\rho_L$	[-]	Fator de densidade de potência dos indutores
$\rho_{L_{novo}}$	[-]	Fator de densidade de potência dos indutores normalizado
$\bar{\xi}_i$	[-]	Fator adimensional do esforço de corrente média no semicondutor
$\tilde{\xi}_i$	[-]	Fator adimensional do esforço de corrente eficaz no semicondutor
$\hat{\xi}_i$	[-]	Fator adimensional do esforço de corrente de comutação no semicondutor
$\Delta I_L$	[A]	Ondulação de corrente no indutor
$\Delta V_C$	[V]	Ondulação de tensão no capacitor
$\Pi_{Si}^*$	[-]	Fator adimensional de perdas por comutação
$\bar{\Xi}_i$	[-]	Fator adimensional de perdas por condução devido à corrente média
$\tilde{\Xi}_i^*$	[-]	Fator adimensional de perdas por condução devido à corrente eficaz
$a$	[rad]	Ângulo de transição dos modos de operação do sistema com função <i>bypass</i>
$A_{cu}$	[mm <sup>2</sup> ]	Área de cobre
$A_e$	[cm <sup>2</sup> ]	Área da seção transversal do núcleo

$A_w$	[ $cm^2$ ]	Área da janela do indutor
$B_{max}$	[ $T$ ]	Densidade de fluxo magnético
$C_{1-2}$	[ $F$ ]	Capacitores do barramento CC
$C_{3-4}$	[ $F$ ]	Capacitores de saída
$D_{1-6}$	[–]	Diodos retificadores de alta frequência
$D_{7-12}$	[–]	Diodos <i>bypass</i> de alta frequência
$D_{13-18}$	[–]	Diodos de roda livre de alta frequência
$D_{19-20}$	[–]	Diodos de alta frequência do conversor <i>Buck</i>
$D_I(\omega t)$	[–]	Razão cíclica no modo I de operação do retificador
$D_{II}(\omega t)$	[–]	Razão cíclica no modo II de operação do retificador
$E_{off}$	[ $\mu J$ ]	Energia perdida no desligamento do interruptor
$E_{on}$	[ $\mu J$ ]	Energia perdida no ligamento do interruptor
$E_S$	[ $J$ ]	Energia de comutação
$ESR$	[ $\Omega$ ]	Resistência série equivalente de um capacitor
$FP$	[–]	Fator de potência
$f_r$	[ $Hz$ ]	Frequência da rede elétrica
$f_S$	[ $Hz$ ]	Frequência de comutação
$I_{avg}$	[ $A$ ]	Corrente média
$I_C$	[ $A$ ]	Corrente eficaz no capacitor
$\bar{I}_F$	[ $A$ ]	Corrente média no semicondutor
$\tilde{I}_F$	[ $A$ ]	Corrente eficaz no semicondutor
$I_i$	[ $A$ ]	Corrente eficaz de entrada
$I_L$	[ $A$ ]	Corrente no indutor
$\hat{I}_L$	[ $A$ ]	Corrente de pico no indutor
$\tilde{I}_L$	[ $A$ ]	Corrente eficaz no indutor
$I_{Lpk}$	[ $A$ ]	Corrente de pico no indutor
$I_{Lrms}$	[ $A$ ]	Corrente eficaz no indutor

$I_{pk}$	[A]	Corrente de pico
$I_{rms}$	[A]	Corrente eficaz
$I_S$	[A]	Valor médio do contorno da curva de corrente de comutação
$J_{max}$	[A/cm <sup>2</sup> ]	Densidade de corrente máxima
$k_{avg}$	[-]	Fator de ajuste de perdas devido à corrente média com relação à corrente eficaz
$k_{Davg}$	[-]	Fator de ajuste de perdas devido à corrente média no diodo com relação ao interruptor
$k_{Drms}$	[-]	Fator de ajuste de perdas devido à corrente eficaz no diodo com relação ao interruptor
$k_{NF}$	[-]	Fator de normalização da frequência de comutação
$k_{sw}$	[-]	Fator de ajuste de perdas por comutação com relação às perdas por condução
$K_u$	[-]	Fator de utilização para projeto de indutores
$L$	[H]	Indutância
$L_{1-3}$	[H]	Indutores CA de entrada;
$L_{4-5}$	[H]	Indutores CC de saída
$l_g$	[mm]	Largura do entreferro de indutores
$M$	[-]	Índice de modulação
$M_{buck}$	[-]	Índice de modulação do conversor <i>Buck</i>
$N_L$	[-]	Número de espiras de um indutor
$P_{buck}$	[W]	Potência do conversor <i>Buck</i>
$P_{cond}$	[W]	Perdas por condução em semicondutores
$P_{core}$	[W]	Perdas no núcleo de indutores
$P_{cu}$	[W]	Perdas no cobre de indutores
$P_i$	[W]	Potência de entrada
$P_o$	[W]	Potência de saída
$P_{sw}$	[W]	Perdas por comutação em semicondutores
$Q_c$	[nC]	Carga capacitiva total

$R_{DS(on)}$	[ $\Omega$ ]	Resistência de estado ligado entre dreno e fonte (MOSFET)
$R_{on}$	[ $\Omega$ ]	Resistência de estado ligado (IGBT e diodo)
$R_{th}$	[ $^{\circ}C/W$ ]	Resistência térmica
$S_{1-6}$	[-]	Interruptores bidirecionais de alta frequência
$S_{7-12}$	[-]	Interruptores <i>bypass</i> de alta frequência
$S_{13-14}$	[-]	Interruptores de alta frequência do conversor <i>Buck</i>
$T_j$	[ $^{\circ}C$ ]	Temperatura na junção em semicondutores
$T_S$	[s]	Período de comutação
$V_{amostra}$	[V]	Tensão de amostragem para obtenção da curva de energia de comutação
$V_{CE}$	[V]	Tensão coletor-emissor (IGBT)
$V_F$	[V]	Tensão direta do diodo
$V_{Fo}$	[V]	Tensão de polarização inicial (obtida através da linearização da curva de corrente para IGBT e diodo)
$V_o$	[V]	Tensão de saída
$V_{dc}$	[V]	Tensão do barramento CC
$V_i$	[V]	Tensão de entrada
$V_{ipk}$	[V]	Tensão de entrada de pico
$V_{max}$	[V]	Tensão máxima
$V_S$	[V]	Valor médio do contorno da curva de tensão de comutação
$\hat{V}_S$	[V]	Tensão de bloqueio de um semicondutor
$W_{dc}$	[J]	Energia no barramento CC
$W_i$	[J]	Energia na entrada
$W_o$	[J]	Energia na saída

## SUMÁRIO

Agradecimentos .....	v
Resumo .....	vii
Abstract.....	ix
Lista de figuras .....	xi
Lista de tabelas .....	xv
Lista de abreviaturas e siglas .....	xvii
Lista de símbolos .....	xix
Introdução geral.....	1
1 Avaliação comparativa de retificadores trifásicos ativos .....	3
1.1 Introdução .....	3
1.2 Retificadores do tipo <i>Boost</i> .....	3
1.2.1 Retificador híbrido de injeção de 3° harmônica de corrente .....	3
1.2.2 Retificador Vienna.....	5
1.2.3 Retificador Vienna com três interruptores .....	6
1.2.4 Retificador em ponte completa totalmente controlado.....	7
1.3 Retificadores tipo <i>Buck</i> .....	9
1.3.1 Retificador <i>Swiss</i> .....	9
1.3.2 Retificador tipo <i>Buck</i> de seis interruptores.....	10
1.4 Topologias com função <i>Bypass</i> .....	12
1.4.1 Retificador Vienna com função <i>bypass</i> .....	13
1.4.2 Retificador em ponte completa com função <i>bypass</i> .....	16
1.5 Conversor <i>Buck</i> bipolar e unipolar .....	17
1.6 Conversores série ressonantes.....	19
1.6.1 Faixas de operação dos retificadores .....	20
1.7 Fatores de <i>Benchmark</i> .....	21
1.7.1 Introdução .....	21
1.7.2 Fatores de perdas nos semicondutores.....	21
1.7.3 Fator de densidade de potência dos indutores .....	23
1.7.4 Definição e quantificação dos coeficientes .....	23
1.7.5 Avaliação comparativa utilizando os fatores de <i>benchmark</i> .....	25
1.7.5.1 Fatores de perdas por condução .....	25
1.7.5.2 Fator de perda por comutação .....	26

1.7.5.3	Perdas totais dos circuitos.....	27
1.7.5.4	Fator de densidade de potência dos indutores .....	28
1.7.6	Normalização dos fatores.....	28
1.7.6.1	Fator de área de chip necessária .....	28
1.7.6.2	Novo fator de densidade de potência dos indutores .....	30
1.8	Conclusão .....	31
2	Análise qualitativa e quantitativa do retificador Vienna com função <i>bypass</i> .....	33
2.1	Introdução.....	33
2.2	Retificador Vienna com função <i>bypass</i> .....	33
2.3	Princípio de operação .....	34
2.3.1	Modo I ( $V_i < V_o$ ).....	34
2.3.2	Modo II ( $V_i > V_o$ ).....	35
2.3.3	Modulação.....	35
2.3.4	Análise da razão cíclica.....	36
2.3.5	Principais formas de onda .....	38
2.3.6	Determinação dos esforços nos componentes.....	38
2.3.6.1	Esforços nos interruptores $S_{1-6}$ e diodos $D_{13-18}$ .....	39
2.3.6.2	Esforços nos diodos $D_{1-6}$ .....	40
2.3.6.3	Esforços nos interruptores <i>bypass</i> $S_{7-12}$ e diodos <i>bypass</i> $D_{7-12}$ .....	40
2.3.6.4	Esforços nos indutores $L_{1-3}$ .....	41
2.3.6.5	Esforços nos capacitores $C_{1-2}$ .....	42
2.3.6.6	Esforços nos capacitores $C_{3-4}$ .....	43
2.4	Conversor <i>Buck</i> associado à função <i>bypass</i> .....	44
2.5	Princípio de operação .....	44
2.5.1	Modulação.....	44
2.5.2	Análise da razão cíclica.....	45
2.5.3	Principais formas de onda .....	45
2.5.4	Determinação dos esforços nos componentes.....	45
2.5.4.1	Esforços nos interruptores $S_{13-14}$ .....	46
2.5.4.2	Esforços nos diodos $D_{19-20}$ .....	46
2.5.4.3	Esforços nos indutores $L_{4-5}$ .....	47
2.6	Conclusão .....	48
3	Metodologia e exemplo de projeto do retificador Vienna com função <i>bypass</i> .....	49
3.1	Introdução.....	49

3.2	Retificador Vienna com função <i>bypass</i> .....	49
3.2.1	Especificações do retificador .....	49
3.2.2	Projeto do retificador .....	49
3.2.2.1	Dimensionamento dos interruptores $S_{1-6}$ .....	50
3.2.2.2	Dimensionamento dos diodos $D_{13-18}$ .....	52
3.2.2.3	Dimensionamento dos diodos $D_{1-6}$ .....	54
3.2.2.4	Dimensionamento dos interruptores <i>bypass</i> $S_{7-12}$ .....	55
3.2.2.5	Dimensionamento dos diodos <i>bypass</i> $D_{7-12}$ .....	57
3.2.2.6	Dimensionamento dos indutores $L_{1-3}$ .....	59
3.2.2.7	Dimensionamento dos capacitores $C_{1-2}$ .....	61
3.2.2.8	Dimensionamento dos capacitores $C_{3-4}$ .....	62
3.3	Conversor <i>Buck</i> associado à função <i>bypass</i> .....	63
3.3.1	Especificações do conversor <i>Buck</i> .....	63
3.3.2	Projeto do conversor <i>Buck</i> .....	64
3.3.2.1	Dimensionamento dos interruptores $S_{13-14}$ .....	64
3.3.2.2	Dimensionamento dos diodos $D_{19-20}$ .....	66
3.3.2.3	Dimensionamento dos indutores $L_{4-5}$ .....	67
3.4	Análise das perdas e da temperatura na junção dos semicondutores .....	70
3.5	Análise da eficiência teórica do sistema .....	71
3.6	Conclusão .....	72
4	Resultados de simulação e experimentais .....	74
4.1	Introdução .....	74
4.2	Montagem do protótipo .....	74
4.3	Resultados de simulação e experimentais .....	76
4.4	Conclusão .....	81
	Conclusão geral .....	82
	Referências .....	83



## INTRODUÇÃO GERAL

De acordo com a revista *Scientific American*<sup>TM</sup>, um estudo realizado em 2007 pelo *Electric Power Research Institute* (EPRI) mostrou que o custo do consumo de um carro movido à eletricidade nos EUA é equivalente ao pagamento de 75 centavos de dólar (aproximadamente R\$1,50) por galão (cerca de 3,78 litros) de gasolina. O cálculo foi feito adotando um custo médio de eletricidade de 8,5 centavos de dólar por quilowatt-hora e a distância estimada que o carro alcançaria com uma única carga, equivalente a um carro que atinge 25 milhas (40 km) por galão e é abastecido ao preço de 3 dólares por galão de gasolina. Alterando qualquer uma dessas variáveis, os custos relativos também mudam. Assim, um veículo puramente elétrico tem um baixíssimo custo de operação diário.

Com um banco de baterias de lítio de grande porte, pode-se dirigir aproximadamente 160 quilômetros depois de um ciclo de carga de 8 horas, enquanto que a gasolina possui oitenta vezes a energia de um conjunto de baterias de íon-lítio por quilograma e pode-se encher o tanque de um veículo a gasolina em alguns minutos. No entanto, o pico de eficiência do motor de combustão interna é de apenas 30%, e a eficiência média é de cerca de 12% para altas velocidades de rotação. Usar o motor elétrico para suprir torque durante a aceleração e recuperar energia durante a frenagem significa que o motor a gasolina é operado com menor frequência e maior eficiência, duplicando a taxa de quilômetros por litro. Uma outra razão para adicionar baterias aos carros é a redução de emissões, já que um litro de gasolina produz cerca de 2,4 kg de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>). Assim, a utilização de baterias é a chave para reduzir tanto o custo do consumo como a emissão de CO<sub>2</sub> por quilômetro rodado. Quanto mais energia por quilograma a bateria é capaz de armazenar, mais eficaz é a bateria (KULTGEN, 2009). Portanto, íon-lítio é a tecnologia preferida para a futura utilização em veículos elétricos e híbridos.

Além disso, o sistema elétrico deve balancear o consumo e a geração enquanto o fluxo de energia está na forma de potência ativa e reativa. Um veículo elétrico pode ser utilizado tanto com a função de carga como servir de fonte geradora para balancear a frequência do sistema. Representado pelo termo *vehicle-to-grid* (V2G), esta funcionalidade representa um mecanismo para atender os principais requisitos do sistema elétrico, usando veículos elétricos quando eles estiverem estacionados e subutilizados (KEMPTON *et al.*, 2008).

Ainda de acordo com Kempton *et al.* (2008), um segundo mercado interessante é conhecido como *spinning reserves*, ou reservas síncronas. V2G também tem um mercado

promissor à vista, com grandes oportunidades de lucro. Uma futura aplicação seria a utilização de veículos elétricos para armazenamento de energia advinda de fontes renováveis intermitentes, tais como eólica e solar. Este conceito pode ser aplicado tanto em geração de larga escala, bem como em pequenas gerações descentralizadas, por exemplo, em casa. Em um futuro próximo, isto pode vir a se tornar uma aplicação de destaque na transição global para a emergente economia de energia sustentável.

Os principais requisitos para conversores de potência para carregamento de bateria de veículos totalmente elétricos (EV) ou híbridos (HEV) são dados pela alta densidade de potência dos sistemas e dispositivos e alta eficiência, robustez e confiabilidade dos dispositivos e sistemas. Em particular, para carregadores *on-board*: tamanho e peso, entrada universal, flexibilidade de operação mono ou trifásica e conceitos de segurança inerentes desempenham um papel fundamental (LORENZ, 2011). Requisitos como alta confiabilidade e eficiência, baixo custo e, finalmente, compacidade oferecem sérios desafios em face as exigências inerentes da aplicação. Entre estas, pode-se mencionar em primeiro lugar a ampla faixa de tensão, tanto do lado da rede como do da bateria, que afetam significativamente o tamanho e o desempenho do sistema. Apesar de as normas atuais não exigirem isolamento entre rede e bateria, por razões de segurança, é de comum senso o desenvolvimento de carregadores *on-board* com um transformador isolador, o que leva a um aumento no tamanho e nas perdas. O objetivo principal deste projeto é, portanto, enfrentar tais desafios por meio de um inovador conceito aplicado a conversores de potência, sendo, ao final, construído um protótipo de demonstração de um carregador de baterias trifásico, altamente eficiente e compacto, com capacidade de carga rápida (22 kW) e com uma ampla faixa de tensão de saída.

# 1 AVALIAÇÃO COMPARATIVA DE RETIFICADORES TRIFÁSICOS ATIVOS

## 1.1 Introdução

O objetivo desta revisão bibliográfica é apresentar as características de diferentes retificadores trifásicos ativos do tipo *Boost* e *Buck* mais comuns na literatura e compará-los com dois tipos de retificador com função *bypass*. Serão comparados os esforços elétricos nos semicondutores e estabelecidos fatores de referência para as perdas das topologias analisadas. Questões a serem discutidas incluem complexidade de controle, volume dos indutores de filtro, tensão no barramento CC, possibilidade de operação monofásica e eficiência das várias topologias.

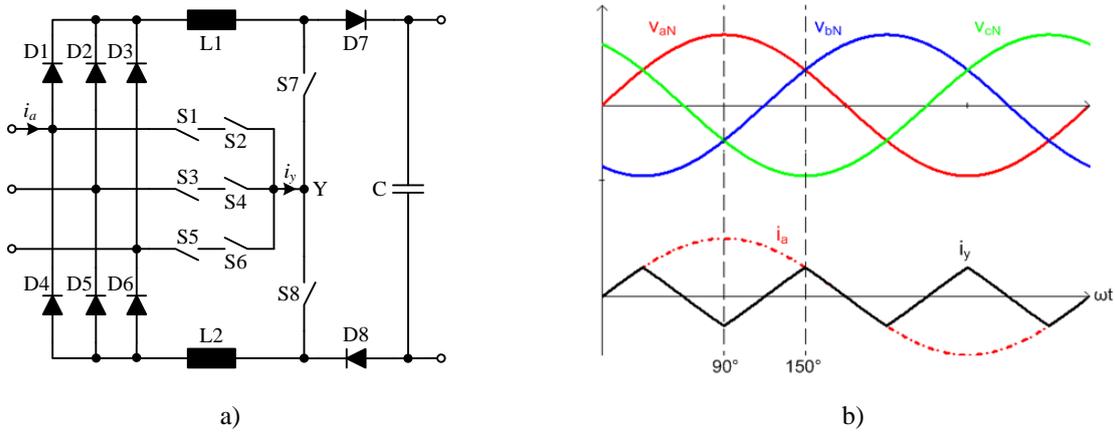
## 1.2 Retificadores do tipo *Boost*

### 1.2.1 Retificador híbrido de injeção de 3<sup>o</sup> harmônica de corrente

Também conhecido na literatura como *Hybrid 3<sup>rd</sup> Harmonic Current Injection PFC Rectifier* (FRIEDLI; KOLAR, 2011), a topologia mostrada na Figura 1.1 a) apresenta apenas dois interruptores controlados em alta frequência,  $S_+$  e  $S_-$ . Os interruptores bidirecionais  $S_{nYn}$  operam com o dobro da frequência da tensão de entrada e são usados para a injeção da corrente  $i_Y$  na rede de alimentação trifásica, sendo ativados por um período de  $60^\circ$  correspondente ao intervalo entre  $\pm 30^\circ$  da respectiva tensão de fase (Figura 1.1 b)). As correntes nos indutores podem ser controladas independentemente, tendo como entradas as diferenças entre as tensões de fase mais positiva e mais negativa (saídas da ponte retificadora) e a tensão de fase conectada ao interruptor bidirecional ativado naquele instante. Deve ser enfatizado que o sistema permite operação contínua com corrente senoidal mesmo em caso de falta de uma das fases. Todos os interruptores de injeção devem ser bloqueados, enquanto os de alta frequência, comutados com o mesmo sinal de gatilho. Assim, o sistema funciona como um retificador PFC monofásico operando com tensão de linha.

Para o caso de barramento simples, a tensão mínima na saída é dada pelo pico da tensão de linha,  $V_o > \sqrt{6}V_i$ . Quando o barramento é seccionado em dois (*split*) e conectado ao ponto médio  $Y$ , a mínima tensão na saída passa a ser  $V_o > 3\sqrt{2}V_i$ . As grandes desvantagens deste tipo de retificador são a complexidade do sistema de controle e os grandes esforços elétricos nos semicondutores de alta frequência. Em suma, os esforços elétricos de tensão e corrente em cada semicondutor do circuito são mostrados na Figura 1.2.

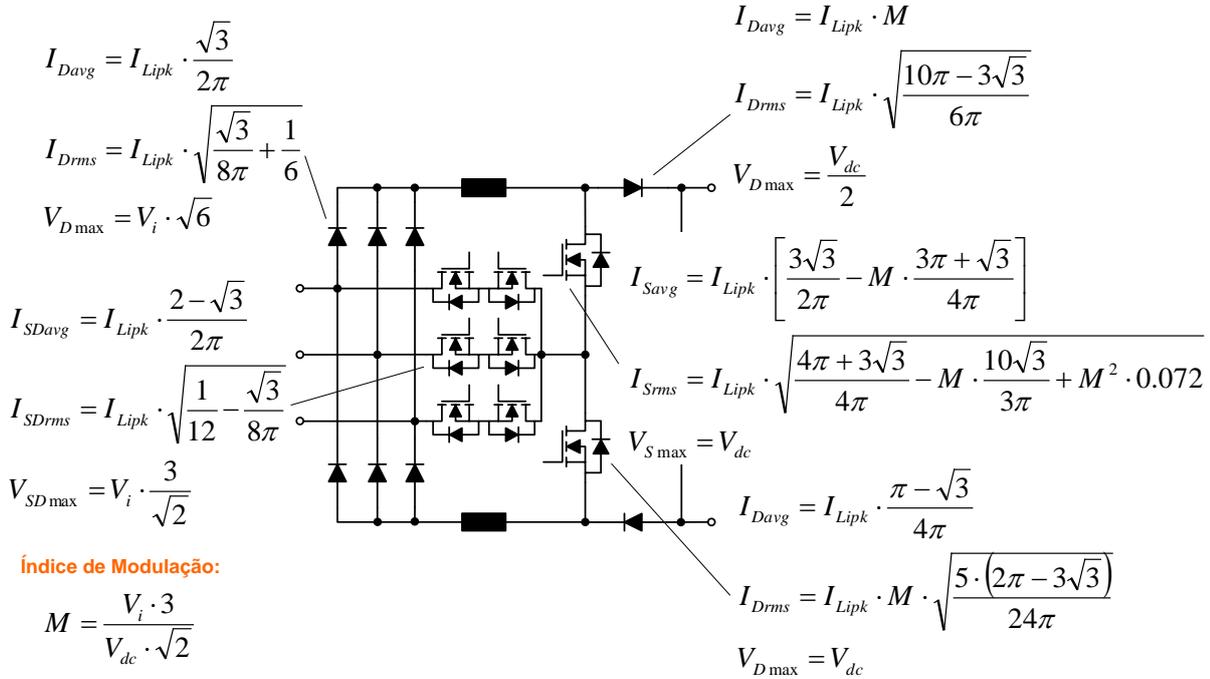
Figura 1.1 – Topologia básica e principais formas de onda do retificador híbrido



Fonte: Elaborada pelo autor.

- a) Estrutura básica do retificador híbrido de injeção de 3° harmônica de corrente. b) Formas de onda das tensões de fase  $U_{aN}$ ,  $U_{bN}$  e  $U_{cN}$ , da corrente de fase  $i_a$  e da corrente injetada  $i_y$ .

Figura 1.2 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador híbrido



Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor mínimo de indutância necessário para obter-se um máximo valor de ondulação de corrente de  $\Delta I_L$  é dado por:

$$L = \frac{V_{dc}}{4 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} \tag{1-1}$$

Desconsiderando a ondulação, as correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

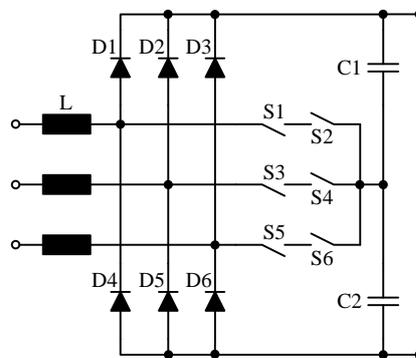
$$I_{Lipk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i}{3 \cdot V_i} \tag{1-2}$$

$$I_{Lrms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}} \quad (1-3)$$

### 1.2.2 Retificador Vienna

Conhecido na literatura como *Vienna Rectifier*, esta topologia apresenta três níveis de tensão para a formação da corrente de entrada. Isto significa que o indutor é submetido a menores degraus de tensão, diminuindo assim a ondulação na corrente e, conseqüentemente, permitindo a redução da indutância e do volume total. Além disso, os interruptores comutam com apenas metade da tensão do barramento CC, resultando também em menores níveis de EMI conduzidos (FRIEDLI; KOLAR, 2011).

Figura 1.3 – Topologia básica do retificador Vienna



Fonte: Elaborada pelo autor.

Similar ao caso anterior, em caso de perda de fase, o retificador Vienna também é capaz de operar com potência reduzida, mantendo a tensão de saída e corrente senoidal nas fases remanescentes. A maior desvantagem deste circuito é a alto ganho de tensão requerido. Em especial para a versão sem conexão do neutro ao ponto médio, a tensão de saída mínima é o dobro do pico da tensão de linha,  $V_o > 2\sqrt{6}V_i$ . Com a conexão do neutro, esse valor é reduzido para o dobro do pico da tensão de fase,  $V_o > 2\sqrt{2}V_i$ . Os esforços de corrente e de tensão nos semicondutores do circuito com conexão do neutro ao ponto médio são mostrados na Figura 1.4.

Sendo  $\Delta I_L$  a ondulação máxima de corrente, o valor mínimo da indutância por fase é dado por:

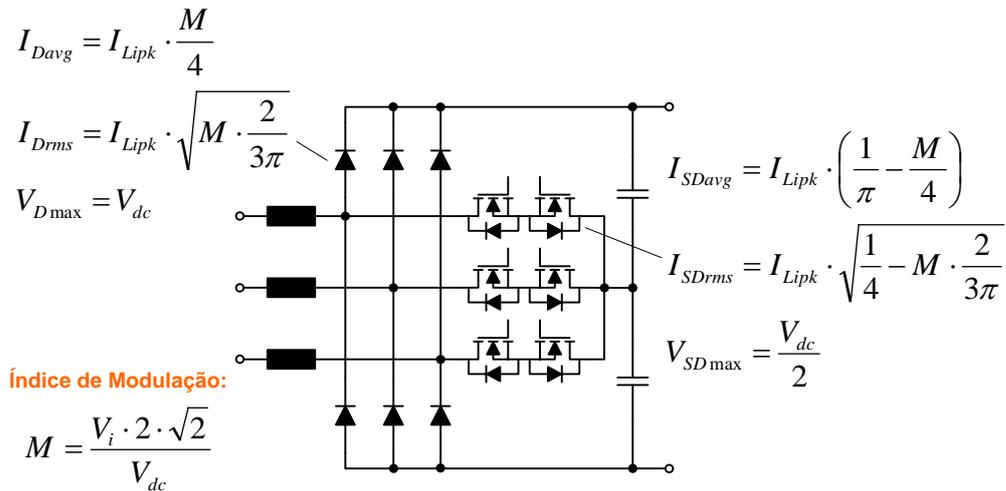
$$L = \frac{V_{dc}}{8 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} \quad (1-4)$$

Desconsiderando a ondulação, as correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

$$I_{Lipk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i}{3 \cdot V_i} \quad (1-5)$$

$$I_{Lrms} = \frac{I_{Lipk}}{\sqrt{2}} \quad (1-6)$$

Figura 1.4 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador Vienna

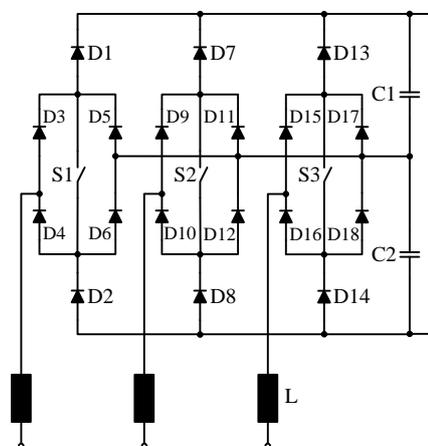


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 1.2.3 Retificador Vienna com três interruptores

Também conhecido por *3-Switch Vienna Rectifier* (Figura 1.5), este circuito apresenta as mesmas características que o retificador Vienna mostrado acima, porém com a vantagem de apresentar apenas três interruptores de alta frequência. Por outro lado, um maior número de semicondutores está no caminho da corrente, provocando assim maiores perdas por condução (KOLAR; ZACH, 1994).

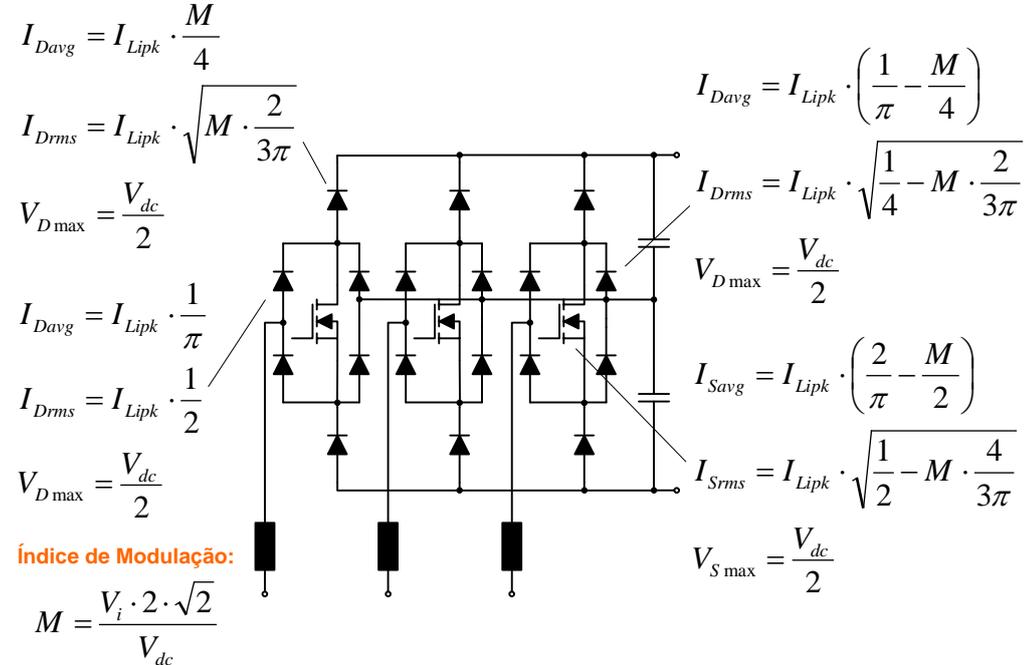
Figura 1.5 – Estrutura básica do retificador Vienna com três interruptores



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os esforços de corrente e de tensão nos semicondutores do circuito com conexão do neutro ao ponto médio são mostrados na Figura 1.6.

