

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MAURICIO BORCHARDT

**CONVERTOR BUCK-BOOST BRIDGELESS QUASE-RESSONANTE COM ELEVADO
FATOR DE POTÊNCIA**

JOINVILLE

2022

MAURICIO BORCHARDT

**CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS QUASE-RESSONANTE COM ELEVADO
FATOR DE POTÊNCIA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE

2022

Para gerar a ficha catalográfica de teses e
dissertações acessar o link:
<https://www.udesc.br/bu/manuais/ficha>

Borchardt, Mauricio

Conversor Buck-Boost Bridgeless quase-ressonante com
elevado fator de potência / Mauricio Borchardt. - 2022.
142 p.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes. .

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2022.

1. Buck-Boost. 2. Bridgeless. 3. Constant On-Time. 4.
Valley switching. 5. Correção do fator de potência. I.
Novaes, Yales Rômulo de . II. Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III.
Título.

MAURICIO BORCHARDT

**CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS QUASE-RESONANTE COM ELEVADO
FATOR DE POTÊNCIA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
UDESC/CCT (presidente/orientador)

Membros:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
UDESC/CCT

Prof. Dr. Roger Gules
UTFPR - Curitiba

Joinville, 27 de janeiro de 2022

“A experiência é o nome que damos aos nossos
erros.” (Oscar Wilde)

RESUMO

O presente trabalho propõem a realização de um estudo visando a implementação de comutação suave em uma topologia Buck-Boost bridgeless para correção de fator de potência. É utilizada a técnica de controle *Constant on-time* (COT) com *Valley switching*/ZVS para redução das perdas de comutação. A utilização da técnica COT implica em uma operação no modo quase crítico com frequência de comutação variável. Desenvolveu-se um protótipo de 200W e este foi capaz de atender a norma IEC 61000-3-2 classe D em todo o intervalo de operação projetado. O protótipo alcançou uma eficiência de 93,9% e obteve comutação suave de maneira satisfatória. Os resultados experimentais obtidos comprovam o equacionamento matemático desenvolvido.

Palavras-chave: Buck-boost. Bridgeless. Constant On-Time. Correção do fator de potência. *Valley switching*. Zero Voltage Switching.

ABSTRACT

This work proposes to study the implementation of soft switching in a bridgeless Buck-Boost topology for power factor correction. The Constant on-time (COT) control technique with Valley switching/ZVS is used to reduce switching losses. The use of the COT technique implies an operation in quasi-critical mode with variable switching frequency. A 200W prototype was developed and it was able to meet the IEC 61000-3-2 class D standard requirements throughout the designed operating range. The prototype achieved an efficiency of 93,9% with soft switching. The experimental results obtained prove the mathematical equations developed.

Keywords: Buck-boost. Bridgeless. Constant On-Time. Power factor correction. Valley switching. Zero Voltage Switching.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sistema de acionamento de um PMBM.	18
Figura 2 – Algumas topologias de conversores Buck-boost para PFC. (a) Buck-Boost convencional. (b) Dual Buck-Boost Bridgeless (DBBL). (c) Buck-Boost cascata (BBBCa). (d) Buck-boost bridgeless 1. (e) Buck-Boost Bridgeless 2. (f) Buck-Boost Bridgeless 3.	22
Figura 3 – Etapas de operação do conversor BBBM em condução descontínua.	26
Figura 4 – Formas de onda do conversor BBBM em condução descontínua.	27
Figura 5 – Distribuição calculada das perdas da topologia Buck-Boost bridgeless 2 construída por (SOVRANI, 2019)	34
Figura 6 – Configurações da chave <i>Zero-Voltage</i> . (a) Half-wave. (b) Full-wave.	35
Figura 7 – Configurações da chave <i>Zero-Current</i> . (a) Half-wave. (b) Full-wave.	35
Figura 8 – Formas de onda no interruptor de potência para comutação ZVS (a) e para ZCS (b).	37
Figura 9 – Formas de onda de um conversor Flyback utilizando a técnica <i>Valley Switching</i> . A oscilação decorre da interação entre o indutor e capacitância parasita da chave. Nesse caso também se faz uso da técnica <i>Valley Skipping</i>	37
Figura 10 – Conversor Bridgeless Buck-Boost proposto por (MAHMOODSALEH; ADIB, 2021).	39
Figura 11 – Conversores Bridgeless Buck-Boost propostos por (LEONG; MUETZE, 2014): (a) saída paralela, (b) saída com ponto médio.	40
Figura 12 – Demonstração do funcionamento da técnica TCM.	41
Figura 13 – Conversor BBB-QR proposto.	44
Figura 14 – Estados topológicos do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$	47
Figura 15 – Formas de onda dos componentes ressonantes do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$	48
Figura 16 – Formas de onda dos demais componentes do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$	49
Figura 17 – 1º Estado topológico do conversor BBB-QR.	50
Figura 18 – 2º Estado topológico do conversor BBB-QR.	54
Figura 19 – 3º Estado topológico do conversor BBB-QR.	55
Figura 20 – 4º Estado topológico do conversor BBB-QR.	59
Figura 21 – 5º Estado topológico do conversor BBB-QR.	60
Figura 22 – 1º estado topológico do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$ e $V_{in} > V_{in_ZVS}$ considerando a indutância de dispersão.	66
Figura 23 – Tensão $v_{D_{r1}}(t)$	70
Figura 24 – Corrente $i_{L_{r1}}(t)$	70
Figura 25 – Corrente $i_{L_{r2}}(t)$	71
Figura 26 – Tensão $v_{S_2}(t)$	71

Figura 27 – Tensão $v_{Dr2}(t)$	72
Figura 28 – Gráfico da corrente de entrada do conversor BBB-QR operando com COT baseado na Equação (187). O valor da corrente de pico na entrada foi considerado como sendo igual a 2 ($I_{PK} = 2$).	76
Figura 29 – Gráfico do fator de potência do conversor BBB-QR operando com COT baseado na Equação (228).	82
Figura 30 – Gráfico da corrente de entrada do conversor BBB-QR operando com VOT baseado na Equação (258). O valor da corrente de pico na entrada foi considerado como sendo igual a 1 ($I_{PK_{med}} = 1$).	87
Figura 31 – Gráfico do fator de potência do conversor BBB-QR operando com VOT baseado na Equação (299).	92
Figura 32 – Espectro harmônico do conversor BBB-QR operando com VOT tendo como base a Equação (301). Foi considerado que $I_{PK_{med}} = 1$ e que a frequência fundamental da tensão de entrada é de 60Hz.	93
Figura 33 – Valor de indutância normalizado em relação ao valor de indutância mínima para a técnica VOT-FF. Considerando $K_{freq_FF/COT} = K_{freq_FF/UPF} = 1$	103
Figura 34 – Valor eficaz de corrente na chave semicondutora normalizado em relação ao valor eficaz de corrente na chave para a técnica VOT-FF.	103
Figura 35 – Valor médio de corrente na chave semicondutora normalizado em relação ao valor médio de corrente na chave para a técnica VOT-FF.	104
Figura 36 – Valor de perdas para o bloqueio da chave normalizado em relação ao valor de perdas para a técnica VOT-FF. Considerando $K_{freq_FF/COT} = K_{freq_FF/UPF} = 1$	104
Figura 37 – Valor de perdas para a entrada em condução da chave normalizado em relação ao valor de perdas para a técnica convencional em DCM com frequência fixa. Considerando $K_{freq_COT/CONV} = K_{freq_FF/CONV} = K_{freq_UPF/CONV} = 1$	106
Figura 38 – Desempenho das técnicas COT, VOT-FF e VOT-UPF quanto ao fator de potência.	106
Figura 39 – Curva de potência do conversor BBB-QR PFC em função da tensão na carga.	107
Figura 40 – Núcleo E.	110
Figura 41 – Fator de sobredielétrico em função do número de condutores em paralelo.	111
Figura 42 – Distribuição das perdas no conversor BBB-QR PFC no ponto de operação nominal. As perdas no filtro de EMI foram desconsideradas nessa análise.	117
Figura 43 – Filtro de EMI do conversor BBB-QR PFC.	118
Figura 44 – Esquema simplificado de controle do conversor BBB-QR PFC.	119
Figura 45 – Rede de compensação do amplificador de erro de tensão.	121
Figura 46 – Foto do protótipo construído.	122
Figura 47 – Tensão e corrente na entrada do conversor BBB-QR PFC para o ponto de operação P_6	123

Figura 48 – Tensão e corrente na saída do conversor BBB-QR PFC para o ponto de operação P_4	124
Figura 49 – Tensão nas chaves do conversor BBB-QR PFC.	124
Figura 50 – Tensão e corrente na chave S_1	125
Figura 51 – Tensão e corrente na chave S_2	125
Figura 52 – Braço do diodo D_{r2} e da chave S_2	125
Figura 53 – Braço do diodo D_{r1} e da chave S_1	126
Figura 54 – (a) Tensão sobre D_{r1} e (b) tensão sobre D_{r2}	126
Figura 55 – Tensão nos diodos de saída do conversor BBB-QR PFC.	126
Figura 56 – Tensão e corrente no enrolamento L_1 do indutor acoplado.	127
Figura 57 – (a) Degrau de carga de 976Ω para 488Ω . (b) Degrau de carga de 488Ω para 976Ω	127
Figura 58 – (a) Desconexão da carga de 488Ω . (b) Conexão da carga de 488Ω	128
Figura 59 – (a) Ponto P_3 e (b) Ponto P_2	129
Figura 60 – (a) Ponto P_1 e (b) Ponto P_4	129
Figura 61 – Ponto P_5	129
Figura 62 – Comparação do espectro harmônico do conversor BBB-QR PFC no ponto de operação nominal (P_6) com a norma IEC 61000-3-2 classe D.	130
Figura 63 – Comparação do espectro harmônico do conversor BBB-QR PFC no ponto de operação P_1 com a norma IEC 61000-3-2 classe D.	130
Figura 64 – Rendimento experimental do conversor BBB-QR PFC em diversos pontos de operação.	131
Figura 65 – Rendimento experimental do conversor BBB-QR PFC em função da tensão eficaz de entrada. Os resultados foram obtidos para $P_o = 200W$ e $V_o = 300V$	131
Figura 66 – Circuito simulado.	140
Figura 67 – Sinal de tensão no interruptor S_1 próximo a $\sin(\omega t) = 0$	141
Figura 68 – Sinal de tensão no interruptor S_1 próximo a $\sin(\omega t) = 1$	142

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre algumas topologias Buck-Boost.	23
Tabela 2 – Continuação da comparação entre as topologias Buck-Boost Bridgeless. . .	23
Tabela 3 – Comparação entre topologias Buck-boost considerando $V_{in} = 110Vac$ e $P_o = 100W$ (CHEN et al., 2021).	24
Tabela 4 – Especificações do inversor ponto completa monofásico.	69
Tabela 5 – Variação de frequência de comutação durante um semi-ciclo de rede para as técnicas de controle estudadas.	102
Tabela 6 – Faixa de projeto do conversor BBB-QR PFC.	107
Tabela 7 – Especificações do núcleo E42/21/20-3C94.	114
Tabela 8 – Especificações do indutor acoplado projetado.	114
Tabela 9 – Componentes de potência selecionados para o conversor BBB-QR PFC. . .	117
Tabela 10 – Valores de indutância própria e indutância de dispersão obtidos para o indutor acoplado construído	122
Tabela 11 – Pontos de operação do conversor BBB-QR PFC.	123
Tabela 12 – Comparação entre os resultados experimentais e teóricos para o ponto de operação P_6	132
Tabela 13 – Comparação entre os resultados teóricos e simulados para o ponto de operação nominal P_6	141

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CCM	Continuous Conduction Mode
COT	Constant On-Time
CRM	Critical Conduction Mode
CS	Current Sense
DCM	Discontinuous Conduction Mode
IEC	International Electrotechnical Commission
iGSE	Improved Generalized Steinmetz Equation
PFC	Power Factor Correction
PMBM	Permanent-Magnet Brushless Machine
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
TCM	Triangular Current Mode
THD	Total Harmonic Distortion
VOT-FF	Variable On-Time with Fixed Frequency
VOT - UPF	Variable On-Time with Unity Power Factor
VS	Valley Switching
VSI	Voltage Source Inverter
ZCS	Zero Current Switching
ZCD	Zero Current Detector
ZVS	Zero Voltage Switching

LISTA DE SÍMBOLOS

A_c	Área da seção transversal do condutor
A_e	Área da seção transversal do núcleo
A_t	Área superficial do núcleo
A_w	Área da janela do núcleo
B	Densidade de fluxo do campo magnético
$C_o C_{on}$	Capacitor do barramento de saída
d	Razão cíclica do conversor
f_s	Frequência de comutação dos interruptores
f_g	Frequência da rede
h_c	Coefficiente da taxa de transferência de calor
i_{Dn}	Corrente no diodo n
i_{in}	Corrente de entrada do conversor
i_{Ln}	Corrente no indutor n
i_O	Corrente de saída do conversor
i_{Sn}	Corrente no interruptor n
k_u	Fator de utilização da janela do núcleo
l_e	Comprimento magnético médio do núcleo
l_{MLT}	Comprimento médio de uma espira
L_n	Indutores do conversor
N_e	Número de espiras do enrolamento
P_o	Potência de saída do conversor
R_o	Resistor de carga do conversor
S_n	Interruptores do conversor
V_{in}	Tensão de entrada do conversor
V_o	Tensão de saída do conversor
V_{Ln}	Tensão no indutor n
V_{Sn}	Tensão no interruptor n
α	Coefficiente de temperatura
ΔB	Variação da densidade de fluxo
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor

ΔT	Variação de temperatura
δ	Profundidade de penetração pelo efeito pelicular
μ_i	Permeabilidade inicial
μ_o	Permeabilidade Magnética no vácuo
μ_r	Permeabilidade Magnética Relativa
η	Eficiência do conversor
ρ	Resistividade elétrica do condutor
ω	Frequência angular

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS DO TRABALHO	20
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	20
2	CONVERSORES BUCK-BOOST BRIDGELESS PARA PFC	22
2.1	ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS 2 OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO	25
2.1.1	Equacionamentos	28
2.1.1.1	<i>Dedução razão cíclica máxima D_{max}</i>	28
2.1.1.2	<i>Dedução do valor médio da corrente de entrada $I_{in_{med}}$</i>	29
2.1.1.3	<i>Dedução da equação de ganho estático de tensão</i>	29
2.1.1.4	<i>Dedução do valor médio de corrente na carga $I_{o_{med}}$</i>	30
2.1.1.5	<i>Cálculo do valor crítico de indutância L_{cri}</i>	31
2.1.1.6	<i>Equação do valor de capacitância de saída C_o</i>	31
2.1.2	Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos componentes	33
2.2	ANÁLISE DE RENDIMENTO DO CONVERSOR BRIDGELESS BUCK- BOOST	34
3	CONVERSORES QUASE-RESSONANTES E A TÉCNICA VALLEY SWITCHING.	35
3.1	CONVERSORES QUASE-RESSONANTES	35
3.2	A TÉCNICA VALLEY SWITCHING	37
3.3	CONVERSORES BUCK-BOOST BRIDGELESS EMPREGANDO TÉCNI- CAS <i>SOFT SWITCHING</i>	39
4	ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS QUASE- RESSONANTE	43
4.1	OPERAÇÃO PARA $V_{in} > V_{in_ZVS}$	45
4.1.1	1ª Etapa de operação ideal	46
4.1.2	2ª Etapa de operação ideal	53
4.1.3	3ª Etapa de operação ideal	55
4.1.4	4ª Etapa de operação ideal	58
4.1.5	5ª Etapa de operação ideal	60
4.1.6	1ª Etapa de operação completa considerando a indutância de dispersão do indutor acoplado	65
4.1.7	Verificação da 1ª etapa de operação completa considerando a indutância de dispersão do indutor acoplado	69

5	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BRIDGELESS BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTE APLICADO À CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	73
5.1	ANÁLISE DE OPERAÇÃO ADOTANDO A TÉCNICA DE CONTROLE CONSTANT ON-TIME (COT)	73
5.1.1	Desenvolvimento da equação para a corrente de entrada média por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$	73
5.1.2	Dedução das equações para o valor médio e RMS por período de rede da corrente drenada pelo conversor	77
5.1.3	Potência de entrada	77
5.1.4	Dedução da equação para determinação de T_{on}	78
5.1.5	Cálculo dos esforços de tensão e corrente na chave semicondutora	78
5.1.6	Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos de saída D_1 e D_2	79
5.1.7	Cálculo do valor eficaz de corrente nos capacitores C_{Dr1} e C_{Dr2}	79
5.1.8	Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos D_{r1} e D_{r2}	80
5.1.9	Cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado.	80
5.1.10	Cálculo do fator de potência	81
5.1.11	Determinação da indutância do indutor acoplado	83
5.1.12	Cálculo das perdas por comutação nas chaves	83
5.2	ANÁLISE DE OPERAÇÃO ADOTANDO A TÉCNICA DE CONTROLE VARIABLE ON-TIME COM FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO CONSTANTE (VOT-FF)	84
5.2.1	Desenvolvimento da equação para a corrente de entrada média por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$	85
5.2.2	Dedução das equações para o valor médio e RMS por período de rede da corrente drenada pelo conversor	87
5.2.3	Potência de entrada	88
5.2.4	Dedução da equação para determinação de T_{svot}	88
5.2.5	Cálculo dos esforços de tensão e corrente na chave semicondutora	89
5.2.6	Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos de saída D_1 e D_2	89
5.2.7	Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos D_{r1} e D_{r2}	90
5.2.8	Cálculo do valor eficaz de corrente nos capacitores C_{Dr1} e C_{Dr2}	90
5.2.9	Cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado.	91
5.2.10	Cálculo do fator de potência	91
5.2.11	Determinação da indutância do indutor acoplado	93
5.2.12	Determinação do valor de capacitância dos capacitores externos C_{Dr1} e C_{Dr2}	93

5.2.13	Cálculo das perdas por comutação nas chaves	94
5.3	ANÁLISE DE OPERAÇÃO ADOTANDO A TÉCNICA DE CONTROLE VARIABLE ON-TIME PARA OBTENÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO (VOT-UPF)	95
5.3.1	Desenvolvimento da equação para a corrente de entrada média por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$	95
5.3.2	Dedução das equações para o valor médio e RMS por período de rede da corrente drenada pelo conversor	98
5.3.3	Potência de entrada	98
5.3.4	Dedução da equação para determinação de T_{svot}	99
5.3.5	Cálculo do valor médio e eficaz da corrente na chave semicondutora	99
5.3.6	Cálculo do valor médio e eficaz da corrente nos diodos de saída D_1 e D_2	99
5.3.7	Cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado.	99
5.3.8	Determinação da indutância do indutor acoplado	100
5.3.9	Cálculo das perdas por comutação nas chaves	100
5.4	COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS DE CONTROLE COT, VOT-FF E VOT-UPF	101
6	PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS QUASE- RESSONANTE PFC	107
6.1	PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO	107
6.1.1	Escolha do núcleo	108
6.1.2	Cálculo do número de espiras, da bitola dos condutores e do número de condutores em paralelo	109
6.1.3	Distribuição dos enrolamentos e verificação da possibilidade de execução	110
6.1.4	Cálculo das perdas no cobre	111
6.1.5	Cálculo das perdas no núcleo	113
6.1.6	Cálculo da elevação de temperatura do indutor acoplado	114
6.1.7	Resultados obtidos para o indutor acoplado	114
6.2	PROJETO DOS SEMICONDUTORES	115
6.2.1	Cálculo das perdas para os diodos de saída D_1 e D_2	115
6.2.2	Cálculo das perdas para as chaves S_1 e S_2	115
6.2.3	Cálculo das perdas para os diodos D_{r1} e D_{r2}	116
6.3	PROJETO DOS CAPACITORES DE SAÍDA	116
6.4	PROJETO DOS CAPACITORES C_{Dr1} E C_{Dr2}	116
6.5	RENDIMENTO TEÓRICO	116
6.6	PROJETO DO FILTRO DE EMI	117
6.7	POLARIZAÇÃO DO CI L6561	118

6.7.1	Pino CS	118
6.7.2	Pino ZCD	119
6.7.3	Pino MULT	120
6.7.4	Pino INV	120
6.7.5	Pino COMP	120
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	122
7.1	CONSTRUÇÃO DO INDUTOR ACOPLADO	122
7.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA A CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO NOMINAL DO CONVERSOR	123
7.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA DEGRAUS DE CARGA	127
7.4	TENSÃO E CORRENTE NA ENTRADA DO CONVERSOR PARA DIFE- RENTES PONTOS DE OPERAÇÃO	128
7.5	RENDIMENTO DO CONVERSOR PARA DIFERENTES PONTOS DE OPERAÇÃO	131
7.6	COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS E TEÓRI- COS	132
8	CONCLUSÃO	133
	REFERÊNCIAS	135
	APÊNDICE A – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM A TÉCNICA COT NO PONTO DE OPERAÇÃO NOMINAL . . .	140

1 INTRODUÇÃO

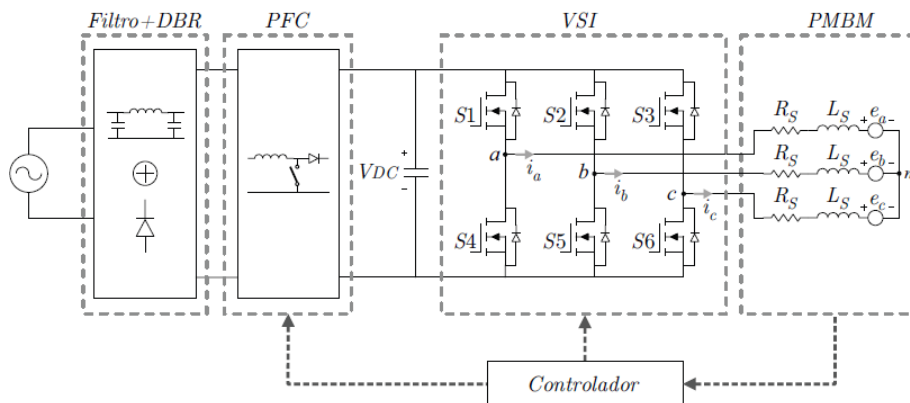
Motores *Brushless* de Imã Permanente (PMBMs) possuem várias vantagens em relação aos motores de indução trifásicos e motores CC de escovas, dentre elas: alto rendimento, alta densidade de potência, facilidade de controle, baixa manutenção, grande longevidade, melhor resposta dinâmica, melhores características de velocidade x torque e construção mais compacta (HAJIAGHASI; SALEMNIA; MOTABARIAN, 2017). Em (BIST; SINGH, 2014) também é mencionado que tais motores possuem reduzida interferência eletromagnética (EMI).

Devido as suas características elétricas e mecânicas, motores PMBM vem ganhando popularidade e estão sendo utilizados nos setores aeroespacial, militar, automotivo, industrial e em aparelhos domésticos (KRISHNAKUMAR; JEEVANANDHAN, 2011).

Esse trabalho tem seu foco no segmento de baixa potência ($\leq 200\text{W}$) aplicado a aparelhos domésticos, mais especificamente em aplicações com a utilização de compressores, tais como equipamentos de ar-condicionado e geladeiras.

Uma configuração típica para o acionamento de PMBMs é exibida na Figura 1, tal configuração consiste no cascadeamento de um filtro de entrada, uma ponte retificadora de diodos, um conversor PFC (*Power Factor Correction* - Correção do fator de potência), capacitores de barramento e um inversor Fonte de Tensão (VSI).

Figura 1 – Sistema de acionamento de um PMBM.



Fonte: (SOVRANI, 2019).

O conversor responsável pela correção do fator de potência (PFC) tem a função de drenar uma corrente elétrica com baixa distorção harmônica e proporcionar elevado fator de potência da rede elétrica, de modo a atender normas internacionais como a IEC 61000-3-2.

O conversor Boost é o mais empregado em aplicações monofásicas como corretor do fator de potência em sistemas de acionamento de PMBMs, entretanto, a tensão de saída fixa do conversor Boost irá resultar em perdas de chaveamento elevadas no inversor em situações de baixa carga e baixa velocidade de rotação do motor. Para melhorar a eficiência é mais adequado fornecer uma tensão regulável no Link-DC (WU; TZOU, 2009).

Esse aumento de eficiência ocorre pois o PMBM tem sua velocidade de rotação como sendo diretamente proporcional a tensão aplicada do Link-DC. Sendo assim, o controle de rotação do motor é realizado pelo controle da tensão no Link-DC e a frequência de comutação do inversor VSI fica reduzida a frequência fundamental de comutação eletrônica do motor PMBM. A diminuição da frequência do inversor VSI reduz as perdas de comutação e por consequência há um aumento de eficiência (BIST; SINGH, 2014).

No caso das configurações com tensão do Link-DC fixas o controle da rotação do motor é realizado por meio da aplicação de um sinal PWM no comando das chaves do inversor, de modo a fornecer uma tensão RMS menor que a tensão de barramento. A utilização desse sinal PWM aumenta a frequência de operação do inversor para além da frequência fundamental de comutação eletrônica do PMBM e eleva as perdas de comutação no inversor (BIST; SINGH, 2014).

Fica então evidente a necessidade da utilização de topologias que possam fornecer uma tensão de saída variável e que ao mesmo tempo executem a função de correção do fator de potência de forma satisfatória. Nesse sentido, diversas topologias de conversores já foram exploradas em artigos acadêmicos, dentre elas: Buck-Boost cascata (WU; TZOU, 2009), Buck-Boost (MANGLIK; SUNDEEP; SINGH, 2016; SINGH; SINGH, 2011), Cúk (BIST; SINGH, 2015), SEPIC (KOMMULA; KOTA, 2017) e Zeta (SINGH; BIST, 2013a).

A topologia Buck, embora também possa ser utilizada como estágio PFC para acionamento de PMBMs, possui a característica de conversor abaixador somente, de modo que quando a tensão alternada de entrada da fonte de alimentação senoidal cai abaixo da tensão de saída a topologia deixa de operar. Durante esse período o conversor não drena corrente da fonte causando uma distorção e por consequência uma redução do FP. Outra característica da topologia Buck é que a corrente de entrada é sempre descontínua, mesmo com o conversor operando em CCM, o que acarreta em um maior filtro de entrada e maiores problemas com compatibilidade eletromagnética (KEOGH, 2011).

Topologias bridgeless do tipo Buck-Boost, Cuk, SEPIC e Zeta também já foram propostas para o acionamento de PMBMs em (BIST; SINGH, 2014; BIST; SINGH, 2013a; SINGH; BIST, 2013b; BIST; SINGH, 2013b) respectivamente. Essas topologias proporcionam uma maior eficiência em relação as topologias convencionais devido a não utilização da ponte retificadora, entretanto, possuem um grande número de componentes ativos e passivos que aumentam o volume e o custo de produção do conversor.

Segundo (BIST; SINGH, 2014) o conversor Buck-Boost é a topologia mais adequada dentre as várias configurações Bridgeless para aplicações em que uma grande variação de tensão no Link-CC é necessária.

Há uma grande quantidade de publicações relacionadas a conversores Bridgeless Buck-Boost, tais pesquisas demonstram que essa configuração permite alcançar um elevado fator de potência (FP) e baixa THD (*Total Harmonic Distortion*), no entanto, deixam a desejar em eficiência (CHEN et al., 2018; MAHMOODSALEH; ADIB, 2021). Em (ZHAO; ABRA-

MOVITZ; SMEDLEY, 2015) uma família de conversores Bridgeless Buck-Boost utilizando indutores acoplados é apresentada, porém sem fornecer detalhes práticos do desempenho dessas topologias.

Segundo (CHEN et al., 2021) a topologia Buck-Boost também é uma candidata promissora para utilização em aplicações com lâmpadas LED, devido a capacidade de fornecer uma baixa tensão de saída, um elevado FP e reduzida THD. Devido aos fatos apontados no texto o estudo de topologias Bridgeless Buck-Boost é de grande aplicabilidade já que as tecnologias de LED e de motores PMBM vem ganhando espaço no mercado consumidor mundial.

1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO

Esse trabalho é dedicado ao estudo, projeto e construção do conversor Bridgeless Buck-Boost proposto em (ZHAO; ABRAMOVITZ; SMEDLEY, 2015) com foco na melhora de rendimento e no estudo de técnicas de comutação suave. Em (SOVRANI, 2019) é sugerido uma modificação na posição do diodo de saída que será mantida nesse trabalho. Os objetivos principais desse trabalho são descritos a seguir.

- Projetar um conversor Bridgeless Buck-Boost capaz de operar na faixa de tensão europeia (230 V) e capaz de cumprir os requisitos normativos da IEC 61000-3-2 classe D.
- Projetar um protótipo com elevado rendimento.
- Estudar técnicas de comutação suave, em particular a técnica Valley Switching.
- Implementar uma técnica de comutação suave ao conversor BL Buck-boost.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho segue a organização descrita a seguir.

- Capítulo 1 - *Introdução* - Breve introdução contendo contextualização, motivação e objetivos do trabalho.
- Capítulo 2 - *Conversores Buck-Boost bridgeless para PFC* - Apresentação de algumas topologias Buck-boost para PFC e análise matemática da topologia selecionada.
- Capítulo 3 - *Conversores Quase-ressonantes e a técnica Valley switching* - Revisão bibliográfica sobre conversores Quase-ressonantes e técnicas de comutação suave.
- Capítulo 4 - *Análise do conversor Buck-Boost Bridgeless Quase-ressonante* - Análise matemática do conversor selecionado. Apresentação de formas de onda e etapas de operação.

- Capítulo 5 - *Princípio de operação do conversor Bridgeless Buck-Boost Quase-ressonante aplicado à correção de fator de potência* - Análise matemática do conversor BBB-QR operando como corretor de fator de potência.
- Capítulo 6 - *Projeto do conversor Buck-Boost bridgeless Quase-ressonante PFC* - Detalhes de projeto do conversor BBB-QR, projeto do indutor acoplado, escolha de semicondutores e projeto do sistema de controle.
- Capítulo 7 - *Resultados experimentais* - Apresentação dos resultados experimentais obtidos com o conversor BBB-QR.
- Capítulo 8 - *Conclusão* - Conclusão e considerações finais sobre o trabalho desenvolvido.

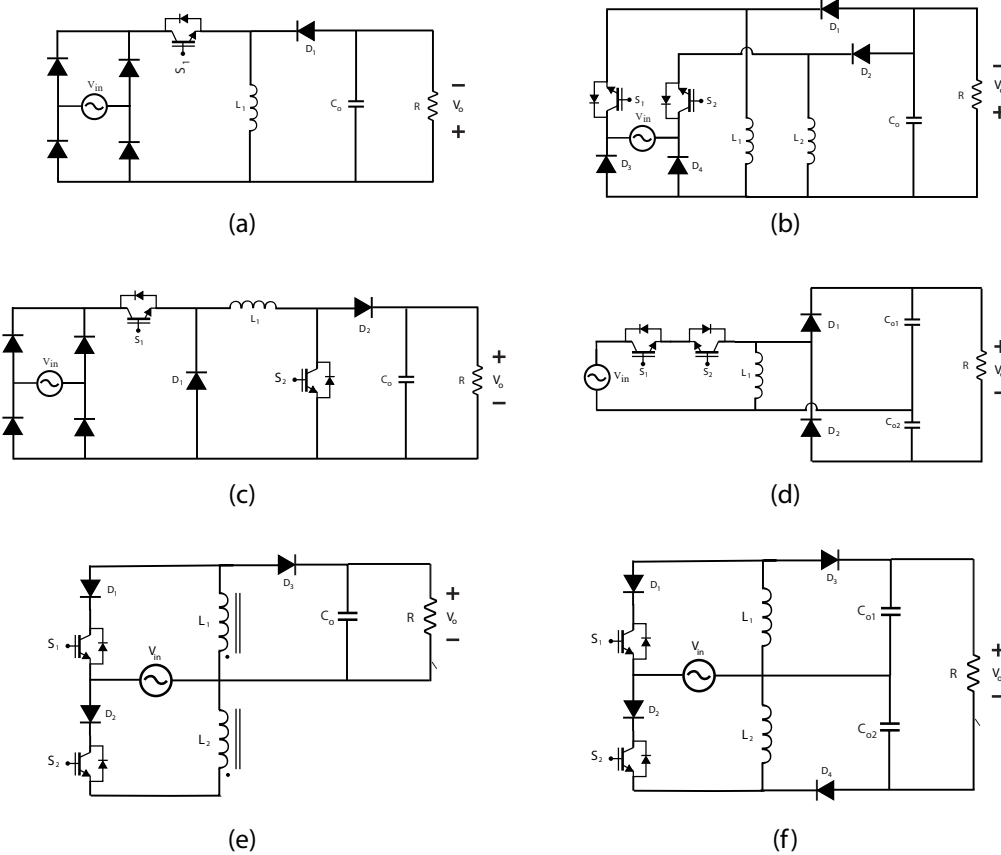
2 CONVERSORES BUCK-BOOST BRIDGELESS PARA PFC

Conversores Buck-Boost possuem a característica de operar em modo abaixador ou modo elevador da tensão de entrada sem prejudicar o fator de potência, além do valor médio de corrente de entrada drenada pelo conversor seguir naturalmente uma envoltória senoidal, no caso de operação em DCM (*Discontinuous Conduction Mode* - Modo de condução descontínuo). Desse modo o controle dessa topologia se torna bastante simplificado.

Diversas topologias Buck-Boost para PFC já foram propostas na literatura, entretanto, em sua maioria deixam a desejar em rendimento e possuem um elevado número de componentes (indutores, capacitores e semicondutores).

As topologias predominantemente encontradas na literatura se dividem em topologias Bridgeless ou topologias com ponte retificadora de diodos. A Figura 2 exibe algumas topologias selecionadas para um breve estudo comparativo.

Figura 2 – Algumas topologias de conversores Buck-boost para PFC. (a) Buck-Boost convencional. (b) Dual Buck-Boost Bridgeless (DBBL). (c) Buck-Boost cascata (BBBCa). (d) Buck-boost bridgeless 1. (e) Buck-Boost Bridgeless 2. (f) Buck-Boost Bridgeless 3.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A topologia Buck-Boost convencional Figura (2-a) apresenta diversos problemas que

dificultam sua aplicação comercial, dentre eles, elevado esforço de tensão no interruptor de potência e altas perdas de condução devido a ponte de diodos, que aumenta a quantidade de semicondutores conduzindo em um meio período de rede (CHEN et al., 2018).

A topologia Dual Buck-Boost Bridgeless (DBBL) é apresentada inicialmente em (BIST; SINGH, 2014) e tem como mérito a redução das perdas por condução devido a remoção da ponte de diodos, porém, ao custo de um aumento no número de elementos magnéticos ¹, aumento no número de interruptores de potência (em relação a topologia convencional) e a topologia permanece com elevados esforços de tensão nesses semicondutores.

Tabela 1 – Comparação entre algumas topologias Buck-Boost.

Características	(a)	(b)	(c)
Interruptores	1	2	2
Diodos	5	4	5
Núcleos (enrolamentos)	1 (1)	2 (2)	1 (1)
Capacitores	1	1	1
Nº semi. no circ. principal	3	2	4
$V_{s_{max}}$	$V_{in} + V_o$	$V_{in} + V_o$	$S_1 = V_{in} + V_o, S_2 = V_o$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 2 – Continuação da comparação entre as topologias Buck-Boost Bridgeless.

Características	(d)	(e)	(f)
Interruptores	2	2	2
Diodos	2	3	4
Núcleos (enrolamentos)	1 (1)	1 (2)	2 (2)
Capacitores	2	1	2
Nº semi. no circ. principal	2	2	2
$V_{s_{max}}$	$V_{in} + \frac{V_o}{2}$	$V_{in} + V_o$	$V_{in} + \frac{V_o}{2}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Em (CHEN et al., 2021) é realizada uma comparação entre as topologias Buck-Boost convencional, Dual Buck-Boost Bridgeless (DBBL) e Buck-Boost Bridgeless 3 (Figura (2-f)). Esse artigo demonstra que o custo de um protótipo do DBBL é aproximadamente 53% maior que o custo de um protótipo da topologia convencional. O volume (cm^3) do DBBL é

¹ O aumento do número de elementos magnéticos não implica necessariamente em aumento do volume do conversor, porém traz desvantagens como uma menor praticidade no processo de montagem e um possível aumento nos custos.

aproximadamente igual ao Buck-Boost convencional e a topologia DBBL possui 12,4% a menos de perdas.

A Tabela 3 mostra que a topologia Buck-Boost Bridgeless 3 apresenta um volume muito superior as outras duas topologias, sem oferecer uma redução significativa nas perdas de potência.

Tabela 3 – Comparação entre topologias Buck-boost considerando $V_{in} = 110Vac$ e $P_o = 100W$ (CHEN et al., 2021).

Topologia	Custo (Euros)	Volume (cm^3)	Perdas (W)
Buck-Boost Conv.	14,29	59,02	7,66
Buck-Boost Bridgeless 3	22,44	79,04	7,47
DBBL	22,97	58,05	6,71

Fonte: Elaborado pelo autor.

A topologia Buck-Boost 3 também é estudada em (CHEN et al., 2018), onde um protótipo de 100W atingiu o rendimento de 88,2%. Segundo os resultados experimentais obtidos pelo autor a topologia Buck-Boost 3 é capaz de obter um rendimento muito superior a topologia Buck-boost convencional em situações de baixa carga. Uma das grandes desvantagens da topologia Buck-Boost 3 é a necessidade de utilização de dois capacitores na saída, sendo que o valor de capacitância de cada um é o dobro do valor de capacitância que seria utilizado na topologia convencional para satisfazer o requerimento de ondulação de tensão de saída.

O conversor Buck-Boost Cascata BBCa retratado na Figura (2-c) é extensamente abordado na literatura acadêmica e é considerado uma opção viável para acionamento de PMBMs (ANWAR; MAKSIMOVIĆ; AFRIDI, 2017). A topologia buck-Boost cascata tem a tendência de apresentar perdas reduzidas, devido principalmente a reduzida tensão de bloqueio nos semicondutores e por permitir operação apenas como conversor Buck ou apenas como conversor Boost. Tal característica possibilita ao conversor BBCa tirar proveito da máxima transferência de potência dentro de um período de comutação. No caso de uma topologia Buck-Boost convencional, por exemplo, a transferência de energia é indireta durante 100% do período de comutação. No caso do conversor Buck quanto maior o *duty cycle*, maior o tempo em que ocorre máxima transferência de energia. Para o conversor Boost ocorre o contrário, quanto menor o *duty cycle* maior a porcentagem de tempo em que o conversor se encontra na situação de máxima transferência de energia.

Artigos acadêmicos demonstram que a topologia Buck-Boost cascata consegue atingir valores elevados de rendimento (acima de 97%) com um bom fator de potência mesmo em situações de baixa carga (KANG et al., 2016).

A topologia Buck-Boost Bridgeless 1 é citada na literatura acadêmica para carregamento de veículos elétricos (PANDE et al., 2020; DIXIT et al., 2020). Nos dois artigos citados foram construídos protótipos de 1 KW e impressionam pelo bom rendimento atingido (96,6% e 96% respectivamente) e pelo bom fator de potência (acima de 0,99). Conta também como ponto positivo para a topologia o fato de ter um reduzido número de semicondutores e elementos

magnéticos. Segundo (DIXIT et al., 2020) tal topologia é adequada para carregadores automotivos de 1 KW até 3,3 KW.

Por fim, a topologia Buck-Boost Bridgeless 2 é apresentada inicialmente em (SOVRANI, 2019) como sendo uma modificação de (ZHAO; ABRAMOVITZ; SMEDLEY, 2015), porém (ZHAO; ABRAMOVITZ; SMEDLEY, 2015) fornece poucos detalhes a respeito da topologia, informando apenas os esforços de tensão e corrente nos componentes para o modo de condução contínuo. Em (SOVRANI, 2019) foi construído um protótipo de 200 W operando em DCM que atingiu um pico de rendimento de 89,38%, tal protótipo apresentou problemas de sobretensão nos interruptores que reduziram significativamente a eficiência do conversor.

Devido as escassez de informações sobre a topologia Buck-Boost Bridgeless 2 na literatura a topologia foi escolhida como objeto de estudo nesse trabalho de dissertação. Trabalhos anteriores indicam também uma grande possibilidade de melhoria dessa topologia, tornando-a atraente para esse trabalho. Nesse capítulo uma análise do conversor operando em DCM é realizada para melhor entendimento da topologia.

2.1 ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS 2 OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO

Esta seção apresenta a dedução das expressões para a razão cíclica máxima, valor médio da corrente de entrada, ganho estático, indutância crítica, capacitância de saída e os esforços de corrente e tensão nos componentes. As etapas de operação do conversor BBBM² (Buck-Boost Bridgeless Modificado) em DCM são apresentadas na Figura 3. A operação em DCM consiste em 6 etapas de operação em um período completo da rede de alimentação.