Figura 1.6 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador Vienna com três interruptores



Fonte: Elaborada pelo autor.

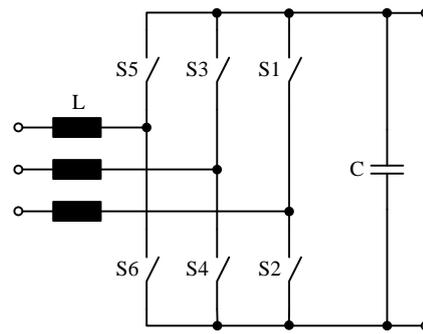
Os valores de indutância e dos esforços de corrente também são iguais aos do retificador Vienna mostrado anteriormente.

#### 1.2.4 Retificador em ponte completa totalmente controlado

Comumente encontrado na literatura como *Active Full-Controlled Bridge Circuit* ou *Bidirectional Six-Switch Active PFC Rectifier*, este circuito apresenta característica de dois níveis e tem a capacidade de produzir correntes de fase senoidais com qualquer ângulo de defasagem com relação à tensão da rede. Porém, neste trabalho será estudado somente como retificador com fator de potência unitário. Apesar da simplicidade, este conversor apresenta alta funcionalidade, em particular, a bidirecionalidade não resulta no aumento da quantidade de interruptores comparados com as estruturas unidirecionais mostradas acima.

Além disso, o sistema também pode operar mesmo em caso de falha em uma das fases. A principal desvantagem deste retificador é o elevado esforço elétrico nos semicondutores, em especial altas perdas por chaveamento, e o baixo fator de confiabilidade, devido aos riscos de curto nos braços (JACOBUS, 2007).

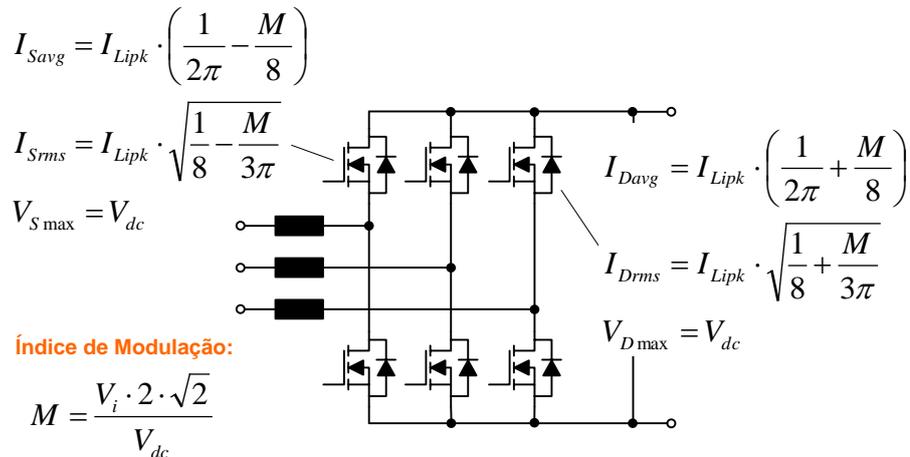
Figura 1.7 – Estrutura básica do retificador em ponte



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o caso de barramento simples, a tensão mínima na saída é dada pelo pico da tensão de linha ou  $V_o > \sqrt{6}V_i$ . Quando o barramento é seccionado em dois (*split*) e conectado ao neutro da rede, a mínima tensão na saída passa a ser o dobro do pico da tensão de fase,  $V_o > 2\sqrt{2}V_i$ . Os esforços elétricos nos semicondutores do circuito com conexão do neutro ao ponto médio são mostrados na Figura 1.8.

Figura 1.8 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador em ponte



Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor mínimo de indutância necessário para obter-se um máximo valor de ondulação de corrente de  $\Delta I_L$  é dado por:

$$L = \frac{V_{dc}}{4 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} \quad (1-7)$$

Desconsiderando a ondulação, as correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

$$I_{Lipk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i}{3 \cdot V_i} \quad (1-8)$$

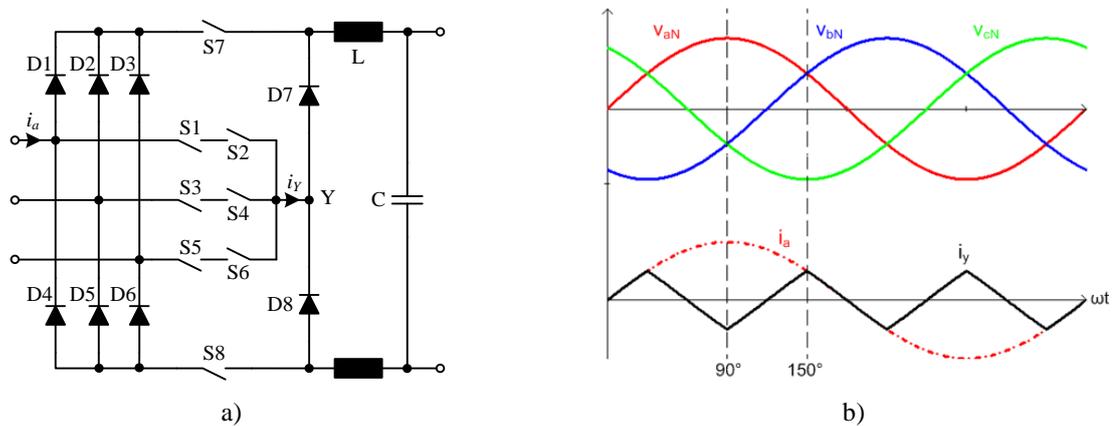
$$I_{Lrms} = \frac{I_{Lipk}}{\sqrt{2}} \quad (1-9)$$

### 1.3 Retificadores tipo *Buck*

#### 1.3.1 Retificador *Swiss*

Rearranjando o conversor *Boost* por um conversor *Buck* na Figura 1.1 a), resulta em um circuito mostrado na Figura 1.9 a) denominado como *Swiss Rectifier* (SOEIRO; FRIEDLI; KOLAR, 2012). Assim como para o sistema tipo *Boost*, a injeção de corrente na fase com o menor valor absoluto instantâneo de tensão é realizada através dos interruptores bidirecionais de baixa frequência.

Figura 1.9 – Topologia básica e principais formas de onda do retificador *Swiss*

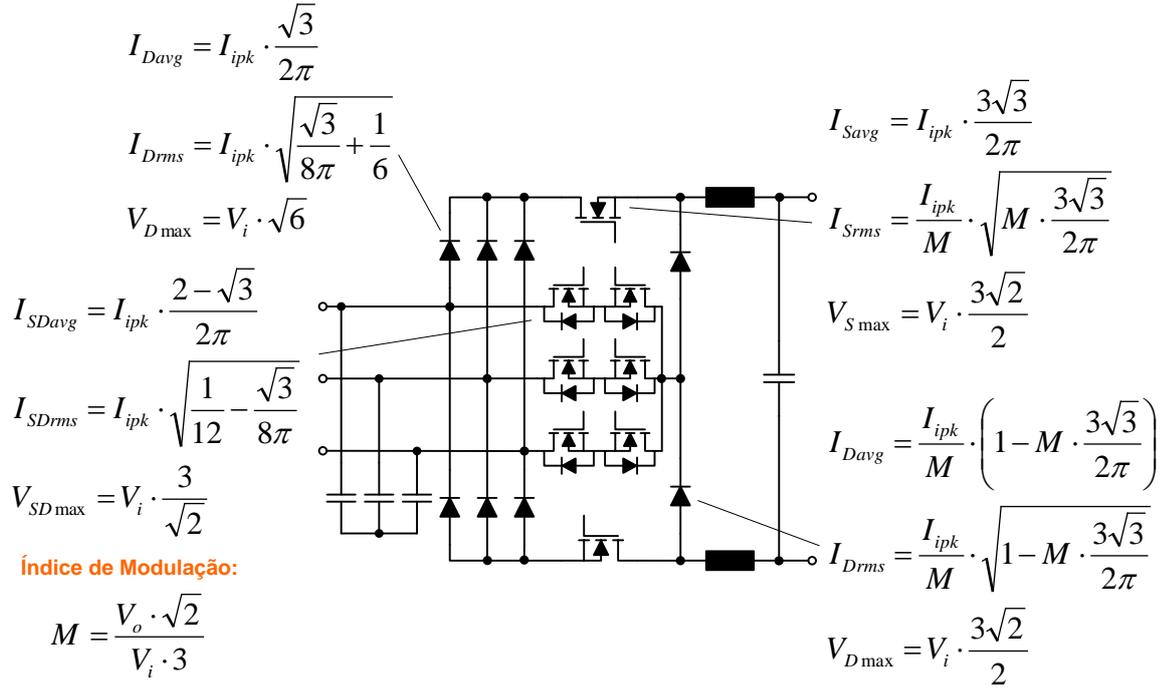


Fonte: Elaborada pelo autor.

- a) Estrutura básica do retificador *Swiss*. b) Formas de onda das tensões de fase  $U_{aN}$ ,  $U_{bN}$  e  $U_{cN}$ , da corrente de fase  $i_a$  e da corrente injetada  $I_y$ .

Kolar e Friedli (2012, p. 2603) relatam que os retificadores trifásicos do tipo *Buck* são apropriados para carregadores de alta potência, visto que uma conexão direta à bateria é possível. Comparados aos sistemas do tipo *Boost*, as topologias do tipo *Buck* apresentam uma faixa de tensão de saída mais ampla, mantendo a capacidade de operar com alto fator de potência e de limitar a corrente dinâmica. Um protótipo de alta eficiência e densidade de potência, operando com fator de potência quase unitário, já foi desenvolvido (SOEIRO; FRIEDLI; KOLAR, 2012).

A faixa de tensão de saída é dada por  $V_o < \frac{3\sqrt{2}}{2} V_i$ . Os esforços de corrente e de tensão nos semicondutores do retificador *Swiss* são mostrados na Figura 1.10.

Figura 1.10 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador *Swiss*

Fonte: Elaborada pelo autor.

Onde, o pico da corrente de entrada filtrada é dado por:

$$I_{ipk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i}{3 \cdot V_i} \quad (1-10)$$

O valor mínimo de indutância necessário para obter-se um máximo valor de ondulação de corrente de  $\Delta I_L$  é dado por:

$$L = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_o \cdot (1 - M)}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (1-11)$$

As correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

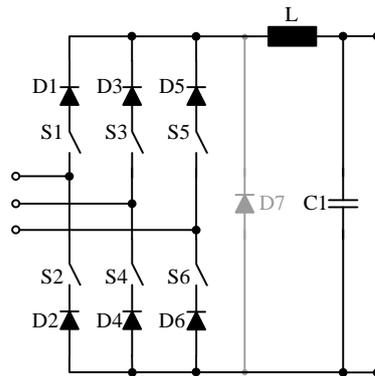
$$I_{Lrms} = \frac{P_o}{V_o} \quad (1-12)$$

$$I_{Lpk} = I_{Lrms} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1-13)$$

### 1.3.2 Retificador tipo *Buck* de seis interruptores

O chamado *Active 6-switch Buck-type PFC rectifier* é formado pela adição de um interruptor em série com cada diodo de uma ponte retificadora trifásica de diodos. A estrutura básica do conversor resultante é mostrada na Figura 1.11. Um circuito de demonstração de alta eficiência é apresentado por Stupar *et al.* (2011, p. 505-512).

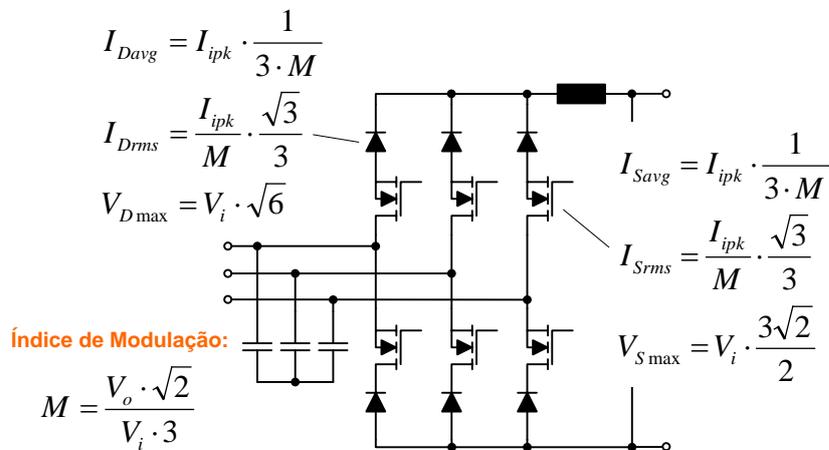
Figura 1.11 – Estrutura básica do retificador tipo *Buck* de seis interruptores



Fonte: Elaborada pelo autor.

Esta topologia tem como características baixíssimas perdas de chaveamento, porém elevadas perdas por condução, principalmente para menores valores na tensão de saída. Uma característica negativa nas topologias do tipo *Buck* é a presença de complexos filtros de EMI na entrada, devido à natureza pulsada da corrente. Os esforços elétricos nos semicondutores do retificador tipo *Buck* de seis interruptores são mostrados na Figura 1.12.

Figura 1.12 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador tipo *Buck* de seis interruptores



Fonte: Elaborada pelo autor.

Da mesma forma que para o retificador *Swiss*, o pico da corrente de entrada após o filtro é definida por:

$$I_{ipk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i}{3 \cdot V_i} \quad (1-14)$$

O valor mínimo de indutância necessário para obter-se um máximo valor de ondulação de corrente de  $\Delta I_L$  é dado por:

$$L = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_o \cdot (1 - M)}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (1-15)$$

As correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

$$I_{Lrms} = \frac{P_o}{V_o} \quad (1-16)$$

$$I_{Lpk} = I_{Lrms} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1-17)$$

Assim como para o Retificador *Swiss*, a faixa de tensão de saída é limitada a  $V_o < \frac{3\sqrt{2}}{2} V_i$ . Este nível de tensão atenderia aos propósitos deste trabalho, contudo os retificadores do tipo *Buck* apresentados são limitados à operação trifásica, tendo em vista que não é possível suprir uma carga com potência constante sem o uso de capacitores, devido ao fluxo de potência senoidal intrínseco à operação monofásica. Portanto, estas topologias não são elegíveis à aplicação proposta e serão estudadas apenas a título de comparação.

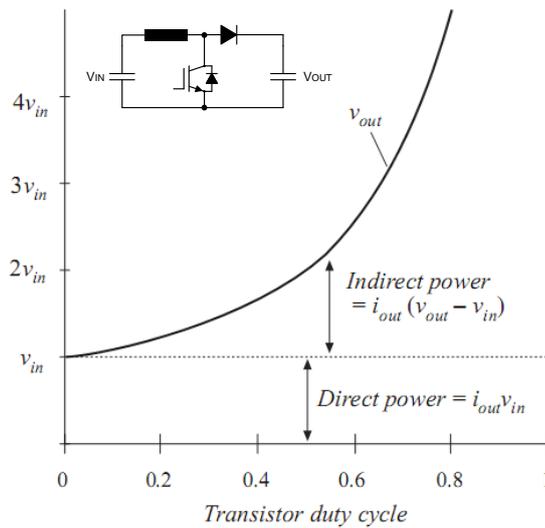
#### 1.4 Topologias com função *Bypass*

Quando um conversor opera com uma larga diferença entre os níveis de tensão de entrada e de saída, normalmente é possível identificar uma redução significativa no seu desempenho. A razão disto é o aumento da quantidade de energia processada que, primeiramente, precisa ser armazenada em um elemento passivo (indutor), antes de ser entregue à carga. É possível dizer que quão maior for a quantidade dessa energia “indireta”, menor será a eficiência do sistema. No outro extremo, em caso de similaridade nas duas tensões, praticamente toda a energia é entregue diretamente, resultando em máxima eficiência. Tomando o conversor *Boost* como exemplo, pode-se notar que a totalidade da energia é entregue diretamente quando a razão cíclica é nula, ou seja, as tensões de entrada e saída têm o mesmo valor. À medida que estas tensões se distanciam, mais energia é entregue indiretamente, reduzindo assim a eficiência do sistema (Figura 1.13).

Tal situação é especialmente crítica para inversores e retificadores com PFC, visto que a razão cíclica dos interruptores abrange praticamente todos os possíveis valores. Em casos em que a diferença entre o valor de pico da tensão CA e o valor médio da tensão CC é grande, o índice de modulação é desviado consideravelmente de 1 e, conseqüentemente, maiores perdas são esperadas.

Para lidar com tal situação, a operação de um retificador contendo dois barramentos distintos tendo diferentes níveis de tensão é idealizada. Dependendo do ponto de operação da tensão senoidal de entrada, o retificador escolherá entre os dois barramentos o que melhor se adapta ao nível de saída desejado, maximizando a eficiência.

Figura 1.13 – Comportamento do fluxo de potência para o conversor *Boost*



A patente DE 10 20 537 A1 (2000) apresenta um inversor em configuração ponte completa para sistemas fotovoltaicos, no qual são fornecidas antes da sua entrada pelo menos duas fontes de tensão CC. A fonte superior é utilizada somente temporariamente, caso a tensão da fonte inferior não atinja o valor mínimo requerido para o correto funcionamento do inversor. De forma semelhante, a patente DE 10 2007 026 393 B4 (2009) idealiza um inversor em ponte completa com interruptores adicionais conectados a um nível de tensão superior ou igual à fonte de entrada principal. Este outro nível é fornecido através de um conversor CC/CC elevador conectado a esta fonte. Quando a tensão CC de entrada for inferior ao pico da tensão de saída da rede, os diodos ligados em série com os interruptores superiores de cada braço são bloqueados e os interruptores adicionais passam a modular em alta frequência. Utilizando o mesmo princípio, o documento DE 10 2006 010 694 B4 (2010) propõe um circuito inversor multinível, baseado em um BS-NPC (*Bipolar Switched Neutral Point Clamped*).

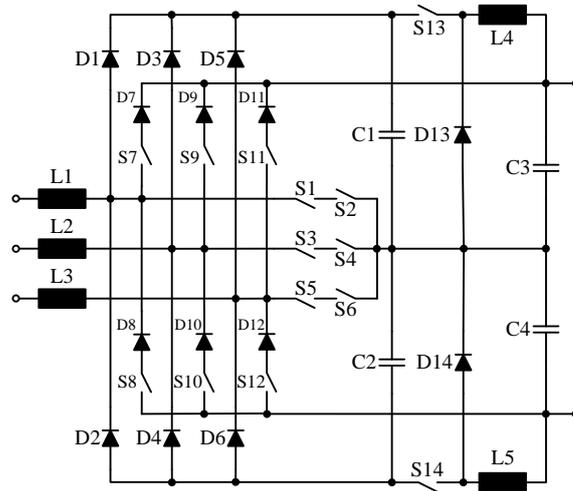
Algumas das vantagens esperadas com a utilização da função *bypass* são: redução das perdas totais por meio da operação parcial com estágio único; maior número de níveis de tensão, reduzindo a corrente de modo comum e o volume do filtro de entrada, além de resultar em menores esforços de tensão sobre os semicondutores; e, finalmente, redução de perdas adicionais e no tamanho do conversor, visto que o conversor *Buck* de saída é projetado para apenas uma fração da potência total.

#### 1.4.1 Retificador Vienna com função *bypass*

Também podendo ser nomeado como *5-level three-phase PFC rectifier Vienna-based with bypass function*, esta é a topologia proposta neste trabalho. Composto de um

retificador Vienna como núcleo e de interruptores de *bypass* que conectam a saída diretamente ao retificador (Figura 1.14), este circuito tem como característica principal cinco níveis de tensão. As análises qualitativa e quantitativa desta topologia são descritas em detalhes no capítulo 2.

Figura 1.14 – Estrutura básica do retificador Vienna com *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

Em suma, os esforços de corrente e de tensão em cada semicondutor do circuito são mostrados na Figura 1.15. Como alguns componentes estão conectados em série, os esforços de corrente para estes são iguais e, portanto, citados apenas uma vez.

O valor mínimo de indutância necessário para se obter um máximo valor de ondulação de corrente de  $\Delta I_L$  depende do valor da tensão de saída. A indutância é dada pelo maior valor entre as equações (1-18) e (1-19). Isto significa que o menor valor de indutância

ocorre quando  $V_o = \frac{V_{dc}}{2}$ .

$$L = \frac{V_{dc} - V_{o\min}}{8 \cdot \Delta I_L \cdot f_S} \quad (1-18)$$

$$L = \frac{V_{o\max}}{8 \cdot \Delta I_L \cdot f_S} \quad (1-19)$$

Desconsiderando a ondulação, as correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

$$I_{Lipk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i}{3 \cdot V_i} \quad (1-20)$$

$$I_{Lrms} = \frac{I_{Lipk}}{\sqrt{2}} \quad (1-21)$$

Figura 1.15 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador Vienna com *bypass*

$$I_{SDavg} = I_{Lipk} \cdot \frac{V_{dc} \cdot [4 \cdot \cos(a) - M_I \cdot (\sin(2a) - 2a)] - 2 \cdot V_{ipk} \cdot (\pi - 2a + \sin(2a)) + V_o \cdot [M_I (\sin(2a) - 2a)]}{4\pi \cdot (V_{dc} - V_o)}$$

$$I_{SDrms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\frac{V_{dc} \cdot [3 \cdot \sin(2a) + 3\pi + M_I \cdot (8 + \cos(3a) - 9 \cdot \cos(a) - 6a)] - V_o \cdot M_I \cdot (8 + \cos(3a) - 9 \cdot \cos(a)) + 2 \cdot V_{ipk} \cdot (\cos(3a) - 9 \cdot \cos(a))}{12\pi \cdot (V_{dc} - V_o)}}$$

$$V_{Smax} = \frac{V_{dc} - V_{o\min}}{2} \quad V_{Dmax} = \frac{V_{dc} + V_{o\max}}{2}$$

$$I_{Davg} = I_{Lipk} \cdot \frac{V_{ipk} \cdot (\pi - 2a + \sin(2a)) - 2 \cdot V_o \cdot \cos(a)}{2\pi \cdot (V_{dc} - V_o)}$$

$$I_{Drms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_{ipk} \cdot (9 \cdot \cos(a) - \cos(3a)) - 3 \cdot V_o \cdot (\sin(2a) + \pi - 2a)}{12\pi \cdot (V_{dc} - V_o)}}$$

$$V_{Dmax} = V_{dc}$$

$$I_{SDavg} = I_{Lipk} \cdot \frac{8 \cdot \sin\left(\frac{a}{2}\right)^2 + M_I \cdot (\sin(2a) - 2a)}{4\pi}$$

$$I_{SDrms} = I_{Lipk} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{6a - 3 \cdot \sin(2a) + M_I \cdot (9 \cdot \cos(a) - \cos(3a) - 8)}}{6\sqrt{\pi}}$$

$$V_{SDmax} = \frac{V_{o\max}}{2}$$

$$I_{Savg} = I_{Lipk} \cdot M_{buck} \cdot 3 \cdot \frac{2 \cdot V_o \cdot \cos(a) + V_{ipk} \cdot (2a - \sin(2a) - \pi)}{2\pi \cdot V_o \cdot (M_{buck} - 1)}$$

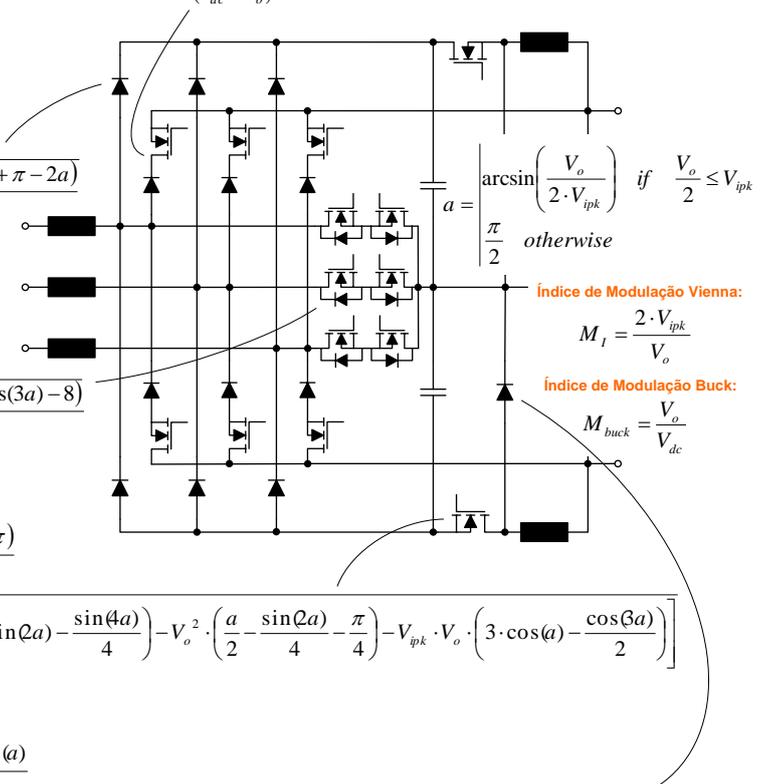
$$I_{Srms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\frac{3}{\pi} \cdot \frac{M_{buck}}{V_o^2 \cdot (M_{buck} - 1)^2} \cdot \left[ \frac{V_{ipk}^2}{2} \cdot \left( \frac{3\pi}{2} - 3a + 2 \cdot \sin(2a) - \frac{\sin(4a)}{4} \right) - V_o^2 \cdot \left( \frac{a}{2} - \frac{\sin(2a)}{4} - \frac{\pi}{4} \right) - V_{ipk} \cdot V_o \cdot \left( 3 \cdot \cos(a) - \frac{\cos(3a)}{2} \right) \right]}$$

$$V_{Smax} = \frac{V_{dc}}{2}$$

$$I_{Davg} = I_{Lipk} \cdot 3 \cdot \frac{V_{ipk} \cdot (\sin(2a) - 2a + \pi) - 2 \cdot V_o \cdot \cos(a)}{2\pi \cdot V_o}$$

$$I_{Drms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\frac{3}{\pi} \cdot \frac{1}{V_o^2 \cdot (1 - M_{buck})} \cdot \left[ \frac{V_{ipk}^2}{2} \cdot \left( \frac{3\pi}{2} - 3a + 2 \cdot \sin(2a) - \frac{\sin(4a)}{4} \right) - V_o^2 \cdot \left( \frac{a}{2} - \frac{\sin(2a)}{4} - \frac{\pi}{4} \right) - V_{ipk} \cdot V_o \cdot \left( 3 \cdot \cos(a) - \frac{\cos(3a)}{2} \right) \right]}$$

$$V_{Dmax} = \frac{V_{dc}}{2}$$



Fonte: Elaborada pelo autor.

Quanto aos indutores do conversor *Buck* associado à função *bypass*, apesar da particularidade no princípio operação, a indutância é calculada de forma convencional como na equação (1-28). Todavia, as correntes de pico e eficaz apresentam equações bem diferentes, dadas por:

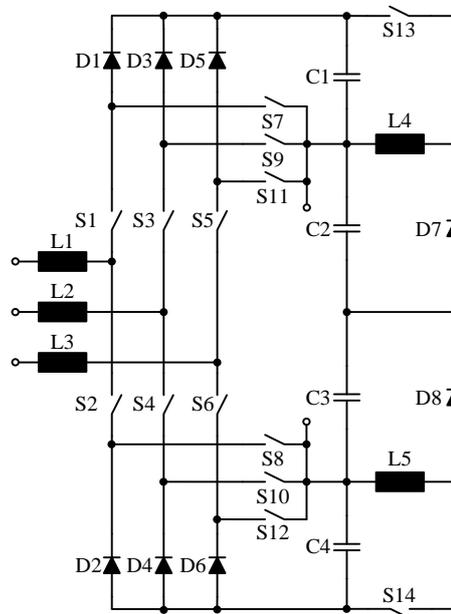
$$I_{Lorms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\left\{ \frac{3}{\pi} \cdot \frac{1}{V_o^2 \cdot (M_{buck} - 1)^2} \cdot \left[ \frac{V_{ipk}^2}{2} \cdot \left( \frac{3\pi}{2} - 3a + 2 \sin(2a) - \frac{\sin(4a)}{4} \right) - \dots \right] \dots - V_o^2 \cdot \left( \frac{a}{2} - \frac{\sin(2a)}{4} - \frac{\pi}{4} \right) - V_{ipk} \cdot V_o \cdot \left( 3 \cos(a) - \frac{\cos(3a)}{3} \right) \right\}} \quad (1-22)$$

$$I_{Lopk} = I_{Lipk} \cdot V_{dc} \cdot \left[ \frac{2\sqrt{2} \cdot V_i - M_{buck} \cdot V_{dc}}{M_{buck} \cdot V_{dc}^2 \cdot (1 - M_{buck})} \right] + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (1-23)$$

### 1.4.2 Retificador em ponte completa com função *bypass*

De forma semelhante ao retificador Vienna com *bypass*, este circuito é também designado como *4-level three-phase PFC rectifier B6-based with bypass function* e é uma variação do conceito de *bypass* utilizando o arranjo dos capacitores em série e tendo como conversor núcleo o retificador em ponte completa totalmente controlado (Figura 1.16). Este circuito é apresentado neste trabalho apenas com o intuito de comparar o desempenho entre as topologias originais e estas utilizando a função *bypass*.

Figura 1.16 – Estrutura básica do retificador em ponte completa com *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

A inclusão dos blocos de *bypass* no circuito da Figura 1.7 faz com que este passe de dois para quatro níveis de tensão. O princípio de operação é basicamente o mesmo do circuito anterior, onde o ligamento e desligamento dos interruptores de *bypass* dependem do nível de tensão na saída.

Os esforços elétricos em cada semicondutor do circuito são mostrados na Figura 1.17. Uma vez que os esforços no conversor *Buck* são os mesmos no retificador Vienna com *bypass*, estes foram ocultados.

Assim como anteriormente, o valor mínimo de indutância necessário para obter-se um máximo valor de ondulação de corrente de  $\Delta I_L$  também depende da faixa de trabalho da

tensão de saída. A indutância é dada pelo maior valor entre as equações (1-24) e (1-25).