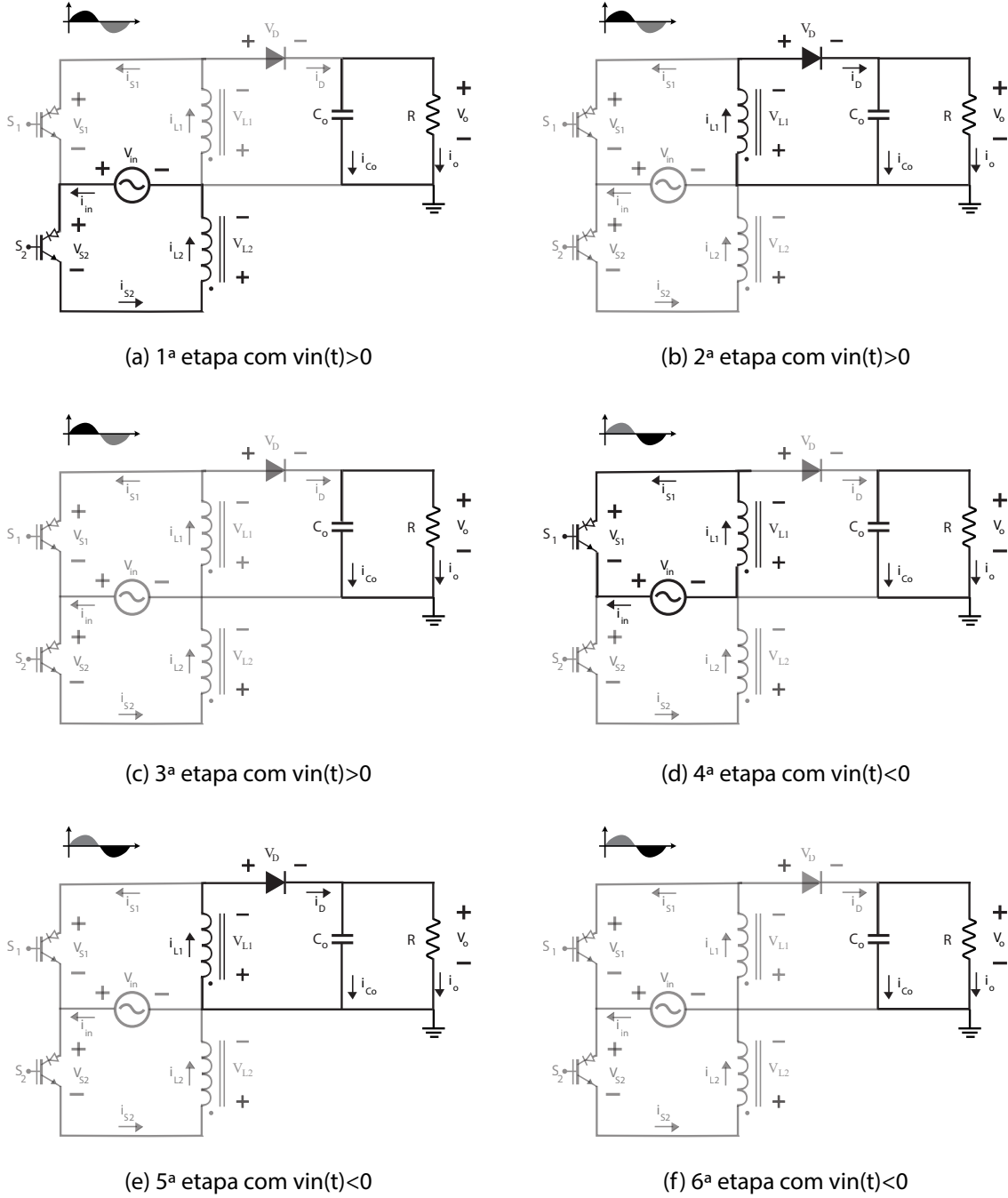
- 1ª Etapa - $0 \leq t \leq d.T_s$: O interruptor S_2 é comandado à conduzir, a fonte de alimentação V_{in} é conectada em série com o indutor L_2 , transferindo energia a ele por meio de uma corrente com derivada V_{in}/L . A carga permanece sendo alimentada pela energia armazenada no capacitor C_o . Essa etapa se encerra no momento em que o interruptor S_2 é comandado a bloquear.
- 2ª Etapa - $d.T_s \leq t \leq d_1.T_s$: A energia que foi armazenada no indutor acoplado na 1ª etapa é transferida para a carga e para o capacitor C_o por meio de L_1 , a corrente produzida possui derivada $-V_o/L$. A etapa termina de modo natural quando ocorre a desmagnetização do indutor acoplado, cessando a corrente I_{L1} .
- 3ª Etapa - $d_1.T_s \leq t \leq T_s$: Nessa etapa somente o capacitor C_o e a carga continuam energizadas. A etapa se encerra quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir novamente.

As principais formas de onda para auxiliar nas deduções das equações podem ser visualizadas na Figura 4.

² O termo BBBM é utilizado pelo autor (SOVRANI, 2019) para se referir ao conversor.

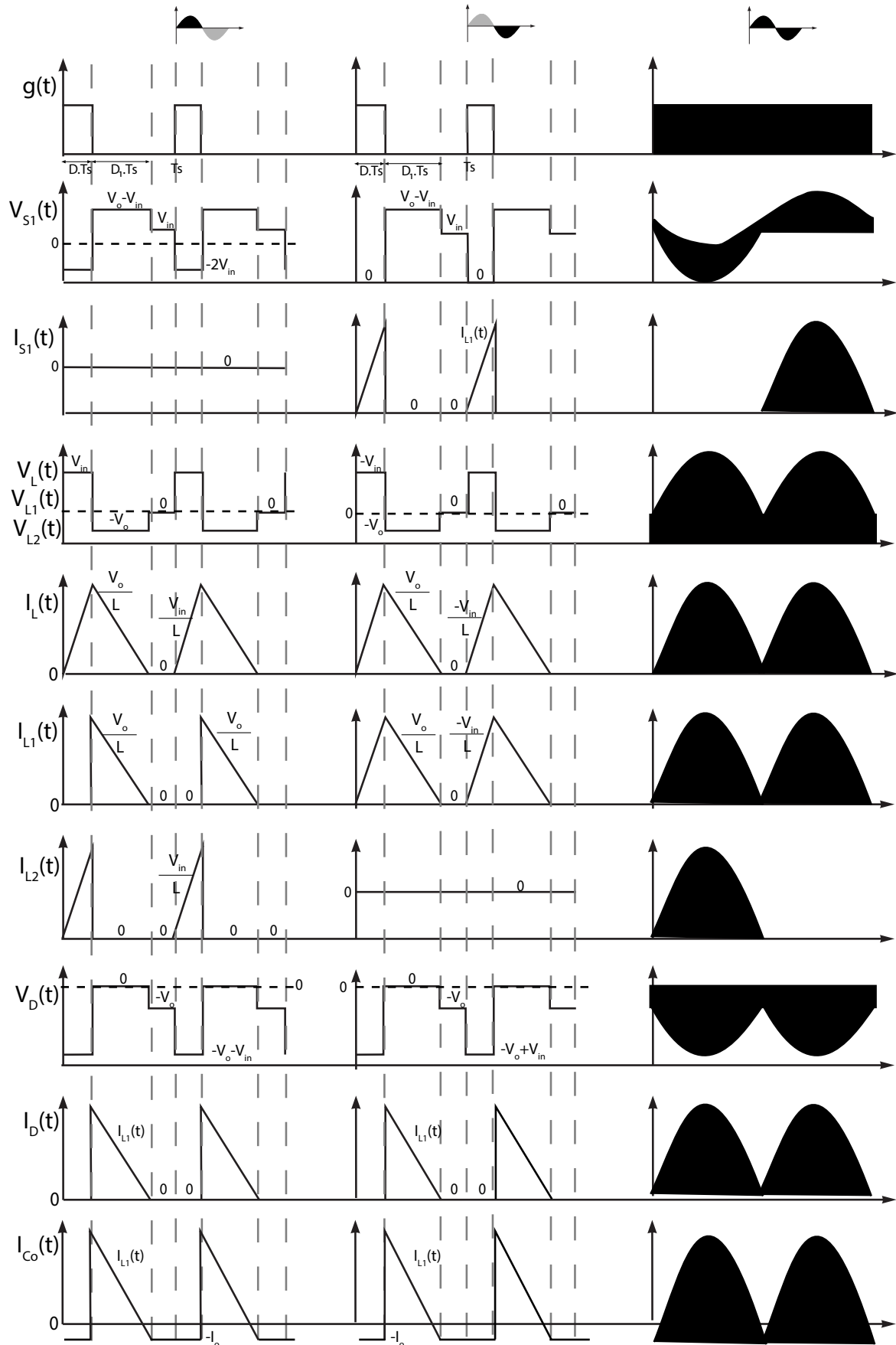
O sinal de comando dos interruptores S_1 e S_2 é aplicado de modo que a chave S_2 execute modulação por largura de pulso durante o período em que $V_{in} > 0$, a chave S_1 executa PWM durante o período para qual $V_{in} < 0$.

Figura 3 – Etapas de operação do conversor BBBM em condução descontínua.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 4 – Formas de onda do conversor BBBM em condução descontinua.



Fonte: Adaptado de (SOVRANI, 2019).

2.1.1 Equacionamentos

Essa seção se dedica a apresentação dos equacionamentos do conversor BBBM operando no modo descontínuo de corrente no indutor.

2.1.1.1 Dedução razão cíclica máxima D_{max}

Através da forma de onda de corrente no indutor, apresentado na Figura 4, pode-se retirar a expressão para a corrente de pico.

$$i_p(t) = \frac{V_p \sin(\omega t)}{L} \Delta t_1, \quad \text{sendo } \Delta t_1 = DT_s \quad (1)$$

A variação de corrente no indutor será a mesma no intervalo de condução da chave e no intervalo de condução do diodo. Com isso, pode-se retirar a seguinte igualdade:

$$\frac{V_p \sin(\omega t)}{L} DT_s = \frac{V_o \Delta t_2}{L} \quad \text{sendo } \Delta t_2 = D_1 \cdot T_s \quad (2)$$

Pode-se definir a relação da tensão de pico pela tensão de saída como sendo $\alpha = \frac{V_p}{V_o}$. Isolando Δt_2 de (2) e realizando a simplificação pela inserção da variável α tem-se a equação abaixo.

$$\Delta t_2 = \alpha \sin(\omega t) DT_s \quad \text{ou} \quad \Delta t_2 = \alpha \sin(\omega t) \Delta t_1 \quad (3)$$

Considerando o pior caso, em que há modo de condução crítica tem-se que $\Delta t_2 = (1 - D) \cdot T_s$.

$$\alpha \sin(\omega t) DT_s \leq (1 - D) T_s \quad (4)$$

Substituindo α e considerando o pior caso, em que tem-se $\sin(\omega t)$ unitário ($\omega t = \pi/2$) tem-se:

$$\frac{V_p}{V_o} D \leq (1 - D). \quad (5)$$

Isolando D em (5) tem-se a equação seguinte.

$$D \leq \frac{V_o}{V_o + V_p} \quad (6)$$

Pode-se simplificar a expressão (6) através de α que já foi explicitado acima.

$$D_{max} \leq \frac{1}{1 + \alpha} \quad (7)$$

2.1.1.2 Dedução do valor médio da corrente de entrada $I_{in_{med}}$

Para se obter a expressão do valor médio de corrente na entrada, inicialmente calcula-se a corrente de entrada para um intervalo de chaveamento, conforme a equação (8).

$$I_{in}(\omega t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} I_p(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{V_p \sin(\omega t) \cdot D \cdot T_s}{L} dt \quad (8)$$

$$I_{in}(\omega t) = \frac{V_p \sin(\omega t) D^2 T_s^2}{2LT_s} \quad (9)$$

$$I_{in}(\omega t) = \frac{V_p \sin(\omega t) D^2}{2Lf_s} \quad (10)$$

Como a frequência de chaveamento do *buck-boost* é muito maior do que a frequência da rede a forma de onda de corrente de entrada será constituída aproximadamente pela integração, em um semi-ciclo de rede dos valores médios da corrente de entrada em cada período de chaveamento.

$$I_{in_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{in}(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_p \sin(\omega t) D^2}{2Lf_s} d\omega t \quad (11)$$

$$I_{in_{med}} = \frac{V_p D^2}{\pi f_s L} \quad (12)$$

2.1.1.3 Dedução da equação de ganho estático de tensão

A expressão de potência média de entrada pode ser equacionada da seguinte maneira.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{in}(\omega t) \cdot V_{in}(\omega t) d\omega t \quad (13)$$

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_p^2 \sin^2(\omega t) D^2}{2Lf_s} d\omega t \quad (14)$$

$$P_{in} = \frac{V_p^2 D^2}{4Lf_s} \quad (15)$$

Considera-se inicialmente que $P_{in} = P_o$. Logo, pode-se reescrever esta igualdade como a seguir.

$$\frac{V_o^2}{R_o} = \frac{V_p^2 D^2}{4L f_s} \quad (16)$$

Isolando a relação de tensão de entrada pela tensão de saída, obterá-se a expressão de ganho estático de tensão de saída pela tensão de entrada.

$$\frac{V_o^2}{V_p^2} = \frac{R_o D^2}{4L f_s} \quad (17)$$

$$M_V = \frac{V_o}{V_p} = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{R_o}{L f_s}} \quad (18)$$

2.1.1.4 Dedução do valor médio de corrente na carga $I_{o_{med}}$

Sabe-se que a corrente de pico na entrada é equivalente a expressão apresentada em (1). O valor médio de corrente na carga para um intervalo de chaveamento pode ser escrita em função da corrente de pico de entrada e do tempo Δt_2 através da expressão (19).

$$I_o(\omega t) = \frac{1}{T_s} \frac{I_p(t) \cdot \Delta t_2}{2} \quad (19)$$

Substituindo I_p e Δt_2 tem-se a expressão (20).

$$I_o(\omega t) = \frac{V_p^2 \sin^2(\omega t) D^2 T_s^2}{2V_o L T_s} \quad (20)$$

$$I_o(\omega t) = \frac{V_p^2 \sin^2(\omega t) D^2}{2V_o L f_s} \quad (21)$$

Em seguida realiza-se a integração da corrente para um semi-ciclo de rede. A equação (23) também pode ser obtida por meio da equação (17).

$$I_{o_{med}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_o d\omega t \quad (22)$$

$$I_{o_{med}} = \frac{V_p^2 D^2}{4f_s V_o L} \quad (23)$$

2.1.1.5 Cálculo do valor crítico de indutância L_{cri}

Partindo-se da expressão de corrente, apresentado em (23), pode-se substituir a expressão de D_{max} que indicará a região de fronteira entre os modos de condução contínuo e descontínuo. Visto isso, a variável L na expressão passa a ser denominado indutância crítica (L_{cri}).

$$I_{o_{max}} = \frac{V_p^2 \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2}{4f_s L_{cri} V_o} \rightarrow \frac{\alpha^2 V_o^2 \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2}{4f_s L_{cri}} \quad (24)$$

Devido ao fato de a potência ser uma variável de inicialização de projeto na maioria dos casos, retira-se a expressão de L_{cri} em função da potência de saída. Com isso, pode-se reescrever a equação de potência de saída através de (25).

$$P_o = \frac{V_p^2 \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2 V_o}{4f_s L_{cri} V_o} \rightarrow \frac{\alpha^2 V_o^2 \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2}{4f_s L_{cri}} \quad (25)$$

$$P_o = \frac{V_p^2}{4f_s L_{cri}} \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2 \rightarrow \frac{\alpha^2 V_o^2}{4f_s L_{cri}} \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2 \quad (26)$$

Com isso, pode-se isolar L_{cri} . Deseja-se garantir que o conversor opere em modo de condução descontínuo, logo o L_{cri} torna-se o valor máximo de indutância a ser inserido.

$$L_{cri} = \frac{V_p^2}{4f_s P_o} \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2 \rightarrow \frac{\alpha^2 V_o^2}{4f_s P_o} \left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2 \quad (27)$$

2.1.1.6 Equação do valor de capacitância de saída C_o

Para cálculo da capacitância de saída devemos inicialmente equacionar a corrente que circula pelo capacitor, esse equacionamento pode ser realizado por meio da técnica de balanceamento de potência.

A tensão de entrada é dada pela equação (28) e considerando que o fator de potência unitário foi atingido podemos considerar que a corrente de entrada pode ser expressa pela equação (29). A potência pode então ser expressa pela equação (30).

$$V_{in}(t) = V_p \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (28)$$

$$I_{in}(t) = \frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (29)$$

$$P_{int}(t) = P_{out}(t) = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \sin^2(\omega \cdot t) \quad (30)$$

Tendo conhecimento da relação trigonométrica $\sin^2(x) = (1 - \cos(2.x))/2$ pode-se reescrever a equação (30) conforme a equação (31). A corrente que circulará pelo diodo de saída do conversor é calculada pela expressão (32).

$$P_{int}(t) = P_{out}(t) = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s} \cdot (1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)) \quad (31)$$

$$I_D(t) = \frac{P_{out}(t)}{V_o} \quad (32)$$

$$I_D(t) = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot V_o} \cdot (1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)) \quad (33)$$

De acordo com a expressão (23) pode-se escrever (33) como:

$$I_D(t) = I_{omed} - I_{omed} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (34)$$

Repare que a corrente no diodo $I_D(t)$ contém uma parcela DC e outra parcela alternada com o dobro da frequência da fonte de alimentação. Não há componente DC na corrente que circula pelo capacitor, a parcela alternada da equação (34) passará através do capacitor, logo a corrente $I_c(t)$ é uma cossenóide com valor de pico I_{omed} e consequentemente $I_{cpp} = 2 \cdot I_{omed}$ é seu valor de pico a pico.

$$I_c(t) = -I_{omed} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) \quad (35)$$

A ondulação de tensão na carga é dada pela equação (36), onde Z_c é a impedância do capacitor calculada por meio da equação (37).

$$\Delta V_c = Z_c \cdot I_{cpp} \quad (36)$$

$$Z_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_g) \cdot C_o} \quad (37)$$

$$\Delta V_c = \frac{I_{omed}}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_o} \quad (38)$$

$$\Delta V_c = \frac{P_{o_{max}}}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_o \cdot V_o} \quad (39)$$

Como a tensão sobre o capacitor é igual a tensão de saída podemos escrever as equações (40) e (41) que são equivalentes.

$$C_o = \frac{P_{o_{max}}}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (40)$$

$$C_o = \frac{P_{o_{max}}}{\pi \cdot f_g \cdot (V_{o_{max}}^2 - V_{o_{min}}^2)} \quad (41)$$

2.1.2 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos componentes

As deduções das equações para os esforços nos componentes são muito extensas e foram omitidas.

$$I_{L1_{pico}} = I_{L2_{pico}} = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} \quad (42)$$

$$I_{Dmed} = I_{o_{med}} = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot f_s \cdot L \cdot V_o} \quad (43)$$

$$I_{Drms} = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{\frac{V_p^3 \cdot D^3}{V_o \cdot L^2 \cdot f_s^2 \cdot \pi}} \quad (44)$$

$$I_{S1_{rms}} = I_{S2_{rms}} = \frac{\sqrt{3 \cdot D^3} \cdot V_p}{6 \cdot L \cdot f_s} \quad (45)$$

$$I_{L1_{rms}} = \sqrt{(\sqrt{2} \cdot I_{S1_{rms}})^2 + I_{Drms}^2} \quad (46)$$

$$I_{L2_{rms}} = I_{S2_{rms}} = \frac{\sqrt{3 \cdot D^3} \cdot V_p}{6 \cdot L \cdot f_s} \quad (47)$$

A tensão máxima sobre as chaves é dada pela equação (48), enquanto que a equação (49) apresenta o máximo valor de tensão reversa sobre a chave.

$$V_{Smax} = V_p + V_o \quad (48)$$

$$V_{SRmax} = -2 \cdot V_p \quad (49)$$

$$V_{Dmax} = V_p + V_o \quad (50)$$

$$I_{Co_{rms}} = \frac{1}{120} \cdot \sqrt{\frac{10.V_p^3.D^3.(640.V_o^2 - 256.D^2.V_p^2 - 45.D.\pi.V_o.V_p)}{L^2.V_o^3.\pi.f_s^2}} \quad (51)$$

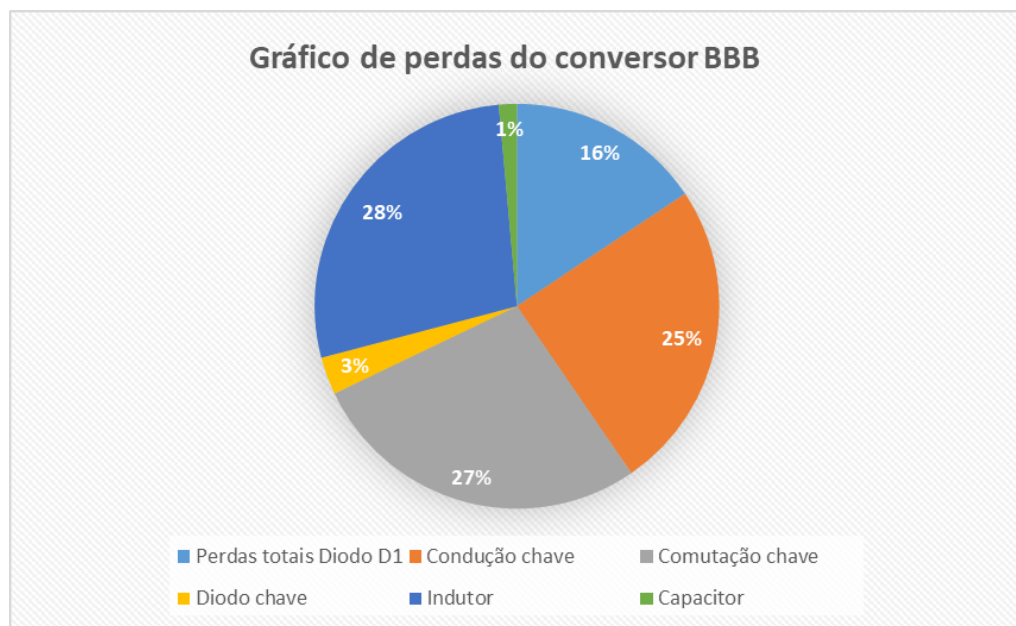
Em (SOVRANI, 2019) é executado um exemplo de projeto e a validação experimental dos equacionamentos aqui apresentados.

2.2 ANÁLISE DE RENDIMENTO DO CONVERSOR BRIDGELESS BUCK-BOOST

Com base nos equacionamentos obtidos nesse capítulo foram calculadas as perdas nos componentes do conversor construído em (SOVRANI, 2019). Verificou-se algumas inconsistências nos valores de perdas calculados por esse autor e ao final do processo de cálculo obteve-se um rendimento de 90,32%, bem próximo aos resultados experimentais obtidos pelo autor, cujo rendimento experimental foi de 89,38%.

A Figura 5 exibe a distribuição das perdas no conversor Bridgeless Buck-Boost 2, percebe-se que as perdas no indutor e as perdas nos interruptores (condução e comutação) são os principais fatores que contribuíram para o baixo rendimento do protótipo construído por (SOVRANI, 2019). Esse trabalho se dedicará a redução das perdas de comutação por meio de técnicas de *soft switching*.

Figura 5 – Distribuição calculada das perdas da topologia Buck-Boost bridgeless 2 construída por (SOVRANI, 2019)



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

3 CONVERSORES QUASE-RESSONANTES E A TÉCNICA *VALLEY SWITCHING*.

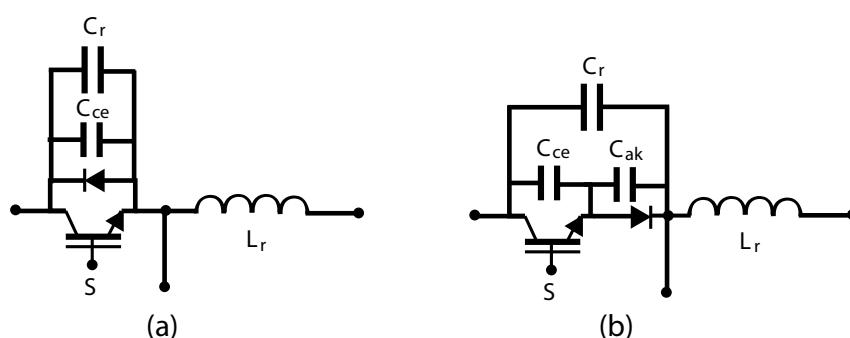
Segundo (FREITAS, 1992) até o ano de 1985 os conversores estáticos utilizavam somente a técnica de modulação de pulso PWM, sendo empregada a comutação forçada (*hard-switching*) com as perdas de comutação sendo diretamente proporcionais a frequência de operação.

Devido as elevadas perdas de comutação os conversores eletrônicos desenvolvidos até meados dos anos 80 limitavam sua frequência de comutação entre (20 – 50) kHz, o que consistia em uma grande limitação, visto que impossibilitava a redução do volume dos componentes magnéticos do circuito (RASHID, 2011).

3.1 CONVERSORES QUASE-RESSONANTES

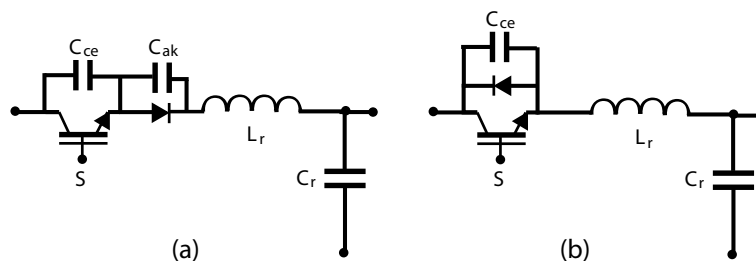
Segundo (RASHID, 2011) um conversor quase-ressonante pode ser definido como um híbrido de conversor ressonante com um conversor PWM convencional. O princípio que rege a criação de conversores quase-ressonantes consiste na substituição da chave convencional pela chave ressonante (chave ZC - Zero Current ou ZV - Zero Voltage) cujos modelos podem ser vistos nas Figuras 6 e 7.

Figura 6 – Configurações da chave *Zero-Voltage*. (a) Half-wave. (b) Full-wave.



Fonte: Adaptado de (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987).

Figura 7 – Configurações da chave *Zero-Current*. (a) Half-wave. (b) Full-wave.



Fonte: Adaptado de (LIU; ORUGANTI; LEE, 1987).

Como se observa nas Figuras 6 e 7 os conversores quase-ressonantes associam as chaves semicondutoras um circuito ressonante, tal circuito ressonante é sempre composto por um indutor

e um capacitor e não necessariamente precisam ser adicionados externamente ao circuito, em alguns casos é possível utilizar os elementos parasitas do circuito (principalmente a capacitância parasita das chaves).

A ressonância que ocorre entre os elementos do circuito faz com que ocorram oscilações de tensão e corrente, durante essas oscilações a tensão e a corrente nas chaves se anulam ou atingem um ponto mínimo de vale, que pode ser aproveitado para mudanças de estado das chaves semicondutoras, proporcionando assim uma redução das perdas de comutação.

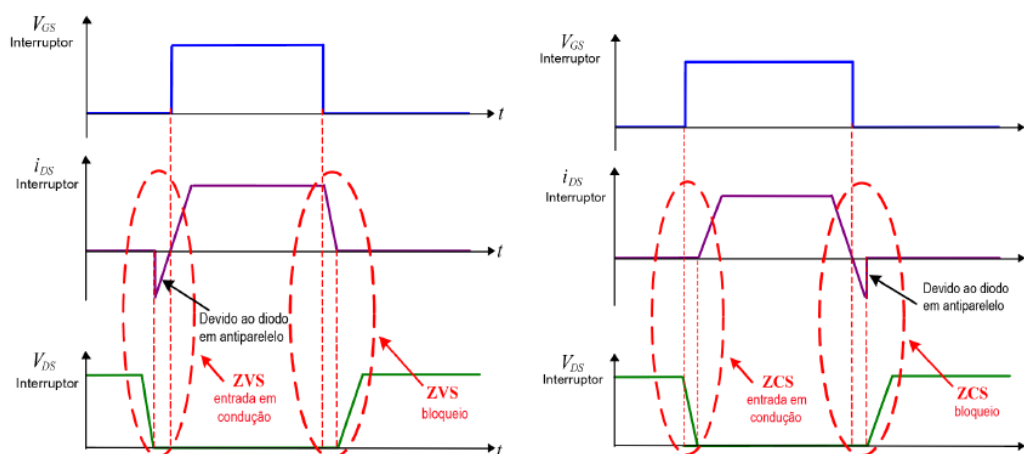
Na chave ressonante ZC o indutor L_r é conectado em série com a chave semicondutora, de modo que, quando a chave é comandada a conduzir a corrente cresce lentamente e começa a oscilar devido a ressonância entre L_r e C_r , a chave pode então ser aberta quando a corrente elétrica se anular. No caso de uma chave unidirecional a corrente elétrica pode ressonar somente no ciclo positivo, tal configuração é chamada chave ZC *Half-wave* (Figura (7-a)). Se um diodo for conectado em anti-paralelo com a chave unidirecional a corrente pode fluir em ambas as direções, nesse caso diz-se que a chave ressonante está operando no modo *Full-wave* (7-b)). No caso da chave ZC as capacitâncias parasitas C_{ce} e C_{ak} formam um circuito ressonante paralelo durante o bloqueio do interruptor. Tal fenômeno gera uma oscilação de tensão (*voltage ringing*) que pode causar problemas de EMI, além disso, em alguns casos, pode obrigar o uso de interruptores de maior tensão de bloqueio, para evitar a queima por sobretensão (FIRMANSYAH et al., 2009).

Na chave ressonante ZV o capacitor C_r é conectado em paralelo com a chave semicondutora. Se a chave for unidirecional a tensão sobre o capacitor C_r pode oscilar positiva e negativamente, operando no modo *Full-wave* (6-b)). Se um diodo for conectado em anti-paralelo com a chave a tensão sobre esta é grampeada para 0V durante o ciclo negativo do processo de ressonância, desse modo operando no modo *Half-wave* (Figura (6-a)). As capacitâncias parasitas C_{ce} e C_{ak} se somam a capacitância ressonante C_r para possibilitar a comutação ZVS. No caso dessas capacitâncias parasitas serem suficientemente grandes é possível se utilizar somente delas, deixando de ser necessário a adição de um capacitor extra C_r .

A Figura 8 exibe as formas de onda típicas para uma chave semicondutora com diodo em anti-paralelo para as técnicas de comutação ZVS (Figura (8-a)) e ZCS (Figura (8-b)).

Além de possibilitar uma comutação não dissipativa as técnicas *Soft-switching* também reduzem a interferência eletromagnética EMI causada pelas transições bruscas de tensão e corrente (TSAI; SU, 2017).

Figura 8 – Formas de onda no interruptor de potência para comutação ZVS (a) e para ZCS (b).

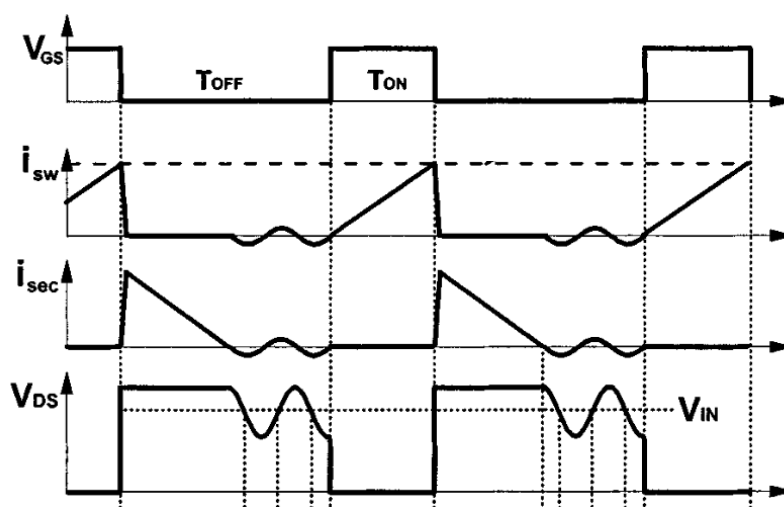


Fonte: Adaptado de (TSAI; SU, 2017)

3.2 A TÉCNICA VALLEY SWITCHING

A técnica *Valley Switching* consiste na utilização da ressonância que ocorre entre os elementos do circuito para realização da comutação. Durante o funcionamento do conversor ocorrem oscilações na tensão sobre a chave após a desmagnetização do elemento magnético, conforme ilustra a Figura 9, os vales dessa forma de onda ressonante podem ser utilizados para efetuar uma comutação com perdas reduzidas.

Figura 9 – Formas de onda de um conversor Flyback utilizando a técnica *Valley Switching*. A oscilação decorre da interação entre o indutor e capacitância parasita da chave. Nesse caso também se faz uso da técnica *Valley Skipping*.



Fonte: (PANOV; JOVANOVIĆ, 2002)

A Figura 9 exibe algumas das principais formas de onda de um conversor Flyback fazendo uso da técnica *Valley Switching*. Se percebe que o processo de ressonância ocorre após a

desmagnetização do indutor acoplado do Flyback, se observa também que a corrente se torna negativa na chave (passa através do diodo em anti-paralelo com a chave) e no indutor durante alguns períodos de tempo ao decorrer da ressonância. Essas características mencionadas são válidas para a grande maioria das topologias que se utilizam dessa técnica.

O Flyback da Figura 9 também se utiliza da técnica *Valley Skipping*, que como o nome sugere consiste em pular alguns vales, tal técnica tem como grande mérito reduzir a frequência de comutação do conversor quando necessário e mantendo um alto rendimento e baixa THD para conversores PFC (JIANG; NENE; CHOUDHURY, 2019). Para execução de *Valley Skipping* é necessário a leitura da tensão sobre o indutor (o mais comum é a utilização de enrolamento auxiliar no indutor) e a utilização de um sistema de aquisição de sinal e de controle que seja capaz de detectar essas variações de tensão no enrolamento, afim de de executar chaveamento nos vales de tensão no interruptor.

A técnica *Valley Switching* também possibilita o descarregamento (mesmo que parcial) da capacitância C_{DS} (capacitância entre dreno e source para Mosfets, C_{CE} para IGBTs), dessa forma reduzindo as perdas de comutação (LIANG et al., 2007). A equação (52) descreve as perdas devido ao descarregamento da capacitância parasita da chave.

$$P_{C_{DS}} = \frac{1}{2} \cdot C_{DS} \cdot V_{SW}^2 \cdot f_s \quad (52)$$

Para se ter uma noção de grandezas pode-se considerar o seguinte exemplo: tensão sobre a chave $V_{SW} = 300V$, capacitância $C_{DS} = 500 pF$ que corresponde ao valor de capacitância típico para um Mosfet de baixa potência e frequência de chaveamento $f_s = 500 KHz$. Para esse caso as perdas são de $P_{C_{DS}} = 11,25 W$, trata-se de um valor significativo, principalmente para conversores de baixa potência.

Outra característica relevante dessa técnica é a operação no modo de condução crítico (CrCM) geralmente com frequência de comutação variável.

O CrCM apresenta algumas vantagens quando comparado ao CCM, não há o problema da recuperação reversa devido aos diodos, conversores no CrCM necessitam de um menor valor de indutância, o que pode reduzir o tamanho físico do indutor, em CrCM também é possível implementar *Valley Switching* facilmente. O controle a ser implementado também é simplificado, sendo necessário somente a malha de controle de tensão para a operação no CrCM, ao contrário do CCM que necessita das malhas de controle de corrente e de tensão (YAN et al., 2014).

Se comparado com DCM o CrCM apresenta esforços reduzidos de corrente nos componentes do circuito (menor valor de pico e menor valor eficaz) (YANG; DO, 2015), além de possibilitar um filtro de entrada menor.

O CrCM é extensamente empregado em conversores Boost PFC até 300W (YI; CHO, 2014) e em conversores Flyback até 100W (ZHOU et al., 2018).

3.3 CONVERSORES BUCK-BOOST BRIDGELESS EMPREGANDO TÉCNICAS *SOFT SWITCHING*

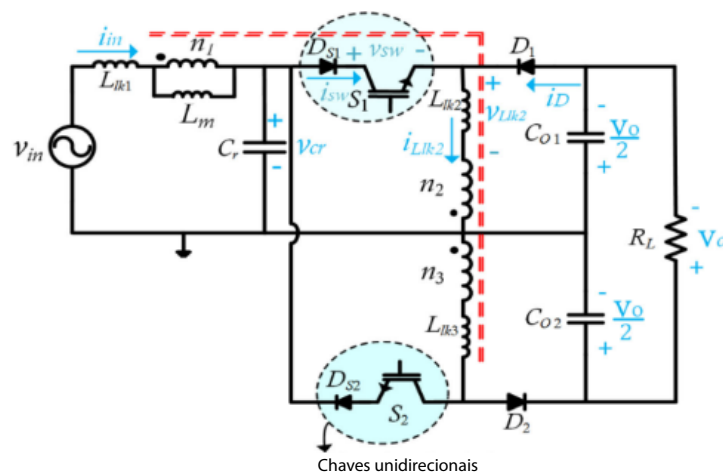
A literatura existente atualmente sobre Buck-Boost Bridgeless empregando técnicas de *Soft switching* é escassa e se resume a alguns poucos artigos.

Em (MAHMOODSALEH; ADIB, 2021) é apresentado um conversor Buck-Boost Bridgeless para PFC que utiliza um único núcleo magnético com 3 enrolamentos acoplados, 2 enrolamentos servem como indutores para transferência de energia no modo buck-boost e um enrolamento na entrada serve como indutor de filtro e como indutância para o tanque LC que cria uma ressonância e permite a operação com *Soft switching*. A Figura 10 exibe o circuito da topologia.

Os autores se utilizam de um técnica chamada *Discontinuous capacitor voltage mode* (DCVM) que permite a essa topologia apresentar baixas perdas de comutação no bloqueio das chaves, capacidade PFC inerente e baixa complexidade no circuito de controle. A topologia também é capaz de alcançar quase ZCS na entrada em condução das chaves e quase ZVS no bloqueio, além disso, opera com modulação PWM, ao contrário de conversores semelhantes que se propõem a alcançar ZVS/ZCS, que geralmente possuem um controle com frequência variável.

Outra grande vantagem da topologia é o fato da corrente de entrada ser contínua, o que pode reduzir o tamanho físico do filtro de EMI na entrada do conversor, além de facilitar a aprovação do conversor em testes de emissão eletromagnética conduzida.

Figura 10 – Conversor Bridgeless Buck-Boost proposto por (MAHMOODSALEH; ADIB, 2021).



Fonte: (MAHMOODSALEH; ADIB, 2021)

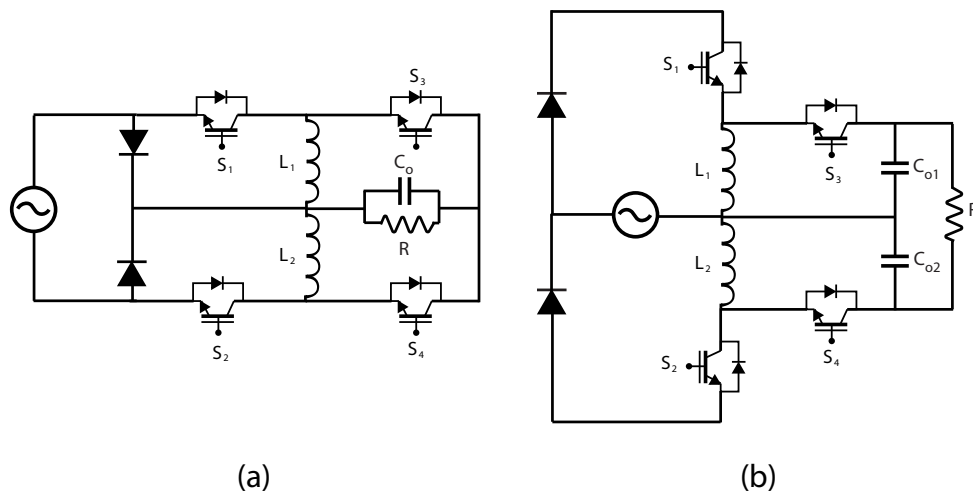
Uma grande desvantagem dessa topologia é que os esforços de tensão nas chaves semicondutoras são proporcionais a corrente de carga, o que faz dessa topologia atrativa apenas para aplicações de baixa potência, abaixo de 150 W aproximadamente. Interessante também notar que a tensão nas chaves não é grampeada pela tensão nos capacitores de saída, dessa forma, também

seria necessário a utilização de chaves com maior tensão de bloqueio para aplicações de maior potência, além de acarretar em uma redução de eficiência.

Os autores (MAHMOODSALEH; ADIB, 2021) desenvolveram um protótipo de $120W$, $V_{out} = 48V$, $V_{in} = 110V_{rms}$ e frequência de chaveamento $f_{sw} = 50kHz$. Os resultados experimentais demonstram claramente que há uma diminuição significativa da eficiência conforme aumento da potência de saída. Em $35W$ a eficiência foi de $94,5\%$, em $120W$ de 92% . Embora seja um conversor Buck-Boost os autores não mostram resultados considerando a variação da tensão de saída, carecendo de informações nesse sentido. O conversor apresentou um excelente fator de potência, o menor valor medido foi de $FP = 99,05$.

Em (LEONG; MUETZE, 2014) são apresentados dois conversores Buck-Boost Bridgeless para PFC que fazem uso da técnica *Triangular current mode* (TCM) para obtenção de comutação suave ZVS. Esses conversores são apresentados na Figura 11, a principal diferença entre as duas topologias é a saída, um apresenta saída paralela e o outro apresenta saída com ponto médio.

Figura 11 – Conversores Bridgeless Buck-Boost propostos por (LEONG; MUETZE, 2014): (a) saída paralela, (b) saída com ponto médio.

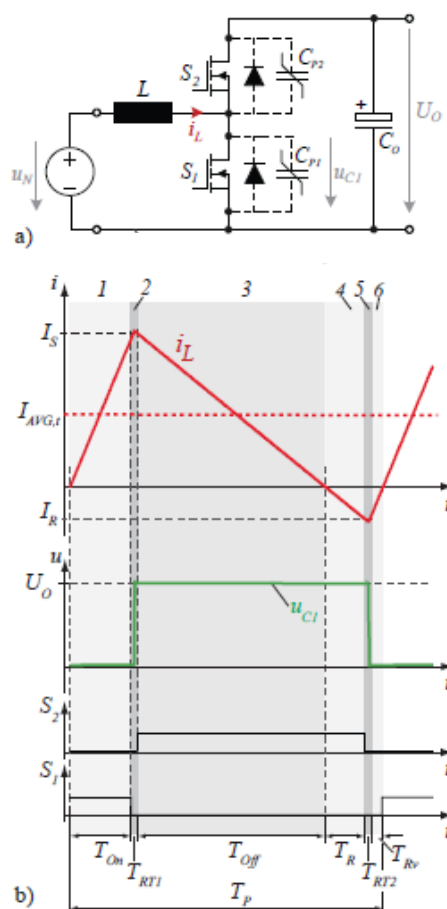


Fonte: Adaptado de (LEONG; MUETZE, 2014)

A topologia com saída paralela é mais interessante para aplicações com menor tensão de saída, pois apresenta menor valor RMS da corrente de saída para um mesmo nível de potência de carga.

A Figura 12 demonstra o princípio de funcionamento da técnica de controle TCM. Inicialmente a chave S_1 é acionada por um período T_{on} e o indutor armazena energia, ao final desse período a chave S_1 é bloqueada e a corrente passa a circular pelo diodo em anti-paralelo com a chave S_2 , sendo que a chave S_2 é comandada a conduzir durante todo o período $T_{off} + T_R$. Durante T_R a chave S_2 está acionada para forçar uma corrente negativa no indutor que servirá para descarregar as capacitâncias parasitas das chaves. Dessa forma a corrente no indutor exibe um formato triangular, o que dá nome a essa técnica de controle.

Figura 12 – Demonstração do funcionamento da técnica TCM.



Fonte: (BIELA et al., 2010)

Dessa forma as topologias que fazem uso da técnica TCM precisam de chaves de potência na saída ao invés de diodos, para que seja possível forçar a circulação de uma corrente negativa no indutor, o que pode ser notado nas topologias da Figura 11. Essa necessidade se traduz em um aumento da complexidade desses conversores.

Também é interessante ressaltar que a implementação da técnica TCM é consideravelmente mais difícil que uma técnica de controle convencional, pois é necessária a resolução de equações online no microcontrolador para a determinação dos tempos T_{on} e T_R , ou a utilização de tabelas com valores pré-calculados. Além disso, é necessário um circuito para detecção da passagem por zero da corrente no indutor. Mais detalhes sobre essa técnica podem ser obtidos em (BIELA et al., 2010).

O artigo escrito por (LEONG; MUETZE, 2014) carece de resultados experimentais, são apresentados apenas resultados de simulação. A eficiência simulada foi de 97,65% para a topologia com saída paralela e o conversor conseguiu manter a comutação suave ZVS por todo o intervalo de operação.

Em (SCHERBAUM et al., 2017) é apresentado um Buck-Boost quase-ressonante isolado com comutação ZVS. A topologia apresentada utiliza seis chaves semicondutoras, dois elementos magnéticos e três capacitores, sendo dois capacitores necessários para criação de circuitos ressonantes. O sistema de controle utilizado emprega modulação PWM e consiste em uma malha interna de corrente e uma malha externa de controle de tensão.

Apesar da topologia de (SCHERBAUM et al., 2017) ser conceitualmente interessante se nota uma grande desvantagem nos resultados experimentais obtidos: há uma grande diminuição da eficiência do conversor quando operando em baixa carga, além disso, o fator de potência também fica prejudicado. Os resultados experimentais mostraram um pico de eficiência de 92% em 120W, em 40W uma eficiência de 84%, o que claramente torna a topologia desinteressante para aplicações onde o conversor irá operar constantemente com baixa carga.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS QUASE-RESSONANTE

Nessa sessão os estados topológicos do conversor Buck-Boost Bridgeless Quase-ressonante (BBB-QR) são analisados, são obtidas equações que descrevem o comportamento do conversor durante cada uma das etapas de operação.

Essa sessão inicialmente aborda a análise do conversor considerando uma fonte de tensão contínua na entrada, facilitando a compreensão de seu funcionamento, posteriormente a análise é expandida para uma análise considerando uma fonte de alimentação senoidal, para utilização do conversor como estágio PFC.

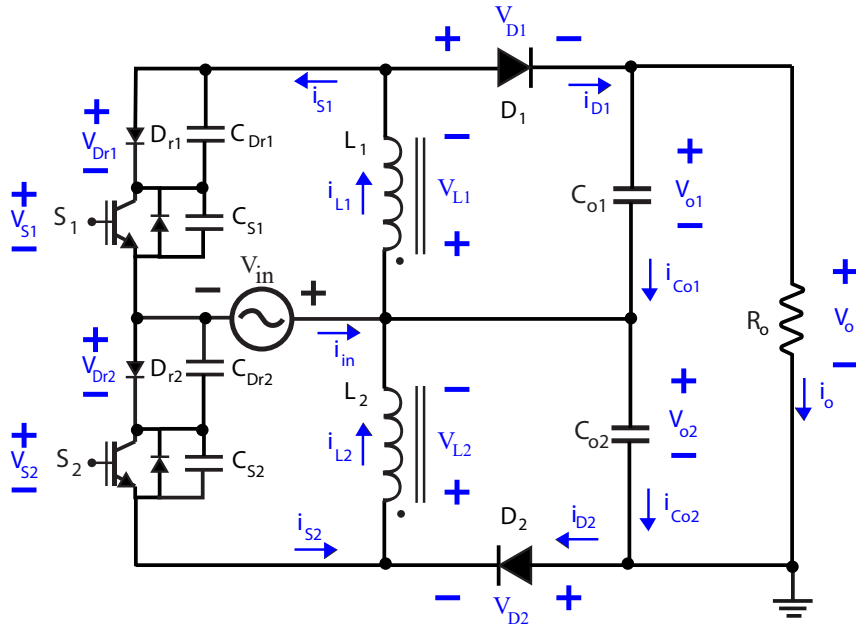
O conversor BBB-QR é ilustrado na Figura 13, trata-se de uma modificação do conversor BBBM topologia 3 apresentado em (SOVRANI, 2019), que por sua vez é uma modificação de um conversor apresentado em (ZHAO; ABRAMOVITZ; SMEDLEY, 2015). (SOVRANI, 2019) propôs uma modificação na posição do diodo de saída que propiciaria uma redução na interferência eletromagnética gerada pelo conversor, facilitando sua aprovação em testes de compatibilidade eletromagnética. A diferença entre o conversor proposto nesse trabalho e o conversor projetado em (SOVRANI, 2019) é a adição de dois capacitores externos conectados em paralelo com os diodos D_{r1} e D_{r2} . A adição dos capacitores externos é necessária para que a etapa ressonante ocorra adequadamente e propicie uma redução significativa da tensão de comutação da chave. A inserção desses capacitores é justificada matematicamente nesse capítulo, de onde se verifica que a capacitância intrínseca dos diodos D_{r1} e D_{r2} não produziria um resultado satisfatório. Os capacitores C_{S1} e C_{S2} são os capacitores intrínsecos das chaves semicondutoras.

A configuração do circuito da Figura 13 com a utilização de diodos e chaves discretos se justifica pela ausência de Reverse-Blocking IGBTs (RB-IGBT) com baixa capacidade de condução de corrente média, até o presente momento o dispositivo FGW15N120H (FUJI ELECTRONICS, 2021) com capacidade de corrente média de 15A é o dispositivo com menor capacidade de corrente encontrado na pesquisa. Tal dispositivo apresenta um nível de corrente muito mais elevado do que o necessário para o projeto a ser desenvolvido. Portanto, a opção de utilizar chaves RB-IGBT foi desconsiderada, embora possam surgir novos modelos no futuro.

O conversor BBB-QR em modo Quasi-ressonante opera de maneira próxima à condução crítica, diferenciando-se da condução crítica convencional por introduzir um delay após a desmagnetização do indutor para que a chave seja acionada durante o vale da tensão sobre a chave, propiciando assim a operação valley switching e zero voltage switching dependendo das condições de operação do conversor BBB-QR.

Cada uma das chaves do conversor opera em um semi-ciclo do período da rede de alimentação. A chave S_1 é acionada para $V_{in} > 0$ e S_2 é comandada para $V_{in} < 0$. A operação do conversor é simétrica, ou seja, as mesmas formas de onda serão obtidas nos componentes tanto no semi-ciclo positivo quanto no semi-ciclo negativo da fonte de alimentação. Desse modo, a análise matemática do conversor será realizada somente para o semi-ciclo positivo e inicialmente

Figura 13 – Conversor BBB-QR proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

considerando uma fonte com valor de tensão constante.

Na operação em CrCM quase-ressonante o conversor apresenta 2 conjuntos de estados topológicos. O primeiro conjunto acontece para $V_{in} > V_{in_ZVS}$, cujo valor é dado pela equação (53) e depende da tensão de saída do conversor, dos capacitores adicionados em paralelo aos diodos e das capacitâncias intrínsecas das chaves.

$$V_{in_ZVS} = \frac{V_o}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \quad (53)$$

Onde,

$$C_{eq} = \frac{C_s \cdot C_r}{C_s + C_r} \quad (54)$$

A equação (53) estabelece uma fronteira entre a operação do conversor com *Valley switching* e ZVS, com a ocorrência de ZVS para $V_{in} < V_{in_ZVS}$ e *Valley switching* para $V_{in} > V_{in_ZVS}$. Portanto, considerando uma tensão de saída constante as etapas de operação se alteram com a variação da tensão de rede V_{in} , resultando em dois conjuntos de estados topológicos. Para fins de simplicidade somente os estados topológicos para $V_{in} > V_{in_ZVS}$ serão analisados nessa dissertação.

4.1 OPERAÇÃO PARA $V_{in} > V_{in_ZVS}$.

Na operação em modo CrCM quase-ressonante com $V_{in} > V_{in_ZVS}$ o conversor apresenta 12 estados topológicos, sendo 6 estados topológicos para operação no semi-ciclo positivo e 6 estados na operação em semi-ciclo negativo da fonte de alimentação senoidal. Como mencionado anteriormente no texto a operação do conversor é simétrica, sendo assim, apenas os estados correspondentes ao semiciclo positivo serão descritos.

- 1ª Etapa - $T_0 \leq t \leq T_1$: A chave S_1 é comandada a conduzir, a fonte de alimentação V_{in} é conectada a duas malhas, uma com o indutor L_1 e o capacitor C_{Dr1} em série. A segunda malha contém o indutor L_2 e os capacitores C_{Dr2} e C_{S2} conectados em série. Nessa etapa há transferência de energia de maneira ressonante aos componentes armazenadores de energia. A carga permanece sendo alimentada pela energia armazenada nos capacitores C_{01} e C_{02} . O capacitor C_{Dr1} inicialmente encontra-se negativamente carregado e sua tensão cresce até que atinge zero e a corrente passa a circular pelo diodo D_{r1} , iniciando a 2ª etapa.
- 2ª Etapa - $T_1 \leq t \leq T_2$: A chave S_1 permanece comandada a conduzir, a fonte de alimentação V_{in} é conectada em série com o indutor L_1 , transferindo energia a ele por meio de uma corrente com derivada V_{in}/L . A carga permanece sendo alimentada pela energia armazenada nos capacitores C_{01} e C_{02} . Essa etapa se encerra no momento em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear.
- 3ª Etapa - $T_2 \leq t \leq T_3$: A corrente que circulava através da chave S_1 na etapa anterior é redirecionada para o capacitor da chave C_{S1} . Devido ao acoplamento entre os indutores surgem duas malhas de corrente e a fonte V_{in} transfere energia de modo ressonante para os componentes reativos do circuito. A carga continua sendo alimentada pela energia armazenada nos capacitores C_{01} e C_{02} . A 3ª etapa termina quando a tensão do capacitor C_{S1} atinge o valor $V_{in} + V_o/2$.
- 4ª Etapa - $T_3 \leq t \leq T_4$: Nessa etapa se sucede a transferência da energia armazenada nos indutores acoplados L_1 e L_2 para a carga. A transferência de energia se dá por duas correntes com derivada $-V_o/(4.L_r)$ e essa etapa termina quando essas correntes atingem o valor zero, completando a desmagnetização dos indutores.
- 5ª Etapa - $T_4 \leq t \leq T_5$: Inicia-se uma etapa ressonante que gera duas malhas de corrente. Os capacitores C_{S1} , C_{Dr2} e C_{S2} são parcialmente descarregados e o capacitor C_{Dr1} é carregado negativamente. O descarregamento do capacitor C_{S1} e consequentemente sua redução de tensão possibilitam a comutação com *Valley switching*. Essa etapa se encerra quando a tensão no capacitor C_{S1} atinge o valor mínimo e a chave S_1 é comandada a conduzir e a operação do conversor segue para a 6ª Etapa.

- 6ª Etapa - $T_5 \leq t \leq T_6$: A chave S_1 é acionada, a energia armazenada na capacitância parasita da chave é descarregada na resistência da chave. Ao final desse etapa o conversor retorna a 1ª etapa.

A sexta etapa que pode ser verificada na Figura 15 ocorre de maneira diferente em simulações em que se considera uma indutância de dispersão para o indutor acoplado. Considerando a indutância de dispersão há uma transição suave entre a quinta etapa e a primeira etapa.

O pico de corrente que ocorre na sexta etapa para a simulação ideal ocorre por uma incoerência matemática. Quando ocorre o fechamento de uma das chaves a tensão sobre o capacitor da chave vai a zero, a tensão sobre o indutor que se encontra na mesma malha dessa chave precisa se alterar para acomodar essa alteração no circuito, entretanto, como o indutor é acoplado, a segunda malha força uma determinada tensão sobre o indutor. Como não é possível resolver esse problema matematicamente os softwares de simulação resolvem esse problema com algoritmos de convergência, resultando em um pico de corrente nos componentes. Na prática, a diferença de tensão que surge nas duas malhas do circuito se acomoda na indutância de dispersão e ocorre uma transição suave com o fechamento da chave, não ocorrendo a sexta etapa.

As Figuras 15 e 16 exibem as formas de onda de tensão e corrente nos componentes. A descrição matemática da operação do conversor é realizada com base em (BARBI; PÖTTKER, 2019).

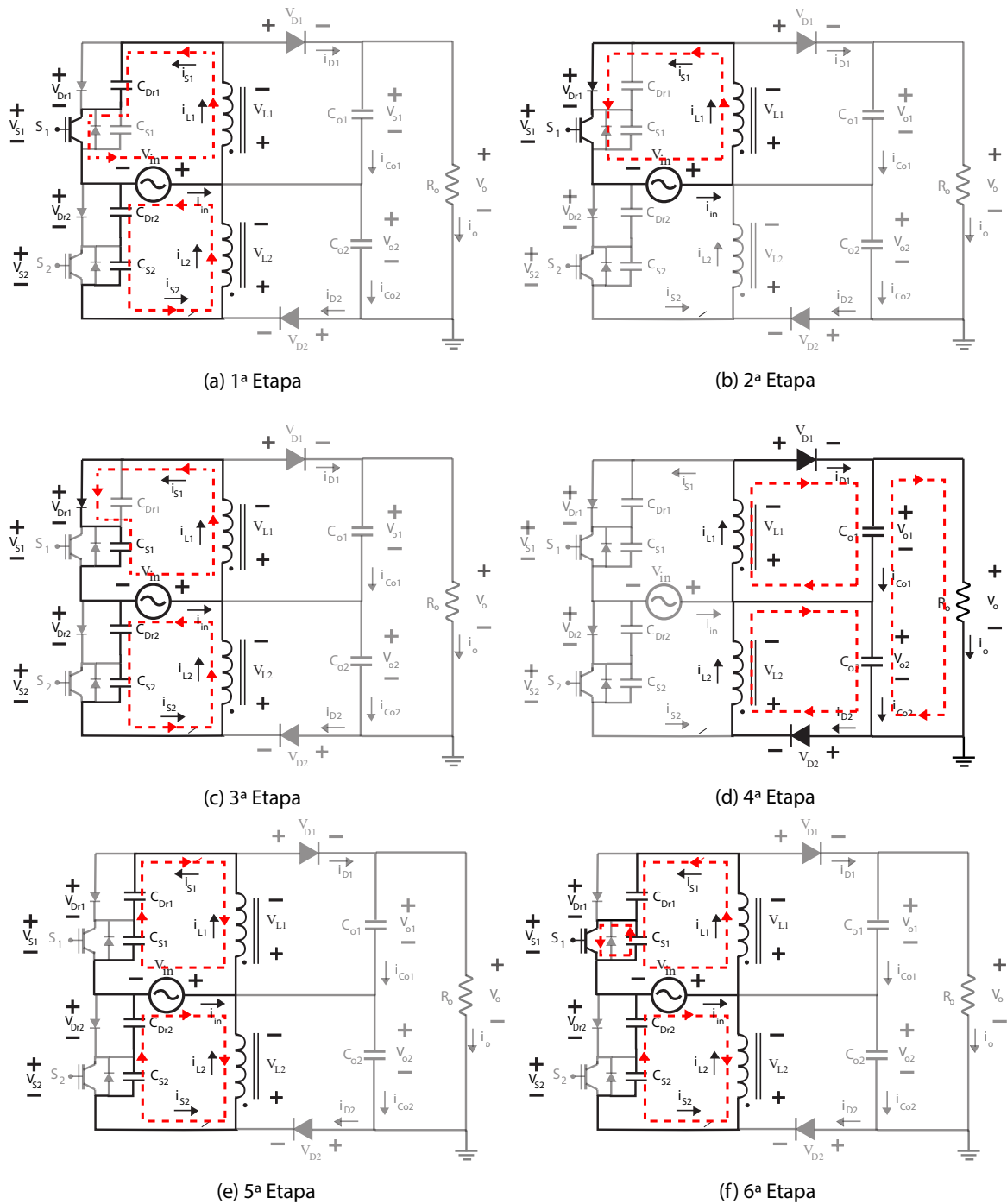
4.1.1 1ª Etapa de operação ideal

Como já mencionado anteriormente, na transição de quinta etapa para a primeira etapa surge uma diferença de tensão entre as malhas que na prática se acomoda na indutância de dispersão do indutor acoplado. Entretanto, devido a complexidade da análise com dispersão os equacionamentos serão efetuados considerando-se componentes ideais.

Na próxima sessão uma análise considerando a indutância de dispersão é realizada, com intuito de demonstrar uma transição suave entre a quinta etapa e a primeira etapa. A análise com indutância de dispersão se limita a primeira etapa de operação, sua finalidade é a verificação do comportamento real do conversor levando se em conta a dispersão.

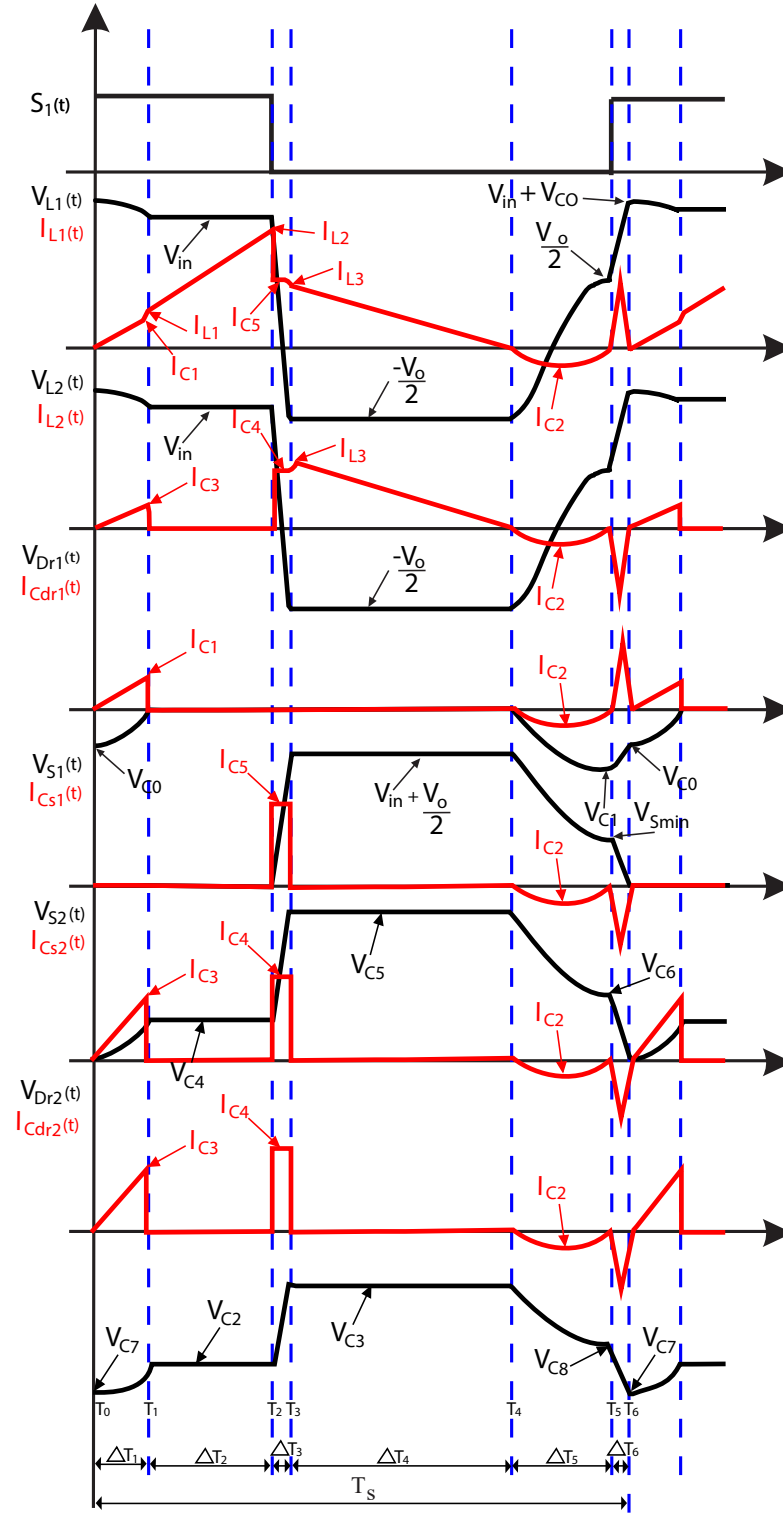
A chave S_1 é comandada à conduzir, a fonte de alimentação V_{in} é conectada a duas malhas, uma com o indutor L_1 e o capacitor C_{Dr1} em série. A segunda malha contém o indutor L_2 e os capacitores C_{Dr2} e C_{S2} conectados em série.

Figura 14 – Estados topológicos do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$.



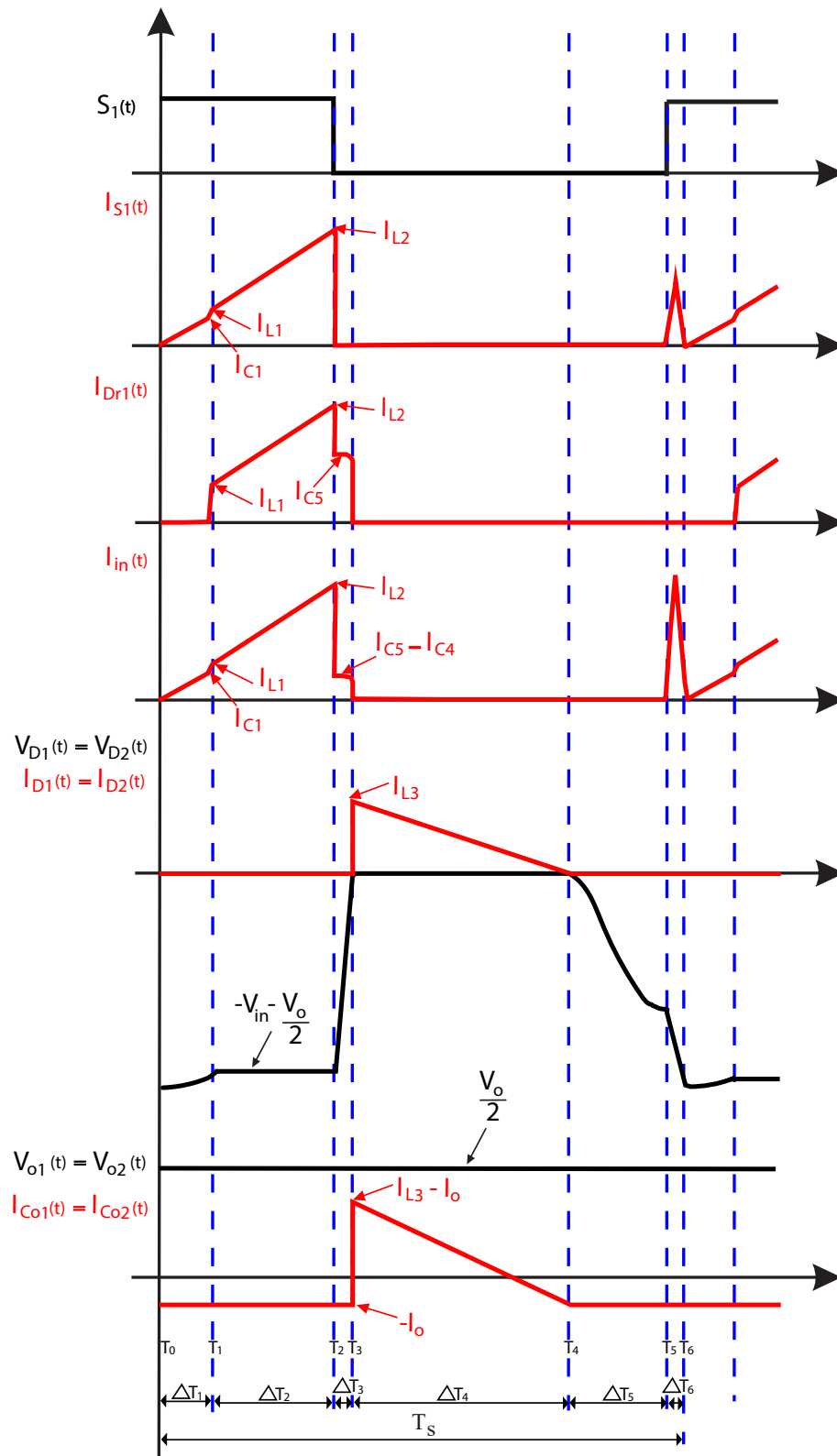
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 15 – Formas de onda dos componentes ressonantes do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 16 – Formas de onda dos demais componentes do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$.



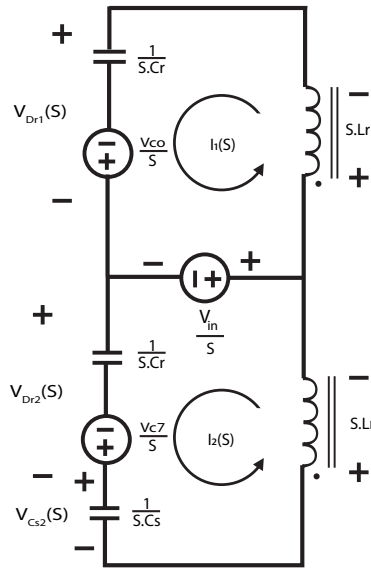
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Condições iniciais ¹:

$$\begin{cases} i_{L_{r1}}(t_0) = 0 \\ v_{D_{r1}}(t_0) = -V_{co} \\ v_{S_1}(t_0) = 0 \\ i_{L_{r2}}(t_0) = 0 \\ v_{D_{r2}}(t_0) = -V_{c7} \\ v_{S_2}(t_0) = 0 \end{cases} \quad (55)$$

Iniciaremos estabelecendo uma forma de equacionamento do indutor acoplado. A tensão sobre cada enrolamento do indutor acoplado corresponde a uma parcela que depende da indutância própria da bobina e uma parcela que depende da indutância mútua, conforme as equações (56) e (57).

Figura 17 – 1º Estado topológico do conversor BBB-QR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$V_{L_{r1}}(t) = L_r \cdot \frac{di_{L_{r1}}(t)}{dt} + M \cdot \frac{di_{L_{r2}}(t)}{dt} \quad (56)$$

$$V_{L_{r2}}(t) = L_r \cdot \frac{di_{L_{r2}}(t)}{dt} + M \cdot \frac{di_{L_{r1}}(t)}{dt} \quad (57)$$

Pode-se definir que a indutância mútua possui o mesmo valor da indutância própria da bobina, que corresponde ao caso ideal, ou seja, sem indutância de dispersão.

¹ As constantes V_{co} e V_{c7} são calculadas na 5ª etapa de operação do conversor.

$$M = L_r \quad (58)$$

Desconsiderando a dispersão a tensão nos dois enrolamentos deve ser exatamente igual, assim, $V_{Lr1}(t) = V_{Lr2}(t) = V_{Lr}(t)$ e obtém-se a equação (59) que descreve a tensão no indutor acoplado em função das correntes que circulam pelos enrolamentos. Efetuando a transformada de Laplace obtém-se a equação (60).

$$V_{Lr}(t) = L_r \cdot \left(\frac{di_{Lr1}(t)}{dt} + \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} \right) \quad (59)$$

$$V_{Lr}(s) = s \cdot L_r \cdot (i_1(s) + i_2(s)) \quad (60)$$

Analisando a Figura 17 se verifica a existência de duas malhas de corrente, as equações (61) e (62) correspondem a primeira e segunda malhas respectivamente. Manipulando-se essas duas expressões obtém-se a equação (64).

$$s \cdot L_r \cdot (i_1(s) + i_2(s)) + \frac{i_1(s)}{s \cdot C_r} - \frac{V_{co}}{s} - \frac{V_{in}}{s} = 0 \quad (61)$$

$$s \cdot L_r \cdot (i_1(s) + i_2(s)) + \frac{V_{in}}{s} - \frac{V_{c7}}{s} + \frac{i_2(s)}{s \cdot C_{eq}} = 0 \quad (62)$$

$$C_{eq} = \frac{C_s \cdot C_r}{C_s + C_r} \quad (63)$$

$$i_1(s) = \frac{C_r \cdot (V_{in} + V_{co} - s^2 \cdot C_{eq} \cdot L_r \cdot (V_{c7} - V_{co} - 2 \cdot V_{in}))}{s^2 \cdot (C_{eq} + C_r) \cdot L_r + 1} \quad (64)$$

As expressões (65) e (66) são simplificações que irão facilitar a manipulação matemática da equação resultante que é dada por (67). A expressão (66) advém das relações de tensão nos componentes da Figura 17. w_x corresponde a frequência angular de ressonância.

$$w_x^2 = \frac{1}{L_r \cdot (C_{eq} + C_r)} \rightarrow w_x = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot (C_{eq} + C_r)}} \quad (65)$$

$$V_{c7} - V_{co} - 2 \cdot V_{in} = 0 \quad (66)$$

$$i_1(s) = \frac{C_r \cdot (V_{in} + V_{co}) \cdot w_x^2}{s^2 + w_x^2} \quad (67)$$

Efetuada a transformada inversa de Laplace se deriva a equação (68) que descreve a corrente que circula na primeira malha do circuito durante a primeira etapa de operação. De posse da equação (68) é possível derivar a tensão sobre o capacitor do diodo D_{r1} por meio da expressão (69). Onde C é uma constante que pode ser obtida observando-se a condição inicial $v_{D_{r1}}(0) = -V_{co}$.

$$i_{L_{r1}}(t) = C_r \cdot w_x \cdot (V_{co} + V_{in}) \cdot \sin(w_x \cdot t) \quad (68)$$

$$v_{D_{r1}}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int i_{L_{r1}}(t) dt + C \quad (69)$$

$$v_{D_{r1}}(t) = -(V_{co} + V_{in}) \cdot \cos(w_x \cdot t) + V_{in} \quad (70)$$

A primeira etapa de operação se encerra quando $v_{D_{r1}}(t) = 0$, consequentemente, pode-se derivar a equação (71) que corresponde a duração em segundos dessa etapa. A substituição da equação (71) na equação (68) resulta na expressão (72).

$$\Delta T_1 = \frac{1}{w_x} \cdot \arccos\left(\frac{V_{in}}{V_{in} + V_{co}}\right) \quad (71)$$

$$I_{C1} = C_r \cdot w_x \cdot \sqrt{(V_{in} + V_{co})^2 - V_{in}^2} \quad (72)$$

Assim como foi realizado para a primeira malha, pode-se utilizar as expressões (61) e (62) e fornecer a equação (73). Efetuando algumas simplificações e a transformada inversa de Laplace se obtém a expressão (76). Substituindo a equação (71) na expressão (76) se deriva a equação (77).

$$i_2(s) = \frac{C_{eq} \cdot (s^2 \cdot C_r \cdot L_r \cdot (V_{c7} - V_{co} - 2 \cdot V_{in}) + V_{c7} - V_{in})}{s^2 \cdot (C_{eq} + C_r) \cdot L_r + 1} \quad (73)$$

$$i_2(s) = \frac{C_{eq} \cdot w_x^2 \cdot (V_{c7} - V_{in})}{s^2 + w_x^2} \quad (74)$$

$$i_{Lr2}(t) = C_{eq} \cdot \omega_x \cdot (V_{C7} - V_{in}) \cdot \sin(\omega_x \cdot t) \quad (75)$$

$$i_{Lr2}(t) = C_{eq} \cdot \omega_x \cdot (V_{in} + V_{co}) \cdot \sin(\omega_x \cdot t) \quad (76)$$

$$I_{C3} = C_{eq} \cdot \omega_x \cdot \sqrt{(V_{in} + V_{co})^2 - V_{in}^2} \quad (77)$$

De posse da equação (76) é possível derivar a tensão sobre o capacitor da chave S_2 por meio da expressão (78). Onde C é uma constante que pode ser obtida observando-se a condição inicial $v_{S2}(0) = 0$. De maneira semelhante se pode desenvolver as expressões para a tensão sobre o capacitor do diodo D_{r2} dada pela equação (82).

$$v_{S2}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \int i_{Lr2}(t) dt + C \quad (78)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{C_{eq} \cdot (V_{in} + V_{co}) \cdot (1 - \cos(\omega_x \cdot t))}{C_s} \quad (79)$$

$$V_{C4} = \frac{C_{eq} \cdot V_{co}}{C_s} \quad (80)$$

$$v_{Dr2}(t) = \frac{C_{eq} \cdot (-V_{C7} + V_{in}) \cdot (\cos(\omega_x \cdot t) - 1)}{C_r} - V_{C7} \quad (81)$$

$$v_{Dr2}(t) = \frac{-C_{eq} \cdot (V_{co} + V_{in}) \cdot (\cos(\omega_x \cdot t) - 1)}{C_r} - (V_{co} + 2 \cdot V_{in}) \quad (82)$$

$$V_{C2} = V_{co} \cdot \left(\frac{C_{eq}}{C_r} - 1 \right) - 2 \cdot V_{in} \quad (83)$$

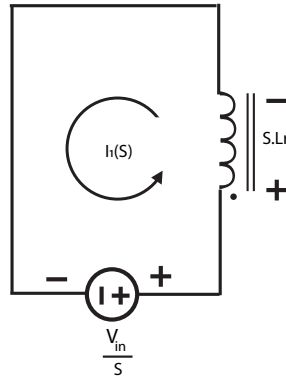
4.1.2 2ª Etapa de operação ideal

A chave S_1 permanece comandada a conduzir, a fonte de alimentação V_{in} é conectada em série com o indutor L_1 , transferindo energia a ele por meio de uma corrente com derivada V_{in}/L . Essa etapa se encerra no momento em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear. A Figura 18 exibe o circuito equivalente dessa etapa.

Condições iniciais:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_{r1}}(t_0) = I_{C1} + I_{C3} \\ v_{D_{r1}}(t_1) = 0 \\ v_{S_1}(t_1) = 0 \\ i_{L_{r2}}(t_1) = 0 \\ v_{D_{r2}}(t_1) = -V_{C2} \\ v_{S_2}(t_1) = V_{C4} \end{array} \right. \quad (84)$$

Figura 18 – 2º Estado topológico do conversor BBB-QR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A corrente que circula pelo circuito equivalente é dada pela equação (85), onde I_{C1} e I_{C3} são valores de correntes obtidos na 1ª etapa. A equação (86) corresponde ao tempo de duração da segunda etapa. A equação depende do tempo T_{ON} que corresponde ao tempo em que a chave se encontra acionada e depende do tempo de duração da primeira etapa (ΔT_1).

$$i_{L_{r1}}(t) = I_{C1} + I_{C3} + \frac{V_{in}}{L_r} \cdot t \quad (85)$$

$$\Delta T_2 = T_{ON} - \Delta T_1 \quad (86)$$

O valor I_{L2} representa o valor de pico da corrente $i_{L_{r1}}(t)$ durante a segunda etapa de operação.

$$I_{L2} = I_{C1} + I_{C3} + \frac{V_{in}}{L_r} \cdot \Delta T_2 \quad (87)$$

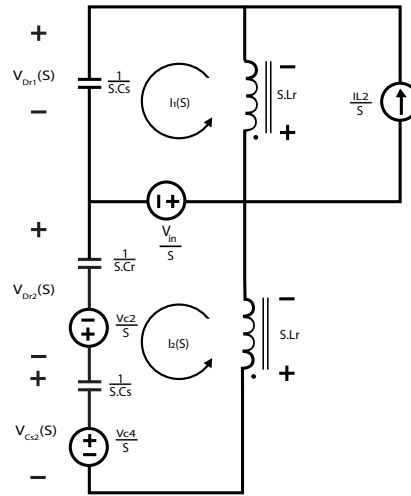
4.1.3 3ª Etapa de operação ideal

A corrente que transitava pela chave S_1 na 2ª etapa é redirecionada para o capacitor da chave C_{S1} . Devido ao acoplamento entre os indutores surgem duas malhas de corrente e a fonte V_{in} transfere energia de modo ressonante para os componentes reativos do circuito. A carga continua sendo alimentada pela energia armazenada nos capacitores C_{01} e C_{02} . A 3ª etapa termina quando a tensão do capacitor C_{S1} atinge o valor $V_{in} + V_o/2$. A Figura 19 apresenta o circuito equivalente com as condições iniciais de tensão e corrente nos componentes.