Assim, a menor indutância ocorre para  $V_o = \frac{V_{dc}}{3}$ .

$$L = \frac{V_{dc} - V_{o\min}}{8 \cdot \Delta I_L \cdot f_S} \quad (1-24)$$

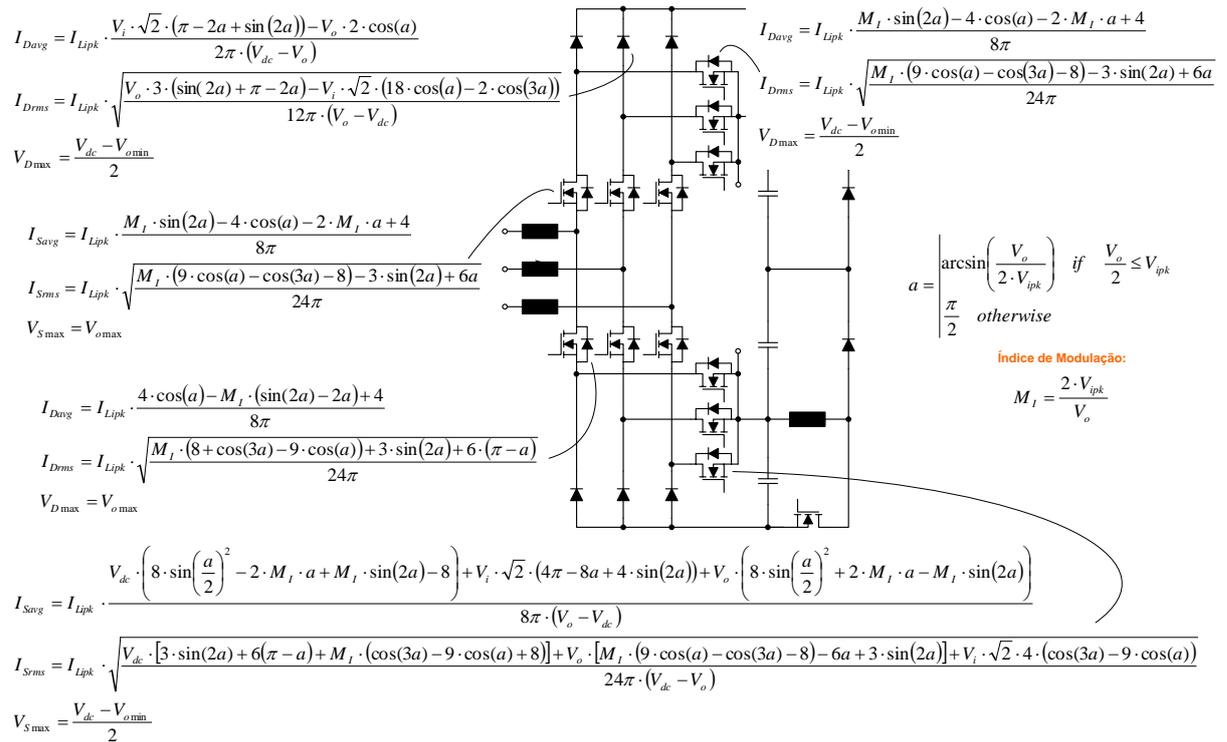
$$L = \frac{V_{o\max}}{4 \cdot \Delta I_L \cdot f_S} \quad (1-25)$$

Desconsiderando a ondulação, as correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

$$I_{Lpk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_i}{3 \cdot V_i} \quad (1-26)$$

$$I_{Lrms} = \frac{I_{Lpk}}{\sqrt{2}} \quad (1-27)$$

Figura 1.17 – Esforços elétricos nos semicondutores do retificador em ponte com *bypass*



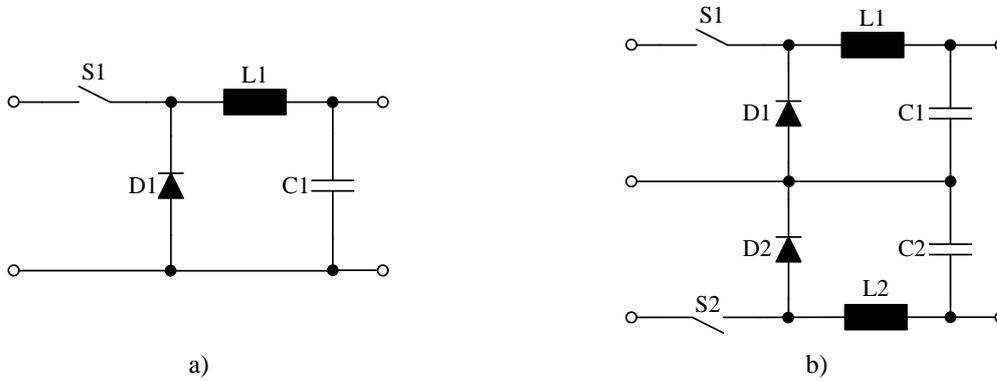
Fonte: Elaborada pelo autor.

## 1.5 Conversor *Buck* bipolar e unipolar

O papel do conversor abaixador *Buck* é ajustar o nível de tensão do barramento CC dos retificadores tipo *Boost* para o nível desejado na saída, mantendo a capacidade de limitar a corrente na saída com uma baixa ondulação. As duas variações mais comuns do

conversor *Buck* são mostradas na Figura 1.18: a) unipolar, ideal para retificadores com barramento simples, e b) bipolar, ideal para o balanceamento da tensão nos capacitores do barramento duplo.

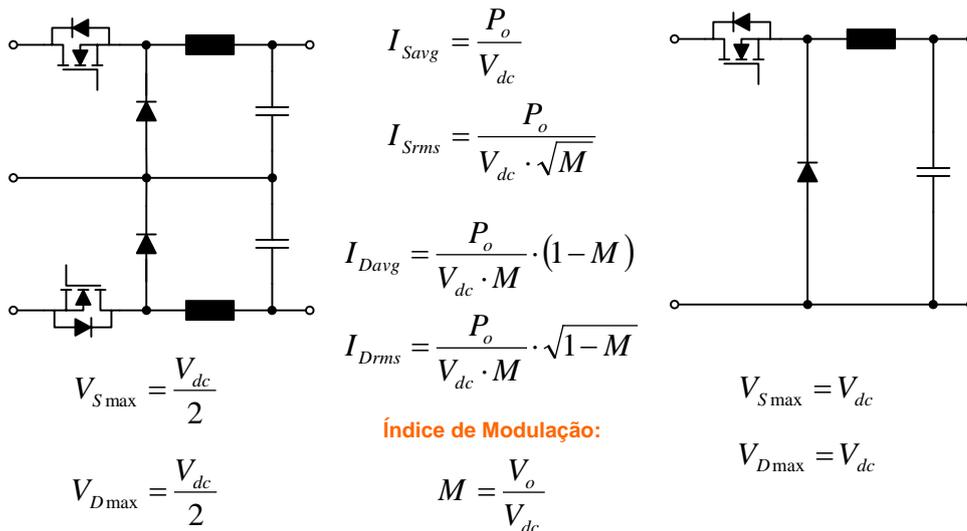
Figura 1.18 – Estruturas básicas do conversor *Buck* unipolar e bipolar



Fonte: Elaborada pelo autor.

A versão unipolar apresenta menores perdas por condução que a versão bipolar, contudo, maiores perdas por comutação, equilibrando a quantidade de perdas totais ao final. O rendimento destas topologias caracteriza-se por crescer com o aumento da tensão de saída, podendo ser bastante elevado para tensões de saída mais próximas da tensão de entrada. Os esforços elétricos nos semicondutores do conversor *Buck* bipolar e unipolar são mostrados na Figura 1.19.

Figura 1.19 – Esforços elétricos nos semicondutores do conversor *Buck*



Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor mínimo de indutância necessário para obter-se um máximo valor de ondulação de corrente de  $\Delta I_L$  é dado por (1-28). A indutância  $L$  é máxima quando  $D = 0,5$ .

$$L = \frac{V_{dc} \cdot D \cdot (1-D)}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (1-28)$$

As correntes de pico e eficaz nos indutores são definidas por:

$$I_{Lrms} = \frac{P_o}{V_o} \quad (1-29)$$

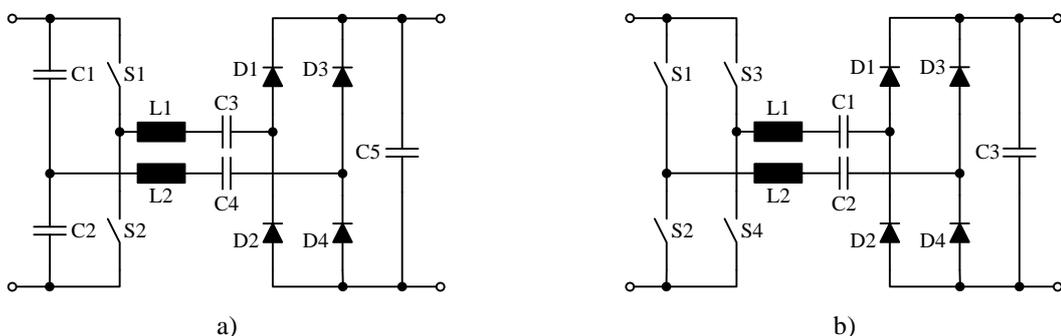
$$I_{Lpk} = I_{Lrms} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1-30)$$

## 1.6 Conversores série ressonantes

As normas atuais não exigem isolamento entre rede e bateria. No entanto, devido a razões de segurança, é de comum senso o desenvolvimento de carregadores *on-board* com um transformador isolador (ZELTNER, 2011). O uso de transformadores é o método mais comum de isolamento. Embora o transformador isolado em alta frequência tenha volume reduzido em comparação ao de baixa frequência, altas correntes e amplas faixas de tensão levam a um projeto volumoso e a perdas adicionais.

Como primeira solução proposta para o isolamento, é apresentado um conversor ressonante com isolamento capacitivo (Figura 1.20). Como vantagem, pode-se citar que os capacitores ressonantes são compactos, têm isolamento eficaz e eficiência extremamente alta possível (> 99%). Aspectos de segurança já são tratados em projetos existentes de capacitores para aplicações de potência e podem ser adaptados para a aplicação proposta. Como desvantagem, é esperada corrente pulsada de alta frequência no lado da bateria sem medidas adicionais.

Figura 1.20 – Estruturas básicas do conversor série ressonante meia ponte e ponte completa



Fonte: Elaborada pelo autor.

A principal diferença entre os dois circuitos mostrados na Figura 1.20 acima está no ganho de tensão. O ganho de tensão para o circuito ressonante meia ponte (Figura 1.20 a))

é dado por  $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2}$ , enquanto para o circuito ponte completa (Figura 1.20 b)), por  $\frac{V_o}{V_i} = 1$ .

Estes conversores foram apresentados apenas com o objetivo de mostrar uma possível solução eficiente para a isolação do sistema, porém o projeto destes não está enquadrado neste trabalho, bem como uma análise profunda sobre a aplicabilidade e a capacidade de isolação em circuitos voltados para o carregamento de baterias.

### 1.6.1 Faixas de operação dos retificadores

A Tabela 1.1 mostra os valores de tensão de operação dos retificadores apresentados para diferentes configurações do barramento e quantidade de fases de alimentação. Vale ressaltar que quanto maior for a diferença entre as tensões processadas entre a entrada CA e o barramento CC e entre este último e a saída, mais energia deve ser armazenada nos elementos passivos e, conseqüentemente, maiores são as perdas no circuito.

Tabela 1.1 – Faixa de tensão no barramento CC para possíveis configurações dos capacitores e das fases.

Número de fases	Tipo do barramento CC	Tensão de saída	Nível de tensão ( $V_{LL} = 400 / V_N = 230$ )
<b>Retificador híbrido de injeção de 3° harmônica de corrente</b>			
3	Simple	$V_{dc} > V_{LL} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 566$
3	Duplo (neutro não conectado)	$V_{dc} > V_{LL} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 980$
2	Simple (interruptores de injeção bloqueados)	$V_{dc} > V_{LL} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 566$
1	Simple (interruptores de injeção bloqueados)	$V_{dc} > V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 325$
<b>Retificador em ponte completa totalmente controlado</b>			
3	Simple	$V_{dc} > V_{LL} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 566$
3	Duplo (neutro conectado)	$V_{dc} > 2 \cdot V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 650$
2	Simple	$V_{dc} > V_{LL} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 566$
2	Duplo (neutro conectado)	$V_{dc} > 2 \cdot V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 650$
1	Simple (2 braços)	$V_{dc} > V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 325$
1	Duplo (neutro conectado) (1 braço)	$V_{dc} > 2 \cdot V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 650$
<b>Retificadores Vienna convencional e com três interruptores</b>			
3	Duplo (neutro não conectado)	$V_{dc} > V_{LL} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 980$
3	Duplo (neutro conectado)	$V_{dc} > 2 \cdot V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 650$
2	Duplo (neutro não conectado)	$V_{dc} > V_{LL} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 980$
2	Duplo (neutro conectado)	$V_{dc} > 2 \cdot V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 650$
1	Duplo (neutro não conectado) (2 braços com o mesmo sinal)	$V_{dc} > V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 325$
1	Duplo (neutro conectado) (1 braço)	$V_{dc} > 2 \cdot V_N \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} > 650$
<b>Retificador Swiss</b>			
3	Simple	$V_{dc} < \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{LL} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} < 490$
<b>Retificador tipo Buck com seis interruptores</b>			
3	Simple	$V_{dc} < \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{LL} \cdot \sqrt{2}$	$V_{dc} < 490$

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 1.7 Fatores de *Benchmark*

### 1.7.1 Introdução

Em geral, é possível obter a mesma relação de conversão com diferentes tipos de circuitos. Assim, é necessário o uso de alguns parâmetros para comparar as vantagens e desvantagens de cada topologia. Alguns dos parâmetros mais adotados são: eficiência, custo, volume, complexidade, entre outros. Por exemplo, o cálculo das perdas de um conversor depende de diversos fatores, inclusive da escolha dos semicondutores que comporão o circuito de potência. Outro fator altamente relevante é o volume ocupado pelos elementos magnéticos do circuito, intimamente relacionado com os núcleos adotados no projeto. Apesar de os capacitores terem forte influência nas perdas totais e no volume do circuito, por razões de complexidade de análise, não serão abordados parâmetros comparativos para estes elementos. Para uma avaliação sofisticada, é útil mapear alguns destes parâmetros utilizando fatores quantitativos (MOHR; FUCHS, 2005). Uma maneira mais simples e direta, utilizando fatores de referência adimensionais, é introduzida por Zacharias (2008), aplicada em detalhes por Sahan *et al.* (2011) e sucintamente nesta seção, adotando a mesma simbologia. Alguns fatores extras são sugeridos a seguir para uma melhor precisão nos resultados.

### 1.7.2 Fatores de perdas nos semicondutores

As perdas por condução são descritas em função da corrente média  $\bar{I}_F$  e do quadrado da corrente eficaz  $\tilde{I}_F$  no semicondutor. Já a corrente eficaz de entrada é representada por  $I_i$ . Os fatores adimensionais para os valores médio e eficaz dos esforços de corrente em torno do referido dispositivo são mostrados, respectivamente, nas equações seguintes:

$$\bar{\xi}_i = \frac{\bar{I}_F}{I_i} \quad (1-31)$$

$$\tilde{\xi}_i = \frac{\tilde{I}_F}{I_i} \quad (1-32)$$

Para estimativas aproximadas, os valores da energia total de comutação  $E_S$ , dado na folha de dados como uma função da corrente  $I_S$  para um determinado nível de tensão, podem ser utilizados considerando a frequência de comutação  $f_S$ . Assumindo uma aproximação linear, o produto da corrente de comutação  $I_S$  e da tensão de comutação  $V_S$  pode ser normalizado com relação à potência de entrada  $P_i$  como mostrado na equação

(1-33). O fator  $k_s$  corresponde às características específicas da energia de comutação do dispositivo ao longo de uma determinada frequência de comutação aplicada.

$$\frac{P_s}{P_i} = \frac{f_s \cdot E_s(I_s)}{3 \cdot V_i \cdot I_i} = k_s \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{V_s}{V_i} \cdot \frac{I_s}{I_i} \quad (1-33)$$

A partir de (1-33), pode-se calcular os fatores adimensionais para corrente e tensão de comutação, respectivamente, dados nas seguintes equações.

$$\hat{\xi}_i = \frac{I_s}{I_i} \quad (1-34)$$

$$\varepsilon_i = \frac{V_s}{V_i} \quad (1-35)$$

Onde  $V_s$  e  $I_s$  são os valores médios do contorno das curvas (*shape*) de tensão e de corrente de comutação.

Neste trabalho, as perdas por comutação em diodos serão negligenciadas, o que é válido considerando o uso de diodos SiC.

A classe de tensão do semicondutor é um parâmetro muito importante que influencia os valores esperados nas perdas por condução e comutação, em especial para interruptores. Como explicado em detalhes por Sahan *et al.* (2011, p. 2304-2318), os esforços de tensão também afetam indiretamente nas perdas. A máxima tensão de bloqueio aplicada ao dispositivo semicondutor também pode ser definida como um parâmetro adimensional relacionado com a tensão de entrada.

$$\hat{\varepsilon}_i = \frac{\hat{V}_s}{V_i} \quad (1-36)$$

A soma de cada um desses fatores de corrente, associados adequadamente com os fatores de tensão para os  $n$  dispositivos em um dado circuito, resulta em fatores adimensionais que podem ser utilizados como uma referência neutra das diferentes topologias.

$$\bar{\Xi}_i = \sum_n \bar{\xi}_i \quad (1-37)$$

$$\tilde{\Xi}_i^* = \sum_n \tilde{\xi}_i^2 \cdot \hat{\varepsilon}_i^\beta \quad (1-38)$$

$$\Pi_{Si}^* = \sum_n \hat{\xi}_i \cdot \varepsilon_i \cdot \hat{\varepsilon}_i^\alpha \quad (1-39)$$

Onde  $\alpha$  e  $\beta$  são coeficientes que representam a influência da tensão de bloqueio e dependem da tecnologia do semicondutor. Estes e outros coeficientes serão abordados mais adiante.

### 1.7.3 Fator de densidade de potência dos indutores

Com relação à avaliação dos elementos passivos, a análise aqui será limitada aos indutores, uma vez que eles são tipicamente os componentes mais volumosos. O produto da indutância  $L$ , do valor de pico  $\hat{I}_L$  e do valor eficaz  $\tilde{I}_L$  da corrente no indutor pode prover um indicador para o tamanho e volume do elemento magnético (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Apesar de o volume não ser exatamente proporcional ao produto das áreas (WAFFLER; PREINDL; KOLAR, 2009), isto pode servir bem como uma figura de mérito. O fator que expressa a densidade de potência de um indutor pode ser definido como a seguir:

$$\rho_L = \frac{P_i}{L \cdot \hat{I}_L \cdot \tilde{I}_L} \quad (1-40)$$

### 1.7.4 Definição e quantificação dos coeficientes

Baseado em comparações realizadas entre os cálculos de perdas em semicondutores e os fatores de referência apresentados por Sahan *et al.* (2011), foram percebidas algumas divergências entre os resultados obtidos nos dois métodos. Entre outras causas estão:

- a) A influência da tensão de bloqueio na resistência intrínseca do semiconductor não é a mesma para diodos e interruptores. Conseqüentemente, as perdas por condução geradas por esta resistência não apresentam o mesmo comportamento. Assim, o coeficiente  $\beta$  deve ser adequado, passando a ser representado como  $\beta_D$  e  $\beta_S$  para diodos e interruptores, respectivamente.
- b) Mesmo que timidamente, as chamadas tensão direta  $V_F$  do diodo e tensão coletor-emissor  $V_{CE}$  em um IGBT divergem entre si. Logo, não é possível comparar de forma direta as perdas causadas pelo produto da corrente média por estas tensões nesses dois elementos. Para uma maior precisão do resultado, o coeficiente  $k_{Davg}$  foi criado e o novo fator que define estas perdas é dado por:

$$\bar{\Xi}_i = \sum_n \bar{\xi}_{Si} + k_{Davg} \cdot \sum_n \bar{\xi}_{Di} \quad (1-41)$$

- c) Da mesma forma, as perdas por condução geradas pela resistência intrínseca dos diodos e interruptores não podem ser comparadas de forma direta. Dois motivos para isto são que tanto a resistência como a influência da tensão de bloqueio sobre estas divergem para os dois elementos semicondutores. Outro coeficiente foi criado,  $k_{Drms}$ , e o novo fator que define estas perdas é:

$$\tilde{\Xi}_i^* = \sum_n \tilde{\xi}_{Si}^2 \cdot \hat{\epsilon}_i^{\beta_S} + k_{Drms} \cdot \sum_n \tilde{\xi}_{Di}^2 \cdot \hat{\epsilon}_i^{\beta_D} \quad (1-42)$$

- d) As perdas por condução para MOSFETs são definidas simplesmente por:

$$P_{cond} = R_{on} \cdot I_{rms}^2 \quad (1-43)$$

Enquanto para IGBTs e diodos, genericamente, por:

$$P_{cond} = V_{F0} \cdot I_{avg} + R_F \cdot I_{rms}^2 \quad (1-44)$$

O fator  $\bar{\Xi}_i$  representa as perdas geradas pela corrente média, enquanto o fator  $\tilde{\Xi}_i^*$ , as perdas pelo quadrado da corrente eficaz. Porém, essas duas grandezas adimensionais resultam entre si em escalas diferentes da realidade e, por fim, acabam não contendo informações tão úteis para a comparação dos circuitos. Com o objetivo de unir esses dois fatores e ter uma informação mais completa das perdas totais por condução, outro coeficiente foi definido e nomeado  $k_{avg}$ . Dessa forma, o novo valor que quantifica as perdas totais por condução é expresso por:

$$\tilde{\Xi}_i^* + k_{avg} \cdot \bar{\Xi}_i \quad (1-45)$$

- e) Finalmente, para estabelecer um valor total de perdas no circuito, é necessária a soma das perdas totais por condução e das perdas por comutação. Com o objetivo de tornar os fatores responsáveis por estas perdas com a mesma proporção da realidade, um último coeficiente é proposto,  $k_{sw}$ , e a perda total do sistema é representada adimensionalmente por:

$$\tilde{\Xi}_i^* + k_{avg} \cdot \bar{\Xi}_i + k_{sw} \cdot \Pi_{Si}^* \quad (1-46)$$

Como dito anteriormente, baseado em comparações realizadas entre os cálculos das perdas nos semicondutores e dos fatores de referência, os valores apropriados encontrados para os coeficientes são mostrado na Tabela 1.2. Vale ressaltar que os fatores encontrados levam em consideração o uso de IGBTs e diodos com o mesmo valor de corrente.

Tabela 1.2 – Descrição e quantificação dos coeficientes

Coefficiente	Valor	Função
$\alpha$	1,20	Ajuste da influência da tensão de bloqueio sobre as perdas por comutação
$\beta_D$	0,42	Ajuste da influência da tensão de bloqueio sobre a resistência do diodo
$\beta_S$	0,13	Ajuste da influência da tensão de bloqueio sobre a resistência do interruptor
$k_{Davg}$	0,86	Ajuste para perdas devido a corrente media no diodo com relação ao interruptor
$k_{Drms}$	0,42	Ajuste para perdas devido à corrente eficaz no diodo com relação ao interruptor
$k_{avg}$	0,60	Ajuste para perdas devido à corrente media com relação à corrente eficaz
$k_{sw}$	0,41	Ajuste para perdas por comutação com relação às perdas por condução

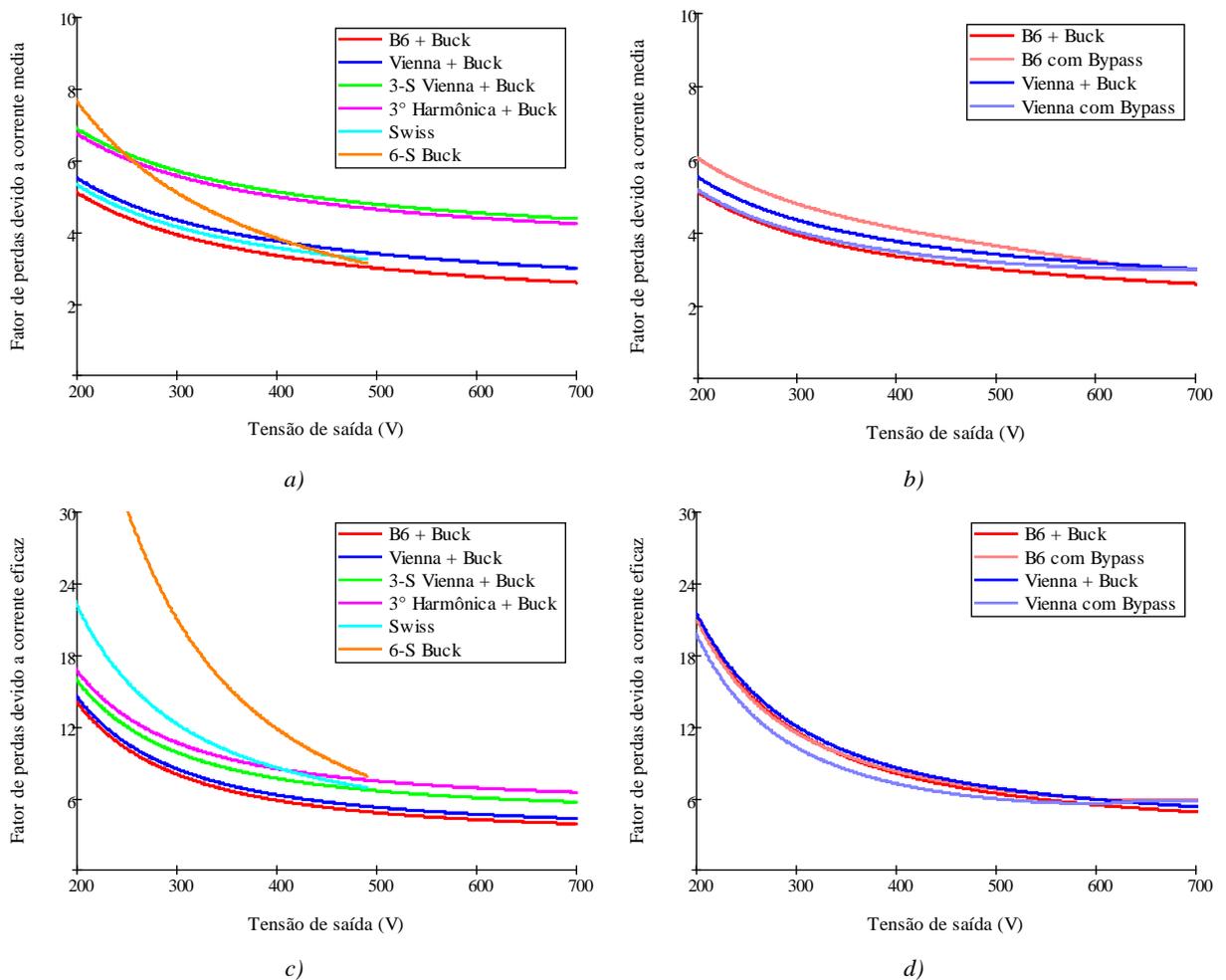
Fonte: Elaborada pelo autor.

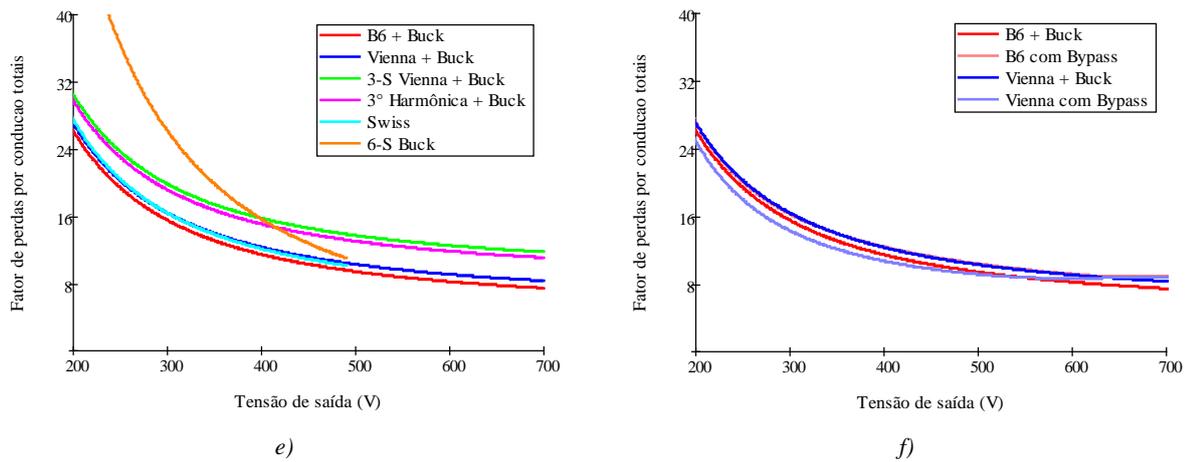
## 1.7.5 Avaliação comparativa utilizando os fatores de *benchmark*

### 1.7.5.1 Fatores de perdas por condução

De acordo com as equações (1-41), (1-42) e (1-45), os gráficos contendo os fatores de perdas por condução em função da tensão de saída são mostrados a seguir.

Figura 1.21 – Fatores de perdas por condução





Fonte: Elaborada pelo autor.

a) e b) Fator de perdas por condução devido à corrente média ( $k_{avg} \cdot \bar{I}_i$ ); c) e d) Fator de perdas por condução devido à corrente eficaz ( $\tilde{I}_i^*$ ); e) e f) Fator de perdas por condução totais ( $\tilde{I}_i^* + k_{avg} \cdot \bar{I}_i$ ).

### 1.7.5.2 Fator de perda por comutação

Os valores médios dos contornos das curvas de tensão e corrente de comutação são mostrados na Tabela 1.3. Os gráficos dos fatores de perdas por comutação são apresentados na Figura 1.22.

Tabela 1.3 – Tensão e corrente de comutação nos interruptores dos circuitos\*

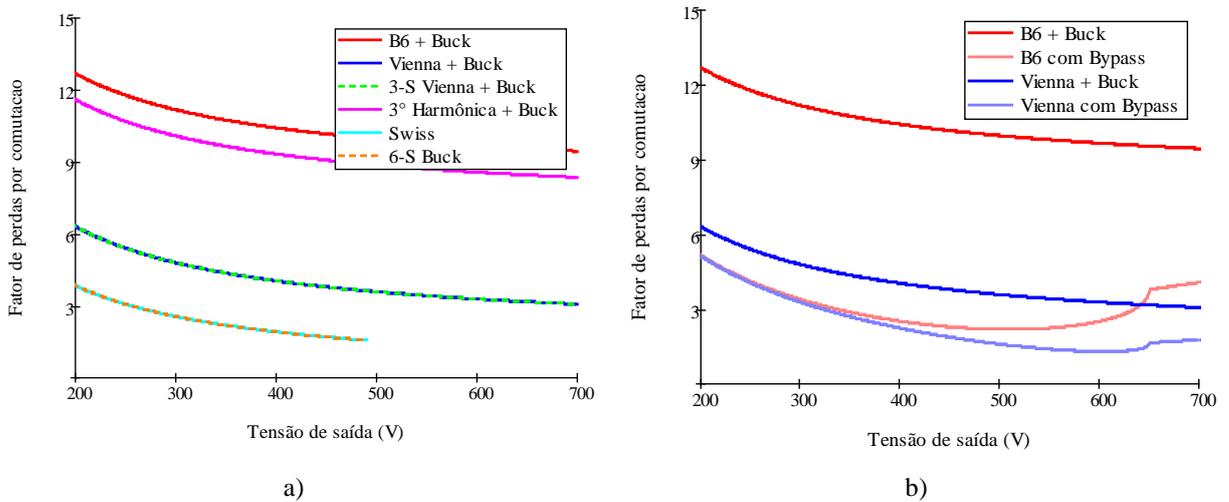
	Tensão de comutação*	Corrente de comutação*
<b>Retificador híbrido de injeção de 3° harmônica de corrente</b>	$V_S = V_{dc}$	$I_S = \frac{3\sqrt{3} \cdot I_{Lipk}}{2\pi}$
<b>Retificador Vienna</b>	$V_S = \frac{V_{dc}}{2}$	$I_S = \frac{I_{Lipk}}{\pi}$
<b>Retificador Vienna com três interruptores</b>	$V_S = \frac{V_{dc}}{2}$	$I_S = \frac{2 \cdot I_{Lipk}}{\pi}$
<b>Retificador em ponte completa totalmente controlado</b>	$V_S = V_{dc}$	$I_S = \frac{I_{Lipk}}{\pi}$
<b>Conversor Buck</b> (bipolar e unipolar)	$V_{Sbip} = \frac{V_{dc}}{2}$ $V_{Suni} = V_{dc}$	$I_S = \frac{P_o}{V_{dc} \cdot M_{buck}}$
<b>Retificador Swiss</b>	$V_S = V_i \cdot \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}$	$I_S = \frac{P_o}{V_o}$
<b>Retificador tipo Buck de seis interruptores</b>	$V_S = V_i \cdot \frac{\sqrt{6}}{2\pi}$	$I_S = \frac{P_o}{V_o}$
<b>Retificador Vienna com função bypass</b> (interruptores bidirecionais e de bypass)	$V_S = \frac{V_o}{2}$ $V_{Sbyp} = \frac{(V_{dc} - V_o)}{2}$	$I_S = \frac{I_{Lipk} \cdot (1 - \cos(a))}{\pi}$ $I_{Sbyp} = \frac{I_{Lipk} \cdot \cos(a)}{\pi}$

<b>Retificador em ponte completa com função <i>bypass</i></b> (interruptores internos e de <i>bypass</i> )	$V_S = \frac{V_o}{2}$	$I_S = \frac{I_{Lipk} \cdot (1 - \cos(a))}{\pi}$
	$V_{Sbyp} = \frac{(V_{dc} - V_o)}{2}$	$I_{Sbyp} = \frac{I_{Lipk} \cdot \cos(a)}{\pi}$
<b>Conversor <i>Buck</i> associado à função <i>bypass</i></b>	$V_S = \frac{V_{dc}}{2}$	$I_S = I_{Lipk} \cdot \frac{V_{ipk} \cdot 3 \cdot (\sin(2a) - 2a + \pi) - V_o \cdot 6 \cdot \cos(a)}{2\pi \cdot V_{dc} \cdot M_{buck} \cdot (1 - M_{buck})}$

\*Valor médio do contorno da curva

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 1.22 – Fator de perdas por comutação ( $k_{sw} \cdot \Pi_{Si}^*$ )

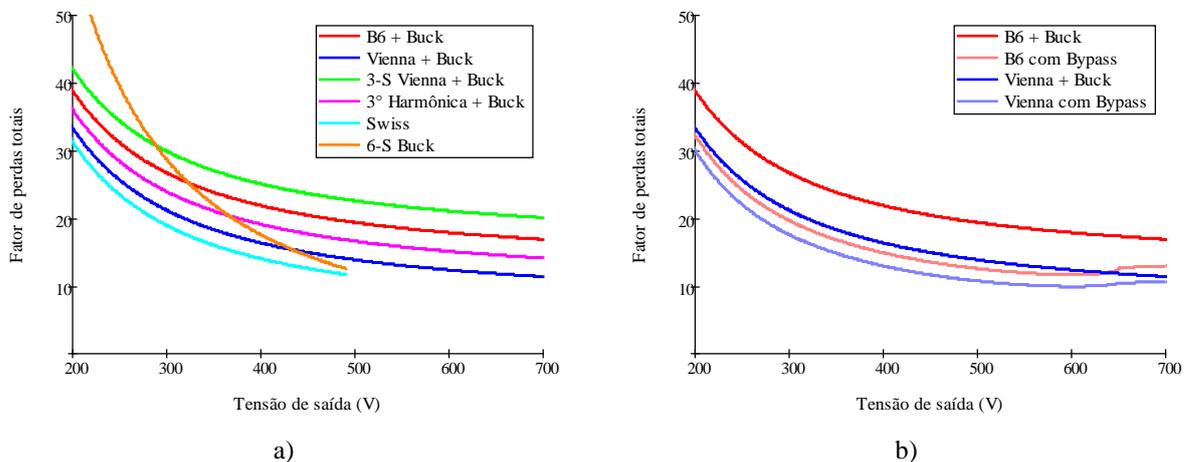


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 1.7.5.3 Perdas totais dos circuitos

Os fatores de perdas totais, definidos em (1-46), são apresentados abaixo. Nota-se o melhor desempenho das topologias com *bypass* com relação às originais. O retificador Vienna com função *bypass* exibiu os melhores resultados de perdas totais.

Figura 1.23 – Fator de perdas totais ( $\tilde{\Xi}_i^* + k_{avg} \cdot \bar{\Xi}_i + k_{sw} \cdot \Pi_{Si}^*$ )

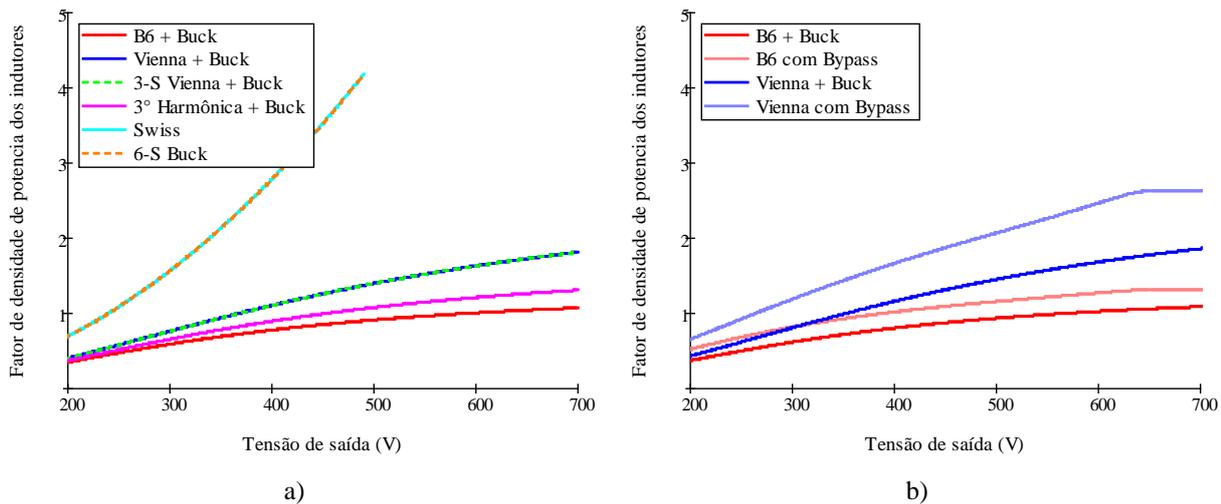


Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 1.7.5.4 Fator de densidade de potência dos indutores

Os fatores de densidade de potência dos indutores, definidos em (1-40), são apresentados na Figura 1.24. Novamente, o retificador Vienna com função *bypass* apresentou o melhor resultado dentre as topologias do tipo *Boost*.

Figura 1.24 – Fator de densidade de potência dos indutores ( $\rho_L$ )



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 1.7.6 Normalização dos fatores

A partir dos resultados obtidos com os fatores de perdas totais dos circuitos e com os fatores de densidade de potência dos indutores, já se pode ter uma ideia do desempenho das diferentes topologias analisadas. Porém, para uma melhor compreensão dos resultados, faz-se necessária a normalização dos fatores para a obtenção de dois novos conceitos: fator de área de chip necessária e um novo fator de densidade de potência dos indutores operando em uma nova frequência de comutação. A utilidade desses novos fatores está no peso que cada um desses conceitos (custo x volume) tem para a tomada da decisão sobre a topologia a ser utilizada, uma vez que os principais custos de um módulo estão relacionados com a área de chip. A tecnologia de empacotamento e as ligações contabilizam apenas 20% do custo total de um módulo (SCHWEIZER et al., 2010). Esta análise será feita somente para os retificadores ponte completa e Vienna com e sem função *bypass*, pois apresentaram os resultados mais satisfatórios, cumprindo os requisitos do projeto.

##### 1.7.6.1 Fator de área de chip necessária

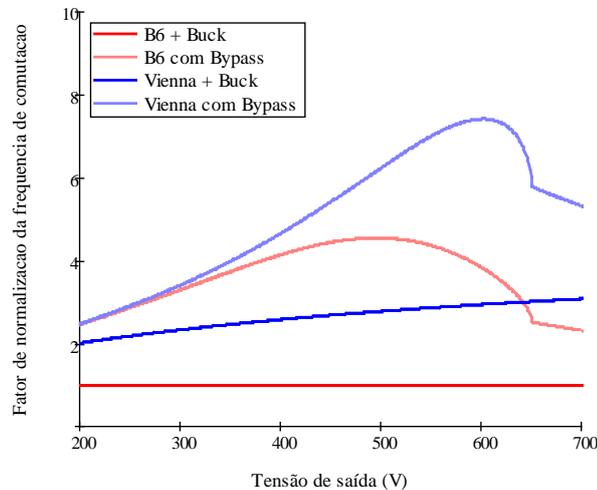
Uma análise profunda sobre a área de chip necessária para topologias de 2 e 3 níveis foi feita por Schweizer et al. (2010). A ideia principal é adaptar as dimensões do chip

para cada topologia de modo que a temperatura da junção de cada elemento atinja um valor médio de  $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . A área de chip para elementos com perdas reduzidas será diminuída, enquanto que para elementos com elevadas perdas, será aumentada. A avaliação comparativa revela que a área de semicondutor pode ser consideravelmente reduzida para topologias multiníveis, visto que as perdas são divididas por mais componentes. Surpreendentemente, a área total de chip requerida é menor em topologias de 3 níveis para frequências de comutação acima de 10 kHz, sendo reduzida à metade para um frequência de 32 kHz. Portanto, a redução da área de semicondutor pode diminuir bastante os custos de um módulo multinível.

Com o objetivo de fazer uma comparação inicial e adimensional da área de chip necessária, a frequência de comutação de cada topologia será multiplicada por um fator de normalização  $k_{NF}$  que torne todos os fatores de perdas por comutação iguais, ou seja, com o mesmo valor. Como o retificador em ponte apresentou o maior resultado do fator de perdas por comutação, os circuitos remanescentes serão normalizados a partir dele.

$$k_{NF(circuito)} = \frac{\Pi_{Si(circuito)}^*}{\Pi_{Si(B6)}^*} \quad (1-47)$$

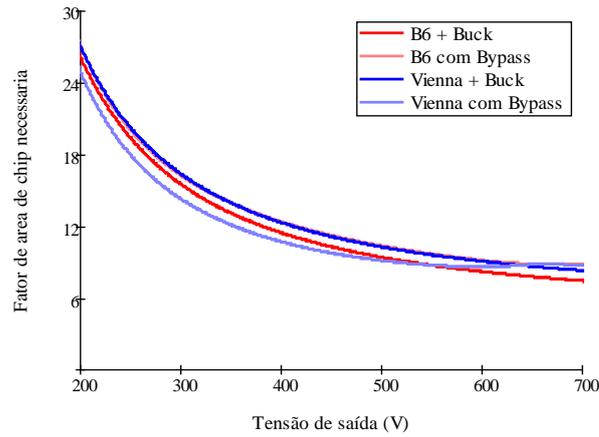
Figura 1.25 – Fator de normalização da frequência de comutação



Fonte: Elaborada pelo autor.

Agora com os circuitos apresentando o mesmo fator de perda por comutação, a área de chip necessária depende somente do fator de perdas por condução totais  $\tilde{E}_i^* + k_{avg} \cdot \bar{E}_i$ .

Figura 1.26 – Fator de área de chip necessária



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 1.7.6.2 Novo fator de densidade de potência dos indutores

O valor do produto de áreas necessário para a construção de um indutor é dado por:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{eficaz}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (1-48)$$

Sabendo que o valor da indutância é inversamente proporcional à frequência de comutação, pode-se afirmar que o produto de áreas também segue o mesmo comportamento.

$$A_e \cdot A_w \approx L \approx f^{-1} \quad (1-49)$$

Observando a equação (1-49), percebe-se que o produto de áreas no projeto do indutor corresponde à grandeza dimensional do comprimento elevada a quarta potência. Sendo o volume relacionado com a terceira potência do comprimento (1-51), obtém-se a nova relação do fator de densidade de potência definida por (1-52).

$$a^4 \approx f^{-1} \quad (1-50)$$

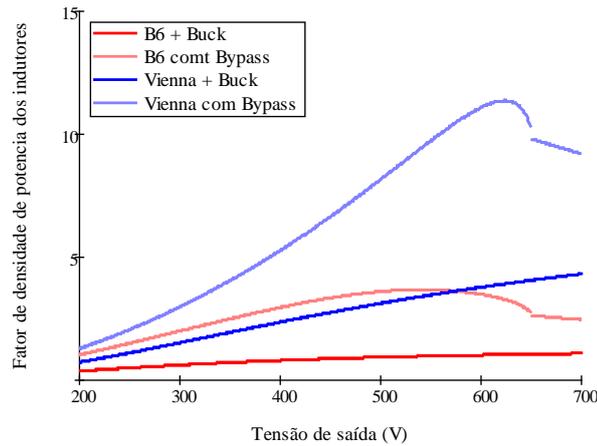
$$V = a^3 \approx f^{\frac{-3}{4}} \quad (1-51)$$

$$\rho_L \approx f^{\frac{-3}{4}} \quad (1-52)$$

Assim, o novo fator de densidade de potência dos indutores para a nova frequência de comutação é dado por (1-53) e mostrado na Figura 1.27.

$$\rho_{L_{novo}} = \rho_L \cdot k_{NF}^{\frac{-3}{4}} \quad (1-53)$$

Figura 1.27 – Novo fator de densidade de potência dos indutores



Fonte: Elaborada pelo autor.

Em suma, os resultados finais obtidos para a tensão de saída de 460 V são apresentados na Tabela 1.4. O número de interruptores e diodos de alta frequência (inclusive aqueles em antiparalelo com os interruptores) e a quantidade de diferentes potenciais para os drivers também são mostrados.

Tabela 1.4 – Sumário dos resultados obtidos

	Fator de comutação	Area de Chip	Densidade de potência	Interruptores (HF)	Diodos (HF)	Potenciais Drivers
<b>B6 + Buck</b>	1	10,1	0,89	8	8	5
<b>B6 Bypass</b>	4,48	11,06	3,41	14	20	10
<b>Vienna + Buck</b>	2,7	10,96	2,83	8	14	5
<b>Vienna Bypass</b>	5,57	9,63	6,94	14	20	9

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 1.8 Conclusão

As principais topologias de retificadores trifásicos ativos existentes na literatura com características elevadoras e abaixadoras, além de duas topologias utilizando a função *bypass*, foram apresentadas e avaliadas comparativamente por meio de fatores de *benchmark* adimensionais. Como se pode notar nos resultados obtidos, o retificador Vienna com *bypass* mostrou o melhor desempenho entre os circuitos estudados e, por esse motivo, foi a topologia escolhida para a construção do carregador de baterias proposto neste trabalho. Percebe-se também a superioridade do retificador em ponte completa com *bypass* sobre sua versão convencional. A desvantagem da inclusão da função *bypass* é a grande quantidade de semicondutores, o que não implica em maiores perdas. Os ganhos com o incremento do número de níveis de tensão e com a diminuição das perdas totais justificam o uso deste conceito. Além da diminuição do volume dos magnéticos e da ondulação de corrente,

aumentando a densidade de potência e diminuindo tanto as perdas no cobre como no núcleo do indutor.

## 2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO RETIFICADOR VIENNA COM FUNÇÃO *BYPASS*

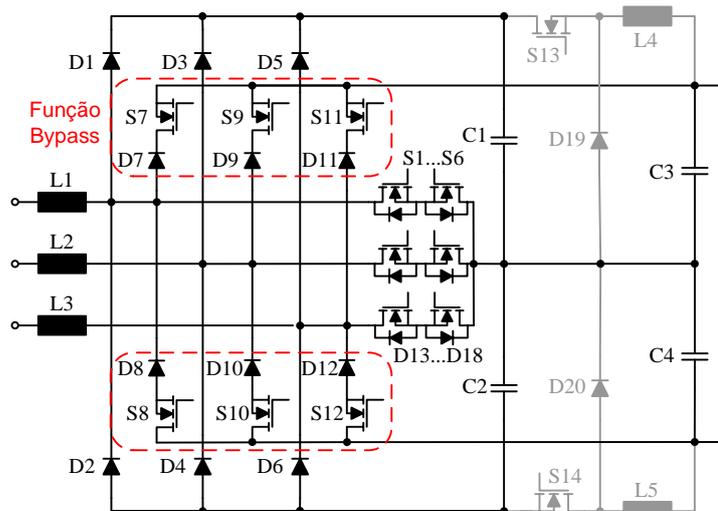
### 2.1 Introdução

A análise qualitativa e quantitativa dos conversores que compõem o sistema é realizada com o objetivo de mostrar o princípio de operação e determinar as equações dos esforços elétricos nos componentes dos circuitos. Primeiramente, é estudado detalhadamente o retificador Vienna com função *bypass*, e em seguida, o conversor *Buck* bipolar associado ao retificador.

### 2.2 Retificador Vienna com função *bypass*

A topologia do retificador com função *bypass* é apresentada na Figura 2.1. Os dois barramentos idealizados acima são o barramento CC, composto pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , e a saída, composta pelos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ . Os componentes do retificador são listados abaixo.

Figura 2.1 – Retificador Vienna com função *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

$L_{1-3}$ : Indutores CA de entrada;

$S_{1-6}$ : Interruptores bidirecionais de alta frequência;

$D_{13-18}$ : Diodos de roda livre de alta frequência;

$D_{1-6}$ : Diodos retificadores de alta frequência;

$S_{7-12}$ : Interruptores *bypass* de alta frequência;

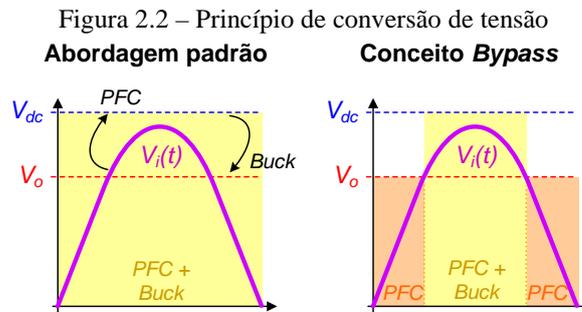
$D_{7-12}$ : Diodos *bypass* de alta frequência;

$C_{1-2}$ : Capacitores do barramento CC;

$C_{3-4}$ : Capacitores de saída;

### 2.3 Princípio de operação

O princípio de operação se baseia nos níveis instantâneos de tensão de entrada e de saída. Dependendo do ponto de operação da tensão senoidal de entrada, o retificador escolherá entre o barramento CC e a saída, de forma que o retificador seja capaz de entregar diretamente a maior quantidade possível de energia, evitando parte do armazenamento desta pelos indutores e, assim, maximizando a eficiência do sistema. A Figura 2.2 ilustra de forma simples o trajeto da conversão de energia na abordagem padrão, onde o retificador eleva a tensão de entrada ao nível do barramento CC para depois ser reduzida pelo conversor abaixador ao valor da saída, e abordando o conceito de *bypass*, no qual parte da energia é entregue diretamente à saída pelo retificador e o restante é processado como na abordagem padrão, ou seja, em dois estágios de conversão.



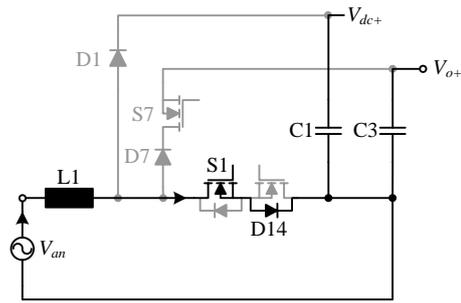
Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 2.3.1 Modo I ( $V_i < V_o$ )

No modo de operação I, o nível da tensão instantânea de fase de entrada é inferior ao nível da tensão de saída da bateria. Neste modo, toda a energia cedida pela fase de entrada é entregue à saída através do caminho de *bypass*.

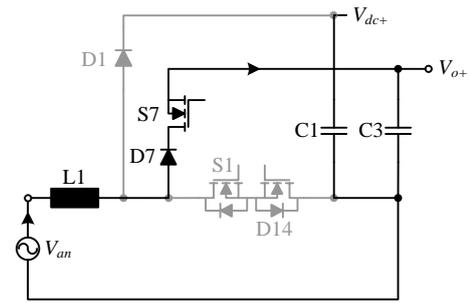
Para um período de comutação, o conversor apresenta duas etapas de operação. O funcionamento é similar ao do conversor *Boost* clássico, com uma etapa de acumulação de energia no indutor através da comutação em alta frequência de  $S_1$  e  $D_{14}$  (Figura 2.3) e outra de transferência de energia para a saída através de  $S_7$  e  $D_7$  (Figura 2.4). O interruptor *bypass*  $S_1$  permanece sempre ativado neste modo.

Figura 2.3 – Etapa positiva de acumulação (modo I)



Fonte: Elaborada pelo autor.  
 $S_1 = S_7 = 1$

Figura 2.4 – Etapa positiva de transferência (modo I)

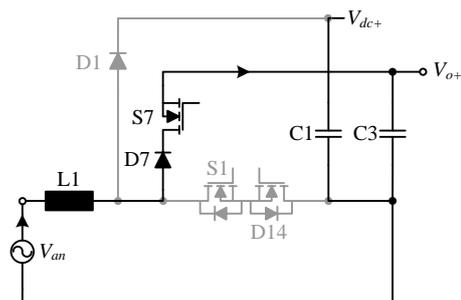


Fonte: Elaborada pelo autor.  
 $S_1 = 1, S_7 = 0$

### 2.3.2 Modo II ( $V_i > V_o$ )

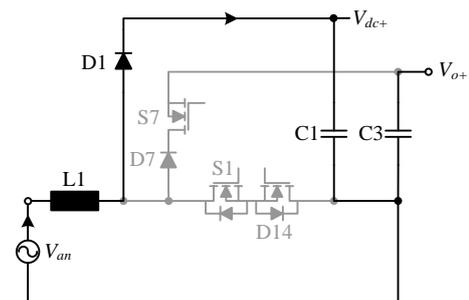
Já no modo de operação II, a tensão de entrada é maior que a tensão de saída. Dessa forma, é necessária a utilização de um conversor abaixador em série para adequar os níveis de tensão desejados. Neste modo, a energia fornecida pela entrada é entregue tanto à saída quanto ao barramento CC. Para um período de comutação, o conversor apresenta duas etapas de operação. O funcionamento é similar ao modo anterior, porém o acúmulo de energia pelo indutor ocorre através do interruptor  $S_1$  comutando em alta frequência, tendo a saída como referência e receptora de energia (Figura 2.5) e a transferência de energia para o barramento CC é realizada através de  $D_1$  (Figura 2.6). O interruptor bidirecional representado por  $S_7$  e  $D_{14}$  permanece bloqueado neste modo.

Figura 2.5 – Etapa positiva de acumulação (modo II)



Fonte: Elaborada pelo autor.  
 $S_1 = 1, S_7 = 0$

Figura 2.6 – Etapa positiva de transferência (modo II)



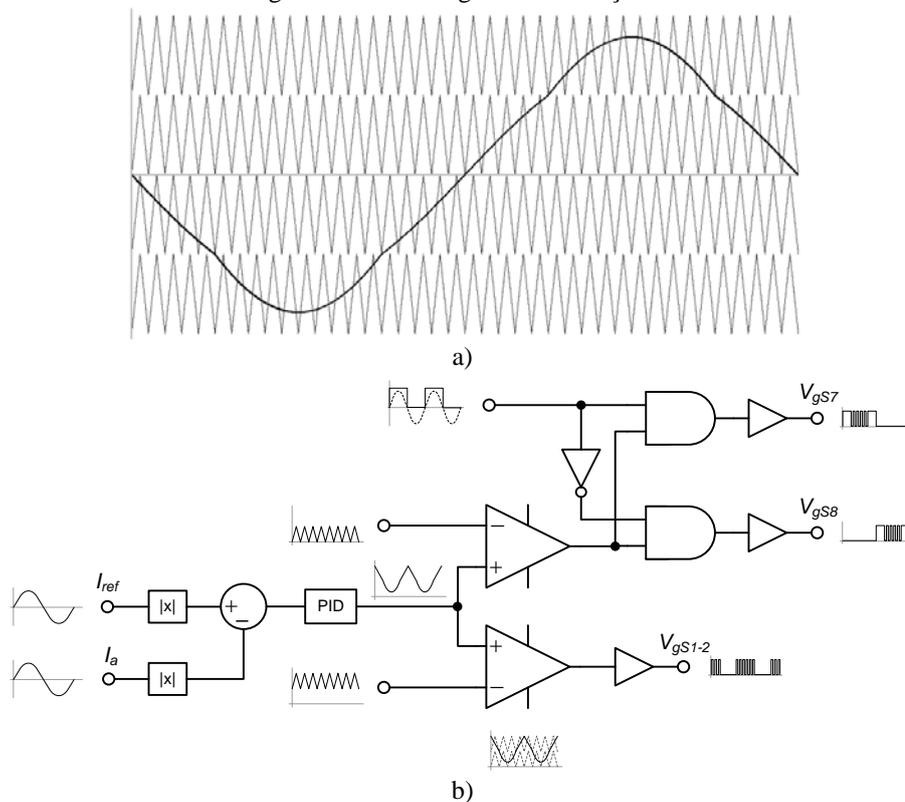
Fonte: Elaborada pelo autor.  
 $S_1 = S_7 = 0$

### 2.3.3 Modulação

A modulação PD (*Phase Disposition*) em um sistema com  $N$  níveis, como mostrado na Figura 2.7 a), consiste de  $N-1$  portadoras dispostas verticalmente em fase (COUGO *et al.*, 2012). Bascopé e Barbi (1999) comutam os interruptores de um retificador monofásico *Buck+Boost* com PFC através deste tipo de modulação. No sistema em estudo, as

portadoras mais externas são responsáveis pela modulação dos interruptores *bypass*, enquanto as mais internas, pelos interruptores bidirecionais. No caso do uso de valores absolutos para o cálculo das variáveis de controle, pode-se optar pelo uso de apenas duas portadoras, sendo que os interruptores responsáveis pelos ciclos positivos e negativos serão comutados com mesmo sinal de gatilho. Foi adotada no projeto esta configuração com apenas duas portadoras. A Figura 2.7 b) mostra o esquema utilizado. Vale ressaltar que a referência de corrente de entrada permanece senoidal sem conteúdo harmônico e que a forma de onda da tensão de controle mostrada na Figura 2.7 a) ocorre naturalmente devido à comutação entre os modos de operação do sistema.

Figura 2.7 – Estratégia de modulação PD



Fonte: Elaborada pelo autor.

a) Exemplo de modulação PD com 4 portadoras e b) esquema da configuração com 2 portadoras adotado no projeto.

### 2.3.4 Análise da razão cíclica

A análise para determinação da razão cíclica é baseada na conservação de energia, ou seja, considerando o sistema ideal, a energia cedida pela fonte de alimentação é a mesma entregue às saídas.