Condições iniciais:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_{r1}}(t_2) = I_{L2} \\ v_{D_{r1}}(t_2) = 0 \\ v_{S1}(t_2) = 0 \\ i_{L_{r2}}(t_2) = 0 \\ v_{D_{r2}}(t_2) = -V_{C2} \\ v_{S2}(t_2) = V_{C4} \end{array} \right. \quad (88)$$

Figura 19 – 3º Estado topológico do conversor BBB-QR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Antes de iniciar o equacionamento do circuito definiremos a relação (89) para fins de simplificação. Lembrando que V_{o1} e V_{o2} são as tensões nos capacitores de carga do conversor.

$$V_x = V_{o1} = V_{o2} = \frac{V_o}{2} \quad (89)$$

As equações (90) e (91) descrevem a primeira e segunda malha, respectivamente, do circuito da Figura 19. Substituindo uma equação na outra deriva-se a equação (92). A simplificação (93) pode ser obtida pela análise do circuito da 3ª Etapa, sua utilização resulta na expressão (94).

$$s.L_r.(i_1(s) - \frac{I_{L2}}{s} + i_2(s)) + \frac{i_1(s)}{s.C_s} - \frac{V_{in}}{s} = 0 \quad (90)$$

$$s.L_r.(i_1(s) - \frac{I_{L2}}{s} + i_2(s)) + \frac{V_{in}}{s} - \frac{V_{c2}}{s} + \frac{V_{c4}}{s} + \frac{i_2(s)}{s.C_{eq}} = 0 \quad (91)$$

$$i_1(s) = \frac{-C_s.(C_{eq}.(V_{c2} - V_{c4} - 2.V_{in}).s - I_{L2}).s.L_r - V_{in}}{s^2.(C_{eq} + C_s).L_r + 1} \quad (92)$$

$$V_{c2} - V_{c4} - 2.V_{in} = 0 \quad (93)$$

$$i_1(s) = \frac{C_s.(I_{L2}.L_r.s + V_{in})}{s^2.(C_{eq} + C_s).L_r + 1} \quad (94)$$

É necessário introduzir uma nova simplificação, dada pela expressão (95) para que a transformada inversa de Laplace seja executada. A equação (97) descreve o comportamento da corrente da primeira malha em função do tempo.

$$w_y^2 = \frac{1}{L_r.(C_{eq} + C_s)} \rightarrow w_y = \frac{1}{\sqrt{L_r.(C_{eq} + C_s)}} \quad (95)$$

$$i_1(s) = \frac{C_s.w_y^2.(V_{in} + I_{L2}.L_r.s)}{s^2 + w_y^2} \quad (96)$$

$$i_{Lr1}(t) = C_s.(I_{L2}.L_r.w_y^2.\cos(w_y.t) + V_{in}.w_y.\sin(w_y.t)) \quad (97)$$

A 3ª etapa se encerra quando a tensão do capacitor C_{S1} atinge o valor $V_{in} + V_x$. Portanto, devemos adquirir a expressão de $v_{S1}(t)$ para possibilitar a obtenção do tempo ΔT_3 que representa a duração dessa etapa em segundos.

$$v_{S1}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \int i_{Lr1}(t) dt + C \quad (98)$$

$$v_{S1}(t) = L_r.w_y.I_{L2}.\sin(w_y.\Delta T_3) - V_{in}.\cos(w_y.\Delta T_3) + V_{in} = V_x + V_{in} \quad (99)$$

$$\Delta T_3 = \frac{1}{w_y} \cdot \left(\arcsin \left(\frac{V_x}{\sqrt{(L_r \cdot w_y \cdot I_{L2})^2 + V_{in}^2}} \right) - \arctan \left(\frac{-V_{in}}{L_r \cdot w_y \cdot I_{L2}} \right) \right) \quad (100)$$

Substituindo a equação (100) em (97) obtém-se a expressão (101). I_{C5} corresponde ao valor de pico da corrente sobre o capacitor intrínseco da chave S_1 .

$$I_{C5} = C_s \cdot w_y \cdot \sqrt{(L_r \cdot w_y \cdot I_{L2})^2 + V_{in}^2 - V_x^2} \quad (101)$$

A partir das equações (90) e (91) se adquire a expressão (102), que representa matematicamente no domínio s a corrente da segunda malha do circuito correspondente a 3ª etapa. Por meio das equações (95) e (93) é possível simplificar a equação e derivar a expressão (104), após a realização da transformada inversa de Laplace.

$$i_2(s) = \frac{C_{eq} \cdot (s \cdot L_r \cdot (C_s \cdot (V_{c2} - V_{c4} - 2 \cdot V_{in}) \cdot s + I_{L2}) \cdot L_r + V_{c2} - V_{c4} - V_{in})}{s^2 \cdot (C_{eq} + C_s) \cdot L_r + 1} \quad (102)$$

$$i_2(s) = \frac{C_{eq} \cdot w_y^2 \cdot (I_{L2} \cdot L_r \cdot s + V_{in})}{s^2 + w_y^2} \quad (103)$$

$$i_{Lr2}(t) = C_{eq} \cdot (I_{L2} \cdot L_r \cdot w_y^2 \cdot \cos(w_y \cdot t) + V_{in} \cdot w_y \cdot \sin(w_y \cdot t)) \quad (104)$$

De posse da equação (104) pode-se desenvolver as demais expressões matemáticas para a segunda malha do circuito. Substituindo a equação (100) em (104) se adquire a equação (105). I_{C4} corresponde ao valor de pico de corrente que circula pelos capacitores C_{Dr2} e C_{S2} durante a 3ª etapa de operação.

$$I_{C4} = C_{eq} \cdot w_y \cdot \sqrt{(L_r \cdot w_y \cdot I_{L2})^2 + V_{in}^2 - V_x^2} \quad (105)$$

Através da integração da equação (104) pode-se obter as expressões matemáticas que representam as tensões sobre os capacitores da segunda malha. A tensão sobre o capacitor intrínseco da chave S_2 é dada por (107). A tensão sobre o capacitor externo C_{Dr2} é dado pela equação (110).

$$v_{S2}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \int i_{Lr2}(t) dt + C \quad (106)$$

$$v_{S2}(t) = \frac{C_{eq} \cdot V_{in}}{C_s} \cdot (1 - \cos(w_y \cdot t)) + \frac{C_{eq} \cdot I_{L2} \cdot L_r \cdot w_y \cdot \sin(w_y \cdot t)}{C_s} + V_{C4} \quad (107)$$

$$V_{C5} = \frac{C_{eq}}{C_s} \cdot (V_x + V_{co} + V_{in}) \quad (108)$$

$$v_{D_{r2}}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int i_{L_{r2}}(t) dt + C \quad (109)$$

$$v_{D_{r2}}(t) = \frac{C_{eq} \cdot V_{in}}{C_r} \cdot (1 - \cos(w_y \cdot t)) + \frac{C_{eq} \cdot I_{L2} \cdot L_r \cdot w_y \cdot \sin(w_y \cdot t)}{C_r} - V_{C2} \quad (110)$$

$$V_{C3} = \frac{C_{eq}}{C_r} \cdot (V_x + V_{co} + V_{in}) - V_{co} - 2 \cdot V_{in} \quad (111)$$

As equações para V_{C3} e V_{C5} correspondem aos valores de tensão que os capacitores C_{Dr2} e C_{S2} atingem ao término do tempo ΔT_3 . Os valores V_{C2} e V_{C4} foram calculados na 1ª etapa de operação. I_{L3} , expresso na fórmula (112) sinaliza o valor de corrente nos indutores com que a 4ª etapa de operação irá iniciar. Recorde que o processo de equacionamento realizado até esse ponto considera um indutor com acoplamento unitário, portanto, durante a desmagnetização, as correntes que circularão pelos indutores possuirão o mesmo valor durante toda a etapa e I_{L3} representa o valor inicial de corrente de desmagnetização.

$$I_{L3} = \frac{I_{C4} + I_{C5}}{2} = \frac{(C_s + C_{eq}) \cdot w_y \cdot \sqrt{(L_r \cdot w_y \cdot I_{L2})^2 + V_{in}^2 - V_x^2}}{2} \quad (112)$$

4.1.4 4ª Etapa de operação ideal

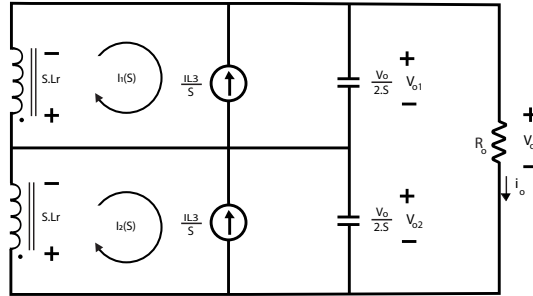
Nessa etapa se sucede a transferência da energia armazenada nos indutores acoplados L_1 e L_2 para a carga. A transferência de energia se dá por duas correntes com derivada $-V_o/(4 \cdot L_r)$ e essa etapa termina quando essas correntes atingem o valor zero, completando a desmagnetização dos indutores.

Condições iniciais:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_{r1}}(t_3) = I_{L3} \\ v_{D_{r1}}(t_3) = 0 \\ v_{S1}(t_3) = V_{in} + \frac{V_o}{2} \\ i_{L_{r2}}(t_3) = I_{L3} \\ v_{D_{r2}}(t_3) = -V_{C3} \\ v_{S2}(t_3) = V_{C5} \end{array} \right. \quad (113)$$

A Figura 20 apresenta o circuito equivalente dessa etapa com as condições iniciais necessárias para o equacionamento. Como simplificação, podemos considerar que os capacitores

Figura 20 – 4º Estado topológico do conversor BBB-QR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

na saída do conversor se comportam como fontes de tensão contínua, já que esses capacitores possuem um valor de capacitância significativamente alto.

Como já mencionado anteriormente no texto, as correntes nas duas boninas do indutor acoplado possuirão o mesmo valor durante toda a duração da 4ª etapa, considerando o caso ideal, isto é, sem dispersão no indutor acoplado. Assim sendo, podemos equacionar somente a primeira malha, dada pela equação (114).

$$s.L_r. \left(i_1(s) - \frac{I_{L3}}{s} + i_2(s) - \frac{I_{L3}}{s} \right) + \frac{V_o}{2.s} = 0 \quad (114)$$

Como $i_1(s) = i_2(s)$ pode-se realizar uma simplificação e obter a equação (115). Efetuando a transformada inversa de Laplace se deriva a equação (116).

$$2.s.L_r. \left(i_1(s) - \frac{I_{L3}}{s} \right) + \frac{V_o}{2.s} = 0 \quad (115)$$

$$i_1(t) = I_{L3} - \frac{V_o.t}{4.L_r} \quad (116)$$

$$i_2(t) = i_1(t) = I_{L3} - \frac{V_o.t}{4.L_r} \quad (117)$$

A 4ª etapa de operação se encerra quando $i_1(t) = 0$, desse modo, é possível obter a duração em segundos dessa etapa (ΔT_4) isolando o tempo na equação (116).

$$\Delta T_4 = \frac{4.I_{L3}.L_r}{V_o} \quad (118)$$

4.1.5 5ª Etapa de operação ideal

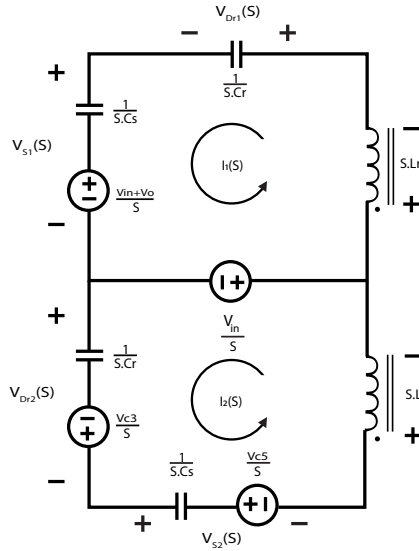
Após as correntes nos indutores zerarem na quarta etapa inicia-se uma etapa ressonante que gera duas malhas de corrente. Os capacitores C_{S1} , C_{Dr2} e C_{S2} são parcialmente descarregados e o capacitor C_{Dr1} é carregado negativamente. O descarregamento do capacitor C_{S1} e consequentemente sua redução de tensão possibilitam a comutação com *Valley switching*. Essa etapa se encerra quando a tensão no capacitor C_{S1} atinge o valor mínimo e a chave S_1 é comandada a conduzir e a operação do conversor retorna a 1ª etapa.

O circuito elétrico equivalente para essa etapa é apresentado na Figura 21, já contendo as condições iniciais.

Condições iniciais:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Lr1}(t_4) = 0 \\ v_{Dr1}(t_4) = 0 \\ v_{S1}(t_4) = V_{in} + \frac{V_o}{2} \\ i_{Lr2}(t_4) = 0 \\ v_{Dr2}(t_4) = -V_{C3} \\ v_{S2}(t_4) = V_{C5} \end{array} \right. \quad (119)$$

Figura 21 – 5º Estado topológico do conversor BBB-QR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A primeira e segunda malha do circuito podem ser descritas pelas equações (120) e (121) respectivamente. As expressões (122) e (124) são equações simplificadas das malhas e a equação (123) é uma relação matemática advinda da análise do circuito que auxilia no processo de simplificação.

$$s.L_r.(i_1(s) + i_2(s)) + \frac{i_1(s)}{s.C_r} + \frac{i_1(s)}{s.C_s} + \frac{V_{in} + V_x}{s} - \frac{V_{in}}{s} = 0 \quad (120)$$

$$s.L_r.(i_1(s) + i_2(s)) + \frac{V_{in}}{s} + \frac{i_2(s)}{s.C_r} - \frac{V_{C3}}{s} + \frac{i_2(s)}{s.C_s} + \frac{V_{C5}}{s} = 0 \quad (121)$$

$$s.L_r.(i_1(s) + i_2(s)) + \frac{i_1(s)}{s.C_{eq}} + \frac{V_x}{s} = 0 \quad (122)$$

$$V_{in} - V_{C3} + V_{C5} = V_x \quad (123)$$

$$s.L_r.(i_1(s) + i_2(s)) + \frac{i_2(s)}{s.C_{eq}} + \frac{V_x}{s} = 0 \quad (124)$$

A equação (125) pode ser obtida resolvendo-se o sistema de equações (122) e (124). Para execução da transformada inversa de Laplace é necessário primeiramente definir a equação (126) que permite uma grande simplificação no processo de equacionamento.

$$i_1(s) = -\frac{C_{eq}.V_x}{2.C_{eq}.L_r.s^2 + 1} \quad (125)$$

$$w_z = \frac{1}{\sqrt{2.L_r.C_{eq}}} \quad (126)$$

A corrente $i_{L_{r1}}(t)$ advém da transformada inversa de Laplace da equação (125). I_{C_2} é o valor mínimo que a corrente $i_{L_{r1}}(t)$ atinge.

$$i_{L_{r1}}(t) = -V_x.C_{eq}.w_z.\sin(w_z.t) \quad (127)$$

$$I_{C_2} = -C_{eq}.w_z.V_x \quad (128)$$

A 5ª etapa se interrompe quando ocorre o vale (valor mínimo) da tensão sobre a chave S_1 , entretanto, sabemos que a corrente $i_{L_{r1}}(t)$ atinge o valor de 0A nesse instante. Portanto, fazendo $i_{L_{r1}}(t) = 0$, obtém-se o valor de ΔT_5 , que corresponde a duração em segundos da 5ª etapa de operação.

$$\Delta T_5 = \frac{\pi \cdot n}{w_z} \text{ onde } n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (129)$$

A equação (129) estabelece uma relação matemática muito prática, o fator n corresponde a qual vale o chaveamento está sendo executado, $n = 1$ para o primeiro vale, $n = 3$ para o segundo vale e assim sucessivamente. Caso a chave não seja acionada de imediato no primeiro vale ($\Delta T_5(n = 1)$) a ressonância entre os componentes do circuito permanece ocorrendo e por consequência a tensão sobre a chave semicondutora continua oscilando, gerando novos vales até que o acionamento da chave ocorra.

A técnica de postergar o acionamento da chave até outro vale é denominada "*Valley Skipping*" e permite reduzir a frequência de comutação e consequentemente as perdas no conversor, uma vez que ao "pular" um vale se estende o período de comutação T_s^2 .

De posse da equação que rege a corrente $i_{Lr1}(t)$ pode-se desenvolver as expressões das tensões sobre os capacitores C_{Dr1} e C_{s1} , dadas pelas equações (131) e (132) respectivamente.

$$v_{S1}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \int i_{Lr1}(t) dt + C \quad (130)$$

$$v_{S1}(t) = \frac{C_{eq} \cdot V_x}{C_s} \cdot (\cos(w_z \cdot t) - 1) + V_{in} + V_x \quad (131)$$

$$v_{Dr1}(t) = \frac{C_{eq} \cdot V_x}{C_r} \cdot (\cos(w_z \cdot t) - 1) \quad (132)$$

Inserindo a equação (129) na equação (131) adquire-se a fórmula (133). A expressão $V_{S_{MIN}}$ é de grande importância para esse trabalho, pois define matematicamente o valor de tensão com o qual a chave irá ser bloqueada. Portanto, de maneira indireta, a equação (133) irá influenciar na determinação das perdas de comutação, além de estabelecer uma fronteira entre a operação ZVS e VS como veremos a seguir.

$$V_{S_{MIN}} = V_{in} + V_x \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} \right) \quad (133)$$

² A diminuição da frequência de operação do conversor possibilita uma redução de perdas por comutação e também uma diminuição das perdas nos elementos magnéticos. A técnica *Valley Skipping* possibilita a escolha do vale de tensão no qual será executado a comutação, sendo muito útil para limitar a máxima frequência de comutação de conversores quase-ressonantes, sua utilização é interessante para aplicações em que a tensão de alimentação do conversor atinge valores muito baixos ou em situação de baixa carga, situações essas, que tornam a frequência de comutação extremamente elevada.

Caso $V_{S_{MIN}} = 0$ tem-se chaveamento com tensão de bloqueio nula (ZVS), assim, isolando V_{in} na equação (133) se deriva a equação (53) apresentada no início desse capítulo e que se encontra reescrita novamente abaixo na fórmula (134) ³.

$$V_{in_ZVS} = \frac{V_o}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \quad (134)$$

Para a fórmula (133) já se considera V_{in} uma senóide retificada, isto é, $V_{in} = |V_p \cdot \sin(W \cdot t)|$, implicando que a inequação (135) deva ser obrigatoriamente satisfeita para que ocorra uma diminuição da tensão de bloqueio $V_{S_{MIN}}$ ⁴.

$$\left(1 - \frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} \right) < 0 \quad (135)$$

Sabemos que:

$$C_{eq} = \frac{C_s \cdot C_r}{C_s + C_r} \quad (136)$$

Substituindo a equação (136) na inequação (135) e isolando a variável C_r obtém-se a inequação (137). A relação $C_r > C_s$ incorre em um critério de projeto extremamente importante para o conversor BBB-QR, pois se não for satisfeito não haverá diminuição da tensão de bloqueio da chave e por consequência, a vantagem da operação Quase-ressonante se perde.

$$C_r > C_s \quad (137)$$

Como já descrito anteriormente nesse trabalho, dois capacitores externos foram adicionados em paralelo aos diodos D_{r1} e D_{r2} justamente para satisfazer a inequação (137). A inserção desses capacitores, portanto, é justificada matematicamente, pois comumente a capacitância intrínseca das chaves semicondutoras é maior que a capacitância intrínseca dos diodos, não satisfazendo a relação $C_r > C_s$ ⁵.

Outro ponto interessante a observar é que a tensão de bloqueio das chaves não depende do valor absoluto de C_r ou de C_s , e sim de uma proporção entre as duas capacitâncias, conferindo uma flexibilidade para escolha das chaves semicondutoras e dos capacitores externos a serem adicionados.

A equação (138) é obtida pela substituição do tempo ΔT_5 na equação (132) e corresponde ao valor mínimo que a tensão sobre o diodo D_{r1} atinge.

³ Recorde que $V_x = \frac{V_o}{2}$.

⁴ A tensão de bloqueio deste conversor operando no modo convencional é V_{in} , portanto, para que o conversor opere com o método *Valley switching* é necessário que $V_{S_{MIN}} < V_{in}$.

⁵ Lembre-se de que C_r é o valor de capacitância dos capacitores externos C_{Dr1} e C_{Dr2} adicionados em paralelo aos diodos D_{r1} e D_{r2} , e que C_s é o valor da capacitância intrínseca das chaves semicondutoras S_1 e S_2 .

$$V_{C1} = \frac{-2.V_x.C_{eq}}{C_r} \quad (138)$$

A segunda corrente de malha do circuito da Figura 21 pode ser obtida resolvendo-se o sistema de equações (122) e (124), resultando na equação (139).

$$i_2(s) = -\frac{C_{eq}.V_x}{2.C_{eq}.L_r.s^2 + 1} \quad (139)$$

A transformada inversa de Laplace de $i_2(s)$ resulta na equação (140). Observe que $i_{L_{r2}}(t) = i_{L_{r1}}(t)$, portanto, não há corrente circulando pela fonte de alimentação V_{in} nesse conversor durante a 5ª etapa de operação (período de ressonância negativa). Esse fato se traduz em uma vantagem para a topologia BBB-QR, já que a circulação de corrente negativa pela fonte de alimentação elevaria a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada $i_{in}(t)$.

$$i_{L_{r2}}(t) = -V_x.C_{eq}.w_z.\sin(w_z.t) \quad (140)$$

Efetuada a integração da corrente $i_{L_{r2}}(t)$ se obtém as equações (142) e (144) que correspondem a tensão sobre a chave S_2 e a tensão sobre o diodo D_{r2} respectivamente. Introduzindo o tempo ΔT_5 nas expressões de $v_{S_2}(t)$ e $v_{D_{r2}}(t)$ se adquire os valores de V_{C6} e V_{C8} de modo respectivo.

$$v_{S_2}(t) = \frac{1}{C_s} \cdot \int i_{L_{r2}}(t) dt + C \quad (141)$$

$$v_{S_2}(t) = \frac{C_{eq}.V_x}{C_s} \cdot (\cos(w_z.t) - 1) + V_{C5} \quad (142)$$

$$V_{C6} = \frac{C_{eq}}{C_s} \cdot (V_{in} - V_{C1} - V_x) \quad (143)$$

$$v_{D_{r2}}(t) = \frac{C_{eq}.V_x}{C_r} \cdot (\cos(w_z.t) - 1) - V_{C3} \quad (144)$$

$$V_{C8} = \frac{C_{eq}}{C_r} \cdot (V_{in} - V_{C1} - V_x) + V_{C1} - 2.V_{in} \quad (145)$$

Já fora explicado no texto que a sexta etapa de operação não ocorre na prática considerando a indutância de dispersão, o que ocorre é que a primeira etapa se altera um pouco:

o capacitor C_{Dr1} que se encontra carregado com o valor de tensão V_{C1} ao final da 5ª etapa se descarrega lentamente quando ocorre o acionamento da chave e se inicia a 1ª etapa de operação. Desse modo, considerando que na prática sempre haverá dispersão e, portanto, uma transição suave, podemos definir $V_{co} = V_{C1}$ e $V_{c7} = V_{C8}$.

Pode-se também calcular a tensão sobre os enrolamentos do indutor acoplado ao final da 5ª etapa. A equação (146) permite a obtenção das tensões $V_{L1}(t) = V_{L2}(t)$ por meio da derivada das correntes $i_{Lr1}(t)$ e $i_{Lr2}(t)$, entretanto, sabemos que $i_{Lr1}(t) = i_{Lr2}(t)$, assim se adquire a equação (148).

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = L_r \cdot \left(\frac{di_{Lr1}(t)}{dt} + \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} \right) \quad (146)$$

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = 2 \cdot L_r \cdot \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} \quad (147)$$

$$V_{L1}(t) = V_{L2}(t) = -2 \cdot L_r \cdot V_x \cdot C_{eq} \cdot \omega_z^2 \cdot \cos(\omega_z \cdot t) \quad (148)$$

Introduzindo a equação (129) na equação (148) se obtém a fórmula (149). Levando-se em consideração a equação (126) é possível efetuar uma simplificação e se adquire a equação (150). Portanto, a tensão nos enrolamentos do indutor acoplado no final da 5ª etapa é igual a metade da tensão aplicada a carga V_o .

$$V_{L1}(\Delta T_5) = V_{L2}(\Delta T_5) = 2 \cdot L_r \cdot V_x \cdot C_{eq} \cdot \omega_z^2 \quad (149)$$

$$V_{L1}(\Delta T_5) = V_{L2}(\Delta T_5) = V_x = \frac{V_o}{2} \quad (150)$$

4.1.6 1ª Etapa de operação completa considerando a indutância de dispersão do indutor acoplado

A sexta etapa que pode ser verificada na Figura 15 não ocorre em simulações em que se considera uma indutância de dispersão para o indutor acoplado. Considerando a indutância de dispersão o que ocorre após a 5ª etapa é uma 1ª etapa modificada, na qual há um descarregamento suave dos capacitores do circuito. Essa primeira etapa modificada considerando a dispersão do indutor será discutida nessa subseção.

O pico de corrente que ocorre na sexta etapa para a simulação ideal ocorre por uma incoerência matemática. Quando ocorre o fechamento de uma das chaves a tensão sobre o capacitor da chave vai a zero, a tensão sobre o indutor que se encontra na mesma malha dessa

chave precisa se alterar para acomodar essa alteração no circuito, entretanto, como o indutor é acoplado, a segunda malha força uma determinada tensão sobre o indutor. Como não é possível resolver esse problema matematicamente os *softwares* de simulação resolvem esse problema com algoritmos de convergência, resultando em um pico de corrente nos componentes. Na prática, a diferença de tensão que surge nas duas malhas do circuito se acomoda na indutância de dispersão e ocorre uma transição suave com o fechamento da chave, não ocorrendo a sexta etapa.

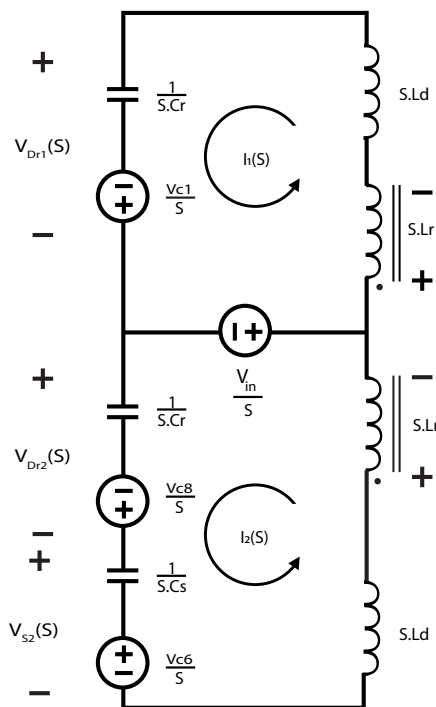
A análise ideal foi realizada nesse trabalho devido a grande dificuldade de manipulação das equações provenientes da análise considerando a indutância de dispersão.

As condições iniciais para a 1ª etapa completa são os valores finais de tensão e corrente da 5ª etapa. A Figura 22 exibe o circuito a ser analisado.

Condições iniciais:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_{r1}}(t_0) = 0 \\ v_{D_{r1}}(t_0) = -V_{c1} \\ v_{S_1}(t_0) = 0 \\ i_{L_{r2}}(t_0) = 0 \\ v_{D_{r2}}(t_0) = -V_{c8} \\ v_{S_2}(t_0) = V_{c6} \end{array} \right. \quad (151)$$

Figura 22 – 1º estado topológico do conversor BBB-QR para $V_{in} > 0$ e $V_{in} > V_{in_ZVS}$ considerando a indutância de dispersão.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Devido a existência de duas malhas de corrente no circuito equivalente deve-se estabelecer uma equação para cada malha. As equações (152) e (153) representam a primeira e segunda malha nessa ordem.

$$s.L_r.(I_1(s) + I_2(s)) + s.L_d.I_1(s) + \frac{I_1(s)}{s.C_r} - \frac{V_{C1}}{s} - \frac{V_{in}}{s} = 0 \quad (152)$$

$$s.L_r.(I_1(s) + I_2(s)) + \frac{V_{in}}{s} + \frac{I_2(s)}{s.C_r} - \frac{V_{C8}}{s} + \frac{I_2(s)}{s.C_s} + \frac{V_{C6}}{s} + s.L_d.I_2(s) = 0 \quad (153)$$

Com a equação (150) pode-se definir que $V_{in} - V_{C8} + V_{C6} = -V_x$, assim a equação (153) pode ser simplificada resultando na equação (154). Resolvendo-se o sistema de equações (152) e (154) e isolando $I_1(s)$ se adquire a expressão (155).

$$s.L_r.(I_1(s) + I_2(s)) + \frac{I_2(s)}{s.C_{eq}} - \frac{V_x}{s} + s.L_d.I_2(s) = 0 \quad (154)$$

$$I_1(s) = \frac{C_r.(c.s^2 + d)}{a.(s - A).(s + A).(s - B).(s + B)} \quad (155)$$

Onde:

$$a = C_r.L_d.C_{eq}.(L_d + 2.L_r) \quad (156)$$

$$b = (L_d + L_r).(C_r + C_{eq}) \quad (157)$$

$$c = C_{eq}((V_{C1} + V_{in}).L_l - L_r.(V_x - V_{C1} - V_{in})) \quad (158)$$

$$d = V_{C1} + V_{in} \quad (159)$$

$$A = \frac{\sqrt{2.a.(-b + \sqrt{b^2 - 4.a})}}{2.a} \quad (160)$$

$$B = \frac{\sqrt{-2.a.(b + \sqrt{b^2 - 4.a})}}{2.a} \quad (161)$$

Efetuada a transformada inversa de Laplace da equação (155) obtém-se a equação (162). A tensão sobre o capacitor do diodo D_{r1} é calculada pela integração da expressão de $i_{L_{r1}}(t)$, resultando na equação (163).

$$i_{L_{r1}}(t) = \frac{C_r}{a.(A^2 - B^2)} \cdot \left(\frac{(A^2.c + d)}{A} \cdot \sinh(A.t) - \frac{(B^2.c + d)}{B} \cdot \sinh(B.t) \right) \quad (162)$$

$$v_{D_{r1}}(t) = \frac{1}{a.(A^2 - B^2)} \cdot \left(\frac{(A^2.c + d)}{A^2} \cdot (\cosh(A.t) - 1) + \frac{(B^2.c + d)}{B^2} \cdot (1 - \cosh(B.t)) \right) - V_{C1} \quad (163)$$

A expressão para a segunda malha do circuito equivalente é dada pela equação (164).

$$I_2(s) = \frac{C_{eq} \cdot (c_2.s^2 + d_2)}{a.(s - A).(s + A).(s - B).(s + B)} \quad (164)$$

Onde:

$$c_2 = C_r \cdot ((V_x + V_{C1} - V_{in}).L_r + L_d.V_x) \quad (165)$$

$$d_2 = V_x \quad (166)$$

Realizando a transformada inversa de Laplace se deriva a equação (167). As expressões para $v_{D_{r2}}(t)$ e $v_{S_2}(t)$ são obtidas pela integração no tempo da equação (167).

$$i_{L_{r2}}(t) = \frac{C_{eq}}{a.(A^2 - B^2)} \cdot \left(\frac{(A^2.c_2 + d_2)}{A} \cdot \sinh(A.t) - \frac{(B^2.c_2 + d_2)}{B} \cdot \sinh(B.t) \right) \quad (167)$$

$$v_{D_{r2}}(t) = \frac{C_{eq}}{a.C_r.(A^2 - B^2)} \cdot \left(\frac{(A^2.c_2 + d_2)}{A^2} \cdot (\cosh(A.t) - 1) + \frac{(B^2.c_2 + d_2)}{B^2} \cdot (1 - \cosh(B.t)) \right) + V_{C8} \quad (168)$$

$$v_{S_2}(t) = \frac{C_{eq}}{a.C_s.(A^2 - B^2)} \cdot \left(\frac{(A^2.c_2 + d_2)}{A^2} \cdot (\cosh(A.t) - 1) + \frac{(B^2.c_2 + d_2)}{B^2} \cdot (1 - \cosh(B.t)) \right) + V_{C6} \quad (169)$$

Observe que as equações obtidas para a 1ª etapa considerando a indutância de dispersão são mais complexas e difíceis de serem manipuladas do que as equações obtidas para o caso

ideal sem dispersão. Desse modo, se optou por realizar o equacionamento do conversor BBB-QR para o caso ideal.

Outra consideração interessante é que caso $L_d = 0$ (sem indutância de dispersão) as equações (162), (163), (167), (168) e (169) resultam em uma divisão por zero, ou seja, uma incoerência matemática.

4.1.7 Verificação da 1ª etapa de operação completa considerando a indutância de dispersão do indutor acoplado

Para verificar que não há a existência do pico de corrente que ocorre durante o período ΔT_6 nas Figuras 15 e 16, foi realizada uma simulação do circuito da Figura 22 no software Psim. Os resultados da simulação são comparados com as plotagens das equações obtidas na subseção anterior. A Tabela 4 apresenta os parâmetros utilizados na simulação, tais parâmetros foram definidos arbitrariamente, pois o intuito é apenas validar os equacionamentos.

Tabela 4 – Especificações do inversor ponto completa monofásico.

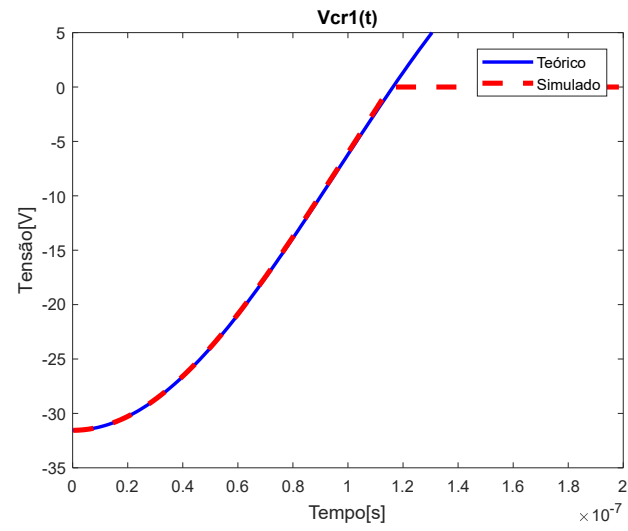
Variável	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	311 V
V_o	Tensão de saída	300 V
L_r	Indutância de magnetização	150 μH
L_d	Indutância de dispersão	8 μH
C_r	Capacitor adicionado ao diodo	2 nF
C_s	Capacitor da chave	240 pF
V_{C1}	Tensão inicial sobre o capacitor C_{r1}	-31,55 V
V_{C6}	Tensão inicial sobre o capacitor C_{s2}	154,85 V
V_{C8}	Tensão inicial sobre o capacitor C_{r2}	-614,41 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 23 exibe os gráficos de $v_{D_{r1}}(t)$ teórico e simulado. Percebe-se que ambas as curvas são compatíveis até que por volta de 90 ns a simulação diverge do calculado, isso ocorre porque o conversor passa para a próxima etapa de operação.

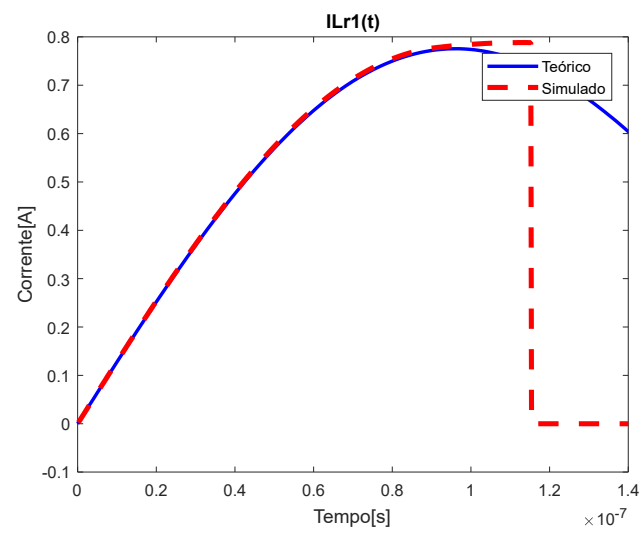
As Figuras 24, 25, 26 e 27 exibem os gráficos das correntes $i_{L_{r1}}(t)$ e $i_{L_{r2}}(t)$, e das tensões $v_{S_2}(t)$ e $v_{D_{r2}}(t)$ respectivamente. Aproximadamente no tempo $t = 90 ns$ o circuito simulado entra em outra etapa de operação, portanto, pela análise das imagens é possível concluir que o equacionamento realizado é compatível com o a simulação.

Figura 23 – Tensão $v_{D_{r1}}(t)$.



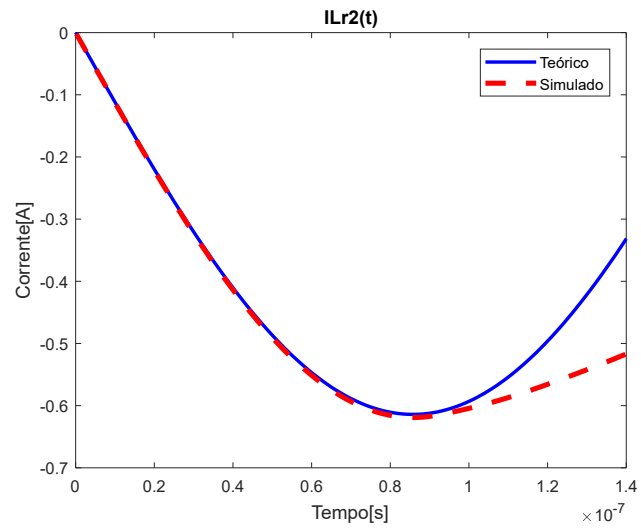
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 24 – Corrente $i_{L_{r1}}(t)$.



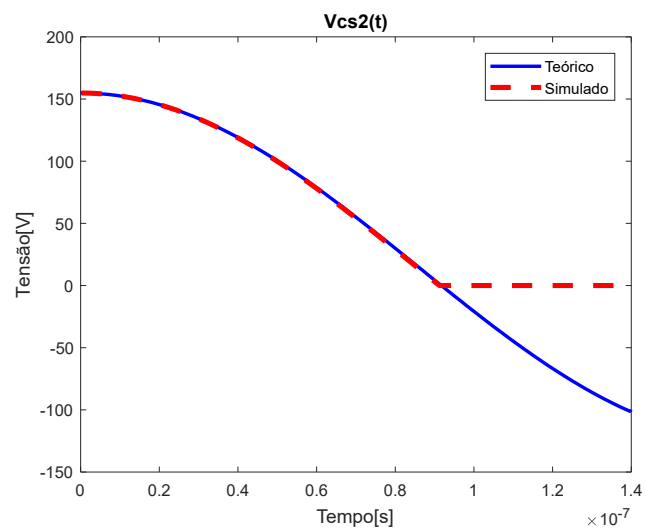
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 25 – Corrente $i_{Lr2}(t)$.



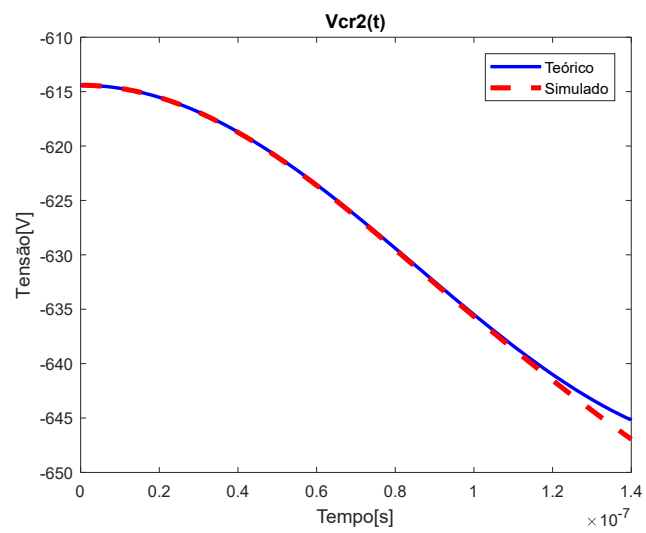
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 26 – Tensão $v_{S2}(t)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 27 – Tensão $v_{Dr_2}(t)$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR BRIDGELESS BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTE APLICADO À CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Esse capítulo abordará o funcionamento do conversor BBB-QR aplicado a correção do fator de potência. São obtidas equações que descrevem o formato da corrente de entrada, o ganho estático, intervalo de frequência de comutação e os esforços de tensão e corrente nos componentes.

Importante salientar que as equações obtidas para os conversores ressonantes dependem do método de controle adotado. O método mais conhecido e frequentemente utilizado é o controle *Constant ON-Time* (COT). No controle COT o tempo de acionamento da chave T_{on} é mantido constante durante meio período de rede. Esse método é convencionalmente adotado em conversores Boost CRM PFC, pois idealmente a corrente de entrada irá seguir perfeitamente o formato senoidal da tensão de alimentação se o acionamento da chave for realizado imediatamente após a detecção da desmagnetização do indutor (KIM; YI; CHO, 2014). Na prática, entretanto, sempre haverá um delay devido ao circuito de detecção de desmagnetização do indutor, de modo que ocorrerá alguma distorção na corrente drenada pelo conversor Boost.