Quando o retificador opera no modo I, toda a energia cedida pela entrada é entregue à saída, logo:

$$W_i = W_o \quad (2-1)$$

Dessa forma:

$$V_i(t) \cdot I_i(t) \cdot T_s = \frac{V_o}{2} \cdot I_i(t) \cdot (1 - D_I(\omega t)) \cdot T_s \quad (2-2)$$

Reagrupando (1-31), encontra-se (2-3).

$$D_I(\omega t) = 1 - \frac{V_i(t)}{\frac{V_o}{2}} = 1 - \frac{2 \cdot V_{ipk} \cdot \sin(\omega t)}{V_o} \quad (2-3)$$

Já no modo II, a energia cedida pela entrada é dividida entre a saída e o barramento CC em quantidades que dependem do ponto de operação da função *bypass*, que varia de acordo com a tensão da bateria, portanto:

$$W_i = W_o + W_{dc} \quad (2-4)$$

Assim:

$$V_i(t) \cdot I_i(t) \cdot T_s = \frac{V_o}{2} \cdot I_i(t) \cdot D_{II}(\omega t) \cdot T_s + \frac{V_{dc}}{2} \cdot I_i(t) \cdot (1 - D_{II}(\omega t)) \cdot T_s \quad (2-5)$$

Reagrupando (2-5), encontra-se (2-6).

$$D_{II}(\omega t) = \frac{V_i(t) - \frac{V_{dc}}{2}}{\frac{V_o}{2} - \frac{V_{dc}}{2}} = 1 - \frac{2 \cdot V_{ipk} \cdot \sin(\omega t) - V_o}{V_{dc} - V_o} \quad (2-6)$$

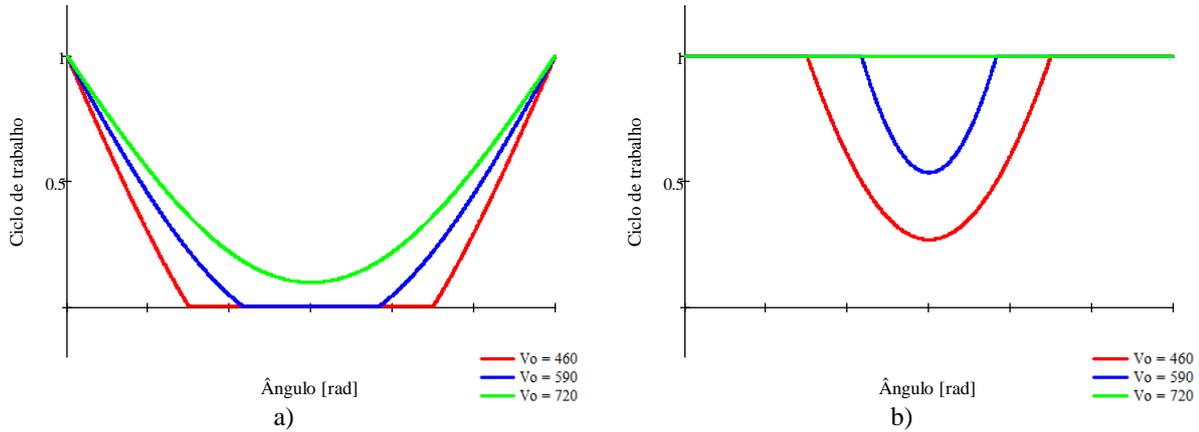
A Figura 2.8 mostra o comportamento das razões cíclicas nos interruptores do *bypass* ( $S_1$ - $S_6$ ) e nos interruptores bidirecionais ( $S_7$  -  $S_{12}$ ). Quanto maior o nível de tensão na saída, maior é a quantidade de energia que flui diretamente através do *bypass* à bateria.

$$a = \begin{cases} \arcsin\left(\frac{V_o}{2 \cdot V_{ipk}}\right) & \text{se } \frac{V_o}{2} \leq V_{ipk} \\ \frac{\pi}{2} & \text{se não} \end{cases} \quad (2-7)$$

$$D_I(\omega t) = \begin{cases} 0 & \text{se } a < t < \pi - a \\ 1 - \frac{2 \cdot V_{ipk}}{V_o} \cdot \sin(\omega t) & \text{se não} \end{cases} \quad (2-8)$$

$$D_{II}(\omega t) = \begin{cases} 1 - \frac{2 \cdot V_{ipk} \cdot \sin(\omega t) - V_o}{V_{dc} - V_o} & \text{se } a < t < \pi - a \\ 1 & \text{se não} \end{cases} \quad (2-9)$$

Figura 2.8 – Razões cíclicas dos interruptores do retificador



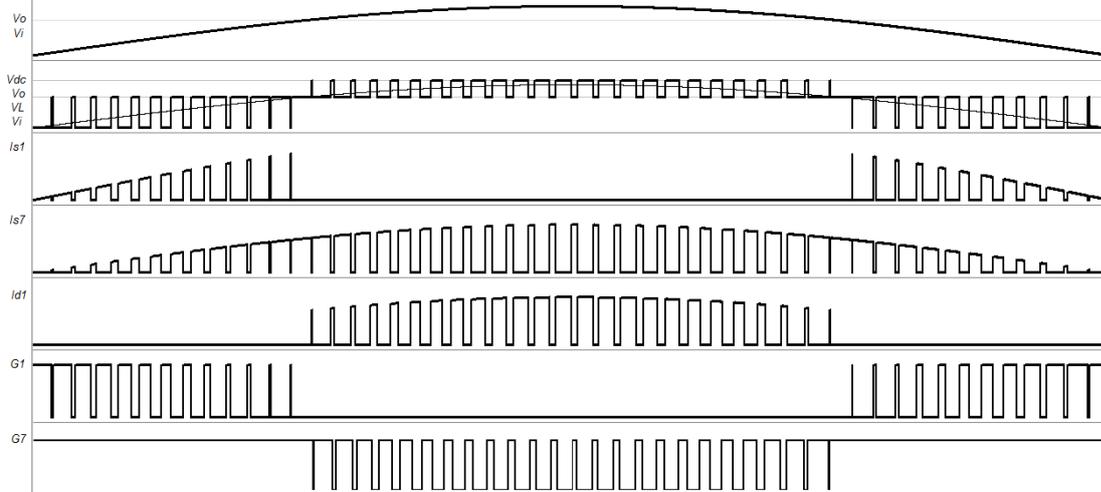
Fonte: Elaborada pelo autor.

a)  $D_I(\omega t)$  nos interruptores bidirecionais ( $S_7 - S_{12}$ ) e b)  $D_{II}(\omega t)$  nos interruptores do *bypass* ( $S_1 - S_6$ ).

### 2.3.5 Principais formas de onda

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes elementos do retificador *bypass* são apresentadas na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Principais formas de onda do retificador Vienna com função *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.3.6 Determinação dos esforços nos componentes

Assumindo fator de potência unitário, tensões e correntes de entrada puramente senoidais, são calculados os esforços de corrente e tensão nos componentes.

Os valores de pico de tensão e corrente de entrada são dados por:

$$V_{ipk} = V_i \cdot \sqrt{2} \tag{2-10}$$

$$I_{Lipk} = \frac{P_i \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot V_i} \tag{2-11}$$

A transição do modo I para o modo II de operação depende do nível de tensão na saída e ocorre no seguinte ângulo da tensão de entrada sinusoidal:

$$a = \begin{cases} \arcsin\left(\frac{V_o}{2 \cdot V_{ipk}}\right) & \text{se } \frac{V_o}{2} \leq V_{ipk} \\ \frac{\pi}{2} & \text{se não} \end{cases} \quad (2-12)$$

Os ciclos de trabalho são dados por (2-14) e (2-15) para os modos de operação I e II, respectivamente:

$$M_I = \frac{2 \cdot V_{ipk}}{V_o} \quad (2-13)$$

$$D_I(\omega t) = 1 - M_I \cdot \sin(\omega t) \quad (2-14)$$

$$D_{II}(\omega t) = 1 - \frac{2 \cdot V_{ipk} \cdot \sin(\omega t) - V_o}{V_{dc} - V_o} \quad (2-15)$$

### 2.3.6.1 Esforços nos interruptores $S_{1-6}$ e diodos $D_{13-18}$

Os esforços de tensão e corrente são calculados somente para o interruptor  $S_1$ , uma vez que os demais semicondutores  $S_{2-6}$  e  $D_{13-18}$  apresentam as mesmas características elétricas.

A máxima tensão sobre o interruptor  $S_1$  é dada pela metade da tensão máxima de saída, definida por (2-16).

$$V_{S1max} = \frac{V_{o\max}}{2} \quad (2-16)$$

Aplicando-se a definição de valor médio sobre a corrente instantânea do interruptor  $S_1$ :

$$I_{S1avg} = \frac{2}{2\pi} \cdot \int_0^a I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot D_I(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2-17)$$

Substituindo a equação (2-14) em (2-18), o valor médio é igual a:

$$I_{S1avg} = \frac{I_{Lipk} \cdot \left[ 8 \cdot \sin\left(\frac{a}{2}\right)^2 + M_I \cdot (\sin(2a) - 2a) \right]}{4\pi} \quad (2-18)$$

Por definição de valor eficaz sobre a corrente instantânea em  $S_1$ , tem-se:

$$I_{S1rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot \int_0^a (I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot D_I(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (2-19)$$

Substituindo (2-14) em (2-19), obtém-se:

$$I_{S1rms} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{Lipk} \cdot \sqrt{6a - 3 \cdot \sin(2a) + M_I \cdot (9 \cdot \cos(a) - \cos(3a) - 8)}}{6\sqrt{\pi}} \quad (2-20)$$

### 2.3.6.2 Esforços nos diodos $D_{1-6}$

A máxima tensão reversa sobre os diodos  $D_{1-6}$  é dada pela tensão do barramento CC, definida por (2-21).

$$V_{D1max} = V_{dc} \quad (2-21)$$

Aplicando-se a definição de valor médio, a corrente em  $D_I$  é expressa por:

$$I_{D1avg} = \frac{2}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot (1 - D_I(\omega t)) \cdot d\omega t \quad (2-22)$$

Substituindo a Equação (2-14) em (2-22), o valor médio em  $D_I$  é igual a:

$$I_{D1avg} = \frac{I_{Lipk} \cdot [V_{ipk} \cdot (\pi - 2a + \sin(2a)) - 2 \cdot V_o \cdot \cos(a)]}{2\pi \cdot (V_{dc} - V_o)} \quad (2-23)$$

A corrente eficaz do diodo  $D_I$  é definida por:

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} (I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot (1 - D_I(\omega t)) \cdot d\omega t} \quad (2-24)$$

Substituindo (2-14) em (2-24) e resolvendo a equação, acha-se:

$$I_{D1rms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot V_{ipk} \cdot (9 \cdot \cos(a) - \cos(3a)) - 3 \cdot V_o \cdot (\sin(2a) + \pi - 2a)}{12\pi \cdot (V_{dc} - V_o)}} \quad (2-25)$$

### 2.3.6.3 Esforços nos interruptores *bypass* $S_{7-12}$ e diodos *bypass* $D_{7-12}$

A máxima tensão sobre o interruptor  $S_7$  é dada pela metade da diferença entre a tensão do barramento CC e a tensão de saída mínima, definida por (2-26).

$$V_{S7max} = \frac{V_{dc} - V_{o\min}}{2} \quad (2-26)$$

Enquanto que a máxima tensão reversa sobre o diodo  $D_7$  é dada pela metade da soma das tensões do barramento CC e de saída, definida por (2-27).

$$V_{D7max} = \frac{V_{dc} + V_{o\max}}{2} \quad (2-27)$$

Como os interruptores e os diodos *bypass* estão arrançados em série, a corrente que flui através destes é a mesma. A corrente média é definida por:

$$I_{S7avg} = \frac{2}{2\pi} \cdot \left[ \int_0^a I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot (1 - D_I(\omega t)) \cdot d\omega t + \int_a^{\frac{\pi}{2}} I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot D_{II}(\omega t) \cdot d\omega t \right] \quad (2-28)$$

Substituindo as equações (2-14) e (2-15) em (2-28), o valor médio é igual a:

$$I_{S7avg} = I_{Lipk} \cdot \left\{ \frac{V_{dc} \cdot [4 \cdot \cos(a) - M_I \cdot (\sin(2a) - 2a)] - 2 \cdot V_{ipk} \cdot (\pi - 2a + \sin(2a))}{4\pi \cdot (V_{dc} - V_o)} + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{V_o \cdot [M_I (\sin(2a) - 2a)]}{4\pi \cdot (V_{dc} - V_o)} \right\} \quad (2-29)$$

Por definição de valor eficaz sobre a corrente instantânea em  $S_7$ , tem-se:

$$I_{S7rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot \left[ \int_0^a (I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot (1 - D_I(\omega t)) \cdot d\omega t + \int_a^{\frac{\pi}{2}} (I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot D_{II}(\omega t) \cdot d\omega t \right]} \quad (2-30)$$

Assim, obtém-se:

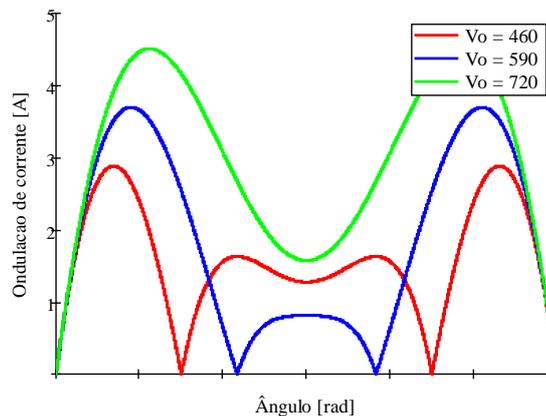
$$I_{S7rms} = I_{Lipk} \cdot \left\{ \frac{V_{dc} \cdot [3 \cdot \sin(2a) + 3\pi + M_I \cdot (8 + \cos(3a) - 9 \cdot \cos(a) - 6a)]}{12\pi \cdot (V_{dc} - V_o)} - \dots \right. \\ \left. \dots - \frac{V_o \cdot M_I \cdot (8 + \cos(3a) - 9 \cdot \cos(a)) - 2 \cdot V_{ipk} \cdot (\cos(3a) - 9 \cdot \cos(a))}{12\pi \cdot (V_{dc} - V_o)} \right\} \quad (2-31)$$

### 2.3.6.4 Esforços nos indutores $L_{1-3}$

A ondulação na corrente do indutor depende do modo de operação, como mostrada na Figura 2.10, e é definida por (2-32).

$$\Delta I_{Li}(\omega t) = \begin{cases} \frac{\left( V_{ipk} \cdot |\sin(\omega t)| - \frac{V_o}{2} \right) \cdot D_{II}(\omega t)}{f_s \cdot L_1} & \text{se } a < \omega t < \pi - a \\ \frac{V_{ipk} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot D_I(\omega t)}{f_s \cdot L_1} & \text{se não} \end{cases} \quad (2-32)$$

Figura 2.10 – Ondulação na corrente do indutor CA de entrada



Fonte: Elaborada pelo autor.

Desconsiderando a ondulação de corrente na entrada, as correntes eficaz e de pico nos indutores são dadas por:

$$I_{Lirms} = \frac{P_i}{3 \cdot V_i} \quad (2-33)$$

$$I_{Lipk} = I_{Lirms} \cdot \sqrt{2} \quad (2-34)$$

### 2.3.6.5 Esforços nos capacitores $C_{1-2}$

O princípio de funcionamento do retificador com função *bypass* requer que toda a energia entregue ao barramento CC do retificador deva ser processada praticamente de forma instantânea pelo conversor *Buck*. Dessa forma, a troca de energia é realizada idealmente em um ciclo de comutação.

O capacitor pode ser definido genericamente através da variação da tensão que ocorre devido à corrente que circula por ele em um determinado período de tempo como:

$$C = \frac{I_c \cdot \Delta t}{\Delta V_c} \quad (2-35)$$

O pior caso ocorre para tensão mínima de saída e pico da corrente de entrada  $\left(\omega t = \frac{\pi}{2}\right)$  e é definido por:

$$C_1 = \frac{I_{Lipk} \cdot \left(1 - \frac{V_{o\min}}{V_{dc}}\right)}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} \quad (2-36)$$

Sendo  $M_a$ ,  $M_b$  e  $M_c$  as razões cíclicas das correntes conduzidas para a saída pelos interruptores e diodos *bypass* dadas por:

$$M_a(\omega t) = \begin{cases} D_{II}(\omega t) & \text{se } a \leq \omega t < \pi - a \\ D_I(\omega t) & \text{se não} \end{cases}$$

$$M_b(\omega t) = \begin{cases} D_{II}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{se } a \leq \omega t - \frac{2\pi}{3} < \pi - a \\ D_I\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{se não} \end{cases} \quad (2-37)$$

$$M_c(\omega t) = \begin{cases} D_{II}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{se } a \leq \omega t + \frac{2\pi}{3} < \pi - a \\ D_I\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{se não} \end{cases}$$

E  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$ , ângulos de condução que caracterizam a corrente nos capacitores do barramento CC dados por:

$$\begin{aligned}
 T_1(\omega t) &= \begin{cases} M_a(\omega t) & \text{se } M_a(\omega t) < M_{buck} \\ M_{buck} & \text{se não} \end{cases} \\
 T_2(\omega t) &= \begin{cases} M_{buck} - M_a(\omega t) & \text{se } M_a(\omega t) < M_{buck} \\ 0 & \text{se não} \end{cases} \\
 T_3(\omega t) &= \begin{cases} 1 - M_{buck} & \text{se } M_a(\omega t) < M_{buck} \\ 1 - M_a(\omega t) & \text{se não} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2-38}$$

A corrente eficaz que circula pelos capacitores do barramento CC é determinada por:

$$I_{C1} = \sqrt{2 \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[ I_{Lo}(\omega t)^2 \cdot T_1(\omega t) + (I_a(\omega t) - I_{Lo}(\omega t))^2 \cdot T_2(\omega t) + I_a(\omega t)^2 \cdot T_3(\omega t) \right] dt} \tag{2-39}$$

#### 2.3.6.6 Esforços nos capacitores $C_{3,4}$

Como a potência entregue a cada lado (positivo e negativo) da saída varia com o tempo e a corrente na bateria deve ser idealmente constante, a troca de energia no capacitor de saída ocorre com o triplo da frequência da rede.

Como anteriormente explicado, o capacitor pode ser definido pela variação da tensão causada pela injeção ou extração de corrente durante um determinado período de tempo como:

$$C = \frac{I_{C\_sto} \cdot \Delta t}{\Delta V_C} \tag{2-40}$$

Para o capacitor de saída, a corrente média que é injetada ocorre durante o intervalo  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$  da senóide fundamental da tensão de fase da entrada e é definida em (2-41).

$$I_{C3\_sto} = \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[ \left( I_a(\omega t) + I_{Lo}(\omega t) - \frac{P_o}{V_o} \right) \cdot M_a(\omega t) + \left( I_{Lo}(\omega t) - \frac{P_o}{V_o} \right) \cdot (1 - M_a(\omega t)) \right] \cdot d\omega t \tag{2-41}$$

O pior caso ocorre para tensão mínima de saída e é definido por:

$$C_3 = \frac{I_{C3\_sto} \cdot \frac{\pi}{3} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{f_o}}{\Delta V_{C3}} \tag{2-42}$$

A corrente eficaz que circula pelos capacitores de saída é determinada por:

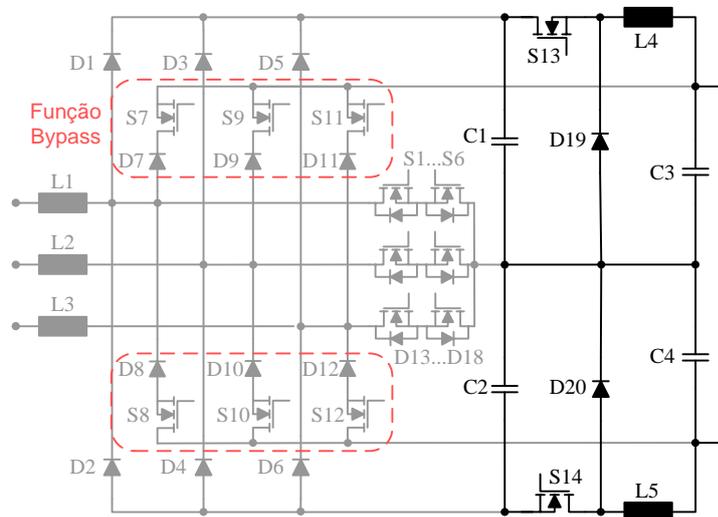
$$I_{C3} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left\{ \int_a^{\frac{\pi}{6}} \left[ \left( -\frac{P_o}{V_o} \right)^2 \cdot (1 - M_a(\omega t)) + \left( I_a(\omega t) - \frac{P_o}{V_o} \right)^2 \cdot (M_a(\omega t) - M_c(\omega t)) + \left( I_a(\omega t) + I_c(\omega t) - \frac{P_o}{V_o} \right)^2 \cdot M_c(\omega t) \right] \cdot d\omega t + \dots \right.} \quad (2-43)$$

$$\left. \dots + \int_a^{\frac{\pi}{6}} \left[ \left( I_a(\omega t) + I_{L_o}(\omega t) - \frac{P_o}{V_o} \right)^2 \cdot M_a(\omega t) + \left( I_{L_o}(\omega t) - \frac{P_o}{V_o} \right)^2 \cdot (1 - M_a(\omega t)) \right] \cdot d\omega t \right\}$$

## 2.4 Conversor *Buck* associado à função *bypass*

A topologia do conversor *Buck* bipolar é apresentada na Figura 2.11 e é composta pelos seguintes componentes:

Figura 2.11 – Conversor *Buck* bipolar associado à função *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

L<sub>4-5</sub>: Indutores CC de saída

S<sub>13-14</sub>: Interruptores de alta frequência;

D<sub>19-20</sub>: Diodos de alta frequência;

C<sub>1-2</sub>: Capacitores do barramento CC;

C<sub>3-4</sub>: Capacitores de saída;

## 2.5 Princípio de operação

### 2.5.1 Modulação

As duas partes do conversor *Buck* bipolar funcionam de forma semelhante e independente entre si, tendo como papel manter a tensão dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  constantes e, conseqüentemente, realizar o balanço da energia entregue ao barramento CC e transferi-la à saída. Além disso, os comandos dos interruptores  $S_{13}$  e  $S_{14}$  estão defasados de  $180^\circ$ , trabalhando assim em sobreposição.

### 2.5.2 Análise da razão cíclica

Considerando os níveis das tensões de entrada e de saída constantes, a razão cíclica permanece constante com o tempo e é dada definida por (2-44).

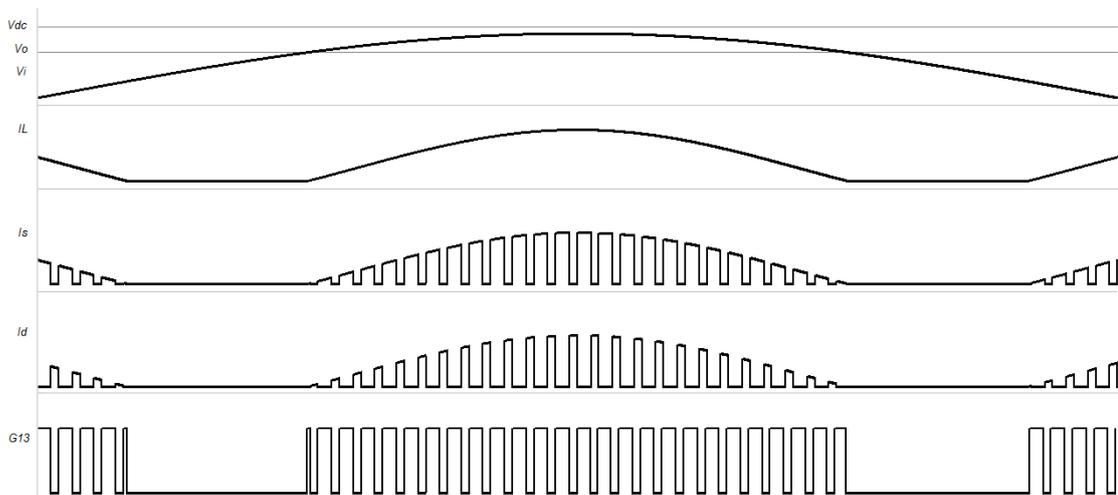
$$D_{buck} = M_{buck} = \frac{V_o}{V_{dc}} \quad (2-44)$$

Apesar de ter uma razão cíclica constante no tempo, o conversor *Buck* só opera no intervalo de tempo em que o retificador *bypass* trabalha no modo II, onde parte da energia flui para o barramento CC.

### 2.5.3 Principais formas de onda

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes elementos do conversor *Buck* bipolar são apresentadas na Figura 2.12. Pode-se observar que a corrente no indutor do *Buck* tem um formato quase senoidal definido por (2-48) e segue a forma da curva de potência instantânea fornecida ao barramento CC no modo de operação II do retificador *bypass*.

Figura 2.12 – Principais formas de onda do conversor *Buck* bipolar associado à função *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.5.4 Determinação dos esforços nos componentes

A potência instantânea por fase que flui da entrada para o barramento CC é dada por:

$$P_{dc}(\omega t) = V_{ipk} \cdot I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t)^2 - \frac{V_o}{2} \cdot I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot D_{II}(\omega t) \quad (2-45)$$

Considerando que as tensões do barramento CC e da saída são constantes e que toda a potência que flui para o barramento é convertida para a saída, tem-se:

$$P_{buck}(\omega t) = P_{dc}(\omega t) \quad (2-46)$$

$$\frac{V_o}{2} \cdot I_{Lo}(\omega t) = V_{ipk} \cdot I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t)^2 - \frac{V_o}{2} \cdot I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot D_{II}(\omega t) \quad (2-47)$$

Logo, a corrente no indutor de saída do *Buck* segue a mesma forma da curva da potência:

$$I_{Lo}(\omega t) = \frac{V_{ipk} \cdot I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t)^2}{\frac{V_o}{2}} - I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot D_{II}(\omega t) \quad (2-48)$$

#### 2.5.4.1 Esforços nos interruptores $S_{13-14}$

A máxima tensão sobre o interruptor  $S_{13}$  é dada pela metade da tensão do barramento CC, definida por (2-49).

$$V_{S13max} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2-49)$$

Por definição, a corrente média é dada por:

$$I_{S13avg} = 2 \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} I_{Lo}(\omega t) \cdot M_{buck} \cdot d\omega t \quad (2-50)$$

Substituindo (2-44) em (2-50), encontra-se:

$$I_{S13avg} = \frac{3 \cdot I_{Lipk} \cdot M_{buck} \cdot \left[ 2 \cdot V_o \cdot \cos(a) + V_{ipk} \cdot (2a - \sin(2a) - \pi) \right]}{2\pi \cdot V_o \cdot (M_{buck} - 1)} \quad (2-51)$$

O valor eficaz da corrente em  $S_{13}$  é definido em (2-52).

$$I_{S13rms} = \sqrt{2 \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} (I_{Lo}(\omega t))^2 \cdot M_{buck} \cdot d\omega t} \quad (2-52)$$

Assim:

$$I_{S13rms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\left\{ \frac{3}{\pi} \cdot \frac{M_{buck}}{V_o^2 \cdot (M_{buck} - 1)^2} \cdot \left[ \frac{V_{ipk}^2}{2} \cdot \left( \frac{3\pi}{2} - 3a + 2 \cdot \sin(2a) - \frac{\sin(4a)}{4} \right) - \dots \right] \dots - V_o^2 \cdot \left( \frac{a}{2} - \frac{\sin(2a)}{4} - \frac{\pi}{4} \right) - V_{ipk} \cdot V_o \cdot \left( 3 \cdot \cos(a) - \frac{\cos(3a)}{2} \right) \right\}} \quad (2-53)$$

#### 2.5.4.2 Esforços nos diodos $D_{19-20}$

A máxima tensão reversa sobre o diodo  $D_{19}$  é dada pela metade da tensão do barramento CC, definida por (2-54).

$$V_{D19\max} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2-54)$$

Aplicando-se a definição de valor médio, a corrente em  $D_{19}$  é expressa por:

$$I_{D19\text{avg}} = 2 \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} I_{Lo}(\omega t) \cdot (1 - M_{buck}) \cdot d\omega t \quad (2-55)$$

Substituindo a equação (2-44) em (2-55), o valor médio em  $D_{19}$  é igual a:

$$I_{D19\text{avg}} = \frac{3 \cdot I_{Lipk} \cdot [V_{ipk} \cdot (\sin(2a) - 2a + \pi) - 2 \cdot V_o \cdot \cos(a)]}{2\pi \cdot V_o} \quad (2-56)$$

A corrente eficaz do diodo  $D_I$  é definida por:

$$I_{D19\text{rms}} = \sqrt{2 \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} (I_{Lo}(\omega t))^2 \cdot (1 - M_{buck}) \cdot d\omega t} \quad (2-57)$$

Resolvendo a equação (2-57), acha-se:

$$I_{D19\text{rms}} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\left\{ \frac{3}{\pi} \cdot \frac{1}{V_o^2 \cdot (1 - M_{buck})} \cdot \left[ \frac{V_{ipk}^2}{2} \cdot \left( \frac{3\pi}{2} - 3a + 2 \cdot \sin(2a) - \frac{\sin(4a)}{4} \right) - \dots \right] \dots - V_o^2 \cdot \left( \frac{a}{2} - \frac{\sin(2a)}{4} - \frac{\pi}{4} \right) - V_{ipk} \cdot V_o \cdot \left( 3 \cdot \cos(a) - \frac{\cos(3a)}{2} \right) \right\}} \quad (2-58)$$

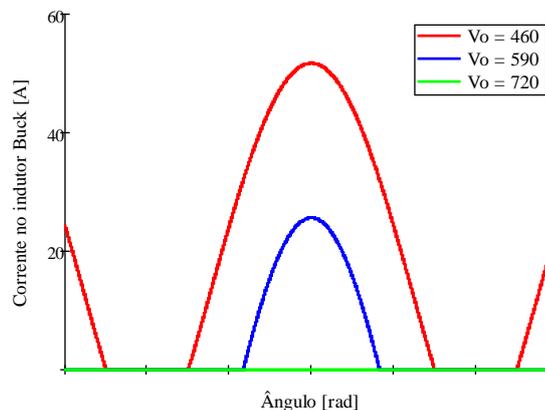
### 2.5.4.3 Esforços nos indutores $L_{4-5}$

A variação na corrente do indutor é definida por (2-59).

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_o \cdot (1 - M_{buck})}{2 \cdot L_4 \cdot f_s} \quad (2-59)$$

A Figura 2.13 mostra a forma de onda da corrente no indutor *Buck* para vários níveis de tensão na saída, como expresso em (2-60).

Figura 2.13 – Forma de onda da corrente em um dos indutores *Buck*



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$I_{Lo}(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_{ipk} \cdot I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t)^2}{\frac{V_o}{2}} - I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t) \cdot D_{II}(\omega t) & \text{se } a < \omega t < \pi - a \\ 0 & \text{se não} \end{cases} \quad (2-60)$$

A corrente eficaz no indutor é encontrada aplicando-se a definição de valor eficaz:

$$I_{Lorms} = \sqrt{2 \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} I_{Lo}(\omega t)^2 d\omega t} \quad (2-61)$$

E é dado por (2-62).

$$I_{Lorms} = I_{Lipk} \cdot \sqrt{\left\{ \frac{3}{\pi} \cdot \frac{1}{V_o^2 \cdot (M_{buck} - 1)^2} \cdot \left[ \frac{V_{ipk}^2}{2} \cdot \left( \frac{3\pi}{2} - 3a + 2 \cdot \sin(2a) - \frac{\sin(4a)}{4} \right) - \dots \right] \dots \right\}} \quad (2-62)$$

O valor da corrente de pico é apresentado e desenvolvido nas equações (2-63) e (2-64), respectivamente, como:

$$I_{Lopk} = I_{Lo}\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (2-63)$$

$$I_{Lopk} = I_{Lipk} \cdot V_{dc} \cdot \left[ \frac{2\sqrt{2} \cdot V_i - M_{buck} \cdot V_{dc}}{M_{buck} \cdot V_{dc}^2 \cdot (1 - M_{buck})} \right] + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (2-64)$$

## 2.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do retificador Vienna com *bypass* e do conversor *Buck* bipolar associado a esta função. Os circuitos tiveram suas topologias, etapas de operação e formas de ondas teóricas apresentadas, além das equações dos esforços de corrente e de tensão desenvolvidos para cada componente.

É esperado para esta topologia um melhor desempenho com relação à topologia clássica do retificador Vienna, visto que o retificador é capaz de entregar diretamente à carga, dependendo do nível de tensão na saída, grande parte ou mesmo a totalidade da energia advinda da entrada, evitando que boa parte da energia precise ser armazenada pelos indutores, maximizando a eficiência do sistema.