No caso do conversor BBB-QR a adoção do controle COT causa uma distorção na corrente de entrada mesmo no caso ideal, isso é, sem considerar o delay após a desmagnetização do indutor acoplado. Outra grande desvantagem do controle COT é a grande variação de frequência a qual o conversor é submetido (YAO et al., 2018), no caso do conversor BBB-QR a frequência de operação depende do valor instantâneo da tensão de entrada (que varia senoidalmente) e da tensão na carga do conversor.

Apesar das desvantagens mencionadas do controle COT a maioria dos circuitos integrados disponíveis no mercado se utiliza dessa técnica, portanto, o equacionamento do conversor BBB-QR inicialmente se dará considerando um tempo de acionamento da chave T_{on} constante, posteriormente outras técnicas de controle com tempo T_{on} variável são discutidas, para obtenção de fator de potência unitário VOT-UPF (*Variable On-Time with Unity Power Factor*) e para redução da variação na frequência de comutação VOT-FF (*Variable On-Time with Fixed Frequency*).

5.1 ANÁLISE DE OPERAÇÃO ADOTANDO A TÉCNICA DE CONTROLE CONSTANT ON-TIME (COT)

5.1.1 Desenvolvimento da equação para a corrente de entrada média por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$

Iniciaremos assumindo que a tensão de alimentação é perfeitamente senoidal e regida pela Equação $v_{in}(\omega t) = V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|$. Onde V_{PK} é o valor de pico da tensão de alimentação.

Considerando que o conversor BBB-QR se encontra operando com COT a corrente de entrada será envelopada por uma senóide, conforme a equação (170).

$$i_{pk}(\omega t) = I_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (170)$$

Também podemos escrever a corrente $i_{pk}(\omega t)$ em função da indutância L_r , do tempo T_{on} e da tensão da fonte de alimentação. Isolando T_{on} na equação (171) se adquire a equação (173).

$$i_{pk}(\omega t) = \frac{V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot T_{on}}{L_r} \quad (171)$$

$$I_{PK} = \frac{V_{PK} \cdot T_{on}}{L_r} \quad (172)$$

$$T_{on} = \frac{L_r \cdot i_{pk}(\omega t)}{V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|} = \frac{L_r \cdot I_{PK}}{V_{PK}} \quad (173)$$

Observe que a equação (171) já demonstra que se T_{on} assumir um valor constante o valor de pico da corrente de entrada seguirá o formato senoidal da tensão de entrada. O tempo em que a chave encontra-se desligada é denominado T_{off} e pode ser equacionado utilizando as parcelas de tempo ΔT_4 e ΔT_5 , a terceira etapa pode ser desprezada, pois seu tempo de duração é pequeno.

$$T_{off}(\omega t) = \frac{2 \cdot L_r \cdot i_{pk}(\omega t)}{V_o} + \Delta T_{DY} \rightarrow \frac{2 \cdot L_r \cdot I_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|}{V_o} + \Delta T_{DY} \quad (174)$$

$$\Delta T_{DY} \approx \Delta T_5 = \frac{\pi \cdot n}{w_z} \quad (175)$$

O período de operação T_s é obtido por meio da equação (176). A frequência de comutação f_s pode ser equacionada pela expressão (177). A equação (172) simplifica a equação (177) resultando na equação (178). Como pode-se perceber a frequência de comutação depende do termo $|\sin(\omega t)|$, desse modo, a máxima frequência de comutação ocorrerá no cruzamento por zero da tensão senoidal de alimentação e a mínima frequência de comutação ocorrerá no valor de pico da tensão de alimentação.

$$T_s(\omega t) = T_{on} + T_{off}(\omega t) \rightarrow \frac{L_r \cdot I_{PK}}{V_{PK}} \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{V_{PK}}{V_o} \cdot |\sin(\omega t)| \right] + \Delta T_{DY} \quad (176)$$

$$f_s(\omega t) = \frac{1}{T_s} \rightarrow \frac{1}{\frac{L_r \cdot I_{PK}}{V_{PK}} \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{V_{PK}}{V_o} \cdot |\sin(\omega t)| \right] + \Delta T_{DY}} \quad (177)$$

$$f_s(\omega t) = \frac{1}{T_{on} \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{V_{PK}}{V_o} \cdot |\sin(\omega t)| \right] + \Delta T_{DY}} \quad (178)$$

Podemos definir o intervalo de frequência de operação ($f_{s_{min}}, f_{s_{max}}$) observando a variação da componente senoidal na equação (178). Considerando $|\sin(\omega t)| = 0$ teremos a frequência máxima de operação $f_{s_{max}}$, se considerarmos $|\sin(\omega t)| = 1$ obtém-se a equação (180) que corresponde a mínima frequência de comutação do conversor BBB-QR.

$$f_{s_{max}} = \frac{1}{T_{on} + \Delta T_{DY}} \quad (179)$$

$$f_{s_{min}} = \frac{1}{T_{on} \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{V_{PK}}{V_o} \right] + \Delta T_{DY}} \quad (180)$$

A equação (181) estabelece uma relação entre $f_{s_{max}}$ e $f_{s_{min}}$. Assumindo que a 5ª etapa possui um tempo de duração desprezível ¹ adquire-se a equação (183). Repare que quanto maior for o valor de pico da tensão senoidal de entrada, maior será o intervalo de frequências ao qual o conversor será submetido.

$$\frac{f_{s_{max}}}{f_{s_{min}}} = \frac{T_{on} \cdot \left[1 + 2 \cdot \frac{V_{PK}}{V_o} \right] + \Delta T_{DY}}{T_{on} + \Delta T_{DY}} \quad (181)$$

$$K_V = \frac{2 \cdot V_{pk}}{V_o} \rightarrow K_V = 2 \cdot \alpha \quad (182)$$

$$\frac{f_{s_{max}}}{f_{s_{min}}} \approx 1 + K_V \quad (183)$$

A razão cíclica é definida pela expressão (184). Sabemos que podemos calcular o valor médio de uma forma de onda triangular por meio da equação (185). Assim sendo, a corrente média por período de comutação é regida pela equação (186).

$$D(\omega t) = \frac{T_{on}}{T_s(\omega t)} = \frac{T_{on}}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} \quad (184)$$

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot D(\omega t) \quad (185)$$

¹ A consideração de que $\Delta T_{DY} \approx 0$ é válida dependendo do projeto realizado para os componentes ressonantes e se há ou não *Valley skipping* sendo executado.

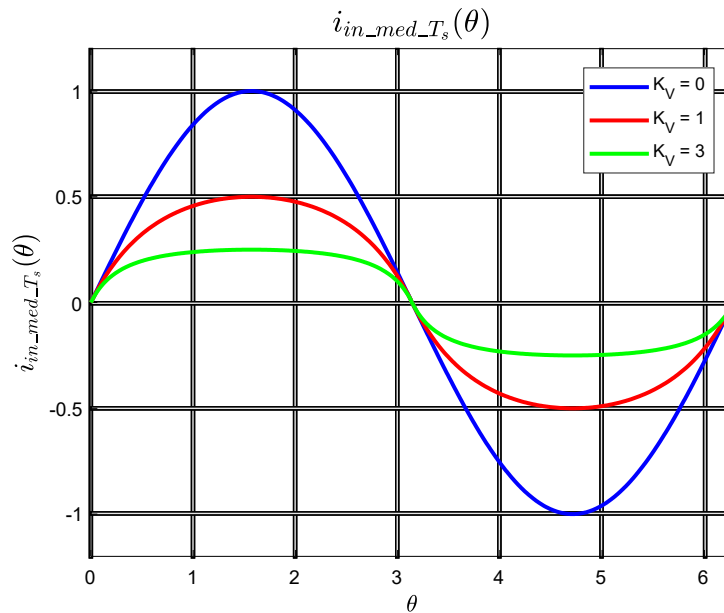
$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot I_{PK} \cdot T_{on} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} \quad (186)$$

Observe que embora o valor de pico $i_{pk}(\omega t)$ da corrente de entrada siga uma envoltória senoidal, o mesmo não pode ser dito a respeito do valor médio por período de comutação da corrente de entrada $i_{in_med_T_s}(\omega t)$. Se $K_V = 0$ e $\Delta T_5 = 0$ na equação (186) a corrente média por período de comutação drenada pelo conversor seria perfeitamente senoidal. Entretanto, é impossível que $K_V = 0$, pois isso implicaria em $V_o = \infty$ ou $V_{PK} = 0$, o que não tem sentido físico para o conversor.

Para facilitar a análise gráfica o tempo ΔT_5 foi desprezado na equação (186), resultando na equação (187). A Figura 28 exibe o gráfico da equação (187) para diferentes valores de K_V . Se verifica que com um aumento no parâmetro K_V ocorre um achatamento da senóide de corrente, acarretando em uma diminuição do fator de potência. Portanto, utilizando-se da técnica COT o conversor BBB-QR não produzirá uma corrente senoidal perfeita, mesmo considerando o caso ideal.

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot I_{PK} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|} \quad (187)$$

Figura 28 – Gráfico da corrente de entrada do conversor BBB-QR operando com COT baseado na Equação (187). O valor da corrente de pico na entrada foi considerado como sendo igual a 2 ($I_{PK} = 2$).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.1.2 Dedução das equações para o valor médio e RMS por período de rede da corrente drenada pelo conversor

O valor médio da corrente de entrada durante um semi-ciclo de rede pode ser calculada pela equação (188), que consiste na integração da equação (186) durante meio período de rede.

$$I_{in_med_rede} = \frac{I_{PK} \cdot T_{on}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} d\omega t \quad (188)$$

No caso do valor RMS da corrente absorvida pelo conversor podemos fazer uso da fórmula (189), que fornece o valor RMS de uma forma de onda triangular por período de comutação.

Substituindo as expressões para $D(\omega t)$ e $i_{pk}(\omega t)$ na equação (189) e efetuando o cálculo para determinação do valor RMS durante o período de rede, se adquire a equação (191).

$$i_{in_rms_T_s}(\omega t) = i_{pk}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{D(\omega t)}{3}} \quad (189)$$

$$i_{in_rms_T_s}(\omega t) = I_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{3 \cdot [T_{on} \cdot (1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|) + \Delta T_{DY}]}} \quad (190)$$

$$I_{in_rms_rede} = \sqrt{\frac{I_{PK}^2 \cdot T_{on}}{3 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} d\omega t} \quad (191)$$

5.1.3 Potência de entrada

A potência de entrada é definida pela expressão (192). Substituindo as expressões $v_{in}(\omega t)$ e $i_{in_med_T_s}(\omega t)$ e após algumas simplificações obtém-se a equação (194).

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi v_{in}(\omega t) \cdot i_{in_med_T_s}(\omega t) d\omega t \quad (192)$$

$$P_{in} = \frac{V_{PK} \cdot I_{PK} \cdot T_{on}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} d\omega t \quad (193)$$

$$P_{in} = \frac{V_{PK}^2 \cdot T_{on}^2}{2 \cdot \pi \cdot L_r} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} d\omega t \quad (194)$$

5.1.4 Dedução da equação para determinação de T_{on}

Considerando a operação ideal do conversor e que não há perdas, pode-se fazer uso da equação (195). Como consequência da equação (195) tem-se a equação (196) que permite a obtenção da variável T_{on} por meio de métodos numéricos. Lembrando que T_{on} é um valor constante durante o ciclo de rede.

$$P_{in} = P_{out} \rightarrow P_{in} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (195)$$

$$\frac{V_{PK}^2 \cdot T_{on}^2}{2 \cdot \pi \cdot L_r} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} d\omega t = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (196)$$

Considerando a simplificação exposta pela equação (197) é possível obter a fórmula (198). Reitera-se que a equação (197) não é sempre válida, sendo mais recomendado a utilização da equação (196) para cálculo do tempo T_{on} .

$$\Delta T_{DY} \approx \frac{\pi \cdot n}{w_z} \approx 0 \quad (197)$$

$$T_{on} \approx \frac{2 \cdot \pi \cdot L_r \cdot V_o^2}{R_o \cdot V_{PK}^2 \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t} \quad (198)$$

5.1.5 Cálculo dos esforços de tensão e corrente na chave semicondutora

O valor médio da corrente que circula pela chave é dado pela equação (200), o valor eficaz é obtido por meio da expressão (202). A tensão máxima que incide sobre a chave é expressa pela equação (204).

$$I_{sw_med_rede} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi i_{in_med_T_s}(\omega t) d\omega t \quad (199)$$

$$I_{sw_med_rede} = \frac{I_{PK} \cdot T_{on}}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} d\omega t \quad (200)$$

$$I_{sw_rms_rede} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi (i_{in_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (201)$$

$$I_{sw_rms_rede} = \sqrt{\frac{I_{PK}^2 \cdot T_{on}}{6 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[T_{on} \cdot (1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|) + \Delta T_{DY}]} d\omega t} \quad (202)$$

$$I_{sw_pk} = I_{PK} \quad (203)$$

$$V_{S_{max}} = V_{PK} + \frac{V_o}{2} \quad (204)$$

5.1.6 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos de saída D_1 e D_2 .

A o valor médio e eficaz da corrente circulando pelos diodos de saída do conversor é dado pelas equações (205) e (206) respectivamente. O valor máximo de pico de corrente é expresso pela equação (207). A máxima tensão reversa que surge sobre os diodos é dada pela equação (208).

$$I_{D_med_rede} = \frac{I_{PK}^2 \cdot L_r}{2 \cdot \pi \cdot V_o} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[T_{on} \cdot (1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|) + \Delta T_{DY}]} d\omega t \quad (205)$$

$$I_{D_rms_rede} = \sqrt{\frac{I_{PK}^3 \cdot L_r}{6 \cdot \pi \cdot V_o} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^3}{[T_{on} \cdot (1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|) + \Delta T_{DY}]} d\omega t} \quad (206)$$

$$I_{D_pk} = \frac{I_{PK}}{2} \quad (207)$$

$$V_{D_{max}} = V_{PK} + \frac{V_o}{2} \quad (208)$$

5.1.7 Cálculo do valor eficaz de corrente nos capacitores C_{Dr1} e C_{Dr2} .

O valor eficaz aproximado da corrente que circula pelos capacitores C_{Dr1} e C_{Dr2} é dado pela equação (212).

$$i_{C_{Dr_rms_part_1}}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot \omega_z \cdot V_o \cdot \sin(\omega_z \cdot t) \quad (209)$$

$$i_{C_{Dr_rms_part_2}}(t) = C_r \cdot \omega_x \cdot (V_{Co} + v_{in}(\omega t)) \cdot \sin(\omega x \cdot t) \quad (210)$$

$$i_{C_{Dr_rms_Ts}}(\omega t) \approx \sqrt{\frac{1}{T_s(\omega t)} \cdot \left[\int_0^{\Delta T_5} (i_{C_{Dr_rms_part_1}}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta T_1(\omega t)} (i_{C_{Dr_rms_part_2}}(t))^2 dt \right]} \quad (211)$$

$$I_{C_{Dr_rms_rede}} \approx \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_{C_{Dr_rms_Ts}}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (212)$$

Onde,

$$\Delta T_5 = \frac{\pi \cdot n}{w_z} \text{ onde } n = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (213)$$

$$V_{Co} = V_o \cdot \frac{C_{eq}}{C_r} \quad (214)$$

$$\Delta T_1(\omega t) = \frac{1}{w_x} \cdot \text{acos} \left(\frac{v_{in}(\omega t)}{v_{in}(\omega t) + V_{Co}} \right). \quad (215)$$

5.1.8 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos D_{r1} e D_{r2} .

Os valores eficaz e médio da corrente que circula pelos diodos D_{r1} e D_{r2} é aproximadamente igual aos valores eficaz e médio que circulam pelas chaves. A máxima tensão reversa sobre os diodos é representada pela equação (219).

$$I_{D_{r_rms_rede}} \approx I_{sw_rms_rede} \quad (216)$$

$$I_{D_{r_med_rede}} \approx I_{sw_med_rede} \quad (217)$$

$$I_{D_{r_pk}} \approx I_{sw_pk} = I_{PK} \quad (218)$$

$$V_{D_{r_max}} = \frac{C_{eq}}{C_r} \cdot \left(V_{PK} + V_o \cdot \frac{C_{eq}}{C_r} - \frac{V_o}{2} - V_o \right) - 2 \cdot V_{PK} \quad (219)$$

5.1.9 Cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado.

O cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado é mais complexo, já que a forma de onda da corrente nos enrolamentos varia a cada semi-ciclo de rede. Para obtenção do valor eficaz durante um ciclo de rede completo podemos dividir o cálculo inicialmente em duas componentes, $i_{1_rms_Ts}(\omega t)$ e $i_{2_rms_Ts}(\omega t)$. A expressão $i_{1_rms_Ts}(\omega t)$ corresponde ao semi-ciclo de rede em que há a corrente que circula pela chave e também

a corrente de desmagnetização do indutor, já a expressão $i_{2_rms_T_s}(\omega t)$ considera somente a corrente devido a desmagnetização do indutor, que ocorre no segundo semi-ciclo de rede. Por simplificação a corrente negativa que circula pelo indutor foi considerada nula.

$$i_{1_rms_T_s}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_s(\omega t)} \cdot \left[\int_0^{T_{on}} \left(\frac{V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta T_4(\omega t)} \left(\frac{V_o}{4 \cdot L_r} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (220)$$

$$i_{2_rms_T_s}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_s(\omega t)} \cdot \left[\int_0^{\Delta T_4(\omega t)} \left(\frac{V_o}{4 \cdot L_r} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (221)$$

Onde $\Delta T_4(\omega t)$ é dado pela equação (222) e $T_s(\omega t)$ advém da equação (176).

$$\Delta T_4(\omega t) = \frac{2 \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot L_r}{V_o} \rightarrow \Delta T_4(\omega t) = K_V \cdot T_{on} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (222)$$

O valor eficaz da corrente em um enrolamento do indutor acoplado em um ciclo completo da rede de alimentação pode ser obtido por meio da equação (296).

$$i_{L_rms_rede} \approx \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^\pi (i_{1_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t + \int_0^\pi (i_{2_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t \right]} \quad (223)$$

5.1.10 Cálculo do fator de potência

O fator de potência pode ser calculado pela fórmula (224). A corrente I_{in_rms} corresponde ao valor RMS do valor médio por período de chaveamento da corrente de entrada e para o conversor BBB-QR é dada pela equação (226).

$$FP = \frac{P}{S} \rightarrow FP = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{in}(t) \cdot i_{in}(t) dt}{V_{in_rms} \cdot I_{in_rms}} \quad (224)$$

$$I_{in_rms_rede_filt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_{in_med_T_s}(\omega t)^2 d\omega t} \quad (225)$$

$$I_{in_rms_rede_filt} = \sqrt{\frac{I_{PK}^2 \cdot T_{on}^2}{4 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[T_{on} \cdot (1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|) + \Delta T_{DY}]^2} d\omega t} \quad (226)$$

O Fator de potência pode então ser calculado pela equação (227). Se assumirmos $\Delta T_{DY} = 0$ pode-se adquirir a expressão (228). Observe que a equação (228) depende somente do parâmetro

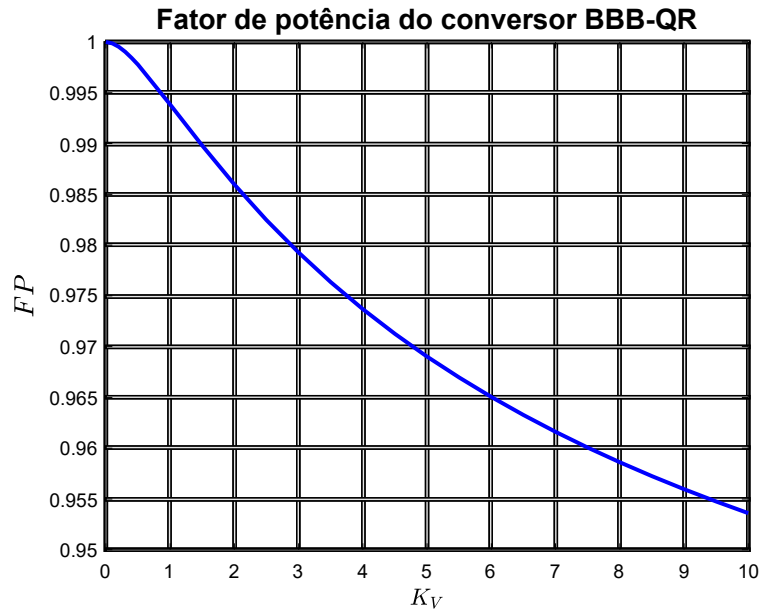
K_V , a Figura 29 apresenta o gráfico do fator de potência do conversor BBB-QR em função de K_V baseado na equação (228).

$$FP = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} d\omega t}{\sqrt{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[T_{on} \cdot (1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|) + \Delta T_{DY}]^2} d\omega t}} \quad (227)$$

$$FP = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t}{\sqrt{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t}} \quad (228)$$

Para K_V tem-se $FP = 1$ pois a corrente $i_{in_med_T_s}(\omega t)$ torna-se uma senóide perfeita, com o aumento do parâmetro K_V tem-se uma redução do fator de potência causado pelo efeito de "achatamento" da senóide que pode ser visualizado na Figura 28.

Figura 29 – Gráfico do fator de potência do conversor BBB-QR operando com COT baseado na Equação (228).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A taxa de distorção harmônica pode ser calculada pela expressão (229). É possível assumir $\cos(\phi) = 1$ se considerarmos que o filtro de entrada não irá introduzir nenhuma defasagem entre a tensão e a corrente. As harmônicas individuais podem ser calculadas por meio da equação (230)

$$THD = \sqrt{\frac{\cos(\phi)^2}{FP^2} - 1} \quad (229)$$

$$I_{n_h} = \frac{I_{PK} \cdot T_{on}}{\pi} \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} \cdot \sin(n_h \cdot \omega t) d\omega t \quad \text{onde } n_h = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (230)$$

5.1.11 Determinação da indutância do indutor acoplado

Pode-se determinar os valores máximo e mínimo de indutância com base na equação para o tempo T_{on} , e nos valores máximo e mínimo de frequência de comutação que serão aceitos para o projeto. A equação (198) fornece o valor de T_{on} . As equações (231) e (232) fornecem os valores de frequência de comutação máxima e mínima respectivamente.

$$f_{s_{max}} = \frac{1}{T_{on}} \quad (231)$$

$$f_{s_{min}} = \frac{1}{T_{on} \cdot [1 + K_V]} \quad (232)$$

Substituindo a equação (198) nas expressões (231) e (232) adquire-se as equações (233) e (234). O valor de indutância L_r deve satisfazer $L_{r_{min}} < L_r < L_{r_{max}}$. A determinação das frequências $f_{s_{max}}$ e $f_{s_{min}}$ ficam a critério do projetista.

$$L_{r_{min}} = \frac{R_o \cdot V_{PK}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{s_{max}} \cdot V_o^2} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t \quad (233)$$

$$L_{r_{max}} = \frac{R_o \cdot V_{PK}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{s_{min}} \cdot V_o^2 \cdot [1 + K_V]} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t \quad (234)$$

5.1.12 Cálculo das perdas por comutação nas chaves

As perdas de comutação na chaves são dadas por uma parcela avinda da entrada em condução e de uma parcela correspondente ao bloqueio da chave. As perdas no bloqueio podem ser calculadas por meio da equação (235).

$$P_{SW_{off}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^\pi \frac{1}{2} \cdot T_f \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot v_{s1}(\omega t) \cdot f_s(\omega t) d\omega t \right] \quad (235)$$

Onde $f_s(\omega t)$ é dado pela equação (237), $v_{s1}(\omega t)$ representa o valor de tensão sobre a chave ao final do tempo T_f , que se encontra na equação (236). T_f é o tempo de extinção da corrente, esse parâmetro é encontrado no Datasheet da chave semicondutora a ser utilizada. A função $i_{pk}(\omega t)$ corresponde ao valor de pico da corrente na chave em função da tensão senoidal de entrada e é dada pela equação (170).

$$v_{s1}(\omega t) = L_r \cdot \omega_y \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot \sin(\omega_y T_f) + v_{in}(\omega t) \cdot (1 - \cos(\omega_y T_f)) \quad (236)$$

$$f_s(\omega t) = \frac{1}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} \quad (237)$$

Como o conversor BBB-QR opera em um modo análogo a condução crítica, a chave é acionada com corrente nula e, portanto, podemos considerar que as perdas de comutação para a entrada em condução são compostas apenas pelas perdas geradas devido ao descarregamento do capacitor intrínseco da chave na resistência interna da chave.

Para o cálculo das perdas de comutação na entrada em condução devemos primeiramente definir o ângulo θ_o que determina o intervalo em que ocorre VVS (*Valley Voltage Switching*).

Fazendo $v_{in}(\omega t) = V_{in_ZVS}$ e isolando θ_o obtém-se a equação (239). As perdas de comutação na entrada em condução nas chaves podem ser determinadas pela equação (240).

$$V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| = \frac{V_o}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \quad (238)$$

$$\theta_o = \arcsin \left[\frac{1}{K_V} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \right] \quad (239)$$

$$P_{SW_{on}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\theta_o}^{\pi - \theta_o} \frac{1}{2} \cdot C_{ds} \cdot v_{smin}(\omega t)^2 \cdot f_s(\omega t) d\omega t \right] \quad (240)$$

Onde a tensão $v_{smin}(\omega t)$ é a tensão do vale de tensão nas chaves e é dada pela equação (241).

$$v_{smin}(\omega t) = V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| + V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{C_{eq}}{C_s} \right) \quad (241)$$

5.2 ANÁLISE DE OPERAÇÃO ADOTANDO A TÉCNICA DE CONTROLE VARIABLE ON-TIME COM FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO CONSTANTE (VOT-FF)

Conversores operando em CRM com técnicas de controle convencionais funcionam com frequência de comutação variável, o que traz algumas desvantagens, tais como: aumento das perdas de comutação devido ao grande aumento na frequência de comutação e dificuldade de filtragem da corrente de entrada do conversor, pois a interferência eletromagnética produzida por um conversor com frequência variável se distribui por um grande intervalo de frequências, o que dificultando o projeto do filtro de EMI.

Para minimizar os efeitos da operação com frequência variável alguns artigos acadêmicos apresentam técnicas de controle para reduzir a variação de frequência em conversores operando em CRM (YAO et al., 2018; WANG; YAO; ZHANG, 2016; MEMON et al., 2017). Adiante serão desenvolvidos os equacionamentos para implementação de um técnica de controle que visa reduzir o intervalo de frequência de comutação do conversor BBB-QR utilizando-se dos conceitos apresentados nos artigos mencionados.

5.2.1 Desenvolvimento da equação para a corrente de entrada média por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$

Iniciaremos assumindo que a tensão de alimentação é perfeitamente senoidal e regida pela equação $v_{in}(\omega t) = V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|$. Onde V_{PK} é o valor de pico da tensão de alimentação.

Observando-se a equação (178), advinda da análise com a técnica de controle Constant on-time que se encontra reescrita na equação (242) percebe-se que T_{on} assumir o formato da expressão (243) a frequência de comutação se tornará constante dentro de um período de rede.

$$f_s(\omega t) = \frac{1}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} \quad (242)$$

$$T_{on} \rightarrow T_{on}(\omega t) = T_{svot} \cdot \frac{1}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} \quad (243)$$

$$f_s = \frac{1}{T_{svot} + \Delta T_{DY}} \quad (244)$$

Onde ΔT_{DY} é o tempo de *delay* no qual a chave é acionada após a detecção da desmagnetização do indutor acoplado. Podemos considerar $\Delta T_{DY} = \Delta T_5$, conforme a equação (245). T_{svot} é uma variável que será determinada adiante no texto.

$$\Delta T_{DY} \approx \Delta T_5 = \frac{\pi \cdot n}{w_z} \quad (245)$$

A corrente de pico é dada pela expressão (246), após uma simplificação chega-se a equação (248). O tempo em que a chave encontra-se desligada é calculado por meio da equação (249), observe que tanto o tempo $T_{on}(\omega t)$ como o tempo $T_{off}(\omega t)$ são variáveis conforme a tensão senoidal de entrada.

$$i_{pk}(\omega t) = \frac{v_{in}(\omega t) \cdot T_{on}(\omega t)}{L_r} \rightarrow i_{pk}(\omega t) = \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}}{L_r} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} \quad (246)$$

$$I_{PK} = \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}}{L_r} \quad (247)$$

$$i_{pk}(\omega t) = I_{PK} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} \quad (248)$$

$$T_{off}(\omega t) = K_V \cdot |\sin(\omega t)| \cdot T_{on}(\omega t) + \Delta T_{DY} \quad (249)$$

A soma de $T_{on}(\omega t)$ e $T_{off}(\omega t)$ resulta em um período de comutação constante, portanto, tem-se a operação do conversor com frequência de comutação constante durante um semi-ciclo de rede.

$$T_s = T_{on}(\omega t) + T_{off}(\omega t) \rightarrow T_s = T_{svot} + \Delta T_{DY} \quad (250)$$

A razão cíclica $D(\omega t)$ é obtida pela equação (251) e a execução de uma simplificação leva a equação (253). A expressão (254) permite calcular o valor médio da corrente por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$.

$$D(\omega t) = \frac{T_{on}(\omega t)}{T_s} \rightarrow D(\omega t) = \frac{T_{svot}}{T_{svot} + \Delta T_{DY}} \cdot \frac{1}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} \quad (251)$$

$$D_K = \frac{T_{svot}}{T_{svot} + \Delta T_{DY}} \quad (252)$$

$$D(\omega t) = D_K \cdot \frac{1}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} \quad (253)$$

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot D(\omega t) \quad (254)$$

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{D_K \cdot I_{PK}}{2} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} \quad (255)$$

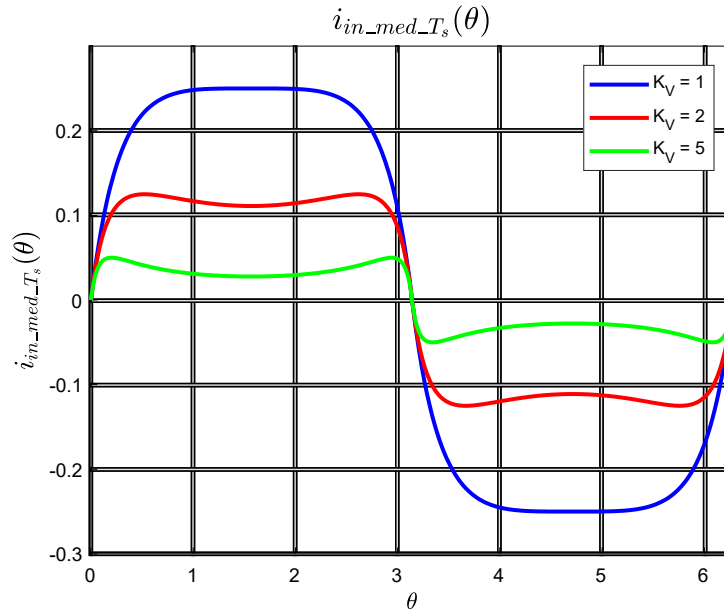
$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}^2}{2 \cdot L_r \cdot (T_{svot} + \Delta T_{DY})} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} \quad (256)$$

$$I_{PK_med} = \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}^2}{2 \cdot L_r \cdot (T_{svot} + \Delta T_{DY})} \quad (257)$$

Após algumas manipulações matemáticas chega-se a equação (258). Se verifica que o valor médio de corrente por período de comutação não possui um formato senoidal perfeito. A Figura 30 apresenta o gráfico da equação (258) em função do parâmetro K_V .

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = I_{PK_med} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} \quad (258)$$

Figura 30 – Gráfico da corrente de entrada do conversor BBB-QR operando com VOT baseado na Equação (258). O valor da corrente de pico na entrada foi considerado como sendo igual a 1 ($IPK_{med} = 1$).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.2.2 Dedução das equações para o valor médio e RMS por período de rede da corrente drenada pelo conversor

A corrente média de entrada por período de rede é dado pela integração no tempo dentro de um semi-período de rede da corrente média por período de comutação, conforme a equação (259).

$$I_{in_med_rede} = \frac{IPK_{med}}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \quad (259)$$

Para cálculo do valor RMS da corrente de entrada devemos calcular inicialmente a corrente RMS por período de comutação $i_{in_rms_Ts}(\omega t)$. Esse cálculo pode ser executado por meio da equação (260).

$$i_{in_rms_Ts}(\omega t) = i_{pk}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{D(\omega t)}{3}} \quad (260)$$

$$i_{in_rms_Ts}(\omega t) = IPK \cdot \sqrt{\frac{D_K \cdot |\sin(\omega t)|^2}{3 \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^3}} \quad (261)$$

O cálculo do valor RMS da corrente de entrada consiste na integração da expressão (261) por um semi-ciclo de rede, resultando na equação (262).

$$I_{in_rms_rede} = \sqrt{\frac{I_{PK}^2 \cdot D_K}{3 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^3} d\omega t} \quad (262)$$

5.2.3 Potência de entrada

A potência de entrada é definida pela expressão (263). Substituindo as expressões $v_{in}(\omega t)$ e $i_{in_med_T_s}(\omega t)$ e após algumas simplificações obtém-se a equação (264).

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi v_{in}(\omega t) \cdot i_{in_med_T_s}(\omega t) d\omega t \quad (263)$$

$$P_{in} = \frac{V_{PK} \cdot I_{PK_med}}{\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \quad (264)$$

5.2.4 Dedução da equação para determinação de T_{svot}

Considerando a operação ideal do conversor e que não há perdas, pode-se fazer uso da equação (265). Como consequência da equação (265) tem-se a equação (266) que permite a obtenção da variável T_{svot} . Lembrando que T_{svot} é um valor constante durante o ciclo de rede.

$$P_{in} = P_{out} \rightarrow P_{in} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (265)$$

$$\frac{V_{PK}^2 \cdot T_{svot}^2}{2 \cdot L_r \cdot \pi \cdot (T_{svot} + \Delta T_{DY})} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t = P_{out} \quad (266)$$

$$\alpha_{T_{svot}} = \frac{T_{svot}^2}{T_{svot} + \Delta T_{DY}} \quad (267)$$

$$\alpha_{T_{svot}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot L_r \cdot P_{out}}{V_{PK}^2 \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t} \quad (268)$$

$$T_{svot} = \frac{\alpha_{T_{svot}} + \sqrt{\alpha_{T_{svot}}^2 + 4 \cdot \Delta T_{DY} \cdot \alpha_{T_{svot}}}}{2} \quad (269)$$

De posse do valor de T_{svot} é possível obter o período de comutação e consequentemente a frequência de operação do conversor.

$$T_s = T_{svot} + \Delta T_{DY} \quad (270)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (271)$$

5.2.5 Cálculo dos esforços de tensão e corrente na chave semicondutora

O valor médio da corrente que circula pela chave é dado pela equação (273), o valor eficaz é obtido por meio da expressão (275). A tensão máxima que incide sobre a chave é expressa pela equação (277).

$$I_{sw_med_rede} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi i_{in_med_Ts}(\omega t) d\omega t \quad (272)$$

$$I_{sw_med_rede} = \frac{I_{PK} \cdot D_K}{4\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \quad (273)$$

$$I_{sw_rms_rede} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_{in_rms_Ts}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (274)$$

$$I_{sw_rms_rede} = \sqrt{\frac{I_{PK}^2 \cdot D_K}{6\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^3} d\omega t} \quad (275)$$

$$I_{sw_pk} = \frac{I_{PK}}{1 + K_V} \quad (276)$$

$$V_{S_{max}} = V_{PK} + \frac{V_o}{2} \quad (277)$$

5.2.6 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos de saída D_1 e D_2 .

A o valor médio e eficaz da corrente circulando pelos diodos de saída do conversor é dado pelas equações (278) e (279) respectivamente. O valor máximo de pico de corrente é expresso pela equação (280). A máxima tensão reversa que surge sobre os diodos é dada pela equação (281).

$$I_{D_med_rede} = \frac{I_{PK} \cdot K_V \cdot D_K}{4\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \quad (278)$$

$$I_{D_rms_rede} = \sqrt{\frac{I_{PK}^2 \cdot K_V \cdot D_K}{12\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^3}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^3} d\omega t} \quad (279)$$

$$I_{D_pk} = \frac{I_{PK}}{2(1 + K_V)} \quad (280)$$

$$V_{D_{max}} = V_{PK} + \frac{V_o}{2} \quad (281)$$

5.2.7 Cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos D_{r1} e D_{r2} .

Os valores eficaz e médio da corrente que circula pelos diodos D_{r1} e D_{r2} é aproximadamente igual aos valores eficaz e médio que circulam pelas chaves. A máxima tensão reversa sobre os diodos é representada pela equação (285).

$$I_{D_{r_rms_rede}} \approx I_{sw_rms_rede} \quad (282)$$

$$I_{D_{r_med_rede}} \approx I_{sw_med_rede} \quad (283)$$

$$I_{D_{r_pk}} \approx I_{sw_pk} = \frac{I_{PK}}{1 + K_V} \quad (284)$$

$$V_{D_{r_max}} = \frac{C_{eq}}{C_r} \cdot \left(V_{PK} + V_o \cdot \frac{C_{eq}}{C_r} - \frac{V_o}{2} - V_o \right) - 2 \cdot V_{PK} \quad (285)$$

5.2.8 Cálculo do valor eficaz de corrente nos capacitores C_{Dr1} e C_{Dr2} .

O valor eficaz aproximado da corrente que circula pelos capacitores C_{Dr1} e C_{Dr2} é dado pela equação (289).

$$i_{C_{Dr_rms_part_1}}(t) = \frac{1}{2} \cdot C_{eq} \cdot w_z \cdot V_o \cdot \sin(w_z \cdot t) \quad (286)$$

$$i_{C_{Dr_rms_part_2}}(t) = C_r \cdot w_x \cdot (V_{Co} + v_{in}(\omega t)) \cdot \sin(w_x \cdot t) \quad (287)$$

$$i_{C_{Dr_rms_Ts}}(\omega t) \approx \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta T_5} (i_{C_{Dr_rms_part_1}}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta T_1(\omega t)} (i_{C_{Dr_rms_part_2}}(t))^2 dt \right]} \quad (288)$$

$$I_{C_{Dr_rms_rede}} \approx \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_{C_{Dr_rms_Ts}}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (289)$$

Onde,

$$\Delta T_5 = \frac{\pi \cdot n}{w_z} \text{ onde } n = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (290)$$

$$V_{Co} = V_o \cdot \frac{C_{eq}}{C_r} \quad (291)$$

$$\Delta T_1(\omega t) = \frac{1}{w_x} \cdot \arccos \left(\frac{v_{in}(\omega t)}{v_{in}(\omega t) + V_{Co}} \right) \quad (292)$$

5.2.9 Cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado.

O cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado é mais complexo, já que a forma de onda da corrente nos enrolamentos varia a cada semi-ciclo de rede. Para obtenção do valor eficaz durante um ciclo de rede completo podemos dividir o cálculo inicialmente em duas componentes, $i_{1_rms_T_s}(\omega t)$ e $i_{2_rms_T_s}(\omega t)$. A expressão $i_{1_rms_T_s}(\omega t)$ corresponde ao semi-ciclo de rede em que há a corrente que circula pela chave e também a corrente de desmagnetização do indutor, já a expressão $i_{2_rms_T_s}(\omega t)$ considera somente a corrente devido a desmagnetização do indutor, que ocorre no segundo semi-ciclo de rede. Por simplificação a corrente negativa que circula pelo indutor foi considerada nula.

$$i_{1_rms_T_s}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{T_{on}(\omega t)} \left(\frac{V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta T_4(\omega t)} \left(\frac{V_o}{4 \cdot L_r} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (293)$$

$$i_{2_rms_T_s}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta T_4(\omega t)} \left(\frac{V_o}{4 \cdot L_r} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (294)$$

Onde $\Delta T_4(\omega t)$ é dado pela equação (295), $T_{on}(\omega t)$ é dado pela equação (243) e T_s advém da equação (250).

$$\Delta T_4(\omega t) = \frac{2 \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot L_r}{V_o} \rightarrow \Delta T_4(\omega t) = K_V \cdot T_{s_{vot}} \cdot \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} \quad (295)$$

O valor eficaz da corrente em um enrolamento do indutor acoplado em um ciclo completo da rede de alimentação pode ser obtido por meio da equação (296).

$$i_{L_rms_rede} \approx \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^\pi (i_{1_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t + \int_0^\pi (i_{2_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t \right]} \quad (296)$$

5.2.10 Cálculo do fator de potência

O fator de potência pode ser calculado pela fórmula (297). A corrente I_{in_rms} corresponde ao valor RMS do valor médio por período de chaveamento da corrente de entrada e para o conversor BBB-QR é dada pela equação (298).