### 3 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO DO RETIFICADOR VIENNA COM FUNÇÃO *BYPASS*

#### 3.1 Introdução

Para realizar a especificação dos componentes do sistema, são calculados os esforços elétricos em cada elemento de acordo com as equações desenvolvidas no capítulo 2. Com base nas especificações dos circuitos, todos semicondutores são escolhidos e submetidos a cálculos de perdas e térmicos. Além disso, os cálculos de projeto físico dos indutores são apresentados em detalhes e suas perdas no núcleo e no cobre são calculadas e comparadas com os indutores usados na abordagem clássica do retificador Vienna.

Finalmente, é feita uma comparação das perdas nas duas abordagens do retificador Vienna: clássica e com função *bypass*. A partir do resultado obtido, é comprovado o melhor desempenho do sistema proposto.

#### 3.2 Retificador Vienna com função *bypass*

##### 3.2.1 Especificações do retificador

As especificações para o projeto do retificador são mostradas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações do retificador Vienna com função *bypass*

Potência de entrada	$P_i$	22 kW
Tensão de entrada	$V_i$	230 V
Tensão do barramento CC	$V_{dc}$	720 V
Tensão de saída (bateria)	$V_o$	460 – 720 V
Frequência da rede de alimentação	$f_r$	50 Hz
Fator de potência de entrada	$FP$	$\approx 1$
Variação da corrente no indutor	$\Delta I_{Limax}$	15 %
Frequência de comutação	$f_s$	20 kHz

Fonte: Elaborada pelo autor.

##### 3.2.2 Projeto do retificador

Para o projeto do retificador Vienna com função *bypass*, são determinados os esforços de tensão e corrente em cada componente do circuito mostrado na Figura 3.1 a partir das equações desenvolvidas no capítulo 2. As perdas por condução e comutação são calculadas e, por fim, o cálculo térmico para cada semicondutor é apresentado.



A partir da folha de dados do MOSFET, foi extraído o valor máximo da resistência entre dreno e fonte em condução,  $R_{DS(on)} = 130 \text{ m}\Omega @ 125^\circ\text{C}$ . Uma aproximação linear da curva  $V_{CE} \times I_C @ 125^\circ\text{C}$  do IGBT resultou na determinação de duas grandezas elétricas: resistência de estado ligado  $R_{on} = 42 \text{ m}\Omega$  e tensão de coletor-emissor inicial  $V_{CEo} = 0,99 \text{ V}$ .

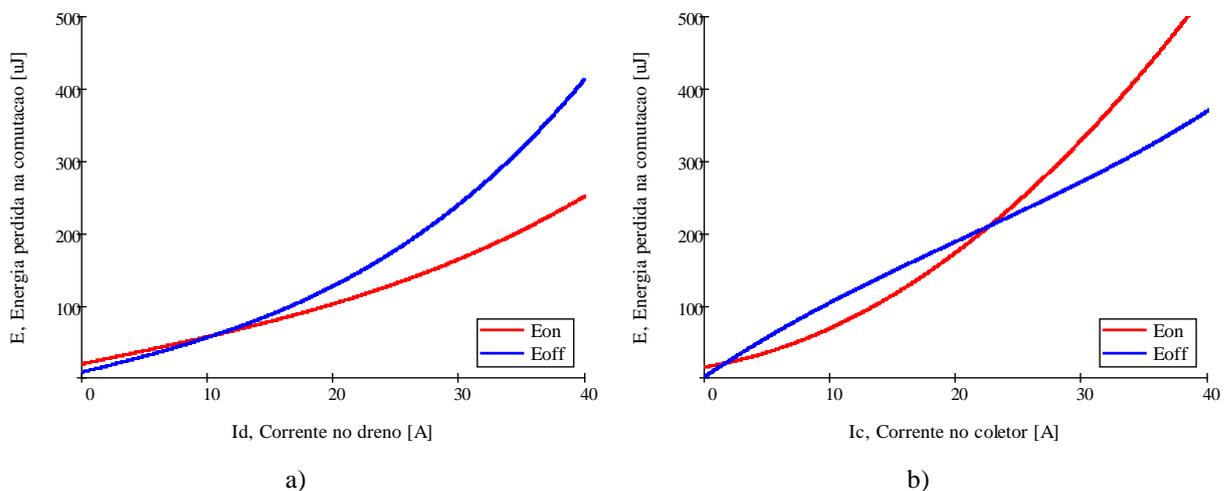
Assim, as potências dissipadas na condução dos interruptores são dadas por:

$$P_{S1cond\_MOSFET} = R_{DS(on)} \cdot I_{S1rms}^2 \quad (3-1)$$

$$P_{S1cond\_IGBT} = V_{CEo} \cdot I_{S1avg} + R_{on} \cdot I_{S1rms}^2 \quad (3-2)$$

Para maior exatidão do cálculo das perdas durante a comutação, foram utilizadas curvas aproximadas das energias de ligamento e desligamento em função da corrente de coletor/dreno medidas experimentalmente em laboratório por meio de circuitos de teste desenvolvidos pelo KDEE. O teste é conhecido como medição de duplo pulso e determina a área de interseção entre as curvas de tensão e corrente de comutação. A vantagem dos resultados obtidos neste teste com relação às curvas de energia comumente presentes nas folhas de dados dos interruptores é que os testes são realizados de acordo com os parâmetros e configurações do circuito a ser estudado. Como por exemplo, são mantidas as configurações dos drivers de acionamento e a temperatura de junção na qual o interruptor irá operar. Além disso, podem ser adotados diodos com característica de recuperação reversa nula, o que aproxima os resultados da realidade. Um exemplo de circuito para esta função é ilustrado em uma nota de aplicação da Fairchild (UM, 2002).

Figura 3.2 – Curvas de energia cedida durante a comutação



Fonte: KDEE.

a) MOSFET @  $V_{DS\_amostra} = 300 \text{ V}$  e b) IGBT @  $V_{CE\_amostra} = 300 \text{ V}$ .

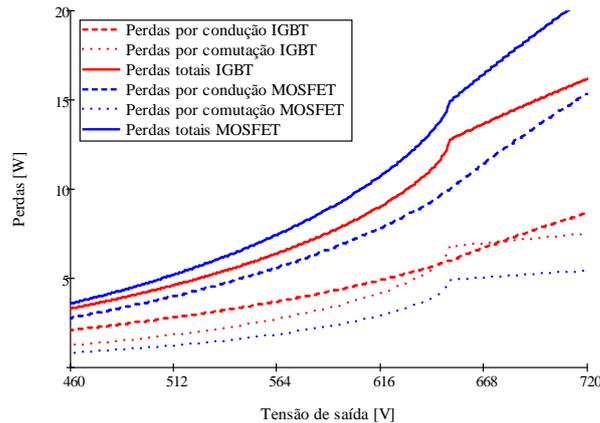
A perda por comutação para cada interruptor é determinada de acordo com a equação (3-3).

$$P_{S1sw} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^a [E_{on}(I_{S1sw}(t)) + E_{off}(I_{S1sw}(t))] dt \cdot \frac{V_{S1sw}}{V_{amostra}} \cdot f_S \quad (3-3)$$

Onde  $I_{S1sw}(t) = I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t)$  é a corrente se chaveamento,  $V_{S1sw} = \frac{V_o}{2}$  é a tensão de chaveamento e  $V_{amostra} = 300 V$  é a tensão na qual as curvas de energia de comutação foram amostradas experimentalmente.

A Figura 3.3 mostra as curvas das perdas por condução, por comutação e totais para cada interruptor bidirecional. Pode-se observar o melhor desempenho geral do IGBT com relação ao MOSFET SiC. Vale ressaltar que este comportamento das perdas se deve às características particulares da topologia.

Figura 3.3 – Curva de perdas no interruptor bidirecional  $S_j$



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.2.2 Dimensionamento dos diodos $D_{13-18}$

De acordo com as equações (2-16), (2-18) e (2-20) e com as especificações do retificador, os esforços máximos de tensão e corrente dos diodos  $D_{13-18}$  e o nível de tensão de saída correspondente ao pior caso são mostrados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Esforços elétricos nos diodos em antiparalelo com os interruptores bidirecionais

<b>Tensão máxima</b>	$V_{D13max}$	360 V	$V_o = 720 V$
<b>Corrente média máxima</b>	$I_{D13avg}$	4,2 A	$V_o = 720 V$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{D13rms}$	10,9 A	$V_o = 720 V$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{D13pk}$	45,1 A	

Fonte: Elaborada pelo autor.

Com os valores dos esforços determinados, é realizada a especificação dos diodos que, juntamente com os interruptores  $S_{1-6}$ , fazem parte do caminho bidirecional do retificador. Os diodos escolhidos apresentam tecnologia *Silicon Carbide Schottky*, que tem como característica corrente de recuperação reversa nula. As especificações do diodo SiC são apresentadas na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Especificações dos diodos em antiparalelo com os interruptores bidirecionais

<b>Tipo de diodo</b>	SiC (recuperação reversa nula)
<b>Corrente média máxima</b>	30 A @ 115°C
<b>Tensão reversa máxima</b>	650 V
<b>Tensão direta de condução</b>	1,8 V @ 150°C
<b>Carga capacitiva total</b>	42 nC
<b>Resistência térmica junção-cápsula</b>	1,0 °C/W
<b>Referência</b>	IDW30G65C5 (Infineon)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Uma aproximação linear da curva  $V_F \times I_F$  @ 100°C presente na folha de dados do diodo resultou na determinação de duas grandezas elétricas: resistência de estado ligado  $R_{on} = 26 \text{ m}\Omega$  e tensão de coletor-emissor inicial  $V_{Fo} = 0,89 \text{ V}$ .

Assim, a perda por condução do diodo é dada por:

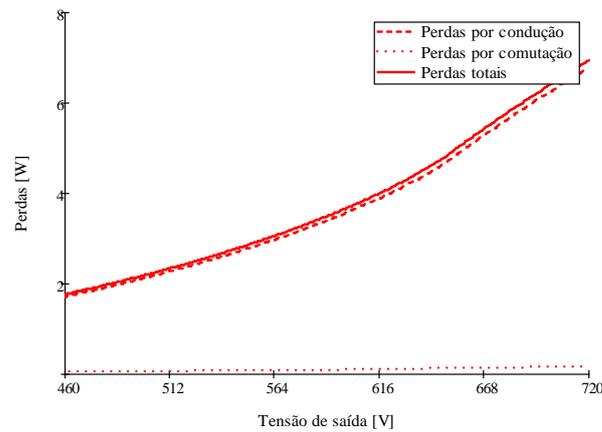
$$P_{D13cond} = V_{Fo} \cdot I_{D13avg} + R_{on} \cdot I_{D13rms}^2 \quad (3-4)$$

Como o diodo escolhido tem característica de recuperação reversa nula, a perda por comutação para cada diodo é determinada com base na carga capacitiva total  $Q_c$  de acordo com a equação (3-5).

$$P_{D13sw} = Q_c \cdot V_{D13sw} \cdot f_s \cdot \frac{a}{\pi} \quad (3-5)$$

Onde,  $V_{D13sw} = \frac{V_o}{2}$  é a tensão de chaveamento.

A Figura 3.4 mostra as curvas das perdas por condução, por comutação e totais para cada diodo do bloco bidirecional.

Figura 3.4 – Curva de perdas no diodo  $D_{13}$ 

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.2.3 Dimensionamento dos diodos $D_{1-6}$

A partir das equações (2-21), (2-23) e (2-25) e das especificações da Tabela 3.1, os esforços máximos de tensão e corrente dos diodos  $D_{1-6}$  e o nível de tensão de saída correspondente ao pior caso são mostrados na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Esforços elétricos nos diodos retificadores de alta frequência

<b>Tensão máxima</b>	$V_{D1max}$	720 V	$V_o = 460 V$
<b>Corrente média máxima</b>	$I_{D1avg}$	5,1 A	$V_o = 460 V$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{D1rms}$	14,8 A	$V_o = 460 V$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{D1pk}$	45,1 A	

Fonte: Elaborada pelo autor.

De acordo com os valores dos esforços elétricos, a especificação dos diodos retificadores de alta frequência é realizada. Os diodos escolhidos também apresentam tecnologia *Silicon Carbide Schottky*. As especificações do diodo SiC são apresentadas na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Especificações dos diodos retificadores de alta frequência

<b>Tipo de diodo</b>	SiC (recuperação reversa nula)
<b>Corrente média máxima</b>	30 A @135°C
<b>Tensão reversa máxima</b>	1200 V
<b>Tensão direta de condução</b>	2,4 V @150°C
<b>Carga capacitiva total</b>	110 nC
<b>Resistência térmica junção-cápsula</b>	0,50 °C/W
<b>Referência</b>	IDW30S120 (Infineon)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Aproximando linearmente a curva  $V_F \times I_F$  @100°C presente na folha de dados do diodo, resulta na determinação da resistência de estado ligado  $R_{on} = 36 \text{ m}\Omega$  e da tensão de coletor-emissor inicial  $V_{Fo} = 0,81 \text{ V}$ .

Assim, a potência dissipada na condução do diodo é dada por:

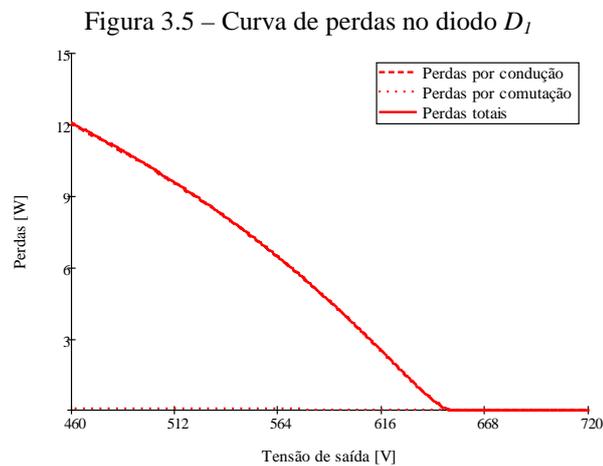
$$P_{D1cond} = V_{Fo} \cdot I_{D1avg} + R_{on} \cdot I_{D1rms}^2 \quad (3-6)$$

Como o diodo escolhido tem característica de recuperação reversa nula, a perda por comutação para cada diodo é determinada com base na carga capacitiva total  $Q_c$  de acordo com a equação (3-7).

$$P_{D1sw} = Q_c \cdot V_{D1sw} \cdot f_s \cdot \frac{\frac{\pi}{2} - a}{\pi} \quad (3-7)$$

Onde,  $V_{D1sw} = \frac{V_{dc} - V_o}{2}$  é a tensão de chaveamento.

A Figura 3.5 mostra as curvas das perdas por condução, por comutação e totais para cada diodo retificador. Pode-se perceber que as perdas decrescem com o aumento da tensão de saída, uma vez que menos corrente flui pelos diodos para o barramento, chegando a zero quando  $V_o = 2 \cdot V_{ipk}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.2.4 Dimensionamento dos interruptores *bypass* $S_{7-12}$

Com base nas especificações do retificador e nas equações (1-28), (1-31) e (1-33), os esforços máximos de tensão e corrente dos interruptores  $S_{7-12}$  e o nível de tensão de saída correspondente ao pior caso são mostrados na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Esforços elétricos nos interruptores *bypass*

<b>Tensão máxima</b>	$V_{S7max}$	130 V	$V_o = 650 V$
<b>Corrente média máxima</b>	$I_{S7avg}$	11,3 A	$V_o = 650 V$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{S7rms}$	20,8 A	$V_o = 650 V$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{S7pk}$	45,1 A	

Fonte: Elaborada pelo autor.

Baseado nos esforços elétricos, é possível realizar a escolha dos interruptores dos blocos de *bypass* do retificador. Com o objetivo de comparar o desempenho de dois tipos diferentes de tecnologias para esta função, novamente foram selecionados um IGBT e um MOSFET SiC. As especificações destes semicondutores são mostradas na Tabela 3.9.

Tabela 3.9 – Especificações dos interruptores *bypass*

<b>Tipo de interruptor</b>	MOSFET SiC	IGBT
<b>Corrente média máxima</b>	2 x 20 A @100°C	2 x 30 A @100°C
<b>Tensão máxima coletor-emissor</b>	1200 V	600 V
<b>Resistência térmica junção-cápsula</b>	0,70 °C/W	0,80 °C/W
<b>Referência</b>	CMF20120D (Cree)	IKW30N60H3 (Infineon)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como foram escolhidos os mesmos interruptores mostrados anteriormente, as características elétricas são mantidas. A única diferença é que foram associados dois interruptores em paralelo. Desta forma, as perdas por condução dos interruptores são agora definidas por:

$$P_{S7cond\_MOSFET} = 2 \cdot \frac{R_{DS(on)}}{2} \cdot \left( \frac{I_{S7rms}}{2} \right)^2 \quad (3-8)$$

$$P_{S7cond\_IGBT} = 2 \cdot \left[ V_{CEo} \cdot \frac{I_{S7avg}}{2} + \frac{R_{on}}{2} \cdot \left( \frac{I_{S7rms}}{2} \right)^2 \right] \quad (3-9)$$

E as perdas por comutação são determinadas de acordo com a equação (3-10).

$$P_{S7sw} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} [E_{on}(I_{S7sw}(t)) + E_{off}(I_{S7sw}(t))] dt \cdot \frac{V_{S7sw}}{V_{amostra}} \cdot f_s \quad (3-10)$$

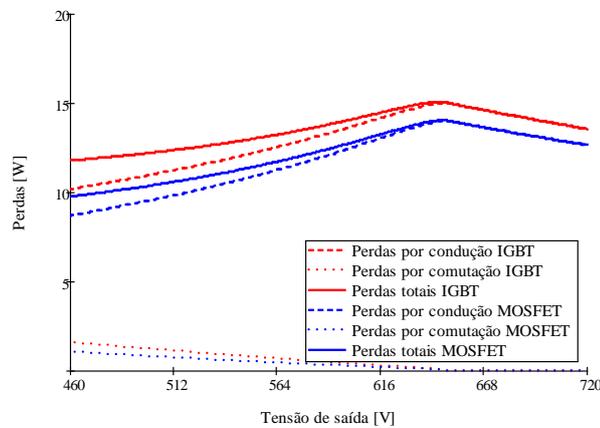
Onde a corrente e a tensão de chaveamento são definidas por (3-11) e (3-12), respectivamente. A tensão na qual as curvas de energia de comutação foram amostradas experimentalmente é dada por  $V_{amostra} = 300 V$ .

$$I_{S7sw}(t) = \frac{I_{Lipk} \cdot \sin(\omega t)}{2} \quad (3-11)$$

$$V_{S7sw} = \frac{V_{dc} - V_o}{2} \quad (3-12)$$

A Figura 3.6 mostra as curvas das perdas por condução, por comutação e totais para cada conjunto de interruptores *bypass*. Pode-se observar o melhor desempenho geral do MOSFET SiC com relação ao IGBT. Vale destacar que o comportamento das perdas segue a curva de corrente no interruptor. A corrente cresce até a tensão de saída atingir o dobro do pico da tensão de fase de entrada, contudo, a partir deste valor, a corrente passa a decrescer com o aumento da tensão de saída.

Figura 3.6 – Curva de perdas no interruptor *bypass*  $S_7$



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.2.5 Dimensionamento dos diodos *bypass* $D_{7-12}$

De acordo com as equações (2-27), (1-31) e (1-33) e com as especificações do retificador, os esforços máximos de tensão e corrente dos diodos  $D_{7-12}$  e o nível de tensão de saída correspondente ao pior caso são mostrados na Tabela 3.10.

Tabela 3.10 – Esforços elétricos nos diodos *bypass*

<b>Tensão máxima</b>	$V_{D7max}$	720 V	$V_o = 720 V$
<b>Corrente média máxima</b>	$I_{D7avg}$	11,3 A	$V_o = 650 V$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{D7rms}$	20,8 A	$V_o = 650 V$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{D7pk}$	45,1 A	

Fonte: Elaborada pelo autor.

A especificação dos diodos que fazem parte do caminho de *bypass* é realizada com base nos esforços mostrados acima e é apresentada na Tabela 3.11.

Tabela 3.11 – Especificações dos diodos *bypass*

<b>Tipo de diodo</b>	SiC (recuperação reversa nula)
<b>Corrente média máxima</b>	30 A @135°C
<b>Tensão reversa máxima</b>	1200 V
<b>Tensão direta de condução</b>	2,4 V @150°C
<b>Carga capacitiva total</b>	110 nC
<b>Resistência térmica junção-cápsula</b>	0,5 °C/W
<b>Referência</b>	IDW30S120 (Infineon)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como anteriormente, a resistência de estado ligado  $R_{on} = 36 \text{ m}\Omega$  e a tensão de coletor-emissor inicial  $V_{Fo} = 0,81 \text{ V}$ . A potência dissipada na condução do diodo é dada por:

$$P_{D7cond} = V_{Fo} \cdot I_{D7avg} + R_{on} \cdot I_{D7rms}^2 \quad (3-13)$$

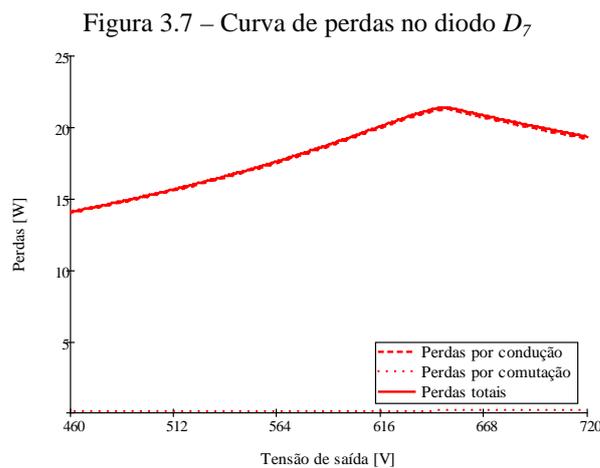
A perda por comutação para cada diodo *bypass* é determinada com base na carga capacitiva total  $Q_c$  de acordo com a equação abaixo.

$$P_{D7sw} = Q_c \cdot f_s \cdot V_{D7sw} \cdot \frac{a}{\pi} \quad (3-14)$$

As tensões de chaveamento para cada modo de operação são definidas como:

$$V_{D7sw} = \frac{V_o}{2} \quad (3-15)$$

A Figura 3.7 mostra as curvas das perdas por condução, por comutação e totais para cada diodo do bloco *bypass*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.2.6 Dimensionamento dos indutores $L_{1-3}$

A partir das equações (1-19), (2-33) e (2-34) e das especificações apresentadas na Tabela 3.1, os valores de indutância e das correntes eficaz e de pico nos indutores de entrada são mostrados na Tabela 3.12.

Tabela 3.12 – Indutância e esforços de corrente nos indutores de entrada

<b>Valor da indutância</b>	$L_i$	900 $\mu H$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{Lirms}$	32,0 A
<b>Corrente de pico</b>	$I_{Lipk}$	45,1 A
<b>Varição da corrente no indutor</b>	$\Delta I_{Limax}$	15 %

Fonte: Elaborada pelo autor.

A determinação do núcleo é realizada pelo produto das áreas, de acordo com a seguinte equação:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_i \cdot I_{Lirms} \cdot I_{Lipk}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad (3-16)$$

Como a corrente de entrada apresenta uma baixa ondulação, é mais vantajosa a utilização de núcleos de metal amorfo. Além do menor volume, os magnéticos apresentam menores perdas para esta situação quando comparados com núcleos de ferrite.

Sendo  $B_{max} = 1,4 T$  para este material e considerando  $J_{max} = 300 A/cm^2$  e  $K_w = 0,3$  obtém-se  $A_e \cdot A_w = 105,1 cm^4$ .

Para satisfazer o produto das áreas, foi selecionado o núcleo AMCC 160 (*Powerlite*), cujas características são as seguintes:  $A_e = 6,5 cm^2$ ,  $A_w = 20,8 cm^2$ ,  $A_p = 135,2 cm^4$ ,  $l_m = 16,8 cm$  e  $V_e = 185 cm^3$ .

O número de espiras e o entreferro são obtidos através das equações (3-17) e (3-18), respectivamente. Considera-se a permeabilidade do vácuo  $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ .

$$N_{Li} = \frac{L_i \cdot I_{Lipk}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 46 \quad (3-17)$$

$$l_{gLi} = \frac{\mu_o \cdot N_{Li}^2 \cdot A_e}{2 \cdot L_i} \cdot 10^{-4} = 0,96 mm \quad (3-18)$$

Com o objetivo de reduzir as perdas no cobre, o enrolamento foi sobredimensionado adotando um cabo (*litz*) contendo 420 fios isolados com diâmetro de 0,2 mm (AWG 32) em paralelo e com área total aproximada de  $17,3 mm^2$ .

O fator de utilização encontrado é dado por (3-19) e comprova a viabilidade da execução.

$$K_u = \frac{A_{litz}}{A_w} = 0,383 \quad (3-19)$$

A Tabela 3.13 apresenta o resumo para a montagem dos indutores de entrada.

Tabela 3.13 – Resumo do projeto dos indutores de entrada

<b>Valor da indutância</b>	900 $\mu H$
<b>Núcleo selecionado</b>	AMCC 160
<b>Material do núcleo</b>	Powerlite
<b>Número de espiras</b>	46
<b>Diâmetro do cabo (Litz)</b>	420 x 0,2 mm
<b>Espaço de entreferro</b>	0,96 mm

Fonte: Elaborada pelo autor.

As perdas magnéticas no núcleo são determinadas a partir da variação da densidade de fluxo magnético, que é definida por:

$$\Delta B(t) = \frac{L_i \cdot \Delta I_{Li}(t)}{2 \cdot N_{Li} \cdot A_e} \quad (3-20)$$

Utilizando a equação de Steinmetz com os fatores correspondentes ao *powerlite*, a máxima perda magnética no núcleo é dada pela seguinte equação:

$$P_{coreLi\_max} = 1,377 \cdot \frac{V_e}{10^6} \cdot f_s^{1,51} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \Delta B(t)^{1,74} dt = 1,38 W \quad (3-21)$$

A área da seção transversal do condutor é calculada em (3-22).

$$A_{cuLi} = 420 \cdot \pi \cdot \left(\frac{0,2}{2}\right)^2 = 13,2 mm^2 \quad (3-22)$$

Assim, a perda no cobre do indutor é determinada a partir da equação (3-23), considerando a resistividade do cobre  $\rho_{cu} = 1,72 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot mm^2 / cm$ .

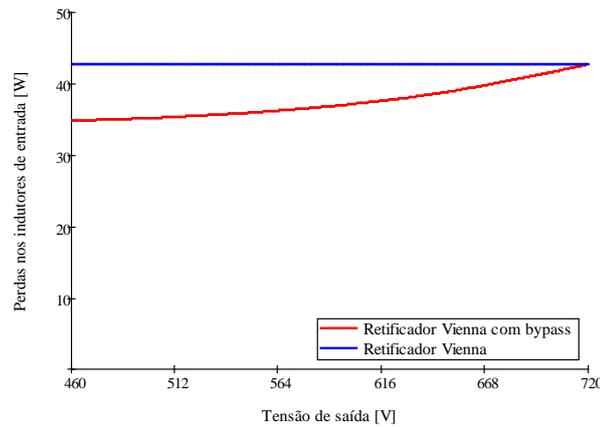
$$P_{cuLi} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_e \cdot N_{Li}}{A_{cuLi}} \cdot I_{Lirms}^2 = 10,24 W \quad (3-23)$$

A perda total em cada indutor de entrada é dada pela soma das perdas no núcleo e no cobre, logo:

$$P_{Li} = P_{coreLi} + P_{cuLi} \quad (3-24)$$

Para efeito de comparação, mantendo o mesmo indutor, a soma das perdas nos três indutores de entrada para os retificadores Vienna e Vienna com função *bypass* é mostrada na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Somatório das perdas totais nos indutores de entrada



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como as correntes eficazes de entrada são iguais nos dois casos, a singela diferença nas perdas se deve exclusivamente às perdas no núcleo. Mais especificamente, à diferença do comportamento das ondulações de corrente (Figura 2.10) e, conseqüentemente, da variação da densidade de fluxo magnético.

### 3.2.2.7 Dimensionamento dos capacitores $C_{1-2}$

De acordo com as equações (2-36) e (2-39) e assumindo uma ondulação máxima  $\Delta V_{C1} = 1\% \cdot \frac{V_{dc}}{2}$ , os valores de capacitância, da corrente eficaz e da tensão máxima nos capacitores do barramento CC são mostrados na Tabela 3.14.

Tabela 3.14 – Capacitância e esforços de corrente e tensão nos capacitores do barramento CC

<b>Valor da capacitância</b>	$C_1$	220 $\mu F$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{C1}$	27,5 A
<b>Tensão máxima</b>	$V_{C1\_max}$	$\approx 360$ V

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Tabela 3.15 apresenta as especificações dos capacitores selecionados para cada lado do barramento CC (positivo e negativo).

Tabela 3.15 – Especificações dos capacitores do barramento CC

<b>Tipo de capacitor</b>	Polipropileno
<b>Valor da capacitância</b>	2 x 110 $\mu F$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	19 A
<b>Resistência série equivalente</b>	4,0 $m\Omega$
<b>Tensão máxima</b>	450 V
<b>Referência</b>	B32778 (Epcos)

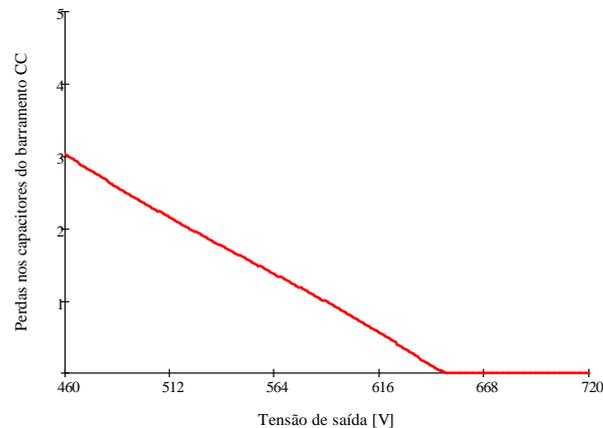
Fonte: Elaborada pelo autor.

De forma simplificada, a potência dissipada em um capacitor é dada pelo produto de sua resistência série equivalente (ESR) pelo quadrado da corrente eficaz que circula através desta. Assim, as perdas nos capacitores do barramento CC são dadas por:

$$P_{C1} = 2 \cdot 2 \cdot ESR_{C1} \cdot \left( \frac{I_{C1}}{2} \right)^2 \quad (3-25)$$

A Figura 3.9 mostra o comportamento da curva da potência total dissipada pelos capacitores do barramento CC ao longo da tensão de saída.

Figura 3.9 – Perda total nos capacitores do barramento CC



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.2.8 Dimensionamento dos capacitores $C_{3-4}$

Com base nas equações (2-42) e (2-43) e assumindo uma ondulação na tensão de saída máxima  $\Delta V_{C3} = 20\% \cdot \frac{V_{o,max}}{2}$ , os valores de capacitância, da corrente eficaz e da tensão máxima nos capacitores do barramento CC são mostrados na Tabela 3.16.