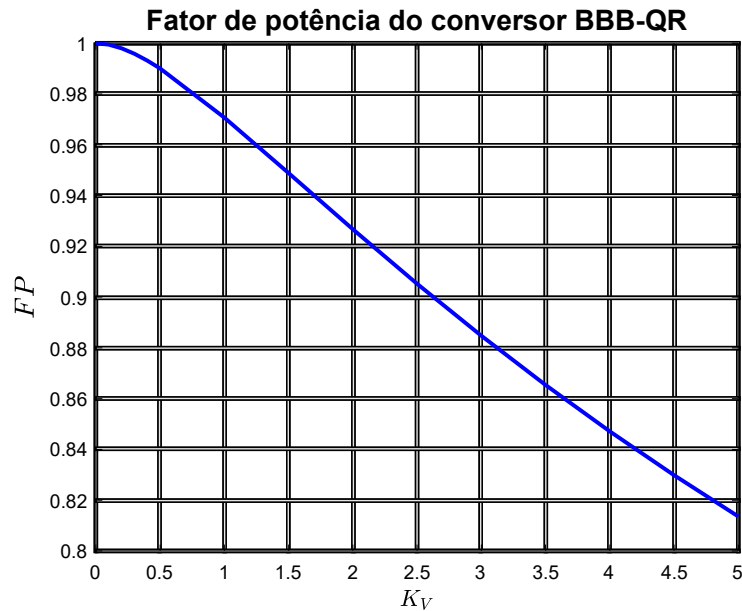
$$FP = \frac{P}{S} \rightarrow FP = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{in}(t) \cdot i_{in}(t) dt}{V_{in_rms} \cdot I_{in_rms}} \quad (297)$$

$$I_{in_rms_rede_filt} = \sqrt{\frac{I_{PK_med}^2}{\pi} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^4} d\omega t} \quad (298)$$

O Fator de potência pode então ser calculado pela equação (299). Observe que tal equação depende somente do parâmetro K_V , a Figura 31 apresenta o gráfico do fator de potência do conversor BBB-QR em função de K_V baseado na equação (299).

$$FP = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t}{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^4} d\omega t}} \quad (299)$$

Figura 31 – Gráfico do fator de potência do conversor BBB-QR operando com VOT baseado na Equação (299).



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

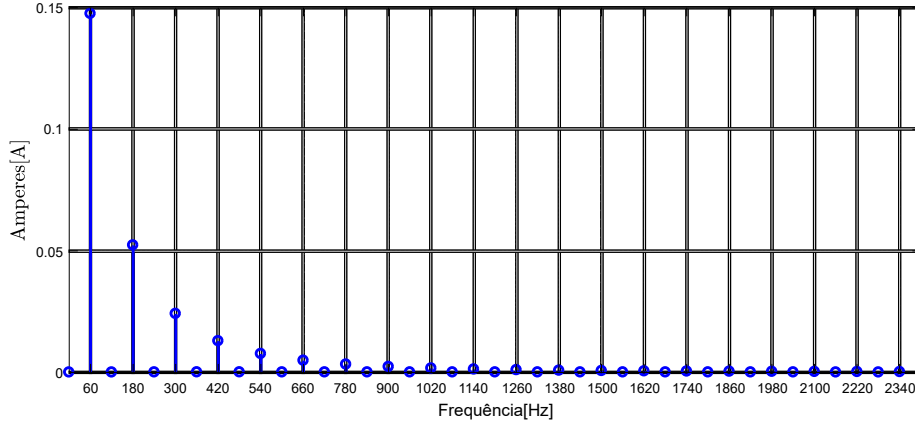
A taxa de distorção harmônica é determinada pela equação (300), onde $\cos(\phi) = 1$ pois, podemos considerar que não há defasagem entre a tensão e corrente de entrada do conversor.

As harmônicas individuais podem ser calculadas por meio da equação (301). A Figura 32 apresenta o espectro harmônico do conversor BBB-QR baseado na equação (301). Verifica-se que a terceira harmônica possui um valor significativo, o que já era esperado devido a distorção causada pela técnica de controle empregada.

$$THD = \sqrt{\frac{\cos(\phi)^2}{FP^2} - 1} \quad (300)$$

$$I_{n_h} = \frac{2 \cdot I_{PKmed}}{\pi} \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} \cdot \sin(n_h \cdot \omega t) d\omega t \quad \text{onde } n_h = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (301)$$

Figura 32 – Espectro harmônico do conversor BBB-QR operando com VOT tendo como base a Equação (301). Foi considerado que $I_{PK_{med}} = 1$ e que a frequência fundamental da tensão de entrada é de 60 Hz .



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

5.2.11 Determinação da indutância do indutor acoplado

É possível determinar duas equações para estabelecer um intervalo de valores de indutância para permitir o projeto do indutor acoplado. Fazendo uso da equação (264) se adquire as expressões (302) e (303).

$$L_{r_{max}} = \frac{V_{PK}^2 \cdot (1 - \Delta T_{DY} \cdot f_{s_{min}})^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{s_{min}} \cdot P_o} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \quad (302)$$

$$L_{r_{min}} = \frac{V_{PK}^2 \cdot (1 - \Delta T_{DY} \cdot f_{s_{max}})^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{s_{max}} \cdot P_o} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \quad (303)$$

Onde $f_{s_{max}}$ e $f_{s_{min}}$ são as frequências máxima e mínima que o conversor deve operar, são valores definidos pelo projetista.

5.2.12 Determinação do valor de capacitância dos capacitores externos C_{Dr1} e C_{Dr2}

Devemos estabelecer uma metodologia para determinação do valor de capacitância dos capacitores C_{Dr1} e C_{Dr2} . Para tanto, iniciamos observando a equação (304), tal equação representa o valor de tensão no qual ocorrerá a entrada em condução da chave, portanto, é necessário que o segundo termo da soma assuma um valor negativo.

$$v_{S_{min}}(\omega t) = v_{in}(\omega t) + V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{C_{eq}}{C_s} \right) \quad (304)$$

$$\frac{C_{eq}}{C_s} = \frac{C_r}{C_r + C_s} \quad (305)$$

Ao fazermos $C_r \rightarrow \infty$ o segundo termo da equação (304) atinge o valor $-1/2$. Desse modo, em um caso teórico no qual C_r é infinitamente maior que C_s teríamos o melhor caso possível para o vale de tensão na chave, que seria regida por $v_{S_{min}}(\omega t) = v_{in}(\omega t) - 0,5.V_o$.

$$\lim_{C_r \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{2} - \frac{C_r}{C_r + C_s} \right) = -\frac{1}{2} \quad (306)$$

Considerando uma situação realista, podemos definir que a expressão que definirá o valor de tensão do vale será dado pela equação (307). Como consequência dessa consideração surge a equação (309).

$$v_{S_{min}}(\omega t) = v_{in}(\omega t) - 0.4.V_o \quad (307)$$

$$v_{in}(\omega t) - 0.4.V_o \geq v_{in}(\omega t) + V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{C_{eq}}{C_s} \right) \quad (308)$$

$$C_r \geq 9.C_s \quad (309)$$

5.2.13 Cálculo das perdas por comutação nas chaves

As perdas de comutação na chaves são dadas por uma parcela avinda da entrada em condução e de uma parcela correspondente ao bloqueio da chave. As perdas no bloqueio podem ser calculadas por meio da equação (310).

$$P_{SW_{off}} = \frac{1}{2.\pi} \cdot \left[\int_0^\pi \frac{f_s}{2} \cdot T_f \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot v_{s1}(\omega t) d\omega t \right] \quad (310)$$

Onde f_s é dado pela equação (312), $v_{s1}(\omega t)$ representa o valor de tensão sobre a chave ao final do tempo T_f , que se encontra na equação (311). T_f é o tempo de extinção da corrente, esse parâmetro é encontrado no Datasheet da chave semicondutora a ser utilizada. A função $i_{pk}(\omega t)$ corresponde ao valor de pico da corrente na chave em função da tensão senoidal de entrada e é dada pela equação (248).

$$v_{s1}(\omega t) = L_r \cdot \omega_y \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot \sin(\omega_y \cdot T_f) + v_{in}(\omega t) \cdot (1 - \cos(\omega_y \cdot T_f)) \quad (311)$$

$$f_s = \frac{1}{T_{svot} + \Delta T_{DY}} \quad (312)$$

Como o conversor BBB-QR opera em um modo análogo a condução crítica, a chave é acionada com corrente nula e, portanto, podemos considerar que as perdas de comutação para a entrada em condução são compostas apenas pelas perdas geradas devido ao descarregamento do capacitor intrínseco da chave na resistência interna da chave.

Para o cálculo das perdas de comutação na entrada em condução devemos primeiramente definir o ângulo θ_o que determina o intervalo em que ocorre VVS (*Valley Voltage Switching*).

Fazendo $v_{in}(\omega t) = V_{in_ZVS}$ e isolando θ_o obtém-se a equação (314). As perdas de comutação na entrada em condução nas chaves podem ser determinadas pela equação (315).

$$V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| = \frac{V_o}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \quad (313)$$

$$\theta_o = \arcsin \left[\frac{1}{K_V} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \right] \quad (314)$$

$$P_{SW_{on}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\theta_o}^{\pi - \theta_o} \frac{1}{2} \cdot C_{ds} \cdot v_{smin}(\omega t)^2 \cdot f_s d\omega t \right] \quad (315)$$

Onde a tensão $v_{smin}(\omega t)$ é a tensão do vale de tensão nas chaves e é dada pela Equação (363).

$$v_{smin}(\omega t) = V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| + V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{C_{eq}}{C_s} \right) \quad (316)$$

5.3 ANÁLISE DE OPERAÇÃO ADOTANDO A TÉCNICA DE CONTROLE VARIABLE ON-TIME PARA OBTENÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO (VOT-UPF)

5.3.1 Desenvolvimento da equação para a corrente de entrada média por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$

Iniciaremos assumindo que a tensão de alimentação é perfeitamente senoidal e regida pela equação $v_{in}(\omega t) = V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|$. Onde V_{PK} é o valor de pico da tensão de alimentação.

Da equação (186), advinda da análise com a técnica de controle Constant on-time que se encontra reescrita na equação (317) percebe-se que é possível transformar a corrente de entrada média por período de chaveamento do conversor em uma senóide pura se desconsiderarmos o tempo de delay ΔT_{DY} ².

Ao assumir que T_{on} é regido pela expressão (319), a corrente $i_{in_med_T_s}(\omega t)$ se converte em um sinal puramente senoidal, conforme a equação (323).

² A consideração de que $\Delta T_{DY} \approx 0$ é válida dependendo do projeto realizado para os componentes ressonantes e se há ou não *Valley skipping* sendo executado.

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{V_{PK} \cdot T_{on}^2}{2 \cdot L_r} \cdot \frac{|sin(\omega t)|}{T_{on} \cdot [1 + K_V \cdot |sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY}} \quad (317)$$

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{V_{PK} \cdot T_{on}}{2 \cdot L_r} \cdot \frac{|sin(\omega t)|}{[1 + K_V \cdot |sin(\omega t)|]} \quad (318)$$

$$T_{on}(\omega t) = T_{svot} \cdot [1 + K_V \cdot |sin(\omega t)|] \quad (319)$$

Onde, T_{svot} é uma constante que será determinada adiante no texto.

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}^2}{2 \cdot L_r} \cdot \frac{|sin(\omega t)| \cdot [1 + K_V \cdot |sin(\omega t)|]^2}{T_{svot} \cdot [1 + K_V \cdot |sin(\omega t)|]^2 + \Delta T_{DY}} \quad (320)$$

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) \approx \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}}{2 \cdot L_r} \cdot |sin(\omega t)| \quad (321)$$

$$I_{PK} = \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}}{L_r} \quad (322)$$

$$i_{in_med_T_s}(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot I_{PK} \cdot |sin(\omega t)| \quad (323)$$

A corrente de pico é dada pela expressão (324), após uma simplificação chega-se a equação (325). O tempo em que a chave encontra-se desligada é calculado por meio da equação (326), observe que tanto o tempo $T_{on}(\omega t)$ como o tempo $T_{off}(\omega t)$ são variáveis conforme a tensão senoidal de entrada.

$$i_{pk}(\omega t) = \frac{v_{in}(\omega t) \cdot T_{on}(\omega t)}{L_r} \rightarrow i_{pk}(\omega t) = \frac{V_{PK} \cdot T_{svot}}{L_r} \cdot |sin(\omega t)| \cdot [1 + K_V \cdot |sin(\omega t)|] \quad (324)$$

$$i_{pk}(\omega t) = I_{PK} \cdot |sin(\omega t)| \cdot [1 + K_V \cdot |sin(\omega t)|] \quad (325)$$

Observe que embora a corrente de entrada média por período de comutação $i_{in_med_T_s}(\omega t)$ siga uma envoltória senoidal, o mesmo não pode ser dito a respeito do valor de pico $i_{pk}(\omega t)$ da corrente de entrada.

$$T_{off}(\omega t) = K_V \cdot |sin(\omega t)| \cdot T_{on}(\omega t) + \Delta T_{DY} \quad (326)$$

A soma de $T_{on}(\omega t)$ e $T_{off}(\omega t)$ resulta na equação (328), por consequência a frequência de comutação é regida pela equação (329). Assumindo que $\Delta T_{DY} \approx 0$ se adquire a expressão (330).

$$T_s = T_{on}(\omega t) + T_{off}(\omega t) \rightarrow T_s = T_{on}(\omega t) \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] + \Delta T_{DY} \quad (327)$$

$$T_s = T_{s_{vot}} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2 + \Delta T_{DY} \quad (328)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \rightarrow f_s(\omega t) = \frac{1}{T_{s_{vot}} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2 + \Delta T_{DY}} \quad (329)$$

$$f_s(\omega t) \approx \frac{1}{T_{s_{vot}} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} \quad (330)$$

Podemos definir o intervalo de frequência de operação ($f_{s_{min}}, f_{s_{max}}$) observando a variação da componente senoidal na equação (330). Considerando $|\sin(\omega t)| = 0$ teremos a frequência máxima de operação $f_{s_{max}}$, se considerarmos $|\sin(\omega t)| = 1$ obtém-se a equação (332) que corresponde a mínima frequência de comutação do conversor BBB-QR.

$$f_{s_{max}} \approx \frac{1}{T_{s_{vot}}} \quad (331)$$

$$f_{s_{min}} \approx \frac{1}{T_{s_{vot}} \cdot [1 + K_V]^2} \quad (332)$$

A equação (333) estabelece uma relação entre $f_{s_{max}}$ e $f_{s_{min}}$. Repare que quanto maior for o valor de pico da tensão senoidal de entrada em relação a tensão de saída, maior será o intervalo de frequências ao qual o conversor será submetido em um semi-ciclo de rede ³.

$$\frac{f_{s_{max}}}{f_{s_{min}}} \approx [1 + K_V]^2 \quad (333)$$

A razão cíclica é definida pela expressão (335).

$$D(\omega t) = \frac{T_{on}(\omega t)}{T_s(\omega t)} = \frac{T_{s_{vot}} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]}{T_{s_{vot}} \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2 + \Delta T_{DY}} \quad (334)$$

$$D(\omega t) \approx \frac{1}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} \quad (335)$$

³ Recorde que $K_V = (2 \cdot V_{PK})/V_o$.

5.3.2 Dedução das equações para o valor médio e RMS por período de rede da corrente drenada pelo conversor

A corrente média de entrada durante um semi-ciclo de rede pode ser calculada pela equação (336), que consiste na integração da equação (323) durante meio período de rede.

$$I_{in_med_rede} \approx \frac{I_{PK}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} |\sin(\omega t)| d\omega t \quad (336)$$

$$I_{in_med_rede} \approx \frac{I_{PK}}{\pi} \quad (337)$$

A expressão (338) exhibe a fórmula para cálculo do valor eficaz de uma corrente triangular, como é o caso da corrente de entrada do conversor. O valor eficaz da corrente drenada pelo conversor em um ciclo de rede é obtida por meio da equação (341). A expressão (342) representa o valor eficaz da corrente de entrada do conversor considerando um filtro na entrada.

$$i_{in_rms_T_s}(\omega t) = i_{pk}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{D(\omega t)}{3}} \quad (338)$$

$$i_{in_rms_T_s}(\omega t) \approx I_{PK} \cdot \sqrt{\frac{|\sin(\omega t)|^2 \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]}{3}} \quad (339)$$

$$I_{in_rms_rede} \approx \sqrt{\frac{I_{PK}^2}{3 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} |\sin(\omega t)|^2 \cdot [1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|] d\omega t} \quad (340)$$

$$I_{in_rms_rede} \approx \frac{I_{PK}}{6} \cdot \sqrt{\frac{48 \cdot K_V + 18 \cdot \pi}{3 \cdot \pi}} \quad (341)$$

$$I_{in_rms_rede_filt} \approx \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot I_{PK} \quad (342)$$

5.3.3 Potência de entrada

A potência de entrada é definida pela expressão (343). Substituindo as expressões $v_{in}(\omega t)$ e $i_{in_med_T_s}(\omega t)$ e após algumas simplificações obtém-se a equação (345).

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} v_{in}(\omega t) \cdot i_{in_med_T_s}(\omega t) d\omega t \quad (343)$$

$$P_{in} \approx \frac{V_{PK} \cdot I_{PK}}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} |\sin(\omega t)|^2 d\omega t \quad (344)$$

$$P_{in} \approx \frac{V_{PK} \cdot I_{PK}}{4} \rightarrow P_{in} \approx \frac{V_{PK}^2 \cdot T_{svot}}{4 \cdot L_r} \quad (345)$$

5.3.4 Dedução da equação para determinação de T_{svot}

Para obtenção de T_{svot} basta considerarmos que $P_{in} = P_o$ e fazendo uso da expressão (345) se adquire a equação (346).

$$T_{svot} = \frac{4 \cdot L_r \cdot P_o}{V_{PK}^2} \quad (346)$$

5.3.5 Cálculo do valor médio e eficaz da corrente na chave semicondutora

O valor médio da corrente que circula pela chave é dado pela equação (348), o valor eficaz é obtido por meio da expressão (350).

$$I_{sw_med_rede} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi i_{in_med_T_s}(\omega t) d\omega t \quad (347)$$

$$I_{sw_med_rede} \approx \frac{I_{PK}}{2 \cdot \pi} \quad (348)$$

$$I_{sw_rms_rede} \approx \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi (i_{in_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t} \quad (349)$$

$$I_{sw_rms_rede} \approx I_{PK} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot K_V}{9 \cdot \pi} + \frac{1}{12}} \quad (350)$$

5.3.6 Cálculo do valor médio e eficaz da corrente nos diodos de saída D_1 e D_2 .

A o valor médio e eficaz da corrente circulando pelos diodos de saída do conversor é dado pelas equações (351) e (352) respectivamente.

$$I_{D_med_rede} \approx \frac{I_{PK} \cdot K_V}{8} \quad (351)$$

$$I_{D_rms_rede} \approx I_{PK} \cdot \sqrt{\frac{K_V}{12 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{4}{3} + \frac{3}{8} \cdot K_V \cdot \pi \right)} \quad (352)$$

5.3.7 Cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado.

O cálculo do valor eficaz da corrente nos enrolamentos do indutor acoplado é mais complexo, já que a forma de onda da corrente nos enrolamentos varia a cada semi-ciclo de rede. Para obtenção do valor eficaz durante um ciclo de rede completo podemos dividir o cálculo

inicialmente em duas componentes, $i_{1_rms_T_s}(\omega t)$ e $i_{2_rms_T_s}(\omega t)$. A expressão $i_{1_rms_T_s}(\omega t)$ corresponde ao semi-ciclo de rede em que há a corrente que circula pela chave e também a corrente de desmagnetização do indutor, já a expressão $i_{2_rms_T_s}(\omega t)$ considera somente a corrente devido a desmagnetização do indutor, que ocorre no segundo semi-ciclo de rede.

$$i_{1_rms_T_s}(\omega t) \approx \sqrt{\frac{1}{T_s(\omega t)} \cdot \left[\int_0^{T_{on}(\omega t)} \left(\frac{V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)|}{L_r} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{T_{off}(\omega t)} \left(\frac{V_o}{4 \cdot L_r} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (353)$$

$$i_{2_rms_T_s}(\omega t) \approx \sqrt{\frac{1}{T_s(\omega t)} \cdot \left[\int_0^{T_{off}(\omega t)} \left(\frac{V_o}{4 \cdot L_r} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (354)$$

O valor eficaz da corrente em um enrolamento do indutor acoplado em um ciclo completo da rede de alimentação pode ser obtido por meio da equação (355).

$$i_{L_rms_rede} \approx \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^\pi (i_{1_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t + \int_0^\pi (i_{2_rms_T_s}(\omega t))^2 d\omega t \right]} \quad (355)$$

5.3.8 Determinação da indutância do indutor acoplado

Podemos desenvolver duas equações para estabelecer um intervalo de indutância para escolha do indutor acoplado. Considerando a frequência mínima de operação f_{smin} e a frequência máxima de operação f_{smax} , que são critérios definidos pelo projetista, obtém-se as equações (356) e (357).

$$L_{rmin} = \frac{V_{PK}^2}{4 \cdot P_o \cdot f_{smax}} \quad (356)$$

$$L_{rmax} = \frac{V_{PK}^2}{4 \cdot P_o \cdot f_{smin} \cdot [1 + K_V]^2} \quad (357)$$

5.3.9 Cálculo das perdas por comutação nas chaves

As perdas de comutação na chaves são dadas por uma parcela avinda da entrada em condução e de uma parcela correspondente ao bloqueio da chave. As perdas no bloqueio podem ser calculadas por meio da equação (358).

$$P_{SWoff} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^\pi \frac{1}{2} \cdot T_f \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot v_{s1}(\omega t) \cdot f_s(\omega t) d\omega t \right] \quad (358)$$

Onde $f_s(\omega t)$ é dado pela equação (330), $v_{s1}(\omega t)$ representa o valor de tensão sobre a chave ao final do tempo T_f , que se encontra na equação (359). T_f é o tempo de extinção da

corrente, esse parâmetro é encontrado no Datasheet da chave semicondutora a ser utilizada. A função $i_{pk}(\omega t)$ corresponde ao valor de pico da corrente na chave em função da tensão senoidal de entrada e é dada pela equação (325).

$$v_{s1}(\omega t) = L_r \cdot \omega_y \cdot i_{pk}(\omega t) \cdot \sin(\omega_y \cdot T_f) + v_{in}(\omega t) \cdot (1 - \cos(\omega_y \cdot T_f)) \quad (359)$$

Como o conversor BBB-QR opera em um modo análogo a condução crítica, a chave é acionada com corrente nula e, portanto, podemos considerar que as perdas de comutação para a entrada em condução são compostas apenas pelas perdas geradas devido ao descarregamento do capacitor intrínseco da chave na resistência interna da chave.

Para o cálculo das perdas de comutação na entrada em condução devemos primeiramente definir o ângulo θ_o que determina o intervalo em que ocorre VVS (*Valley Voltage Switching*).

Fazendo $v_{in}(\omega t) = V_{in_ZVS}$ e isolando θ_o obtém-se a equação (361). As perdas de comutação na entrada em condução nas chaves podem ser determinadas pela equação (362).

$$V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| = \frac{V_o}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \quad (360)$$

$$\theta_o = \arcsin \left[\frac{1}{K_V} \cdot \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \right] \quad (361)$$

$$P_{SW_{on}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{\theta_o}^{\pi - \theta_o} \frac{1}{2} \cdot C_{ds} \cdot v_{smin}(\omega t)^2 \cdot f_s(\omega t) d\omega t \right] \quad (362)$$

Onde a tensão $v_{smin}(\omega t)$ é a tensão do vale de tensão nas chaves e é dada pela equação (363).

$$v_{smin}(\omega t) = V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| + V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{C_{eq}}{C_s} \right) \quad (363)$$

5.4 COMPARAÇÃO ENTRE AS TÉCNICAS DE CONTROLE COT, VOT-FF E VOT-UPF

As técnicas de controle abordadas nesse capítulo possuem características distintas quanto ao desempenho na correção do fator de potência, na frequência de comutação e consequentemente há uma grande diferença no valor mínimo de indutância requerido para cada uma das técnicas de controle. A Tabela 5 exhibe a variação de frequência de cada uma das técnicas em um semi-ciclo de rede.

A operação em frequências muito elevadas eleva as perdas no indutor e as perdas de comutação, além de que, quanto maior a frequência de comutação, maior terá que ser o cuidado durante a etapa de desenvolvimento do Layout do conversor.

Tabela 5 – Variação de frequência de comutação durante um semi-ciclo de rede para as técnicas de controle estudadas.

	COT	VOT-FF	VOT-UPF
f_{smax}/f_{smin}	$1 + K_V$	1	$[1 + K_V]^2$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para evitar uma grande variação de frequência deve-se utilizar uma indutância de valor mais elevado, isso pode ser observado na Figura (33).

A Figura (33) apresenta o valor de indutância mínimo para cada uma das técnicas normalizado para o valor da indutância mínima da técnica VOT-FF. A técnica VOT-FF possui a menor variação de frequência e consequentemente o menor valor de indutância mínima requerido.

Para fins de comparação as equações (364) e (366) foram desenvolvidas, tais equações são representadas graficamente na Figura (33). As relações $K_{freq_FF/COT}$ e $K_{freq_FF/UPF}$ correspondem a divisão da máxima frequência de projeto para a técnica VOT-FF pela máxima frequência de projeto da técnica COT (equação 365) e pela máxima frequência para a técnica VOT-UPF (equação 367). a máxima frequência de comutação para cada técnica de controle fica a critério do projetista.

$$L_{r_minCOT/FF} = \frac{f_{smax_FF}}{f_{smax_COT}} \cdot \frac{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t}{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t} \quad (364)$$

$$K_{freq_FF/COT} = \frac{f_{smax_FF}}{f_{smax_COT}} \quad (365)$$

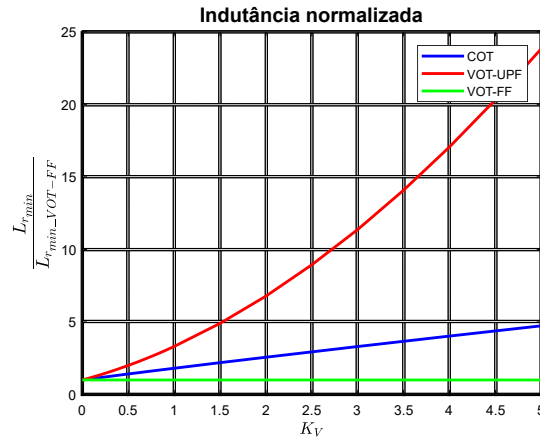
$$L_{r_minUPF/FF} = \frac{f_{smax_FF}}{f_{smax_UPF}} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t} \quad (366)$$

$$K_{freq_FF/UPF} = \frac{f_{smax_FF}}{f_{smax_UPF}} \quad (367)$$

As equações (368) e (369) descrevem uma relação matemática para o valor de corrente eficaz nas chaves normalizado em relação a técnica VOT-FF. A Figura (34) exhibe graficamente as equações (368) e (369). Observe que não há grande variação do valor de corrente eficaz entre as técnicas de controle para baixos valores de K_V .

$$I_{SW_rms_COT/FF} = \frac{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t}{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t} \cdot \frac{\sqrt{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t}}{\sqrt{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1+K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^3} d\omega t}} \quad (368)$$

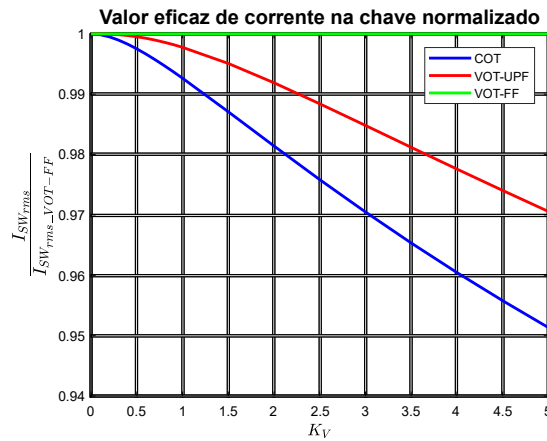
Figura 33 – Valor de indutância normalizado em relação ao valor de indutância mínima para a técnica VOT-FF. Considerando $K_{freq_FF/COT} = K_{freq_FF/UPF} = 1$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$I_{SW_rms_UPF/FF} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \cdot \frac{\sqrt{\frac{2 \cdot K_V}{9 \cdot \pi} + \frac{1}{12}}}{\sqrt{\frac{1}{6 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^3} d\omega t}} \quad (369)$$

Figura 34 – Valor eficaz de corrente na chave semicondutora normalizado em relação ao valor eficaz de corrente na chave para a técnica VOT-FF.

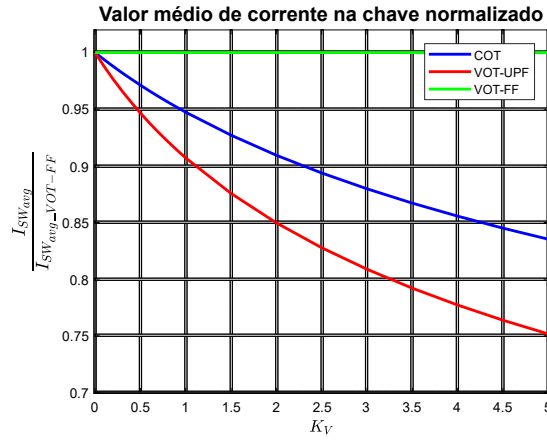


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A Figura 35 exibe uma comparação entre as técnicas de controle quanto ao valor médio de corrente que circula nos interruptores. Verifica-se que as técnicas VOT-UPF e COT apresentam um valor médio de corrente nas chaves consideravelmente menor que a técnica VOT-FF.

A comparação das perdas de comutação no bloqueio da chave pode ser realizada por meio das equações (370) e (371). A Figura (36) apresenta a plotagem de tais equações.

Figura 35 – Valor médio de corrente na chave semicondutora normalizado em relação ao valor médio de corrente na chave para a técnica VOT-FF.

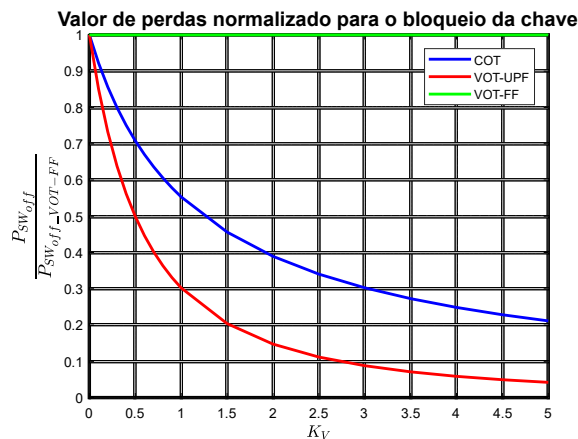


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

$$P_{SW_off_COT/FF} = \frac{1}{K_{freq_FF/COT}} \cdot \frac{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t}{\int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t} \quad (370)$$

$$P_{SW_off_UPF/FF} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{K_{freq_FF/UPF}} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t \quad (371)$$

Figura 36 – Valor de perdas para o bloqueio da chave normalizado em relação ao valor de perdas para a técnica VOT-FF. Considerando $K_{freq_FF/COT} = K_{freq_FF/UPF} = 1$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

As equações (372) e (373) exibem uma relação matemática que fornece uma comparação do desempenho das técnicas de controle estudadas em relação as perdas de comutação na entrada em condução da chave semicondutora para o conversor Bridgeless Buck-boost operando em DCM com frequência de comutação fixa. Tal comparação é ilustrada na Figura (37).

$$P_{SW_on_COT/CONV} = K_{freq_COT/CONV} \cdot \frac{\int_{\Theta_o}^{\pi-\Theta_o} \frac{(|\sin(\omega t)| - \Psi)^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t}{\int_0^{\pi} (|\sin(\omega t)|)^2 d\omega t} \quad (372)$$

$$P_{SW_on_FF/CONV} = K_{freq_FF/CONV} \cdot \frac{\int_{\Theta_o}^{\pi-\Theta_o} (|\sin(\omega t)| - \Psi)^2 d\omega t}{\int_0^{\pi} (|\sin(\omega t)|)^2 d\omega t} \quad (373)$$

$$P_{SW_on_UPF/CONV} = K_{freq_UPF/CONV} \cdot \frac{\int_{\Theta_o}^{\pi-\Theta_o} \frac{(|\sin(\omega t)| - \Psi)^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]^2} d\omega t}{\int_0^{\pi} (|\sin(\omega t)|)^2 d\omega t} \quad (374)$$

Onde,

$$K_{freq_COT/CONV} = \frac{f_{s_{max_COT}}}{f_{s_CONV}} \quad (375)$$

$$K_{freq_FF/CONV} = \frac{f_{s_{max_FF}}}{f_{s_CONV}} \quad (376)$$

$$K_{freq_UPF/CONV} = \frac{f_{s_{max_UPF}}}{f_{s_CONV}}. \quad (377)$$

$$\Psi = \frac{K_c}{K_v} \quad (378)$$

$$K_c = \left(\frac{2 \cdot C_{eq}}{C_s} - 1 \right) \quad (379)$$

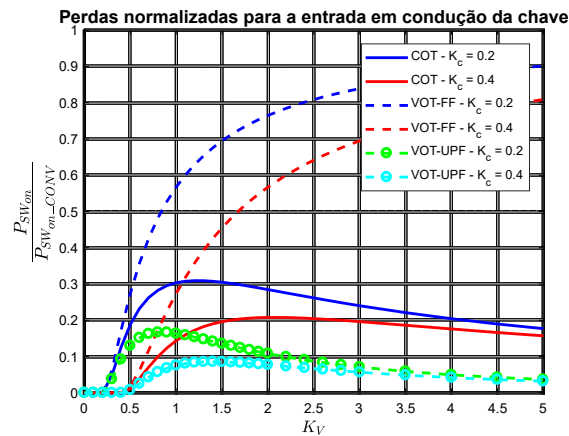
$$\Theta_o = \arcsin(\Psi). \quad (380)$$

Quanto ao fator de potência a técnica VOT-UPF assegura o melhor desempenho, entretanto, é a técnica que irá necessitar do maior valor de indutância.

Observe que a técnica Constant ON-Time (COT) possui um desempenho intermediário na maioria dos quesitos analisados, além de ser a técnica mais simples e fácil de ser implementada na prática, portanto, a técnica COT foi escolhida para implementação no conversor BBB-QR.

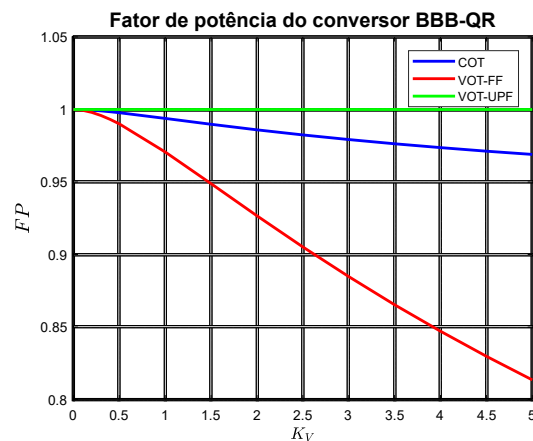
Figura 37 – Valor de perdas para a entrada em condução da chave normalizado em relação ao valor de perdas para a técnica convencional em DCM com frequência fixa.

Considerando $K_{freq_COT/CONV} = K_{freq_FF/CONV} = K_{freq_UPF/CONV} = 1$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

Figura 38 – Desempenho das técnicas COT, VOT-FF e VOT-UPF quanto ao fator de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

6 PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST BRIDGELESS QUASE-RESSONANTE PFC

O projeto do conversor BBB-QR PFC será realizada tendo como base a técnica Constant 0N-Time (COT). As equações que servirão de base para a etapa de projeto do conversor foram desenvolvidas na Seção (5.1).

O circuito integrado L6561 (STMICROELECTRONICS, 2004) foi selecionado para implementação no conversor BBB-QR devido a sua praticidade e por sua utilização ser recorrente em conversores CrCM descritos em artigos acadêmicos.

A Tabela 6 apresenta a faixa de funcionamento requerida para o conversor BBB-QR. A frequência mínima na qual o conversor poderá atuar foi definida em 25 kHz, acima da mínima frequência permitida pelo CI L6561 que é de 14 kHz. A máxima frequência de comutação foi definida como sendo 350 kHz.

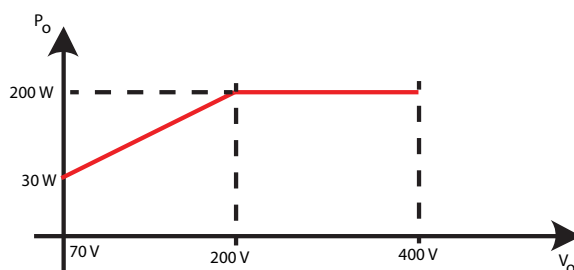
Tabela 6 – Faixa de projeto do conversor BBB-QR PFC.

Parâmetros	Valores
$V_{in_{rms}}$	160 V $\leftrightarrow$ 264 V
P_o	30 W $\leftrightarrow$ 200 W
V_o	70 V $\leftrightarrow$ 400 V
f_g	50 Hz $\leftrightarrow$ 60 Hz
f_{smin}	25 KHz
f_{smax}	350 KHz

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 39 ilustra a curva de potência do conversor BBB-QR PFC em função da tensão na carga, sendo que há uma redução significativa da potência requisitada pelo conversor para tensões de carga abaixo de 200 V.

Figura 39 – Curva de potência do conversor BBB-QR PFC em função da tensão na carga.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

6.1 PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO

O primeiro passo no projeto do indutor acoplado é determinar o valor de indutância necessário para que o conversor opere na faixa de projeto da Tabela 6. Para tanto faz-se uso das

equações (233) e (234) que se encontram reescritas a seguir.

$$L_{r_{min}} = \frac{R_o \cdot V_{PK}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{s_{max}} \cdot V_o^2} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t \quad (381)$$

$$L_{r_{max}} = \frac{R_o \cdot V_{PK}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{s_{min}} \cdot V_o^2 \cdot [1 + K_V]} \cdot \int_0^\pi \frac{|\sin(\omega t)|^2}{[1 + K_V \cdot |\sin(\omega t)|]} d\omega t \quad (382)$$

Considerando todo o intervalo de operação do conversor BBB-QR PFC o valor mínimo de indutância necessário é de $L_p = L_s = 350 \mu H$. Devido ao conversor ser simétrico os dois enrolamentos de potência do indutor são construídos igualmente, no entanto, o CI L6561 requer um terceiro enrolamento de sinal, para detecção da desmagnetização do indutor. Para o conversor BBB-QR PFC o valor mínimo de indutância para o enrolamento auxiliar é calculado por meio da equação (383). Por margem de segurança o valor de $L_{aux} = 5 \mu H$ foi escolhido.

$$L_{aux} \geq L_p \cdot \left(2 \cdot \frac{2,1}{V_{o_{min}}} \right)^2 \quad (383)$$

$$L_{aux} \geq 1,26 \mu H \quad (384)$$

L_{aux} corresponde ao valor de indutância do enrolamento auxiliar do indutor acoplado, tal enrolamento auxiliar é requerido pelo CI de controle L6561 para detecção da desmagnetização do indutor, possibilitando, assim operação no modo CRM.

6.1.1 Escolha do núcleo

Para a escolha do núcleo magnético do indutor acoplado utiliza-se o produto entre a área da secção transversal do núcleo com a área da janela do mesmo. De acordo com (HURLEY; H.WOLFLE, 2013) o cálculo do produto das áreas A_p do núcleo é dado pela equação (385).

$$A_p = 10^8 \cdot \left[\frac{\sqrt{1 + \gamma} \cdot K_{ip} \cdot L_p \cdot \hat{f}_p^2}{B_{max} \cdot K_t \cdot \left(\frac{k_{up}}{\sqrt{k_u}} \right) \cdot \sqrt{\Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}} [cm^4] \quad (385)$$

Onde,

$$k_{up} = k_u \cdot \frac{1}{1 + \frac{I_{s_{rms}}}{a \cdot I_{p_{rms}}}} \quad (386)$$

$$K_{ip} = \frac{I_{L_{rms_rede}}}{I_{L_{pk}}} \quad (387)$$

- $\hat{I}_p = I_{L_{pk}}$ - Corrente de pico nos enrolamentos do indutor.
- γ - Relação entre perdas no núcleo e perdas no cobre, podemos considerar $\gamma = 1$.
- $K_t = 48,2 \cdot 10^3$ - Trata-se de uma constante adimensional.
- k_u - Fator de utilização da janela.
- a - Corresponde a relação de espiras entre primário e secundário do indutor acoplado, no caso do conversor BBB-QR, $a = 1$.
- B_{max} - Trata-se da máxima densidade de fluxo admissível para o núcleo. Para núcleos de ferrite $B_{max} = 0,3$.
- ΔT - Elevação de temperatura do núcleo.