Tabela 3.16 – Capacitância e esforços de corrente e tensão nos capacitores da saída

<b>Valor da capacitância</b>	$C_3$	440 $\mu F$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{C3}$	21,4 A
<b>Tensão máxima</b>	$V_{C3,max}$	385 V

Fonte: Elaborada pelo autor.

As especificações dos capacitores selecionados para cada saída (positiva e negativa) são apresentadas na Tabela 3.17.

Tabela 3.17 – Especificações dos capacitores de saída

<b>Tipo de capacitor</b>	Polipropileno
<b>Valor da capacitância</b>	4 x 110 $\mu F$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	19 A
<b>Resistência série equivalente</b>	4,0 $m\Omega$
<b>Tensão máxima</b>	450 V
<b>Referência</b>	B32778 (Epcos)

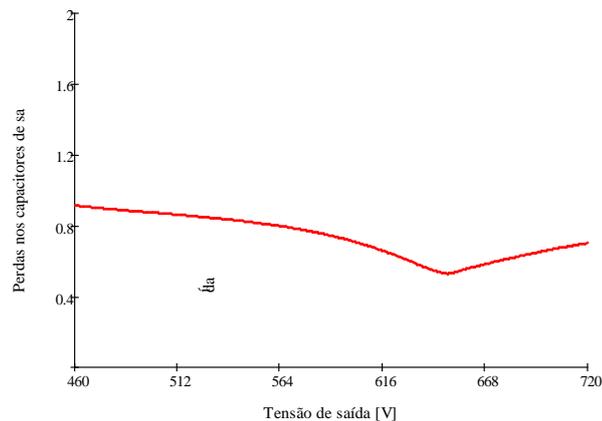
Fonte: Elaborada pelo autor.

Seguindo o mesmo raciocínio anterior, as perdas nos capacitores da saída são calculadas a seguir.

$$P_{C3} = 2 \cdot 4 \cdot ESR_{C3} \cdot \left( \frac{I_{C3}}{4} \right)^2 \quad (3-26)$$

A Figura 3.10 mostra as perdas totais nos capacitores da saída como função da tensão na saída.

Figura 3.10 – Perda total nos capacitores da saída



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3 Conversor *Buck* associado à função *bypass*

#### 3.3.1 Especificações do conversor *Buck*

As especificações de projeto do conversor *Buck* bipolar são apresentadas na Tabela 3.18.

Tabela 3.18 – Especificações do conversor *Buck* bipolar associado à função *bypass*

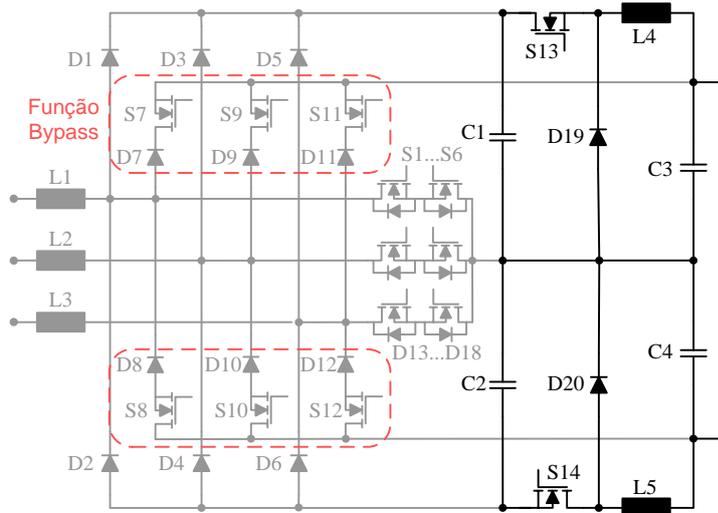
<b>Potência de entrada máxima</b>	$P_{buck}$	11 kW
<b>Tensão de entrada (barramento)</b>	$V_{dc}$	720 V
<b>Tensão de saída (bateria)</b>	$V_o$	460 – 720 V
<b>Variação da corrente no indutor</b>	$\Delta I_{Lo}$	40 %
<b>Frequência de comutação</b>	$f_s$	20 kHz

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3.2 Projeto do conversor *Buck*

Baseado nas equações desenvolvidas no capítulo 2, os esforços elétricos em cada componente do circuito mostrado na Figura 3.11 são calculados. Em seguida, são realizados os cálculos de perdas para cada elemento e, ao final, o cálculo térmico para cada semicondutor.

Figura 3.11 – Conversor *Buck* bipolar associado à função *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 3.3.2.1 Dimensionamento dos interruptores $S_{13-14}$

Seguindo as especificações do conversor *Buck* e baseado nas equações (2-49), (2-51) e (2-53), os esforços máximos de tensão e corrente dos interruptores  $S_{13-14}$  e o nível de tensão de saída correspondente ao pior caso são mostrados na Tabela 3.19.

Tabela 3.19 – Esforços elétricos nos interruptores do *Buck*

<b>Tensão máxima</b>	$V_{S13max}$	360 V	
<b>Corrente média máxima</b>	$I_{S13avg}$	15,4 A	$V_o = 460 V$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{S13rms}$	24,9 A	$V_o = 460 V$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{S13pk}$	51,7 A	$V_o = 460 V$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Com base nos esforços elétricos, foram selecionados um IGBT e um MOSFET SiC. As especificações destes semicondutores são mostradas abaixo.

Tabela 3.20 – Especificações dos interruptores *bypass*

Tipo de interruptor	MOSFET SiC	IGBT
Corrente média máxima	2 x 20 A @100°C	2 x 30 A @100°C
Tensão máxima coletor-emissor	1200 V	600 V
Resistência térmica junção-cápsula	0,70 °C/W	0,80 °C/W
Referência	CMF20120D (Cree)	IKW30N60H3 (Infineon)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Foram escolhidos os mesmos interruptores mostrados anteriormente, porém com associando dois em paralelo. Assim, as perdas por condução dos interruptores são dadas por:

$$P_{S13cond\_MOSFET} = 2 \cdot \frac{R_{DS(on)}}{2} \cdot \left( \frac{I_{S13rms}}{2} \right)^2 \quad (3-27)$$

$$P_{S13cond\_IGBT} = 2 \cdot \left[ V_{CEo} \cdot \frac{I_{S13avg}}{2} + \frac{R_{on}}{2} \cdot \left( \frac{I_{S13rms}}{2} \right)^2 \right] \quad (3-28)$$

E as perdas por comutação são definidas em (3-29).

$$P_{S13sw} = \frac{2}{2\pi} \cdot \int_a^{\frac{\pi}{2}} \left[ E_{on}(I_{S13sw}(t)) + E_{off}(I_{S13sw}(t)) \right] dt \cdot \frac{V_{S13sw}}{V_{amostra}} \cdot f_s \quad (3-29)$$

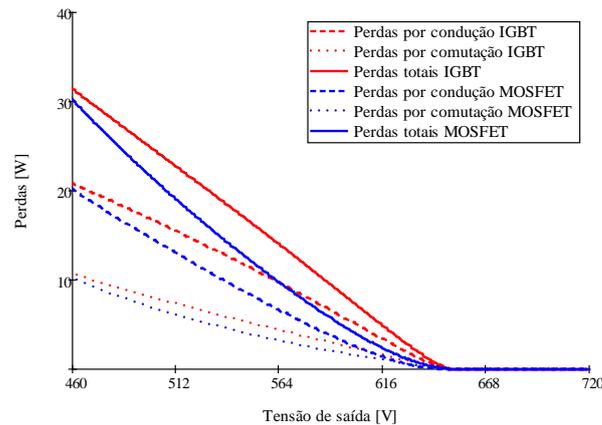
Onde, a corrente e a tensão de chaveamento são dadas por:

$$I_{S13sw}(t) = \frac{I_{Lo}(t)}{2} \quad (3-30)$$

$$V_{S13sw} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (3-31)$$

A tensão na qual as curvas de energia de comutação foram amostradas experimentalmente é  $V_{amostra} = 300 V$ .

A Figura 3.12 mostra as curvas das perdas por condução, por comutação e totais para cada conjunto de interruptores do *Buck*. Pode-se observar o melhor desempenho geral do MOSFET SiC com relação ao IGBT. Pode-se perceber que com o aumento da tensão de saída, menos corrente flui pelo conversor *Buck*, diminuindo assim as perdas.

Figura 3.12 – Curva de perdas no interruptor do *Buck*  $S_{13}$ 

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3.2.2 Dimensionamento dos diodos $D_{19-20}$

De acordo com as equações (2-54), (2-56) e (2-58) e com as especificações do conversor *Buck*, os esforços máximos de tensão e corrente nos diodos  $D_{19-20}$  e o nível de tensão de saída correspondente ao pior caso são mostrados na Tabela 3.21.

Tabela 3.21 – Esforços elétricos nos diodos do conversor *Buck*

<b>Tensão máxima</b>	$V_{D19max}$	360 V	
<b>Corrente média máxima</b>	$I_{D19avg}$	8,7 A	$V_o = 460 V$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{D19rms}$	18,7 A	$V_o = 460 V$
<b>Corrente de pico</b>	$I_{D19pk}$	51,7 A	$V_o = 460 V$

Fonte: Elaborada pelo autor.

A especificação dos diodos do *Buck* é realizada com base nos esforços elétricos obtidos. Os diodos escolhidos apresentam tecnologia *Silicon Carbide Schottky* e suas especificações são apresentadas na Tabela 3.22.

Tabela 3.22 – Especificações dos diodos *bypass*

<b>Tipo de diodo</b>	SiC (recuperação reversa nula)
<b>Corrente média máxima</b>	2 x 30 A @115°C
<b>Tensão reversa máxima</b>	650 V
<b>Tensão direta de condução</b>	1,8 V @150°C
<b>Resistência térmica junção-cápsula</b>	1,0 °C/W
<b>Referência</b>	IDW30G65C5 (Infineon)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como já mencionado, a resistência de estado ligado  $R_{on} = 26 m\Omega$  e a tensão de coletor-emissor inicial  $V_{Fo} = 0,89 V$ . Uma vez que são associados dois diodos em paralelo, a potência dissipada na condução do diodo do *Buck* é dada por:

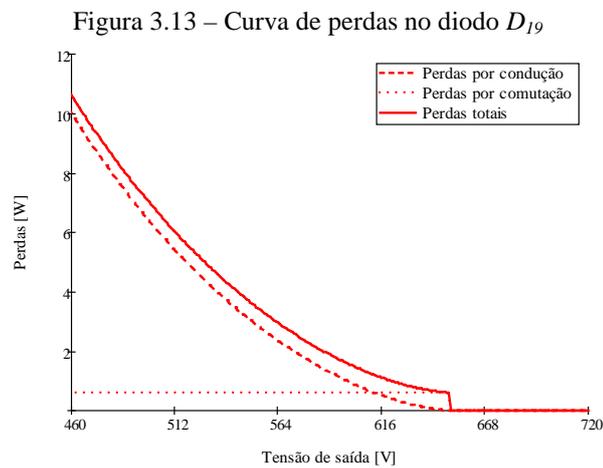
$$P_{D19cond} = 2 \cdot \left[ V_{Fo} \cdot \frac{I_{D19avg}}{2} + R_{on} \cdot \left( \frac{I_{D19rms}}{2} \right)^2 \right] \quad (3-32)$$

A perda por comutação para cada diodo *bypass* é determinada com base na carga capacitiva total  $Q_c$  de acordo com a equação abaixo.

$$P_{D19sw} = 2 \cdot Q_c \cdot V_{D19sw} \cdot f_s \cdot \frac{\frac{\pi}{2} - a}{\pi} \quad (3-33)$$

Onde,  $V_{D19sw} = \frac{V_o}{2}$  é a tensão de chaveamento do diodo do *Buck*.

A Figura 3.13 mostra as curvas das perdas por condução, por comutação e totais para a associação de diodos do *Buck*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3.2.3 Dimensionamento dos indutores $L_{4-5}$

De acordo com as equações (1-28), (2-62) e (2-64) e especificações apresentadas na Tabela 3.1, os valores de indutância e das correntes eficaz e de pico nos indutores de saída são mostrados na Tabela 3.23.

Tabela 3.23 – Indutância e esforços de corrente nos indutores de entrada

<b>Valor da indutância</b>	$L_o$	200 $\mu H$
<b>Corrente eficaz máxima</b>	$I_{Lorms}$	31,1 A
<b>Corrente de pico</b>	$I_{Lopk}$	53,4 A
<b>Variação da corrente no indutor</b>	$\Delta I_{Lo}$	40 %

Fonte: Elaborada pelo autor.

A determinação do núcleo é realizada pelo produto das áreas, de acordo com a seguinte equação:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_i \cdot I_{Lirms} \cdot I_{Lipk}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \quad (3-34)$$

Como a corrente na saída apresenta uma elevada ondulação, é mais vantajosa a utilização de núcleos de ferrite. Os cálculos realizados com o núcleo de metal amorfo mostraram um desempenho muito inferior ao ferrite para esta situação.

Sendo  $B_{max} = 0,3 T$  para este material e considerando  $J_{max} = 300 A/cm^2$  e  $K_w = 0,3$  obtém-se  $A_e \cdot A_w = 123,0 cm^4$ .

Para satisfazer o produto das áreas, foi selecionado o núcleo de ferrite UI 93/104/30, cujas características são as seguintes:  $A_e = 8,4 cm^2$ ,  $A_w = 16,6 cm^2$ ,  $A_p = 139,4 cm^4$ ,  $l_m = 25,4 cm$  e  $V_e = 217 cm^3$ .

O número de espiras e o entreferro são obtidos através das equações (3-35) e (3-36), respectivamente. Considera-se a permeabilidade do vácuo  $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ .

$$N_{Li} = \frac{L_i \cdot I_{Lipk}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 42 \quad (3-35)$$

$$l_{gLi} = \frac{\mu_o \cdot N_{Li}^2 \cdot A_e}{2 \cdot L_i} \cdot 10^{-4} = 4,65 mm \quad (3-36)$$

Com o objetivo de reduzir as perdas no cobre, o enrolamento foi sobredimensionado adotando um cabo (*litz*) retangular contendo 550 fios isolados com diâmetro de 0,2 mm (AWG 32) em paralelo e com área total de aproximada  $22,0 mm^2$ .

O fator de utilização encontrado é dado por (3-37) e comprova a viabilidade da execução.

$$K_u = \frac{A_{litz}}{A_w} = 0,55 \quad (3-37)$$

A Tabela 3.24 apresenta o resumo para a montagem dos indutores de entrada.

Tabela 3.24 – Resumo do projeto dos indutores de saída

<b>Valor da indutância</b>	200 $\mu H$
<b>Núcleo selecionado</b>	UI 93/104/30
<b>Material do núcleo</b>	Ferrite
<b>Número de espiras</b>	42
<b>Diâmetro do cabo (<i>Litz</i>)</b>	550 x 0,2 mm
<b>Espaço de entreferro</b>	4,65 mm

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como a ondulação na corrente do indutor de saída se mantém constante, a variação da densidade de fluxo magnético é definida por:

$$\Delta B = \frac{L_o \cdot \Delta I_{Lo}}{2 \cdot N_o \cdot A_e} \quad (3-38)$$

Utilizando a equação de Steinmetz com os fatores correspondentes ao ferrite, a máxima perda magnética no núcleo é dada pela seguinte equação:

$$P_{coreLo\_max} = 0,112 \cdot \frac{V_e}{10^6} \cdot f_s^{1,7} \cdot \Delta B(t)^{2,85} \cdot \left( \frac{\pi - 2a}{\frac{2\pi}{3}} \right) = 0,117 \text{ W} \quad (3-39)$$

A área da seção transversal do condutor é calculada em (3-40).

$$A_{cuLo} = 550 \cdot \pi \cdot \left( \frac{0,2}{2} \right)^2 = 17,3 \text{ mm}^2 \quad (3-40)$$

A perda no cobre do indutor é determinada a partir da equação (3-41), considerando a resistividade do cobre  $\rho_{cu} = 1,72 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot \text{mm}^2 / \text{cm}$ .

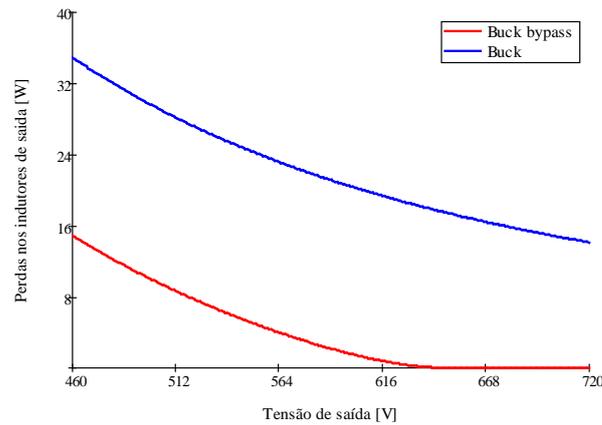
$$P_{cuLo\_max} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_e \cdot N_{Lo}}{A_{cuLo}} \cdot I_{Lorms}^2 = 7,333 \text{ W} \quad (3-41)$$

A perda total em cada indutor da saída é dada pela soma das perdas no núcleo e no cobre, logo:

$$P_{Lo} = P_{coreLo} + P_{cuLo} \quad (3-42)$$

Para efeito de comparação, mantendo o mesmo indutor, a soma das perdas nos dois indutores de saída para os conversores *Buck* e *Buck* associado à função *bypass* é mostrada na Figura 3.14. Apesar da ondulação de corrente se manter a mesma para os dois casos, o comportamento das perdas no núcleo varia de forma diferente com a tensão de saída. Porém, a maior diferença se deve às perdas no cobre dos indutores, visto que o conversor *Buck* associado à função *bypass* é projetado para apenas uma fração da potência nominal do sistema. Enquanto que para o outro caso, toda energia da entrada é processada pelo conversor *Buck* na saída.

Figura 3.14 – Somatório das perdas totais nos indutores de saída



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.4 Análise das perdas e da temperatura na junção dos semicondutores

A análise da temperatura na junção dos semicondutores é realizada considerando a tensão de saída na qual ocorre a maior perda total no semicondutor e a frequência de comutação do sistema. O pior caso de perda para cada semicondutor (@20kHz) e o nível correspondente de tensão na saída são mostrados na Tabela 3.25.

Tabela 3.25 – Máxima potência dissipada nos semicondutores (@20kHz)

<b>Interruptores bidirecionais</b>	$S_{1-6}$	<i>MOSFET</i>	20,8 W	$V_o = 720 V$
		<i>IGBT</i>	16,2 W	
<b>Diodos antiparalelos</b>	$D_{13-18}$		6,95 W	$V_o = 720 V$
<b>Diodos retificadores</b>	$D_{1-6}$		12,1 W	$V_o = 460 V$
<b>Interruptores <i>bypass</i></b>	$S_{7-12}$	<i>MOSFET</i>	14,0 W	$V_o = 651 V$
		<i>IGBT</i>	15,0 W	
<b>Diodos <i>bypass</i></b>	$D_{7-12}$		21,4 W	$V_o = 651 V$
<b>Interruptores <i>Buck</i></b>	$S_{13-14}$	<i>MOSFET</i>	30,2 W	$V_o = 460 V$
		<i>IGBT</i>	31,4 W	
<b>Diodos <i>Buck</i></b>	$D_{19-20}$		10,6 W	$V_o = 460 V$

Fonte: Elaborada pelo autor.

A temperatura na junção de um semicondutor é dada pela seguinte equação genérica:

$$T_{junção} = P_{dissipada} \cdot (R_{th\_junção-cápsula} + R_{th\_cápsula-dissipador}) + T_{dissipador} \quad (3-43)$$

Para os cálculos seguintes, foram consideradas a temperatura e a resistência térmica entre cápsula e dissipador como  $T_{dissipador} = 80^{\circ}C$  e  $R_{th\_cápsula-dissipador} = 0,5^{\circ}C/W$ , respectivamente. A resistência térmica entre junção e cápsula e a temperatura na junção para cada semicondutor são mostradas na Tabela 3.26.

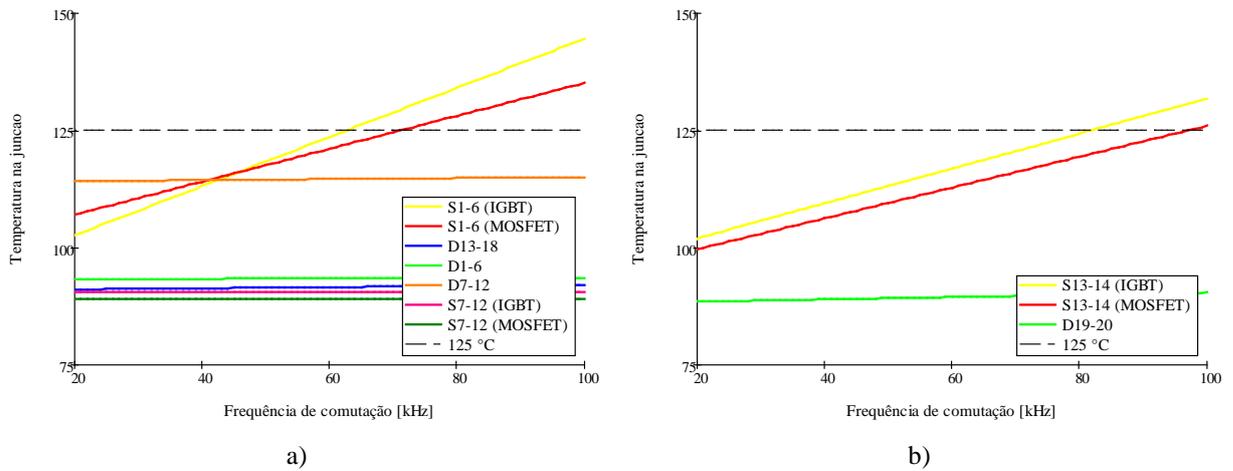
Tabela 3.26 – Resistência térmica junção-cápsula e temperatura na junção (@20kHz)

<b>Interruptores bidirecionais</b>	$S_{1-6}$	<i>MOSFET</i>	0,70 °C/W	107 °C
		<i>IGBT</i>	0,80 °C/W	103 °C
<b>Diodos antiparalelos</b>	$D_{13-18}$		1,0 °C/W	91 °C
<b>Diodos retificadores</b>	$D_{1-6}$		0,50 °C/W	93 °C
<b>Interruptores <i>bypass</i></b>	$S_{7-12}$	<i>MOSFET</i>	0,70 °C/W	89 °C
		<i>IGBT</i>	0,80 °C/W	90 °C
<b>Diodos <i>bypass</i></b>	$D_{7-12}$		1,0 °C/W	114 °C
<b>Interruptores <i>Buck</i></b>	$S_{13-14}$	<i>MOSFET</i>	0,70 °C/W	100 °C
		<i>IGBT</i>	0,80 °C/W	102 °C
<b>Diodos <i>Buck</i></b>	$D_{19-20}$		1,0 °C/W	89 °C

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 3.15 apresenta a temperatura na junção de cada semicondutor como função da frequência de comutação do sistema.

Figura 3.15 – Temperatura na junção em função da frequência de comutação



Fonte: elaborada pelo autor.

### 3.5 Análise da eficiência teórica do sistema

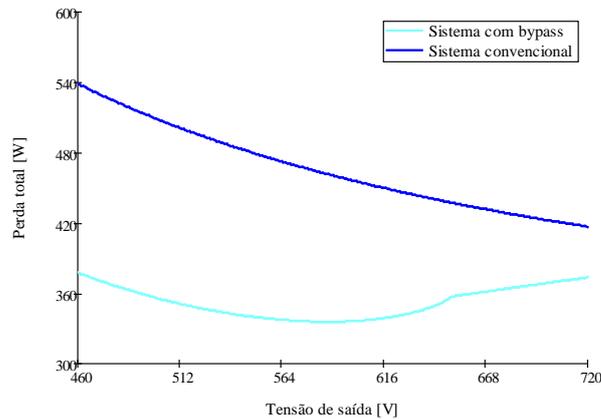
A eficiência do sistema é calculada por meio do somatório das perdas dos principais componentes do conversor. Vale ressaltar que foram adotados os interruptores com melhor desempenho para a mesma função. Para efeito de comparação, as perdas totais no retificador Vienna convencional serão mostradas utilizando os mesmos componentes correspondentes da versão com função *bypass*.

A perda total do sistema completo com função *bypass* é definida por:

$$P_{total} = 6 \cdot \left( P_{S1\_IGBT} + P_{D13} + P_{D1} + P_{S7\_MOSFET} + P_{D7} + \frac{1}{2} P_{Li} \right) + 2 \cdot \left( P_{S13\_MOSFET} + P_{D19} + P_{Lo} \right) \quad (3-44)$$

A Figura 3.16 mostra as curvas de perdas totais como função da tensão de saída dos sistemas convencional e com função *bypass*.

Figura 3.16 – Perdas totais nos sistemas convencional e com função *bypass*

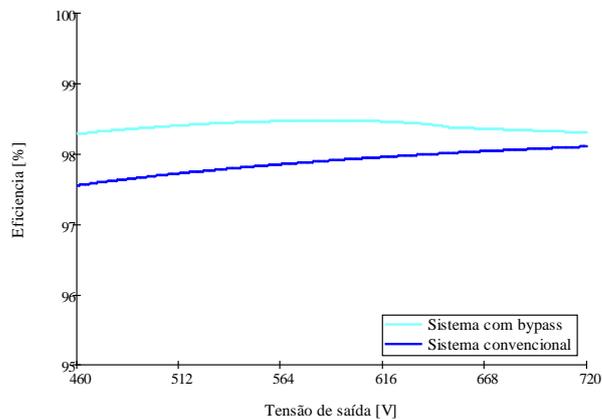


Fonte: Elaborada pelo autor.

Pode-se notar a vantagem do uso da função *bypass* sobre a operação convencional do retificador. Para a tensão mínima de saída, a diferença fica em torno de 160 W.

A Figura 3.17 apresenta a eficiência teórica dos sistemas em comparação.

Figura 3.17 – Eficiência teórica dos sistemas convencional e com função *bypass*



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.6 Conclusão

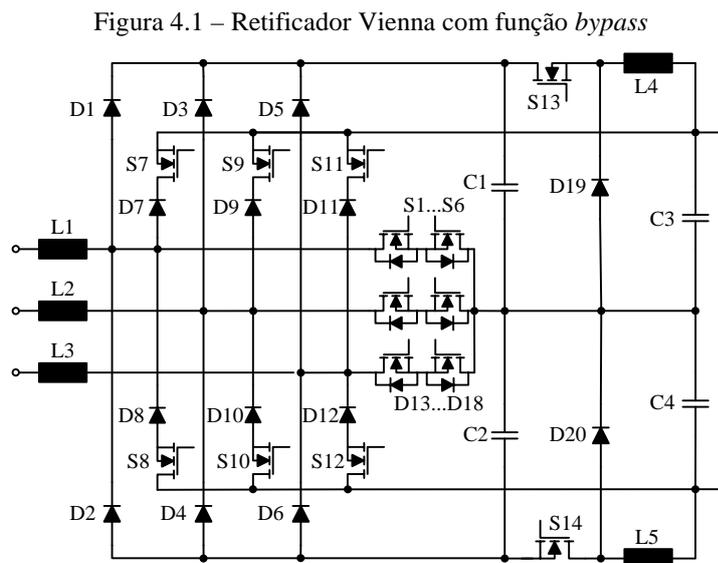
A partir dos esforços de tensão e corrente, foram escolhidos todos semicondutores que compõem o sistema. Em especial para os interruptores, foram selecionados um IGBT e um MOSFET SiC, com o intuito de comparar a performance para estas duas tecnologias para cada função do circuito. E, contrariando o esperado, o IGBT apresentou melhor desempenho para a função de interruptor no caminho bidirecional. Para as outras funções, o MOSFET SiC

apresentou menores perdas. Vale ressaltar que, devido à complexidade dos caminhos de comutação, o uso de interruptores de carbeto de silício pode não ser recomendado. Além disso, foram realizados os cálculos térmicos para cada um destes componentes, mostrando certa folga na temperatura máxima de operação. Em adição, os cálculos de projeto físico e de perdas dos indutores são apresentados em detalhes. A escolha do material dos núcleos foi baseada na potência dissipada por estes ao desempenhar as funções de filtro de entrada e de saída, submetidos a diferentes grandezas de corrente e ondulação. Finalmente, foi comprovado o melhor desempenho do sistema proposto com relação à versão clássica a partir da análise de eficiência teórica.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

### 4.1 Introdução

Com o objetivo de mostrar a funcionalidade do sistema proposto, o circuito mostrado na Figura 4.1, seguindo as especificações apresentadas na Tabela 4.1, foi construído. Em seguida, foram realizados alguns testes de bancada para validação da topologia e do conceito de *bypass* e para a coleta dos resultados experimentais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 4.1 – Especificações do retificador Vienna com função *bypass*

Potência de entrada	$P_i$	22 kW
Tensão de entrada	$V_i$	230 V
Tensão do barramento CC	$V_{dc}$	720 V
Tensão de saída (bateria)	$V_o$	460 – 720 V
Frequência da rede de alimentação	$f_r$	50 Hz
Fator de potência de entrada	$FP$	$\approx 1$
Variação da corrente no indutor de entrada	$\Delta I_{L_{imax}}$	10 %
Variação da corrente no indutor de saída	$\Delta I_{L_{omax}}$	40 %
Frequência de comutação	$f_s$	20 kHz

Fonte: Elaborada pelo autor.