6.1.2 Cálculo do número de espiras, da bitola dos condutores e do número de condutores em paralelo

O número de espiras nos enrolamentos de potência N_p e N_s podem ser calculados conforme a equação (388). O gap necessário é dado pela expressão (389) e o número de espiras no enrolamento auxiliar é calculado por meio da equação (390).

$$N_p = N_s = \frac{L_p \cdot I_{L_{pk}}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (388)$$

$$l_{gap} = \frac{N_p^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_p} \quad (389)$$

$$N_{aux} = \sqrt{\frac{l_{gap} \cdot L_{aux}}{\mu_o \cdot A_e}} \quad (390)$$

Para cálculo das bitolas dos fios inicialmente define-se $J_o = 400 A/cm^2$ como densidade de corrente permitida. A área de secção transversal dos fios de cobre necessária para os enrolamentos de potência é calculada por meio da equação (391). No caso do enrolamento auxiliar a corrente que circula é ínfima, da ordem de $30 mA$, seu procedimento de cálculo segue a mesma lógica do procedimento realizado para os enrolamentos de potência.

$$A_{cp} = A_{cs} = \frac{I_{L_{rms}}}{J_o} \quad (391)$$

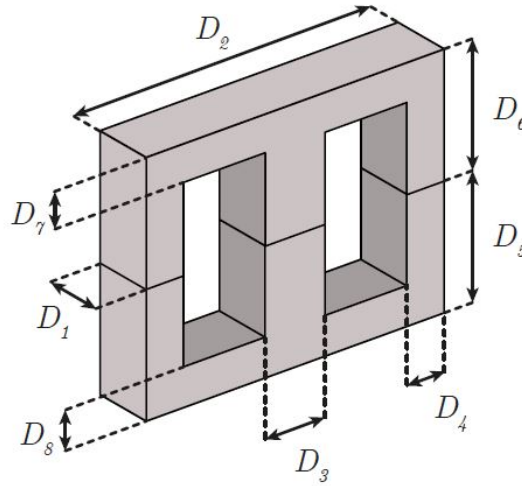
O número de condutores em paralelo é calculado pela expressão (392). A_{fio} corresponde a área de secção transversal fio de cobre escolhido.

$$n_{pri} = n_{sec} = \frac{A_{cp}}{A_{fio}} = \frac{A_{cs}}{A_{fio}} \quad (392)$$

6.1.3 Distribuição dos enrolamentos e verificação da possibilidade de execução

A Figura 40 exibe um núcleo E com suas respectivas medidas. Para determinar a quantidade de condutores que podem ser adicionados em cada camada pode-se fazer uso da equação (393).

Figura 40 – Núcleo E.



Fonte: (BERTOLDI, 2021)

$$N_{maxC} = \left[\frac{D_5 + D_6 - D_7 - D_8 - 2.l_c}{d_{ieq}} \right] \quad (393)$$

Onde l_c é a espessura do carretel e d_{ieq} é o diâmetro equivalente dos fios de cobre usados no enrolamento, tal valor de diâmetro equivalente pode ser encontrado por meio de um fator de sobrediâmetro, conforme exibe a Figura 41. A equação 394 permite calcular o comprimento livre de cada camada para acomodação dos fios de cobre. O número de camadas de cada enrolamento é determinado pela equação (395).

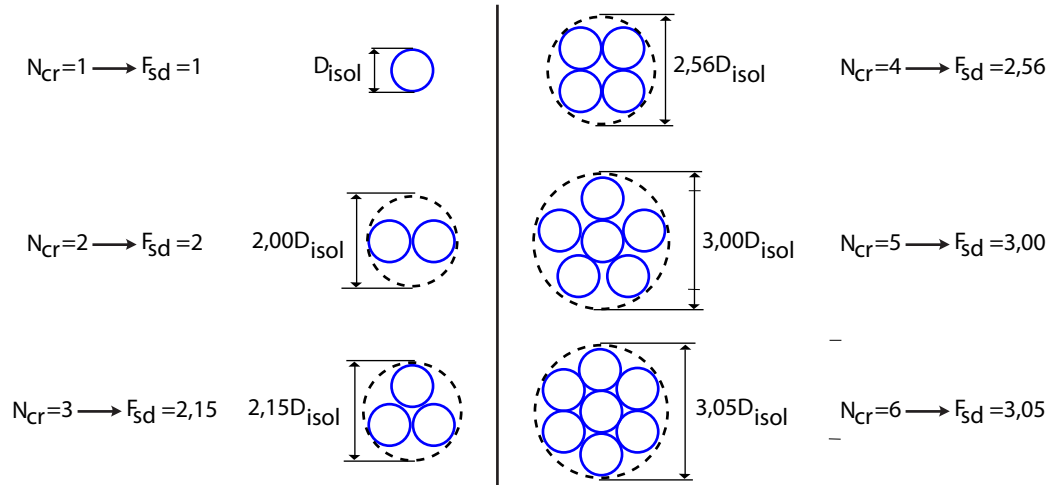
$$b_j = D_5 + D_6 - D_7 - D_8 - 2.l_c \quad (394)$$

b_j é a altura do carretel disponível para acomodação de cada camada de condutores, leva-se em consideração as dimensões do núcleo, conforme a Figura 40 e a espessura do carretel l_c .

$$N_l = \frac{N_p \cdot d_{ieq}}{b_j} \quad (395)$$

A possibilidade de execução corresponde a relação matemática entre a área ocupada pelos enrolamentos e a área da janela do núcleo. Para que a construção do indutor seja possível é necessário que $k_u < 1$, caso contrário, deve-se selecionar outro núcleo e refazer os cálculos.

Figura 41 – Fator de sobrediâmetro em função do número de condutores em paralelo.



Fonte: Adaptado de (GUEDES, 2013).

$$k_u = \frac{n_{pri} \cdot A_{fio} \cdot N_p + n_{sec} \cdot A_{fio} \cdot N_s}{A_w} < 1 \quad (396)$$

6.1.4 Cálculo das perdas no cobre

Para cálculo das perdas no cobre o procedimento abordado em (LANGE, 2012) é utilizado. Tal método considera os efeitos da resistência R_{DC} (resistência devido a corrente contínua) e a resistência R_{AC} (resistência devido aos harmônicos de corrente).

A resistência R_{DC} é calculada por meio da expressão (397), as perdas devido a essa resistência são dadas pela equação (399).

$$R_{DC} = \rho(T) \cdot \frac{l_r}{A_c} \quad (397)$$

$$\rho(T) = \rho_o \cdot [1 + \alpha \cdot (T - T_o)] \quad (398)$$

$$P_{DC} = R_{DC} \cdot I_{RMS}^2 \quad (399)$$

Onde,

- l_r - Comprimento total do enrolamento.
- A_c - Área total de cobre.
- α - Coeficiente de temperatura para o cobre.

- ρ_o - Resistividade do cobre a 20C.
- T_o - Temperatura inicial do fio de cobre.
- T - Temperatura final.
- $\rho(T)$ - Resistividade na temperatura T.

Para cálculo da resistência R_{AC} deve-se obter o valor eficaz em cada uma das harmônicas da corrente $i_{L1}(t)$, tal procedimento é realizado por meio da decomposição pela série de Fourier.

Esses dados da transformada de fourier são adicionados a uma algoritmo desenvolvido no *software* Matlab que implementa as equações descritas a seguir.

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot F_R(f) \quad (400)$$

$$F_R(f) = A_f \cdot \left[\frac{\sinh(2.A_f) + \sin(2.A_f)}{\cosh(2.A_f) - \cos(2.A_f)} + \frac{2 \cdot (N_l^2 - 1)}{3} \cdot \frac{\sinh(A_f) - \sin(A_f)}{\cosh(A_f) + \cos(A_f)} \right] \quad (401)$$

$$A_f = \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_e}{\delta(f) \cdot \sqrt{k}} \cdot \sqrt{\eta} \quad (402)$$

$$\delta(f) = \sqrt{\frac{\rho(t)}{\pi \cdot f \cdot \mu_o}} \quad (403)$$

$$d_e = d_c \cdot \sqrt{k} \quad (404)$$

A equação (401) é a equação de Dowell, tal equação considera os efeitos pelicular e de proximidade em um enrolamento multi-camadas. O método considera que a seção dos condutores deve ser quadrada, como isso não ocorre para os fios de cobre utilizados nesse projeto faz-se uso de um fator de porosidade η para correção. O fator de porosidade é normalmente considerado $\eta = 0,8$.

A equação (403) calcula a profundidade de penetração no cobre em função da máxima temperatura do cobre e da frequência da harmônica.

Designa-se k como o número de fios em paralelo, d_c o diâmetro do fio nú de cobre, N_l o número de camadas não inteiro, e d_e como o diâmetro equivalente do conjunto de k fios em paralelo.

A potência dissipada nos enrolamentos em um ciclo de rede devido as harmônicas de corrente é calculada com a equação (405). As perdas totais no cobre são determinadas pela equação (406).

$$P_{AC} = \sum_{n=1}^{N_i} I_{n_{rms}}^2 \cdot R_{AC}(f) \quad (405)$$

$$P_{cobre} = P_{DC_{pri}} + P_{DC_{sec}} + P_{AC_{pri}} + P_{AC_{sec}} \quad (406)$$

6.1.5 Cálculo das perdas no núcleo

Devido ao método iGSE (VENKATACHALAM et al., 2002) possuir uma vasta literatura existente para consulta e também por ser de fácil implementação, foi o método selecionado para o cálculo das perdas no núcleo magnético.

Um algoritmo em Matlab desenvolvido por (VENKATACHALAM et al., 2002) é adotado para a obtenção do valor de perdas no núcleo. Para utilização do algoritmo deve-se inicialmente adquirir a forma de onda da densidade de fluxo no núcleo, isso pode ser realizado por meio da equação (407).

$$B(t) = \frac{L}{N_e \cdot A_e} \cdot i_L(t) \quad (407)$$

Uma forma de onda típica da densidade de fluxo no núcleo do indutor contém *minor loops* e *major loops*. A baixa frequência da rede gera os *major loops* e a ondulação de alta frequência gera os *minor loops*. Dependendo do formato de $B(t)$ podem haver vários *minor loops* concatenados.

O algoritmo utilizado é capaz de separar o sinal de $B(t)$ em *major loops* e *minor loops* e implementa as equações (408), (409) e (410).

$$P_v = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T k_i \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (408)$$

$$k_i = \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} |\cos(\theta)|^\alpha \cdot 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (409)$$

Onde, α , β e k são os coeficientes de Steinmetz que são fornecidos pelo fabricante do núcleo magnético. ΔB é o valor de pico a pico da densidade de fluxo do *major loop* ou *minor loop* que está sendo calculado em cada ponto no tempo.

As perdas totais são calculadas pela expressão (410), que corresponde a uma média ponderada, considerando a contribuição de cada um dos *minor loops* e *major loops* pelo período de tempo em que cada um ocorre.

$$P_{TOT} = \sum_i^N P_i \cdot \frac{T_i}{T} \quad (410)$$

6.1.6 Cálculo da elevação de temperatura do indutor acoplado

Para o cálculo da elevação de temperatura do indutor deve-se primeiramente determinar a resistência térmica do núcleo, descrita pela equação (411).

$$R_{T_{nucleo}} = 23.(A_e.A_w)^{-0,37} \quad (411)$$

A elevação de temperatura é dada por:

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}).R_{T_{nucleo}} \quad (412)$$

6.1.7 Resultados obtidos para o indutor acoplado

O núcleo E42/21/20-3C94 da fabricante Ferroxcube foi selecionado, as especificações do mesmo se encontram na Tabela 7. A Tabela 8 exibe os dados obtidos durante a fase de projeto do indutor acoplado.

Tabela 7 – Especificações do núcleo E42/21/20-3C94.

Parâmetros	Valores
Material	3C94
A_w	173 mm^2
A_e	233 mm^2
A_p	$4,031\text{ cm}^4$
K_c	5,75
α	1,35
β	2,73

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 8 – Especificações do indutor acoplado projetado.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$P_{cobre}(W)$	2,1	AWG	22
$P_{nucleo}(W)$	0,79	$l_{L_{1,2}}(m)$	5,6
$P_{Total}(W)$	2,89	$l_{L_{aux}}(m)$	0,7
$\Delta T(^{\circ}C)$	46,4	$L_f(\mu H)$	356,2
k_u	0,427	$L_{aux}(\mu H)$	5,5
N_e	56	$N_{e_{aux}}$	7
$l_{gap_Total}(mm)$	2,63		

Fonte: Elaborado pelo autor.

6.2 PROJETO DOS SEMICONDUTORES

O conversor BBB-QR PFC apresenta 6 semicondutores de potência (4 diodos e 2 chaves). Nessa seção são apresentados o processo de escolha dos semicondutores e o cálculo de perdas.

6.2.1 Cálculo das perdas para os diodos de saída D_1 e D_2

Conforme (VISHAY, 2006), as perdas de condução do diodo podem ser calculadas pela expressão (413).

$$P_{D1_{cond}} = i_{D_{rms}}^2 \cdot R_D + i_{D_{avg}} \cdot V_D \quad (413)$$

Os valores de V_D e R_D são dependentes da temperatura de junção e são retirados por meio de uma linearização do gráfico de tensão direta (V_f) por corrente direta (I_f).

Os diodos possuem uma capacitância de junção C_j , dependendo da tensão aplicada sobre o diodo uma carga Q_{C_j} é armazenada. As perdas de comutação são causadas por essa energia Q_{C_j} armazenada. Para cálculo das perdas de de comutação faz-se uso das equações (414), (415) e (416).

$$P_{D1_{sw}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi Q_{C_j}(\omega t) \cdot V_{D1}(\omega t) \cdot f_s(\omega t) d\omega t \quad (414)$$

$$V_{D1}(\omega t) = V_{PK} \cdot |\sin(\omega t)| + \frac{V_o}{2} \quad (415)$$

$$Q_{C_j}(\omega t) = \int_{V_f}^{V_{D1}(\omega t)} C_j(V) dV \quad (416)$$

Onde V_f é a queda de tensão sobre o diodo durante a condução e $V_{D1}(\omega t)$ é a tensão de bloqueio do diodo. O diodo escolhido é o STTH812FP da fabricante STmicroelectronics.

6.2.2 Cálculo das perdas para as chaves S_1 e S_2

As perdas de comutação nas chaves para a técnica Constant ON-Time que está sendo empregada já foram discutidas na subseção 5.1.12.

As perdas de condução da chave semicondutora são determinadas pela equação (417).

$$P_{S_{cond}} = I_{SW_{rms}}^2 \cdot R_{DS_{on}} \quad (417)$$

Onde $R_{DS_{on}}$ é a resistência de condução da chave. O Mosfet STP20N95K5 da fabricante STMicroelectronics foi selecionado como chave semicondutora.

6.2.3 Cálculo das perdas para os diodos D_{r1} e D_{r2}

O cálculo das perdas no diodos D_{r1} e D_{r2} foi realizado de maneira simplificada, considerando apenas as perdas de condução. O cálculo simplificado pode ser realizado pelos seguintes motivos:

- São selecionados apenas diodos de recuperação rápida.
- Devido ao conversor operar em modo de condução crítica a corrente de recuperação reversa nos diodos D_1 e D_2 influencia muito pouco nas perdas de comutação dos diodos D_{r1} e D_{r2} .

As perdas são calculadas pela Expressão (418). O diodo escolhido é o STTH812FP da fabricante STmicroelectronics.

$$P_{Dr1_{cond}} = i_{Dr1_{rms}}^2 \cdot R_D + i_{Dr1_{avg}} \cdot V_D \quad (418)$$

6.3 PROJETO DOS CAPACITORES DE SAÍDA

Os capacitores de saída são responsáveis por filtrar a tensão de saída do conversor e fornecer uma tensão constante para a carga. Os capacitores são calculados pela equação (419).

$$C_o = \frac{P_{o_{max}}}{\pi \cdot f_g \cdot V_{o_{min}} \cdot \Delta V_o} \quad (419)$$

6.4 PROJETO DOS CAPACITORES C_{Dr1} E C_{Dr2}

O valor de capacitância de C_{Dr1} e C_{Dr2} pode ser definido pela inequação (420). Lembrando que C_r é o valor de capacitância para C_{Dr1} e C_{Dr2} , C_s é o valor da capacitância intrínseca da chave semicondutora.

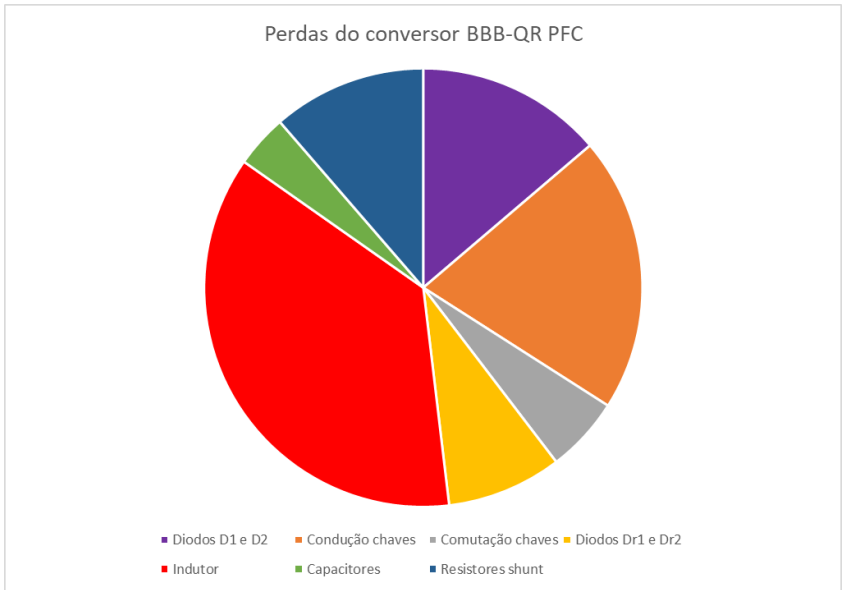
$$C_r \geq 9 \cdot C_s \quad (420)$$

6.5 RENDIMENTO TEÓRICO

A distribuição de perdas no conversor BBB-QR PFC no ponto de operação nominal é exibida na Figura 42. Se verifica que as perdas no indutor correspondem a maior parcela de perdas, já as perdas de comutação nas chaves correspondem a uma parcela pequena de perdas, o que era esperado, visto que o conversor opera com a técnica de *Valley switching*.

A eficiência teórica alcançada para o conversor BBB-QR na condição nominal de operação é de $\eta = 95,4\%$. Os resistores *shunt* mencionados no gráfico são resistores de $0,1 \Omega$ com a finalidade de aquisição de sinal de corrente.

Figura 42 – Distribuição das perdas no conversor BBB-QR PFC no ponto de operação nominal. As perdas no filtro de EMI foram desconsideradas nessa análise.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022.

A Tabela 9 apresenta os componentes de potência selecionados para o conversor BBB-QR PFC, o indutor acoplado já fora devidamente apresentado na Tabela 8.

Tabela 9 – Componentes de potência selecionados para o conversor BBB-QR PFC.

Componente	Valor	Part number
Chave	—	STP20N95K5
Diodo (D, D_r)	—	STTH812FP
Capacitor C_o	$470\mu H$	MAL225957471E3
Capacitor C_r	$2,2nF$	R76UI12204030J
Resistor shunt	$0,1\Omega$	CRM2512AFX-R100ELF

Fonte: Elaborado pelo autor.

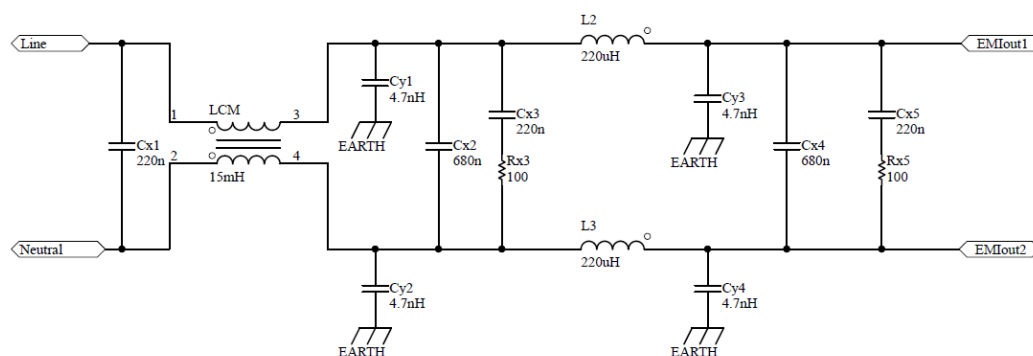
6.6 PROJETO DO FILTRO DE EMI

Por praticidade o filtro de interferência eletromagnética (EMI) a ser utilizado no conversor BBB-QR PFC será o mesmo filtro projetado em (SOVRANI, 2019). Como o conversor projetado em (SOVRANI, 2019) possui a mesma potência e o mesmo intervalo de operação do conversor BBB-QR e a frequência de corte do filtro situa-se uma década abaixo da mínima frequência de comutação do conversor BBB-QR pode-se fazer uso do filtro previamente projetado. Além disso, simulações realizadas com o filtro apresentaram um desempenho satisfatório.

O objetivo da utilização do filtro de EMI é mitigar possíveis problemas que possam ocorrer durante os testes do conversor, o cumprimento das normas de emissão eletromagnética

não é um dos objetivos desse trabalho. A frequência de corte do primeiro estágio do filtro utilizado é de 10KHz , o segundo estágio possui frequência de corte de 5KHz .

Figura 43 – Filtro de EMI do conversor BBB-QR PFC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

6.7 POLARIZAÇÃO DO CI L6561

O circuito integrado L6561 possui 5 pinos (além dos pinos de alimentação) que devem ser polarizados corretamente para que o conversor funcione corretamente. Nessa seção trataremos da polarização de cada um desses pinos.

A Figura 44 apresenta um esquema simplificado dos circuitos de controle e condicionamento empregados no conversor BBB-QR. Os esquemáticos completos de cada um dos circuitos abordados se encontram nos anexos desse trabalho.

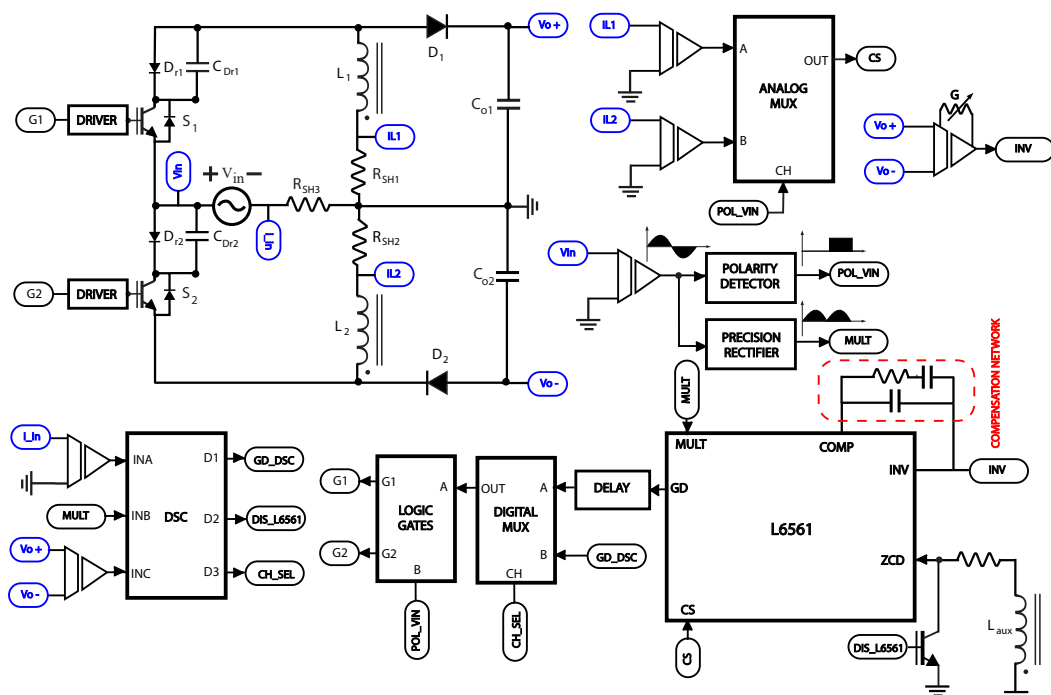
Além do CI L6561 também é utilizado um DSC (*Digital Signal Controller*) para implementação de proteções de tensão e corrente, o DSC também pode ser utilizado para geração de sinal PWM para as chaves.

6.7.1 Pino CS

O pino CS corresponde a entrada do comparador do sinal de corrente das chaves semicondutoras ou do indutor. A leitura de corrente é realizada por meio de um resistor shunt, convertendo o sinal de corrente em um sinal de tensão. Para o caso da topologia BBB-QR os resistores shunt podem ser posicionados em série com os enrolamentos do indutor acoplado, embora, no datasheet a leitura de corrente apresentada nos exemplos seja realizada na chave.

O sinal de tensão advindo do resistor shunt é então direcionado para o pino CS do CI L6561, quando esse sinal de tensão passa por um *threshold* estabelecido pela saída do multiplicador interno do CI, o CI reseta o LATCH interno e a chave semicondutora é comandada a bloquear. Portanto, quando a corrente no indutor atinge um determinado limite a chave é comandada a bloquear.

Figura 44 – Esquema simplificado de controle do conversor BBB-QR PFC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

No caso do conversor BBB-QR PFC há dois enrolamentos do indutor cuja leitura de corrente é necessária, assim, optou-se pela utilização de um multiplexador analógico que direciona o sinal de corrente de cada enrolamento ao CI conforme o ponto de operação do conversor (semi-ciclo positivo ou negativo da senóide de entrada). A leitura da corrente nos enrolamentos é necessária para possibilitar a operação no modo CRM, pois o CI L6561 se utiliza da medição de corrente em seu sistema de controle.

É necessário também realizar o condicionamento de sinal por meio de amplificadores operacionais para fornecer o sinal adequado ao multiplexador. Detalhes sobre os circuitos utilizados se encontram nos anexos.

Os resistores shunt utilizados possuem resistência de 0,1 Ω , desse modo, pode-se calcular o ganho requerido pelo circuito de condicionamento pela equação (421). Considerando que a corrente I_s máxima seja 8A, temos que $G_{cond_CS} \leq 2,125$.

$$G_{cond_CS} \leq \frac{1,7}{R_s \cdot I_s} \quad (421)$$

6.7.2 Pino ZCD

O pino *Zero Current Detector* é o pino responsável pela aquisição do sinal de tensão do indutor acoplado, cuja finalidade é detectar o fim do processo de desmagnetização do indutor. Quando o CI L6561 detecta o fim da desmagnetização do indutor a chave é comandada a

conduzir.

A leitura do sinal de tensão do indutor acoplado é realizada por meio de um enrolamento auxiliar cujo projeto já fora apresentado anteriormente. A conexão do enrolamento auxiliar ao pino ZCD do CI deve ser feita com um resistor para limitar a corrente, a equação (422) calcula o valor mínimo para o resistor referido.

$$R_{ZCD} = \frac{V_{aux_max} - 5,7V}{50mA} \quad (422)$$

6.7.3 Pino MULT

Para funcionamento do conversor como corretor do fator de potência é necessário que o pino Mult receba um sinal de tensão de uma senóide retificada.

Como o conversor BBB-QR PFC não possui ponte de diodos é necessário adicionar um circuito de retificador de precisão para gerar uma senoide retificada. O ganho desse circuito retificador dese ser calculado de modo que a tensão no pino MULT não exceda 1 V, pois segundo o datasheet, tensões de V_{mult} abaixo de 1 V garante a operação do conversor de forma linear para todo o intervalo de operação.

6.7.4 Pino INV

O pino INV é responsável pela leitura da tensão de saída do conversor afim de regulá-la em um determinado valor que é definido pelo projetista através de um divisor resistivo.

Devido ao GND dos circuitos de controle e condicionamento do conversor estar conectado ao ponto médio dos capacitores de saída, faz-se necessário a leitura de tensão por meio de amplificadores operacionais, já que uma das leituras teria valor de tensão negativo. O circuito de condicionamento ativo também se faz necessário devido ao fato da tensão de saída do conversor ser variável, assim o projeto dos circuitos de condicionamento é executado com um trimmer para ganho ajustável.

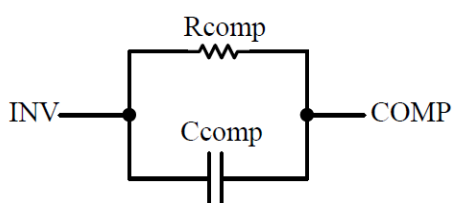
6.7.5 Pino COMP

O pino COMP é a saída do amplificador de erro e ao mesmo tempo é uma das duas entradas do multiplicador que se encontra internamente no circuito integrado.

Um circuito de compensação precisa ser adicionado entre o pino COMP e o pino INV de modo a controlar a tensão de saída. O circuito escolhido para tal função se encontra na Figura (45).

Os valores de R_{comp} e C_{comp} são selecionados de modo a proporcionar uma atenuação de -30dB em 100 Hz.

Figura 45 – Rede de compensação do amplificador de erro de tensão.

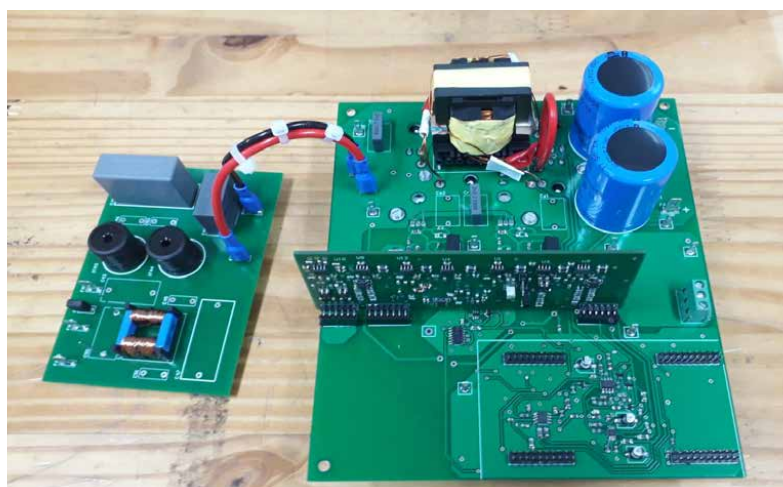


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo de 200W com controle por COT foi construído e testado, esse capítulo consiste na apresentação dos resultados experimentais. O protótipo foi construído com a seguinte configuração: $L_r = L_1 = L_2 = 350 \mu H$ e $C_{D_{r1}} = C_{D_{r2}} = 2,2 nF$. Todos os semicondutores de potência são da fabricante STMicroelectronics: diodos de saída D_1 , D_2 e diodos de retificação D_{r1} , D_{r2} são STTH812FP, as chaves S_1 , S_2 são STP20N95K5. Os capacitores de saída são de $470 \mu F$. O CI de controle utilizado é o L6561.

Figura 46 – Foto do protótipo construído.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

7.1 CONSTRUÇÃO DO INDUTOR ACOPLADO

O indutor acoplado da topologia BBB-QR é um componente de grande importância para o correto funcionamento do conversor. A Tabela 10 exibe os valores práticos de indutância própria e indutância de dispersão obtidos para os enrolamentos do indutor acoplado.

Tabela 10 – Valores de indutância própria e indutância de dispersão obtidos para o indutor acoplado construído .

Parâmetro	Descrição	Valor
L_1	Indutância própria	$342,1 \mu H$
L_2	Indutância própria	$335,8 \mu H$
L_{aux}	Indutância própria	$5,2 \mu H$
l_1	Indutância de dispersão	$26,15 \mu H$
l_2	Indutância de dispersão	$22,56 \mu H$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Como se pode verificar pelas informações da tabela a indutância de dispersão apresenta um valor pequeno, da ordem de 7,6%. O que indica que o conversor provavelmente não

apresentará problemas graves de sobretensão nas chaves.

7.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA A CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO NOMINAL DO CONVERSOR

A Tabela 11 exibe alguns pontos de operação selecionados para investigação da performance do conversor. O ponto P_6 corresponde ao ponto de operação nominal do conversor.

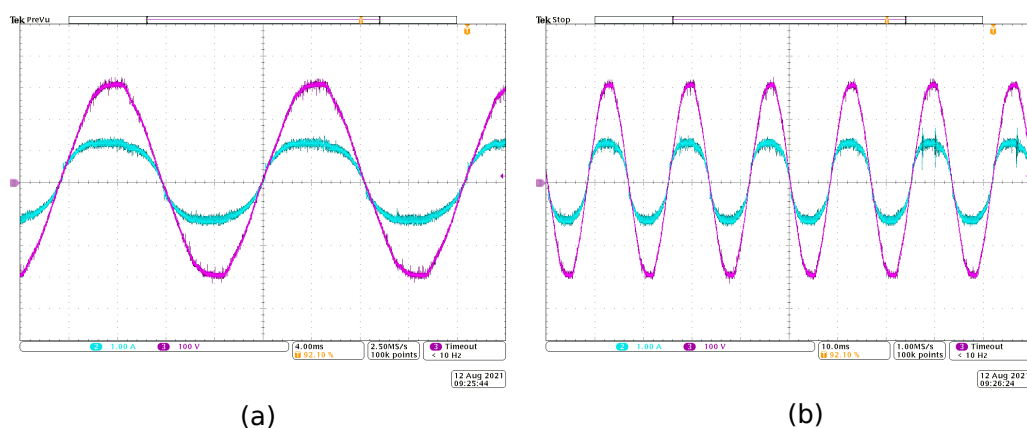
Tabela 11 – Pontos de operação do conversor BBB-QR PFC.

P_1	$V_p = \sqrt{2} \cdot 220 V$	$V_o = 71 V$	$P_o = 30 W$
P_2	$V_p = \sqrt{2} \cdot 220 V$	$V_o = 150 V$	$P_o = 50 W$
P_3	$V_p = \sqrt{2} \cdot 220 V$	$V_o = 188 V$	$P_o = 75 W$
P_4	$V_p = \sqrt{2} \cdot 220 V$	$V_o = 225 V$	$P_o = 110 W$
P_5	$V_p = \sqrt{2} \cdot 220 V$	$V_o = 400 V$	$P_o = 190 W$
P_6	$V_p = \sqrt{2} \cdot 220 V$	$V_o = 300 V$	$P_o = 200 W$

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 47 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na entrada do conversor para o ponto de operação P_6 . O fator de potência obtido foi de 0,98, a corrente apresenta uma distorção que ocorre devido a utilização da técnica de controle COT.

Figura 47 – Tensão e corrente na entrada do conversor BBB-QR PFC para o ponto de operação P_6 .

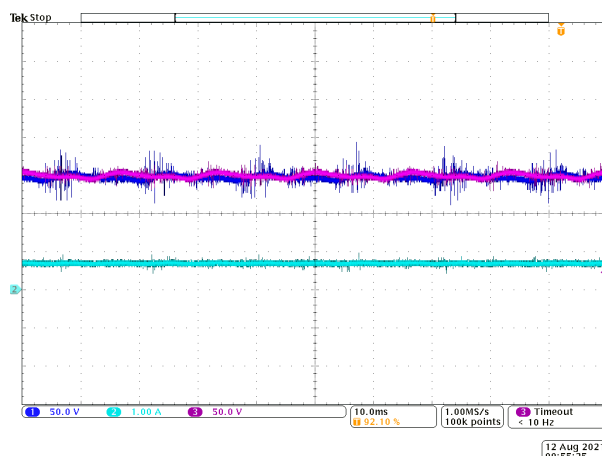


Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

A Figura 48 exibe as tensões nos capacitores de saída do conversor e a corrente na carga resistiva utilizada nos testes. Percebe-se que as tensões de saída estão balanceadas, o que indica que a construção do indutor acoplado foi feita de maneira adequada.

A Figura 49 apresenta as tensões nas chaves semicondutoras. Durante o semi-ciclo que ocorre chaveamento a tensão máxima na chave é de $V_{in_{max}} + V_o/2 = 461 V$, entretanto, a chave que permanece aberta acaba tendo a sua capacitância parasita carregada quando a tensão da fonte

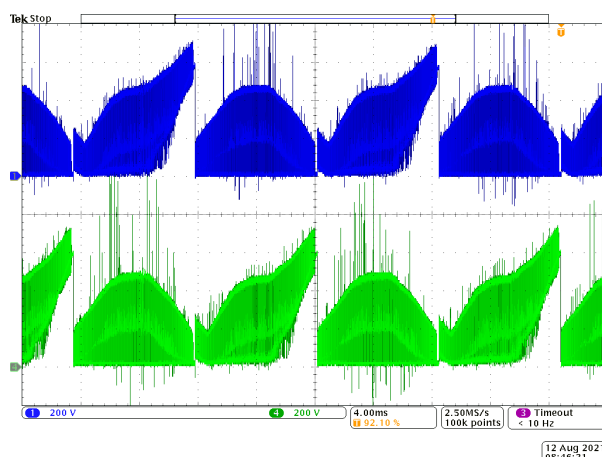
Figura 48 – Tensão e corrente na saída do conversor BBB-QR PFC para o ponto de operação P_4 .



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

de alimentação apresenta derivada negativa, fazendo com que a tensão máxima sobre a chave seja de $\approx 690V$.

Figura 49 – Tensão nas chaves do conversor BBB-QR PFC.



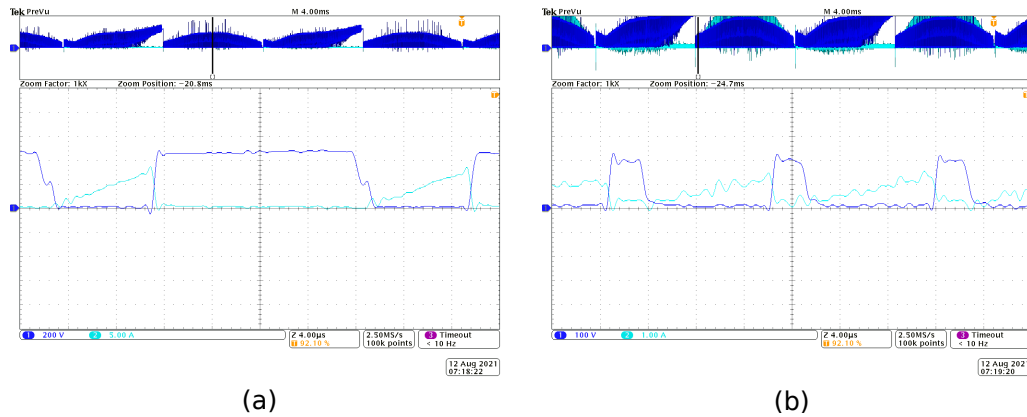
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

As Figuras 50 e 51 exibem as tensões e correntes nas chaves semicondutoras. Se verifica que a comutação *Valley switching* foi obtida com sucesso. A comutação quase ZVS também foi atingida para valores baixos da tensão de alimentação senoidal, como pode ser visto nas Figuras 50-b e 51-b.

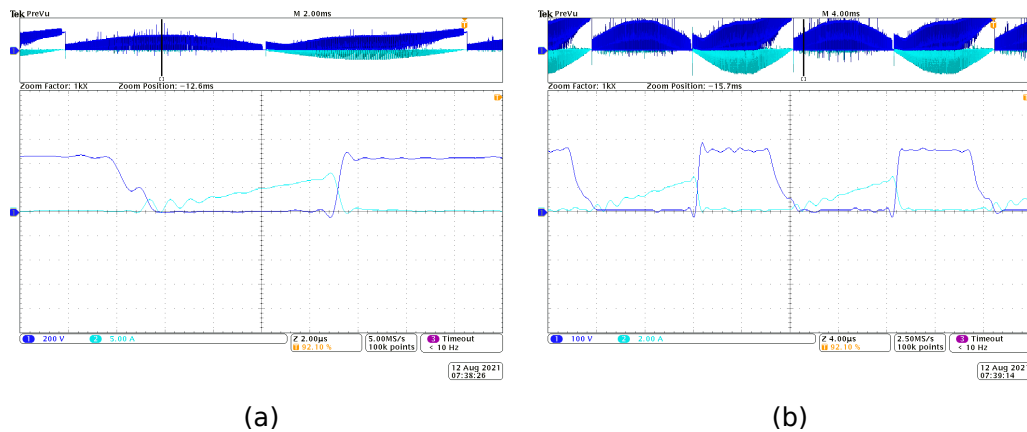
As Figuras 52 e 53 exibem as tensões e correntes nos braços inferior e superior do conversor respectivamente. A figura 54 apresenta as formas de onda de tensão para os diodos retificadores na entrada, o esforço máximo de tensão apresentado é de $\approx 630V$.