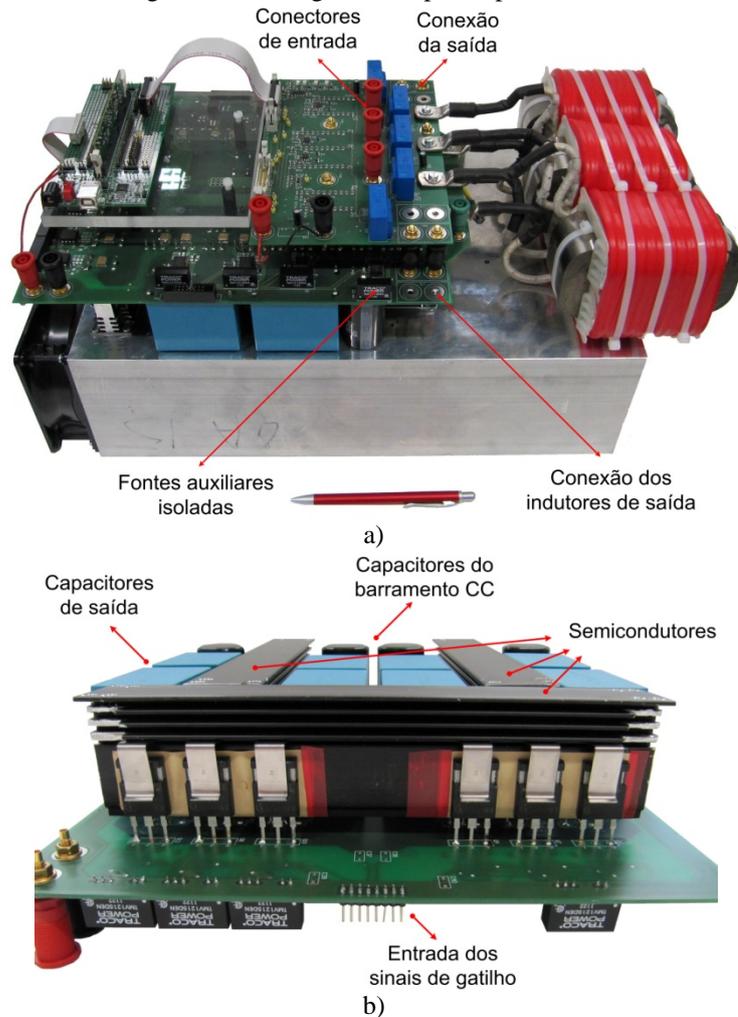
### 4.2 Montagem do protótipo

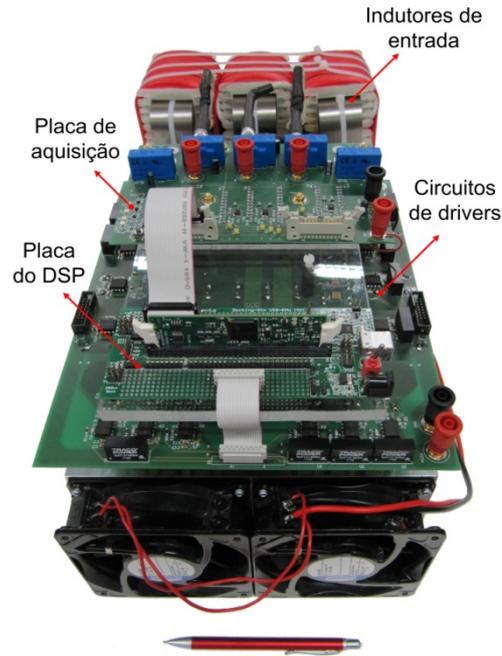
O sistema é composto por três placas de circuito impresso, sendo estas de potência, de medição e de controle. Na parte inferior da placa de potência encontram-se os semicondutores e os capacitores do barramento CC e de saída, enquanto que na superior, basicamente as fontes de alimentação isoladas e os circuitos dos drivers para acionamento dos

interruptores de potência. A placa de medição é responsável pelas amostras das tensões de fase trifásicas, das tensões positivas e negativas do barramento CC e da saída e pelas cinco correntes nos indutores de entrada e de saída. Essas amostras são coletadas pela placa de controle, responsável pelo processamento dos dados, controle, proteção e geração dos sinais para acionamento dos interruptores. Foi utilizada a placa de desenvolvimento do DSP TMS320F28335 da família C2000 da *Texas Instruments* juntamente com o programa PLECS associado ao MATLAB como ferramentas para implementação do controle do sistema.

A Figura 4.2 mostra as fotografias das vistas frontal e lateral do protótipo montado. Vale ressaltar que não foi feito estudo térmico para o projeto do dissipador, sendo este escolhido pela disponibilidade imediata para uso e que os indutores de saída não estão presentes na figura.

Figura 4.2 – Fotografias do protótipo montado





c)

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 4.3 Resultados de simulação e experimentais

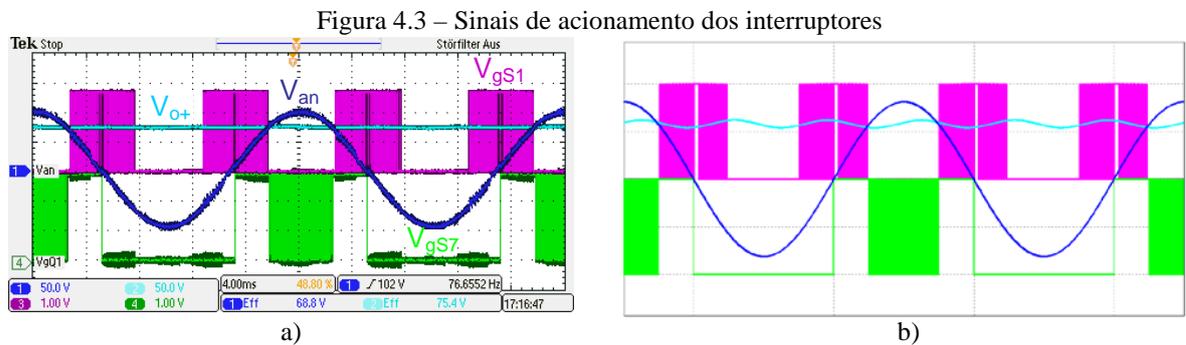
Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação e experimentais referentes ao sistema proposto neste trabalho em regime permanente. Os resultados de simulação foram obtidos através da utilização do software PSIM<sup>TM</sup>. Os parâmetros utilizados na simulação são os mesmos do sistema real. Os resultados de simulação e experimentais coletados procuram mostrar as principais formas de onda do conversor a fim de compará-los com a abordagem teórica apresentada nos capítulos anteriores.

Com o objetivo principal de comprovar o conceito proposto sobre a função *bypass*, alguns testes de bancada foram feitos sem a preocupação de operar nos valores nominais especificados do sistema. Vale ressaltar que os valores de tensão de entrada, de saída e no barramento CC se mantêm na mesma proporção dos valores nominais, mantendo assim o comportamento do ponto de operação da função *bypass*. As medições de EMC não foram levadas em consideração nestes primeiros testes.

O primeiro teste foi realizado sob as seguintes condições: tensão de fase de entrada, 70 V<sub>rms</sub>; tensão de saída, 140 V; tensão no barramento CC, 220 V; potência de saída, 2,3 kW e frequência de comutação dos interruptores, 20 kHz.

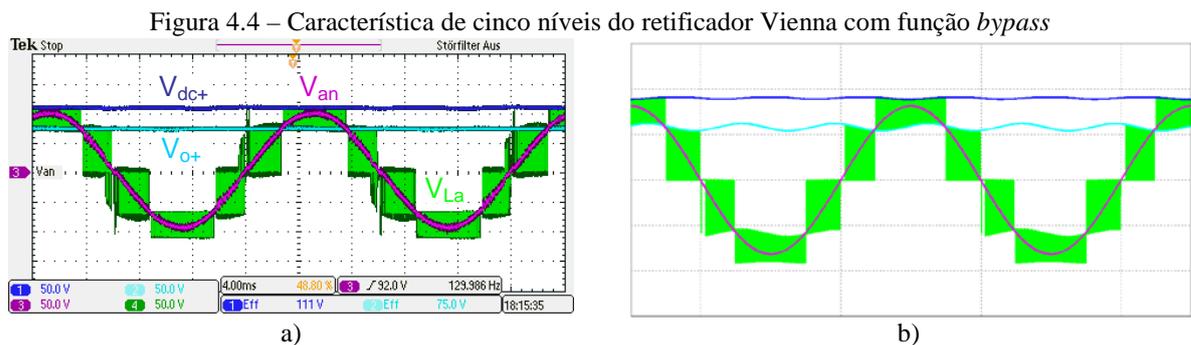
O princípio básico de operação dos interruptores é facilmente entendido a partir da Figura 4.3. As curvas obtidas experimentalmente e por simulação mostram as tensões de

fase de entrada e de saída positiva e o comportamento dos sinais de acionamento dos interruptores bidirecional e de *bypass* de acordo com o nível de tensão de saída.



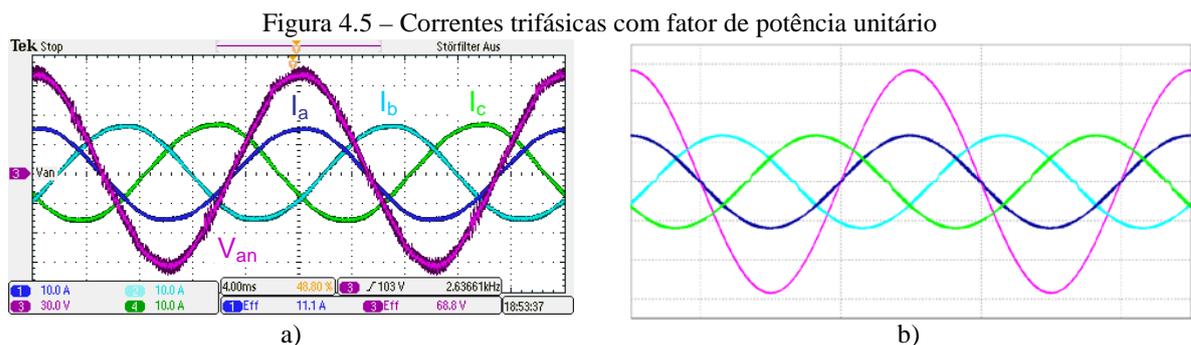
Fonte: Elaborada pelo autor.

As tensões de fase de entrada, de saída e no barramento CC (positivas) e os cinco níveis de tensão no terminal posterior do indutor de entrada são mostrados na Figura 4.4. Esses níveis de tensão dependem do ponto de operação do sistema, mais especificamente, da tensão de saída.



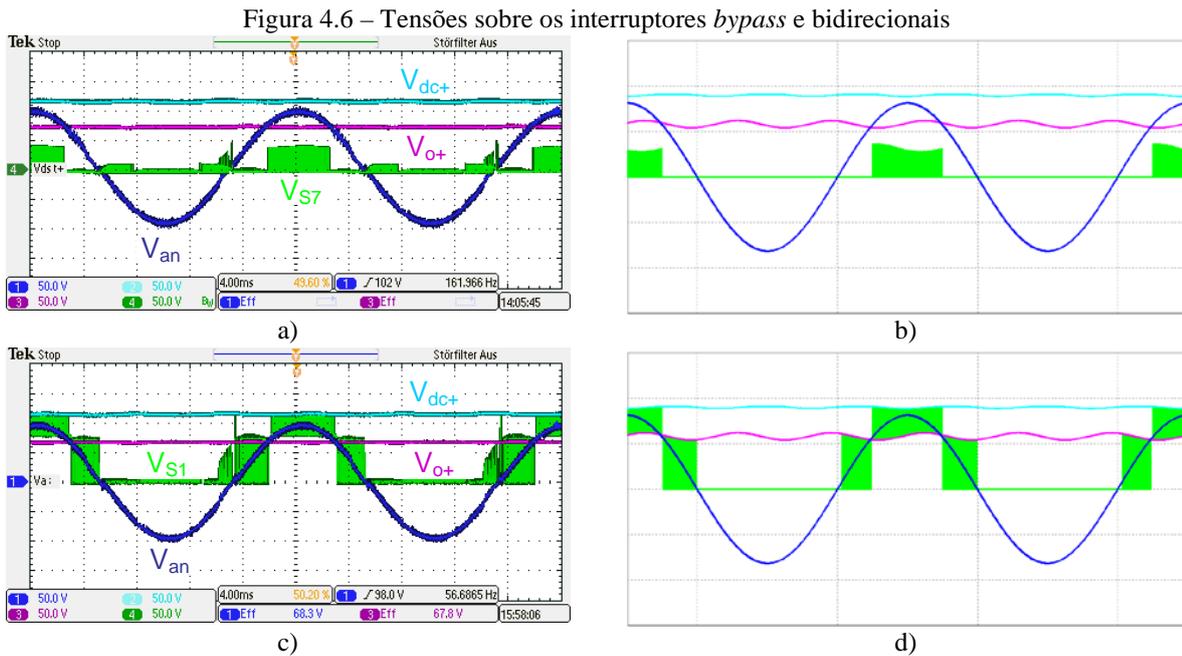
Fonte: Elaborada pelo autor.

Os resultados experimentais e de simulação mostrados na Figura 4.5 apresentam a tensão de fase de entrada e as correntes trifásicas de entrada com fator de potência unitário. Além de, naturalmente, ser esperado um conteúdo harmônico inferior ao de sistemas convencionais de dois e três níveis, as perdas no núcleo do indutor são menores devido ao comportamento diferenciado da ondulação de corrente nos indutores de entrada (Figura 2.10).



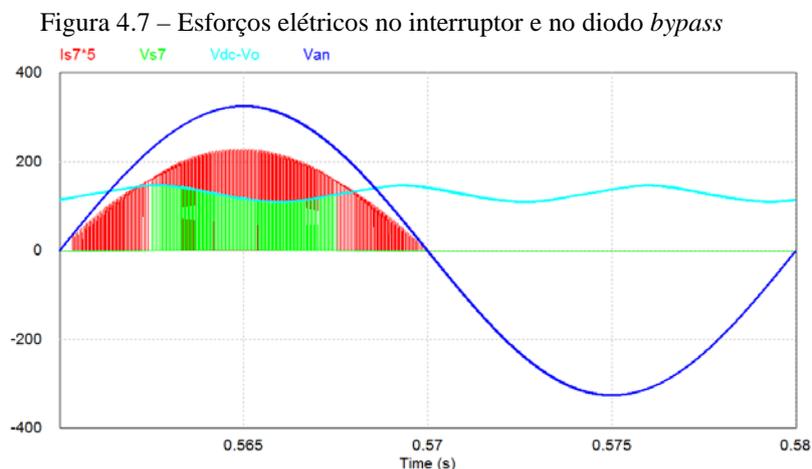
Fonte: Elaborada pelo autor.

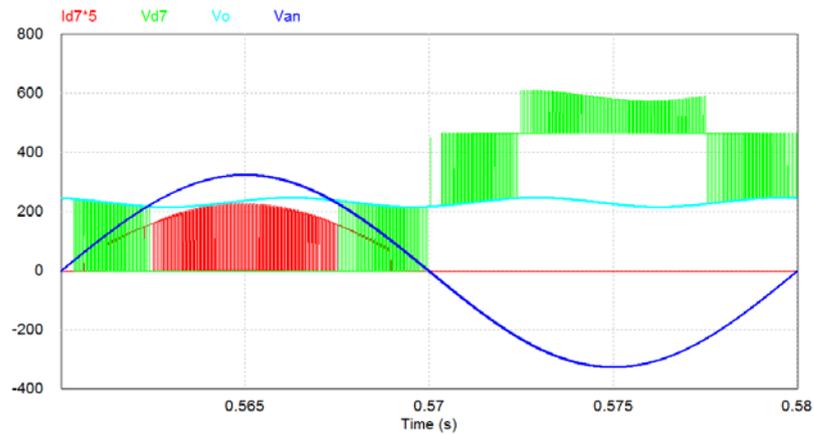
A Figura 4.6 mostra as tensões de entrada, de saída e no barramento CC (positivas) e as tensões sobre os interruptores *bypass* a) e b) e bidirecionais c) e d) obtidas experimentalmente e por simulação. Pode-se perceber que a máxima tensão no interruptor *bypass* é dada pela diferença entre as tensões positivas no barramento CC e de saída. Enquanto a máxima tensão para os interruptores bidirecionais é igual à tensão no barramento CC (positiva).



Fonte: Elaborada pelo autor.

As Figuras 4.7 – 4.9 foram obtidas por simulação, uma vez que os dispositivos semicondutores ficaram inacessíveis para medição de corrente. A Figura 4.7 mostra o comportamento da tensão e da corrente nos semicondutores que compõem o caminho de *bypass*.





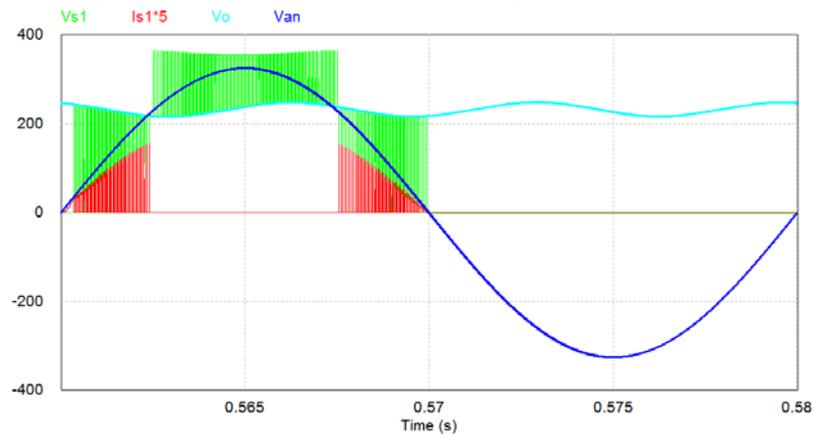
b)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Corrente e tensão no a) interruptor *bypass* e no b) diodo *bypass*.

De acordo com as curvas obtidas por simulação, pode-se notar que o interruptor *bypass* comuta com uma tensão bem reduzida dada pela diferença entre as tensões positivas no barramento CC e na saída. Já no diodo, a tensão na qual a corrente é comutada é igual à tensão positiva de saída no modo de operação I e nula no modo II. Já na Figura 4.8, obtida através de simulação, percebe-se que a tensão de comutação do interruptor bidirecional é igual à tensão positiva de saída.

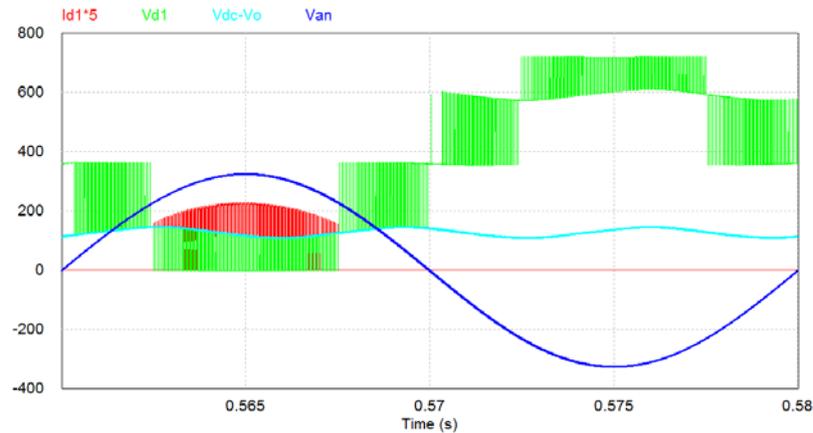
Figura 4.8 – Esforços elétricos no interruptor bidirecional



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim como o interruptor *bypass*, os diodos retificadores  $D_{1-6}$  comutam com tensão reduzida dada pela diferença entre as tensões positivas no barramento CC e na saída (Figura 4.9).

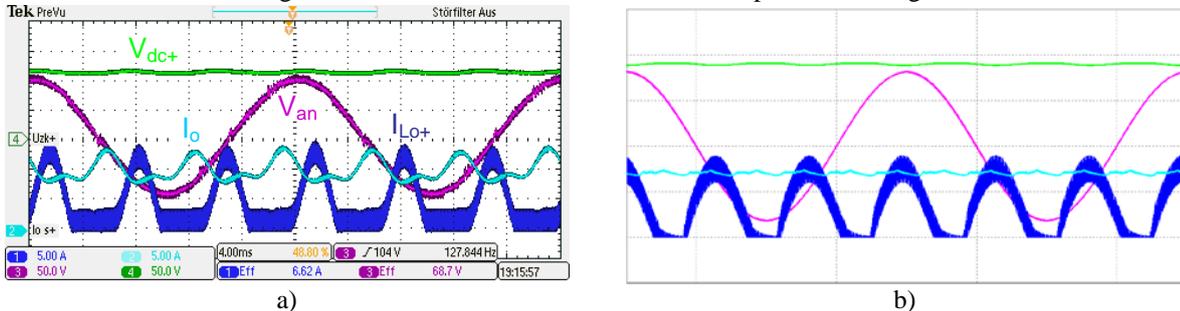
Figura 4.9 – Esforços elétricos no diodo retificador de alta frequência



Fonte: Elaborada pelo autor.

Finalmente, as tensões de entrada e no barramento CC e as correntes no indutor de saída do lado positivo e na carga obtidas experimentalmente e por simulação são mostradas na Figura 4.10. A diferença entre as formas de onda das correntes se deve ao tipo de controle utilizado no experimento, que não teve a preocupação com o formato da referência de corrente requerida para obtenção de uma corrente constante na saída do sistema.

Figura 4.10 – Correntes no indutor de saída superior e na carga



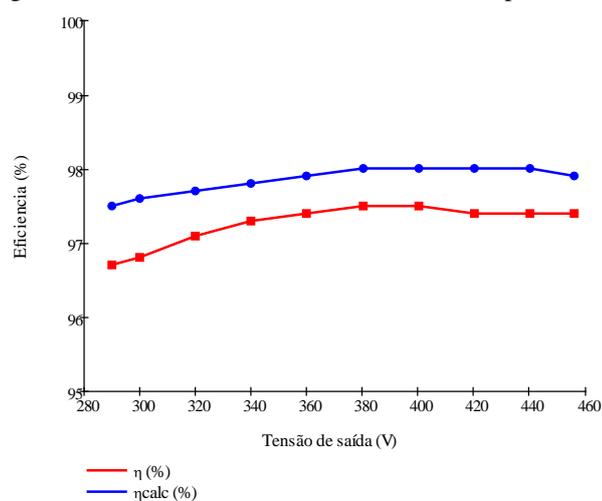
Fonte: Elaborada pelo autor.

A eficiência do sistema foi medida em função da tensão de saída, mantendo a potência de entrada constante. O objetivo deste teste é analisar o desempenho do sistema para cada ponto de operação da função *bypass*. Essa medição foi conduzida sob os seguintes pontos de operação: tensão de fase de entrada, 145 V<sub>rms</sub>; faixa de tensão de saída, 145-228 V; tensão no barramento CC, 228 V e potência de entrada mantida fixa em 6,9 kW. As medições foram realizadas utilizando um analisador de potência LEM modelo Norma D 6000 de seis canais.

A Figura 4.11 mostra as curvas de rendimento teórica e experimental para as mesmas condições do teste, isto é, mesmas características elétricas e mesmos dispositivos utilizados no protótipo. Novamente, os valores de tensão de entrada, de saída e no barramento CC se mantêm na mesma proporção dos valores nominais, mantendo assim o comportamento

do ponto de operação da função *bypass*. Inicialmente, não foram consideradas no cálculo as perdas nos capacitores, acentuando um pouco mais o desvio entre as curvas. Outro fator determinante é a influência do equipamento de medição no resultado, visto que as perdas no equipamento são somadas as do sistema em estudo. Apesar disso, pode-se perceber que a curva de rendimento experimental apresenta um comportamento ao longo da faixa de tensão de saída semelhante à teórica.

Figura 4.11 – Curvas de rendimento teórica e experimental.



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.4 Conclusão

Os resultados obtidos nos testes experimentais são suficientes para comprovar a funcionalidade do sistema proposto. As formas de onda obtidas experimentalmente foram comparadas com as curvas obtidas em simulação, validando a topologia e o conceito de *bypass*.

Em seguida, foram apresentados os esforços de corrente e tensão para cada semicondutor, obtidos em simulação. Essas curvas validam as equações desenvolvidas no capítulo 2.

O sistema apresentou um rendimento bastante elevado para o ponto de operação testado (6,9 kW) e espera-se ainda uma melhoria neste resultado para a potência nominal do projeto. Vale ressaltar também a compacidade do protótipo, apresentando uma alta densidade de potência.

Os resultados experimentais para potência nominal, incluindo curva de rendimento, não foram apresentados neste trabalho e farão parte de futuras publicações.

## CONCLUSÃO GERAL

Tendo em vista a crescente utilização de veículos elétricos como alternativa para a redução do custo de consumo e da emissão de CO<sub>2</sub> por parte dos combustíveis fósseis, houve um aumento no interesse em pesquisar novas topologias de conversores estáticos para carregamento de bateria de EV ou HEV.

As principais topologias de retificadores trifásicos ativos existentes na literatura com características elevadoras e abaixadoras, além de duas topologias utilizando a função *bypass*, foram apresentadas e avaliadas comparativamente por meio de fatores de *benchmark* adimensionais. O resultado da comparação mostrou que o sistema proposto apresenta o melhor desempenho com relação às perdas, além de outros ganhos obtidos com a utilização do conceito de *bypass*.

As análises qualitativa e quantitativa do retificador Vienna com *bypass* e do conversor *Buck* bipolar associado a esta função apresentaram suas topologias, etapas de operação, formas de ondas teóricas e as equações dos esforços de corrente e de tensão para cada componente. A partir destes esforços e das especificações do projeto, foram escolhidos todos os semicondutores que compõem o sistema. O cálculo do projeto físico e das perdas dos indutores também foi apresentado em detalhes. Os cálculos teóricos de perdas e térmico para os componentes comprovaram o excelente desempenho do retificador, apresentando perdas reduzidas e, conseqüentemente, alta eficiência.

Em adição, foram apresentados os resultados obtidos experimentalmente e por simulação. Através da comparação destes resultados, pôde-se validar tanto a topologia como o conceito de *bypass* e comprovar a funcionalidade do sistema proposto. O sistema apresentou rendimentos teórico e experimental elevados, comprovando o melhor desempenho da topologia proposta com relação à versão clássica sem o uso do conceito de *bypass*.

Dentre outras vantagens esperadas com a utilização do conceito de *bypass* estão: operação parcial com estágio único, reduzindo as perdas totais; maior número de níveis de tensão (5 níveis), o que reduz a corrente de modo comum e o volume do filtro de entrada, resultando em uma construção mais compacta, além de resultar em menores esforços de tensão sobre os semicondutores, possibilitando o uso de dispositivos mais eficientes e baratos; e finalmente, o conversor *Buck* de saída é projetado para apenas uma fração da potência total, o que reduz o impacto em perdas adicionais e também no tamanho do conversor.

## REFERÊNCIAS

BASCOPE, G. T.; BARBI, I. Single-Phase High Power Factor Variable Output Voltage Rectifier, Using the Buck+Boost Converter: Control Aspects, Design and Experimentation. *In: THE FIFTH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP'99)*, 1999, p. 143-148.

COUGO, B.; GATEAU, G.; MEYNARD, T.; BOBROWSKA-RAFAL, M.; COUSINEAU, M. PD Modulation Scheme for Three-Phase Parallel Multilevel Inverters. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 59, n. 2, p. 690-700, fev. 2012.

FACHHOCHSCHULE KONSTANTZ FACHBEREICH ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK LABOR FÜR LEISTUNGSELEKTRONIK UND ANTRIEBSTECHNIK. Manfred W. Gekeler. Patrick Wenzler. **Title not available**. DE 100 20 537 A1, 27 abr. 2000.

FRIEDLI T.; KOLAR J. W. The essence of three-phase PFC rectifier systems, *In: PROC. 33TH IEEE INDUSTRIAL INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE INTELEC '11*, Out. 2011, p. 1-27.

JACOBUS, H. V. **Active converter based on the Vienna rectifier topology interfacing a three-phase generator to a dc-bus**. 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculty of Engineering, the Built Environment and Information Technology, University of Pretoria, 2007.

KEMPTON, W.; UDO, V.; HUBER, K.; KOMARA, K.; LETENDRE, S.; BAKER, S.; BRUNNER, D.; PEARRE N. A test of vehicle-to-grid (V2G) for energy storage and frequency regulation in the PJM system. Research partnership: University of Delaware, Pepco Holdings Inc, PJM Interconnect and Green Mountain College, nov. 2008.

KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. Three-phase high power factor mains interface concepts for electric vehicle battery charging systems. *In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)*, 2012, 27th annual IEEE, fev. 2012, p. 2603-2610.

KOLAR, J. W.; ZACH, F. C. A novel three-phase three-switch three-level PWM rectifier. *In: PROC. 28TH POWER CONVERSION CONFERENCE (PCIM '94)*, Jun. 1994, p. 125-138.

KULTGEN, M. Managing high-voltage lithium-ion batteries in HEVs. Linear Technology Corp., abr. 2009.

LORENZ, L. Power semiconductors for charging electric vehicles. Infineon Technologies 2010. *In: ECPE WORKSHOP POWER ELECTRONICS FOR CHARGING ELECTRIC VEHICLES*, Valencia, mar. 2011.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. Power electronics: converters, applications, and design. Wiley, 2003.

MOHR, M.; FUCHS, F. W. Comparison of three phase current source inverters and voltage source inverters linked with DC to DC Boost converters for fuel cell generation systems. *In: PROC. EUR. CONF. POWER ELECTRON. APPL. (EPE)*, Dresden, Sep. 2005, p. 10.

REFU ELEKTRONIK GMBH. Jochen Hantschel. **Wechselrichter für erweiterten Eingangsspannungsbereich**. DE 10 2006 010 694 B4, 08 mar. 2006, 07 jan. 2010.

REFU ELEKTRONIK GMBH. Jochen Hantschel. Michael Knoll. **Schaltungsanordnung und Steuerungsverfahren für einen Wechselrichter mit Hochsetzsteller**. DE 10 2007 026 393 B4, 06 jun. 2007, 12 mar. 2009.

SAHAN, B.; ARAÚJO, S. V.; NÖDING, C.; ZACHARIAS, P. Comparative evaluation of three-phase current source inverters for grid interfacing of distributed and renewable energy systems. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, vol. 26, no. 8, p. 2304-2318, ago. 2011.

SCHWEIZER, M.; LIZAMA, I.; FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies. *In: PROC. IEEE 36TH ANNUAL CONF. IND. ELECTRON. SOC.*, Glendale, Nov. 2010, p. 391-396.

SOEIRO, T. B.; FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. Swiss rectifier – a novel three-phase Buck-type PFC topology for electric vehicle battery charging. *In APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)*, 2012, 27th annual IEEE, fev. 2012, p. 2617-2624.

STUPAR, A.; FRIEDLI, T.; MINIBOECK, J.; SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. W. Towards a 99% efficient three-phase Buck-type PFC rectifier for 400 Vdc distribution systems. *In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)*, 2011, 26th annual IEEE, mar. 2011, p. 505-512.

UM, K. J. Application Note 9020: IGBT Basic II. Fairchild Semiconductor, rev. A, apr. 2002.

WAFFLER, S.; PREINDL, M.; KOLAR, J. W. Multi-objective optimization and comparative evaluation of Si soft-switched and SiC hard-switched automotive DC-DC converters. *In: PROC. IEEE 35TH ANNUAL CONF. IND. ELECTRON. SOC.*, Porto, Nov. 2009, p. 3850-3857.

ZACHARIAS, P. Use of electronic-based power conversion for distributed and renewable energy sources. Kassel, Germany: Inst. Solar Energy Technol. (ISET), 2008, p. 29-35.

ZELTNER, S. Actual and advanced converter technologies for on-board chargers. Fraunhofer Institute of Integrated Systems and Device Technology (IISB), Power Electronic Systems Division, *In: ECPE WORKSHOP POWER ELECTRONICS FOR CHARGING ELECTRIC VEHICLES*, Valencia, mar. 2011.