As tensões nos diodos de saída podem ser vistas na Figura 55. O valor máximo de tensão reversa medido sobre os diodos é de $542V$.

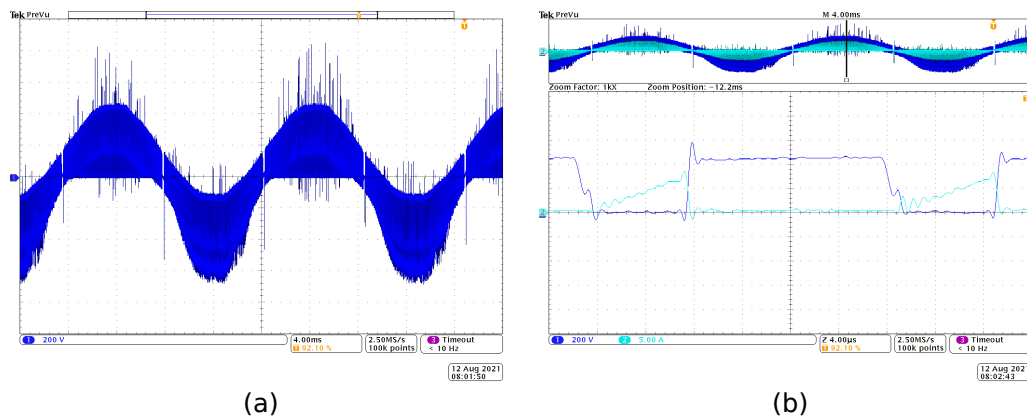
Os *spikes* de tensão que podem ser visualizados em várias figuras são decorrentes de problemas de medição, tais picos de tensão não ocorrem na prática.

Figura 50 – Tensão e corrente na chave S_1 .

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

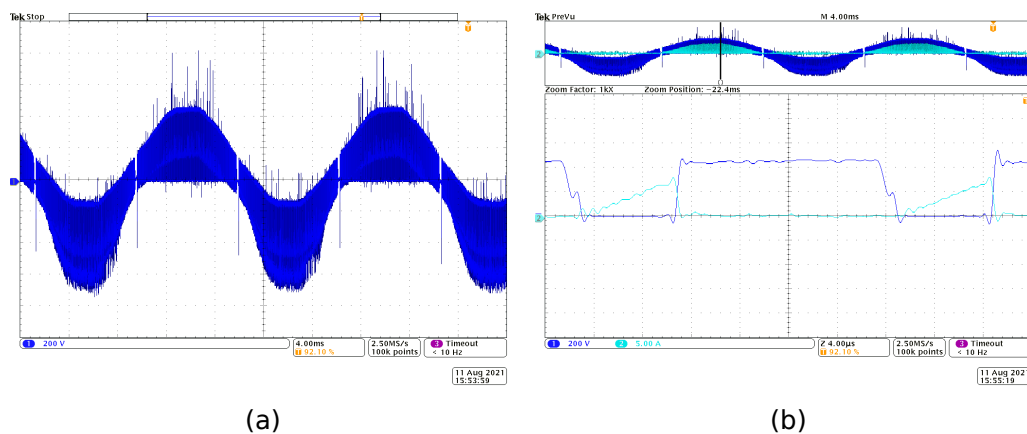
Figura 51 – Tensão e corrente na chave S_2 .

Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 52 – Braço do diodo D_{r2} e da chave S_2 .

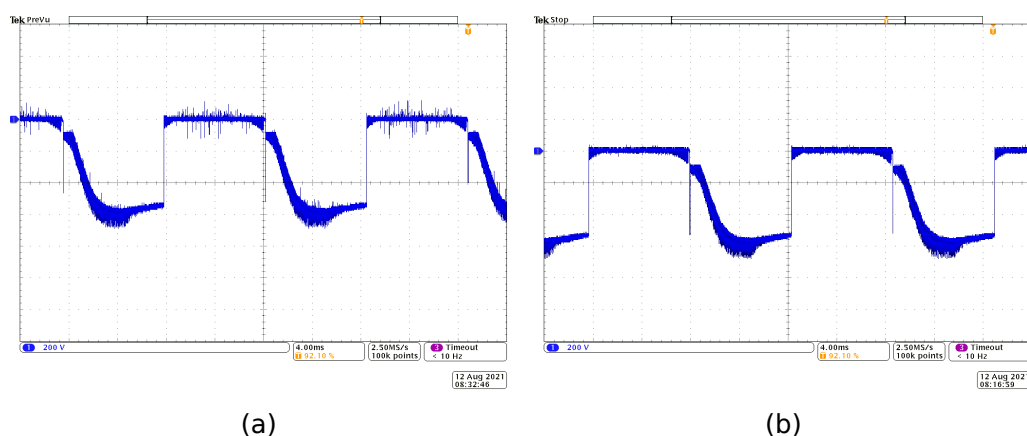
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 53 – Braço do diodo D_{r1} e da chave S_1 .



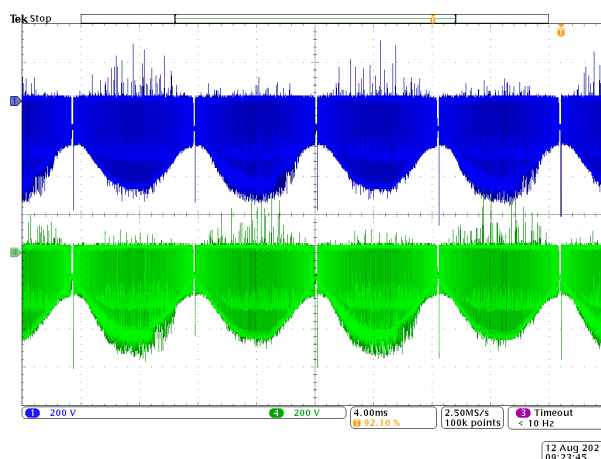
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 54 – (a) Tensão sobre D_{r1} e (b) tensão sobre D_{r2} .



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

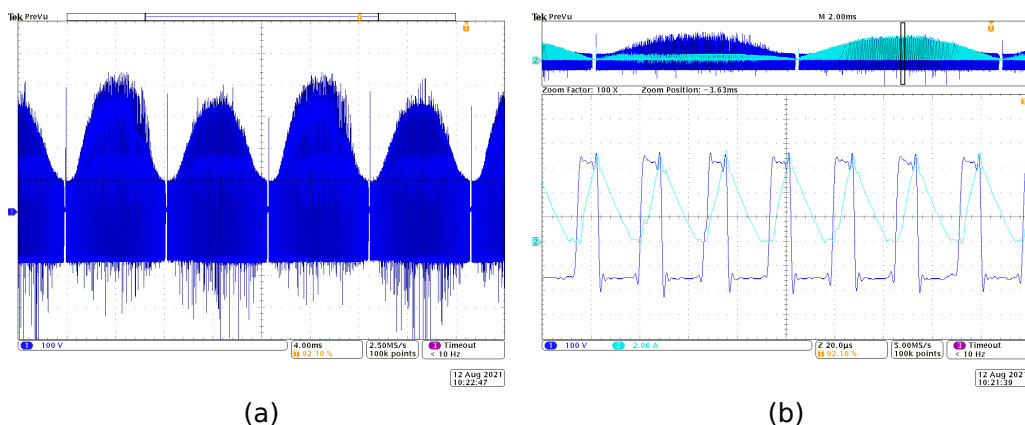
Figura 55 – Tensão nos diodos de saída do conversor BBB-QR PFC.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

A Figura 56 exibe a tensão e corrente no enrolamento L_1 do indutor acoplado. Se verifica pela forma de onda de corrente que o conversor está operando em um modo próximo a condução crítica, visto que há um curto espaço de tempo em que a corrente no indutor se anula.

Figura 56 – Tensão e corrente no enrolamento L_1 do indutor acoplado.



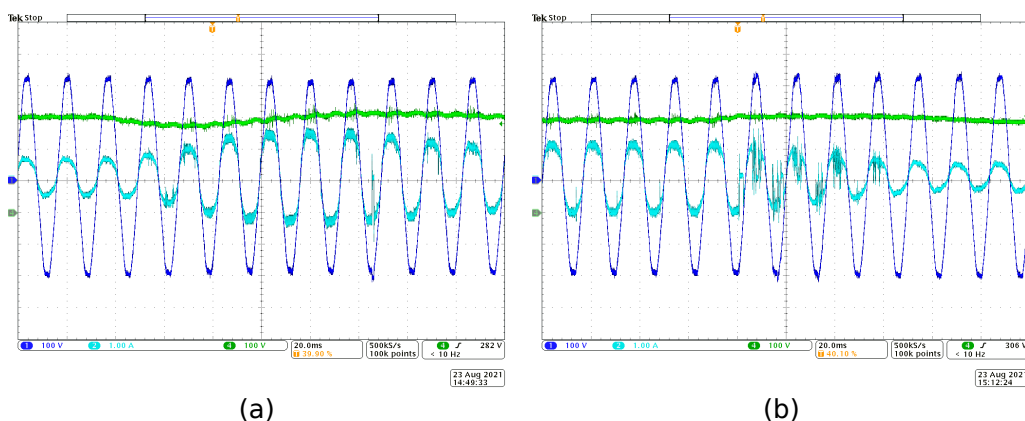
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

7.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA DEGRAUS DE CARGA

A fim de verificar o comportamento dinâmico do conversor foram executados os degraus de carga das Figuras 57 e 58. A Figura 57 exibe o resultado para um degrau de carga de 50%, a tensão foi de 300V para 255V, ou seja uma queda de 15% para um aumento de carga de 50%. Para o caso de uma diminuição de carga de 50% a sobretensão é de aproximadamente 10V.

A Figura 58 apresenta os casos de desconexão e conexão total da carga respectivamente, ou seja, um degrau de 100%. A sobretensão na Figura (58-a) é de 16V, a subtensão na Figura (58-b) é de 64,7V. Percebe-se claramente que a malha de controle do conversor lida muito melhor com reduções de carga, isso ocorre devido a proteção interna de sobretensão do CI L6561.

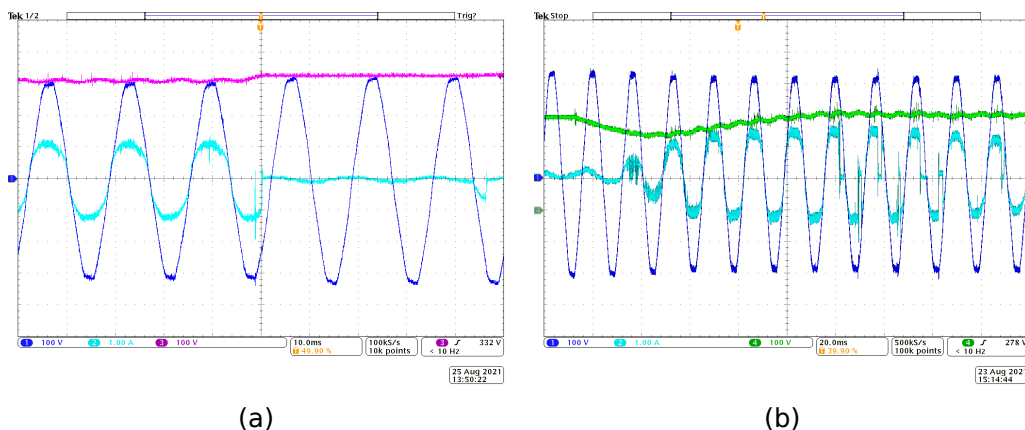
Figura 57 – (a) Degrau de carga de 976Ω para 488Ω. (b) Degrau de carga de 488Ω para 976Ω.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Na Figura 57 pode-se notar uma distorção na corrente de entrada do conversor devido ao degrau de carga, tal distorção é temporária e ocorre devido a proteção de sobretensão interna do CI L6561. Essa proteção limita a corrente drenada, de modo que podem ser produzidas distorções de corrente durante variações bruscas de carga.

Figura 58 – (a) Desconexão da carga de $488\ \Omega$. (b) Conexão da carga de $488\ \Omega$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

7.4 TENSÃO E CORRENTE NA ENTRADA DO CONVERSOR PARA DIFERENTES PONTOS DE OPERAÇÃO

Como já fora demonstrado nos equacionamentos, a distorção de corrente na entrada do conversor varia em função da tensão de entrada V_{in} e da tensão na carga V_o . Para verificação desse efeito foram coletados resultados em diferentes pontos de operação do conversor.

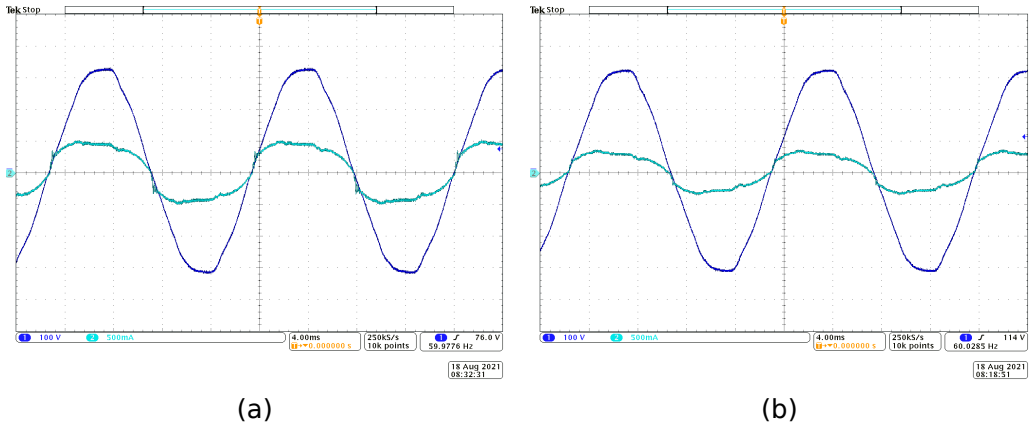
A Figura 59 exibe os sinais de tensão e corrente na entrada do conversor para os pontos P_3 e P_2 , a Figura 60 apresenta os resultados para os pontos P_1 e P_4 e a Figura 61 os resultados para o ponto P_5 .

O pior caso de operação no que se refere a distorção de corrente é o ponto P_1 , que apresenta fator de potência de $FP = 0,88$. No ponto de operação nominal P_6 (Figura 47) o fator de potência é de $FP = 0,98$.

As Figuras 62 e 63 exibem uma comparação com a norma IEC 61000-3-2 classe D para os pontos de operação P_6 e P_1 respectivamente. Se verifica, portanto, que mesmo no pior ponto de operação do conversor em termos de distorção de corrente, o conversor ainda atende a norma.

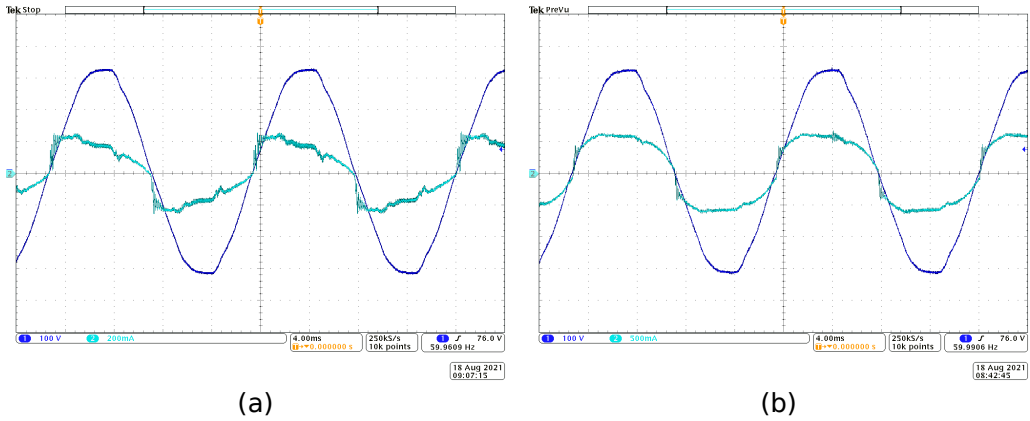
O nível DC presente no espectro da corrente de entrada existe devido a uma assimetria nos circuitos de aquisição de sinal de corrente, os circuitos de condicionamento de sinal não tem ganhos perfeitamente iguais.

Figura 59 – (a) Ponto P_3 e (b) Ponto P_2 .



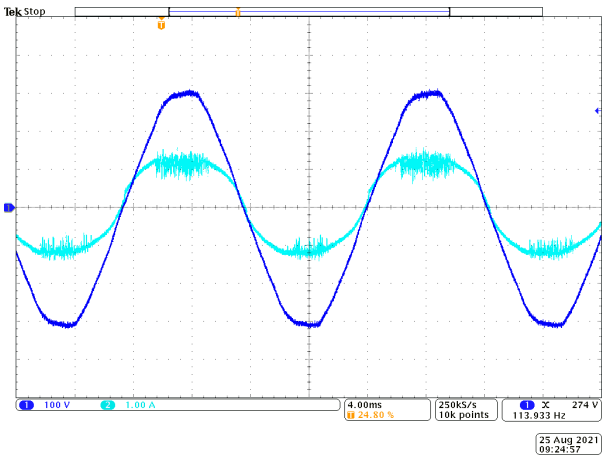
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 60 – (a) Ponto P_1 e (b) Ponto P_4 .



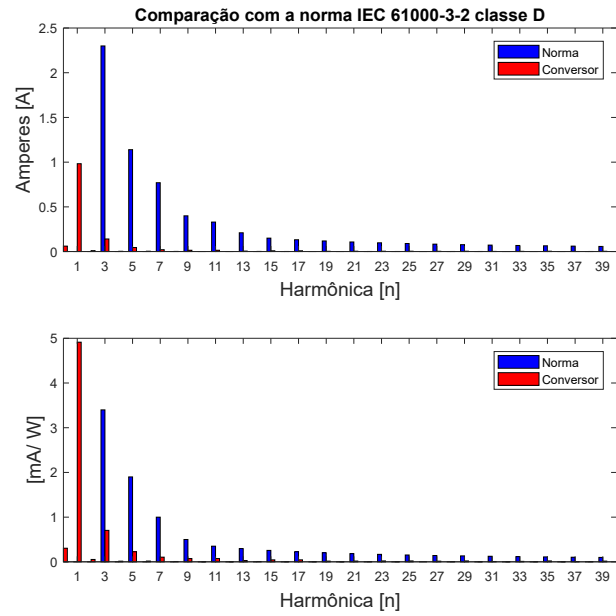
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 61 – Ponto P_5 .



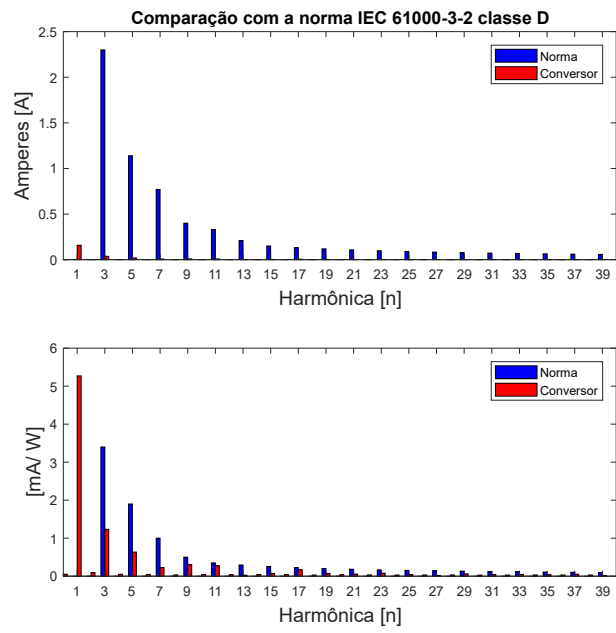
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 62 – Comparação do espectro harmônico do conversor BBB-QR PFC no ponto de operação nominal (P_6) com a norma IEC 61000-3-2 classe D.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 63 – Comparação do espectro harmônico do conversor BBB-QR PFC no ponto de operação P_1 com a norma IEC 61000-3-2 classe D.



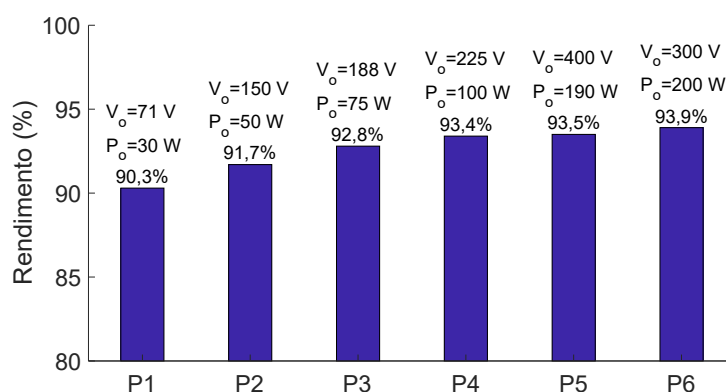
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

7.5 RENDIMENTO DO CONVERSOR PARA DIFERENTES PONTOS DE OPERAÇÃO

A Figura 64 exibe o rendimento do conversor BBB-QR em alguns pontos de operação. O máximo rendimento foi atingido no ponto de operação nominal com $\eta = 93,9\%$. Percebe-se que o rendimento se reduz consideravelmente com a diminuição da potência do conversor, o que é um resultado esperado e comum na maioria dos conversores estáticos.

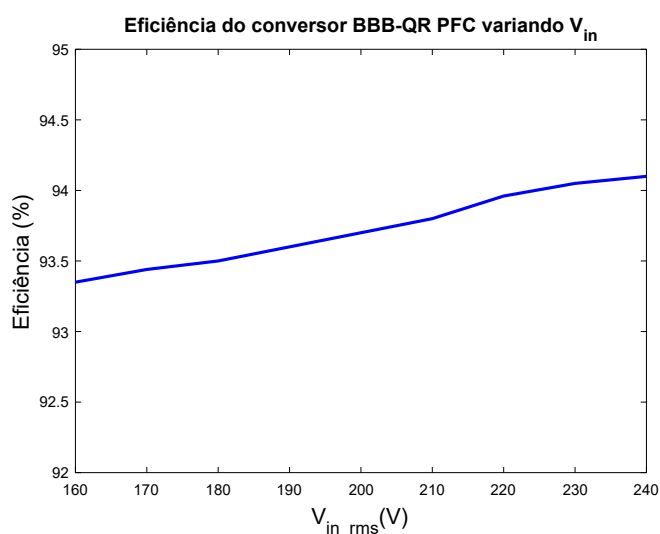
Na Figura 65 o rendimento é medido em função da tensão de entrada, com potência e tensão de saída fixos. A operação do conversor se torna mais eficiente com o aumento da tensão de entrada, pois ocorre uma diminuição da corrente drenada pelo circuito e por consequência uma redução das perdas de condução.

Figura 64 – Rendimento experimental do conversor BBB-QR PFC em diversos pontos de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

Figura 65 – Rendimento experimental do conversor BBB-QR PFC em função da tensão eficaz de entrada. Os resultados foram obtidos para $P_o = 200\text{ W}$ e $V_o = 300\text{ V}$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

A obtenção dos resultados de rendimento do conversor foi realizada utilizando o analisador de potência Tektronix PA4000, que possui exatidão de medição de 0,15%. Foram medidos tensão e corrente na entrada e saída do conversor, levando-se em conta somente o consumo do circuito de potência. As potências definidas pelos pontos $P_1, P_2, \dots, P_6$ foram obtidas por meio de cargas resistivas conectadas na saída do conversor.

7.6 COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS E TEÓRICOS

A fim de validar os equacionamentos matemáticos desenvolvidos realiza-se uma comparação entre resultados teóricos e experimentais que pode ser vista na Tabela 12.

Tabela 12 – Comparação entre os resultados experimentais e teóricos para o ponto de operação P_6 .

Parâmetro	Calculado	Experimental
f_{smin}	39,611 kHz	38,4 kHz
f_{smax}	110,62 kHz	73,36 kHz
ΔT_{DY}	1,223 μs	1,02 μs – 1,31 μs
FP	0,985	0,983
I_{Lrms}	1,82 A	1,91 A
I_{Srms}	1,46 A	1,42 A
$V_{Smin}(V_{in}(\frac{\pi}{2}))$	183,22 V	186,6 V
$\eta\%$	95,4%	93,9%

Percebe-se que os valores experimentais são próximos aos valores calculados, com exceção da frequência de chaveamento máxima f_{smax} .

A frequência máxima de chaveamento experimental é inferior ao valor teórico devido a problemas na aquisição do sinal de tensão da alimentação senoidal, que apresenta um valor muito baixo na transição entre semiciclo positivo e negativo, o CI L6561 também limita a frequência de chaveamento em torno do ponto de cruzamento por zero. As simulações mostraram que a frequência máxima teórica está em torno de 110,62 kHz, ou seja, próxima ao valor calculado.

Quanto ao parâmetro ΔT_{DY} , a experimentação demonstrou uma pequena dependência de seu valor com relação a tensão de entrada, quando senóide de tensão apresenta valores mais baixos o valor de ΔT_{DY} também é menor, o contrário ocorre para valores maiores de tensão na entrada. Desse modo, ΔT_{DY} apresentou um intervalo de valores de 1,02 μs – 1,31 μs , $\Delta T_{DY} = 1,02 \mu s$ para $\omega t = 0$ e $\Delta T_{DY} = 1,31 \mu s$ para $\omega t = \pi/2$. Tal variação com a tensão na entrada não é levada em consideração no equacionamento teórico, devido as simplificações que foram adotadas por praticidade, entretanto, de modo geral, pode-se afirmar que a teoria matemática desenvolvida foi bem sucedida em prever os resultados experimentais.

8 CONCLUSÃO

Esse trabalho apresentou um Buck-Boost Bridgeless modificado operando com a técnica de controle COT para obtenção de comutação suave. A modificação na topologia consistiu na adição de dois capacitores em paralelo com os diodos retificadores na entrada do conversor.

Os estados topológicos do conversor foram investigados e calculados considerando-se a ressonância entre os elementos do circuito. A operação como corretor de fator de potência é analisada considerando-se três técnicas de controle: COT, VOT-FF e VOT-UPF, e se verificou que a técnica COT era a mais adequada para utilização no protótipo, devido a sua boa relação entre os parâmetros: simplicidade, facilidade de implementação, variação de frequência e fator de potência.

Um protótipo de 200 W foi construído para validação dos conceitos teóricos, o protótipo realiza comutação *Valley Switching* de maneira satisfatória, bem como ZVS para tensões mais baixas de alimentação.

O protótipo alcançou uma eficiência de 93,9% e um fator de potência de 0,98 no ponto de operação nominal, além disso, atende a norma IEC 61000-3-2 para todo o seu intervalo de operação, demonstrando que, embora a técnica COT produza uma certa distorção de corrente, não se justifica a utilização de técnicas mais complexas para obtenção de fator de potência unitário. Verificou-se também uma grande degradação do fator de potência com a redução da potência de operação do conversor, o FP cai de 0,98 para 0,88 do ponto de operação P_6 para P_1 , tal característica indica a necessidade de aprimoramento do sistema de controle.

O problema de carregamento da capacitância parasita das chaves durante o semiciclo em que permanecem abertas ainda precisa ser solucionado para viabilizar a topologia. Tal problema foi verificado em simulações e também experimentalmente no protótipo e está relacionado a uma derivada negativa na tensão de alimentação, para o caso de uma alimentação com tensão contínua, por exemplo, esse efeito não ocorre.

Concluí-se pelos resultados experimentais que a adição dos capacitores em paralelo com os diodos de entrada é necessária para a obtenção de comutação *Valley Switching*. É possível também perceber uma grande proximidade entre resultados teóricos e experimentais, conforme mostra a Tabela 12, desse modo, validando a teoria matemática desenvolvida para descrever o funcionamento do conversor BBB-QR.

O conversor BBBM (versão simétrica possuindo saída com ponto médio) desenvolvido por (SOVRANI, 2019) alcançou um rendimento de 92,01% no ponto de operação P_6 , tal conversor é muito semelhante ao BBB-QR, que alcançou o rendimento de 93,9% no mesmo ponto de operação, portanto, um ganho de 1,89%.

Como trabalho futuro seria interessante a implementação de um sistema de controle híbrido, com COT funcionando para uma potência mais elevada e maior tensão de saída e a técnica de controle PWM convencional com frequência fixa para uma potência de carga reduzida. Tal sistema de controle híbrido obteria as vantagens de cada técnica de controle nos pontos

de operação onde são mais eficientes. A técnica COT com *Valley Switching* tem desempenho superior para potências mais elevadas e maiores tensões na carga, pois opera com frequência de comutação reduzida, o chaveamento ocorre em um vale com menor valor de tensão, reduzindo assim as perdas de comutação e além disso a técnica COT tem um maior FP para tensões de carga e potências maiores.

A técnica de controle PWM convencional operaria em situações de baixa carga, onde a técnica COT produz baixo FP e frequência de comutação muito elevada.

Outra análise necessária para melhora do desempenho do conversor é a otimização do indutor acoplado, visando redução das perdas e diminuição do volume do magnético.

REFERÊNCIAS

- ANWAR, Usama; MAKSIMOVÍĆ, Dragan; AFRIDI, Khurram K. A simple control architecture for four-switch buck-boost converter based power factor correction rectifier. In: **2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. [s.n.], 2017. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8013343>>. Citado na página 24.
- BARBI, Ivo; PÖTTKER, Fabiana. **Soft commutation isolated DC-DC converters**. 1. ed. Florianópolis: Springer, 2019. Citado na página 46.
- BERTOLDI, Bruno. **Systematic Procedures for the Design of Passive Components Applied to a High Performance Three-Phase Rectifier**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2021. Capítulo 6, pg. 186. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/221330>>. Citado na página 110.
- BIELA, J. et al. Optimal design of a 5kw/ 98.3% efficient tcm resonant transition single-phase pfc rectifier. In: **The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -**. [s.n.], 2010. p. 1709–1716. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5542042>>. Citado na página 41.
- BIST, V.; SINGH, B. Improved power quality bridgeless cuk converter fed brushless dc motor drive for air conditioning system. **IET Power Electronics**, 2013. Disponível em: <<https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2013.0050>>. Citado na página 19.
- BIST, Vashist; SINGH, Bhim. A reduced sensor pfc bl-zeta converter based vsi fed bldc motor drive. **Electric Power Systems Research**, v. 98, p. 11–18, 2013. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779613000163>>. Citado na página 19.
- BIST, Vashist; SINGH, Bhim. An adjustable-speed pfc bridgeless buck–boost converter-fed bldc motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 6, p. 2665–2677, 2014. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6567932>>. Citado 3 vezes nas páginas 18, 19 e 23.
- BIST, Vashist; SINGH, Bhim. Pfc cuk converter-fed bldc motor drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 871–887, 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6755467>>. Citado na página 19.
- CHEN, Zhengge et al. Efficiency enhancement of bridgeless buck-boost pfc converter with unity pf and dc split to reduce voltage stresses. In: **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [s.n.], 2018. p. 1187–1192. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8591725>>. Citado 3 vezes nas páginas 19, 23 e 24.
- CHEN, Zhengge et al. Bridgeless pfc topology simplification and design for performance benchmarking. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 5, p. 5398–5414, 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9211796>>. Citado 4 vezes nas páginas 10, 20, 23 e 24.
- DIXIT, Abhinandan et al. Dcm-based bridgeless pfc converter for ev charging application. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**, v. 1, n. 1, p. 57–66, 2020. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9107391>>. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.

FIRMANSYAH, E. et al. Zero-current-switch quasi-resonant boost converter in power factor correction applications. In: **2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [s.n.], 2009. p. 1165–1169. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4802810>>. Citado na página 36.

FREITAS, LUIZ CARLOS DE. **MODELAGEM DOS CONVERSORES CC-CC PDM E RESSONANTES PARA A ANALISE DINÂMICA SOB PERTURBAÇÕES DE PEQUENAS E GRANDES AMPLIITUDES**. Tese (Doutorado) — UFSC, 1992. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/101472>>. Citado na página 35.

FUJI ELECTRONICS. **Datasheet**. [S.l.], 2021. Disponível em: <<https://www.fujielectric.com/products/semiconductor/model/igbt/discrete.html>>. Citado na página 43.

GUEDES, Luiz Fernando Alves. **Conversor CA.-CC. Flyback com elevado fator de potência orientado ao acionamento de LEDs de potência**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013. Disponível em: <<https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/4154>>. Citado na página 111.

HAIAGHASI, Salman; SALEMNIA, Ahmad; MOTABARIAN, Fateme. Four switches direct power control of bldc motor with trapezoidal back-emf. In: **2017 8th Power Electronics, Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)**. [s.n.], 2017. p. 513–518. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7910380>>. Citado na página 18.

HURLEY, W. G.; H.WOLFLE, W. **Transformers and inductors for power electronics**. 1. ed. Chichester: Wiley, 2013. Citado na página 108.

JIANG, Chen; NENE, Hrishikesh; CHOUDHURY, Shamim. Efficiency and thd optimization based on an interleaved pfc converter using digital controller with integrated valley switching control feature. In: **2019 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)**. [s.n.], 2019. p. 1–5. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8662175>>. Citado na página 38.

KANG, Byung-Gu et al. A high power density and power factor cascade buck-boost pfc under expanded high line voltage. In: **2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)**. [s.n.], 2016. p. 596–601. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7513022>>. Citado na página 24.

KEOGH, Bernard. **Power Factor Correction Using the Buck Topology—Efficiency Benefits and Practical Design Considerations**. 2011. Disponível em: <<https://www.ti.com/seclit/ml/slup264/slup264.pdf>>. Citado na página 19.

KIM, Jung-won; YI, Je-hyun; CHO, Bo-hyung. Enhanced Variable On-time Control of Critical Conduction Mode Boost Power Factor Correction Converters. **Journal of Power Electronics**, v. 14, n. 5, p. 890–898, 2014. Disponível em: <<http://koreascience.or.kr/article/JAKO201431454589224.page>>. Citado na página 73.

KOMMULA, Bapayya Naidu; KOTA, Venkata Reddy. Pfc based sepic converter fed bldc motor with torque ripple minimization approach. In: **2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON)**. [s.n.], 2017. p. 1–4. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8075743>>. Citado na página 19.

KRISHNAKUMAR, V.; JEEVANANDHAN, S. Four switch three phase inverter control of bldc motor. In: **2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems**. [s.n.], 2011. p.

139–144. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5725317>>. Citado na página 18.

LANGE, A. B. **Retificador PFC monofásico PWM bridgeless três-níveis de alto desempenho**. Dissertação (Mestrado) — UFSC, 2012. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/100858>>. Citado na página 111.

LEONG, K.; MUETZE, A. An analysis into bridgeless inverted buck-boost pfc with zvs capabilities. In: **2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications**. [s.n.], 2014. p. 1–10. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6910709>>. Citado 3 vezes nas páginas 7, 40 e 41.

LIANG, Sun et al. The circuit with valley switching technique. In: **2007 IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits**. [s.n.], 2007. p. 941–943. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4450281>>. Citado na página 38.

LIU, Kwang-Hwa; ORUGANTI, Ramesh; LEE, Fred C. Y. Quasi-resonant converters-topologies and characteristics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PE-2, n. 1, p. 62–71, 1987. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4766333>>. Citado na página 35.

MAHMOODSALEH, Mohammad; ADIB, Ehsan. Soft-switching bridgeless buck–boost pfc converter using single magnetic core. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 7, p. 5704–5711, 2021. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9102350>>. Citado 4 vezes nas páginas 7, 19, 39 e 40.

MANGLIK, Saurabh; SUNDEEP, Shubham; SINGH, Bhim. Brushless dc motor based ceiling fan using buck-boost converter. In: **2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)**. [s.n.], 2016. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8077409>>. Citado na página 19.

MEMON, Abdul Hakeem et al. Variable-on-time control to achieve high input power factor for a crm-integrated buck–flyback pfc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 7, p. 5312–5322, 2017. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7565549>>. Citado na página 85.

PANDE, Karan et al. Analysis and design of dcm operated bridgeless buck-boost derived pfc converter for plug-in charging application. In: **2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [s.n.], 2020. p. 1–5. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9379681>>. Citado na página 24.

PANOV, Y.; JOVANOVIĆ, M.M. Adaptive off-time control for variable-frequency, soft-switched flyback converter at light loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 4, p. 596–603, 2002. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1016808>>. Citado na página 37.

RASHID, Muhammad. **Power electronics handbook**. [S.l.]: Elsevier, 2011. Citado na página 35.

SCHERBAUM, Markus et al. An isolated, bridgeless, quasi-resonant zvs-switching, buck-boost single-stage ac-dc converter with power factor correction (pfc). In: **2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [s.n.], 2017. p. 74–81. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7930675>>. Citado na página 42.

SINGH, Bhim; BIST, Vashist. A pfc based bldc motor drive using a bridgeless zeta converter. In: **IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [s.n.], 2013. p. 2553–2558. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6699533>>. Citado na página 19.

SINGH, Bhim; BIST, Vashist. Power-quality improvement in pfc bridgeless sepic-fed bldc motor drive. **International Journal of Emerging Electric Power Systems**, v. 14, p. 285–296, 06 2013. Disponível em: <<https://www.degruyter.com/document/doi/10.1515/ijeeps-2013-masthead3/html>>. Citado na página 19.

SINGH, Sanjeev; SINGH, Bhim. Power quality improved pmbldcm drive for adjustable speed application with reduced sensor buck-boost pfc converter. In: **2011 Fourth International Conference on Emerging Trends in Engineering Technology**. [s.n.], 2011. p. 180–184. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6120578>>. Citado na página 19.

SOVRANI, E. F. **Contribuições ao conversor CA-CC buck-boost bridgeless aplicado em sistemas de refrigeração de baixa potência**. Dissertação (Mestrado) — UDESC, 2019. Citado 9 vezes nas páginas 7, 18, 20, 25, 27, 34, 43, 117 e 133.

STMICROELECTRONICS. **L6561 - POWER FACTOR CORRECTOR**. [S.l.], 2004. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6561.pdf>>. Citado na página 107.

TSAI, Cheng-Tao; SU, Jye-Chau. A soft-switching sepic with multi-output sources. **Electronics**, v. 6, n. 2, 2017. ISSN 2079-9292. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/6/2/35>>. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.

VENKATACHALAM, K. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters. In: **2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings**. [s.n.], 2002. p. 36–41. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1196712>>. Citado na página 113.

VISHAY. **How to Use an SiC Diode in a PFC Circuit**. [S.l.], 2006. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/86537/howtouseansicdiodeinapfccircuit.pdf>>. Citado na página 115.

WANG, Xiaoping; YAO, Kai; ZHANG, Junfang. Reducing the switching frequency variation range for crm buck pfc converter by variable on-time control. In: **2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [s.n.], 2016. p. 572–579. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7467929>>. Citado na página 85.

WU, Chia-Hao; TZOU, Ying-Yu. Digital control strategy for efficiency optimization of a bldc motor driver with vopfc. In: **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [s.n.], 2009. p. 2528–2534. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5316348>>. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

YAN, Tiesheng et al. Variable-on-time-controlled critical-conduction-mode flyback pfc converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 6091–6099, 2014. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6766207>>. Citado na página 38.

YANG, Jae-Won; DO, Hyun-Lark. Efficient single-switch boost-dual-input flyback pfc converter with reduced switching loss. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 12, p. 7460–7468, 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7152918>>. Citado na página 38.

YAO, Kai et al. Critical Conduction Mode Boost PFC Converter With Fixed Switching Frequency Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 8, p. 6845–6857, aug 2018. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8053807/>>. Citado 2 vezes nas páginas 73 e 85.

YI, Je-Hyun; CHO, Bo-Hyung. Enhanced variable on-time control of critical conduction mode boost power factor correction converters. **Journal of Power Electronics**, v. 14, n. 5, p. 890–898, 2014. Citado na página 38.

ZHAO, Ben; ABRAMOVITZ, Alexander; SMEDLEY, Keyue. Family of bridgeless buck-boost pfc rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 6524–6527, 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7150417>>. Citado 3 vezes nas páginas 20, 25 e 43.

ZHOU, Yuting et al. A more accurate variable on-time control for crm flyback pfc converters. In: **2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [s.n.], 2018. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8557689>>. Citado na página 38.

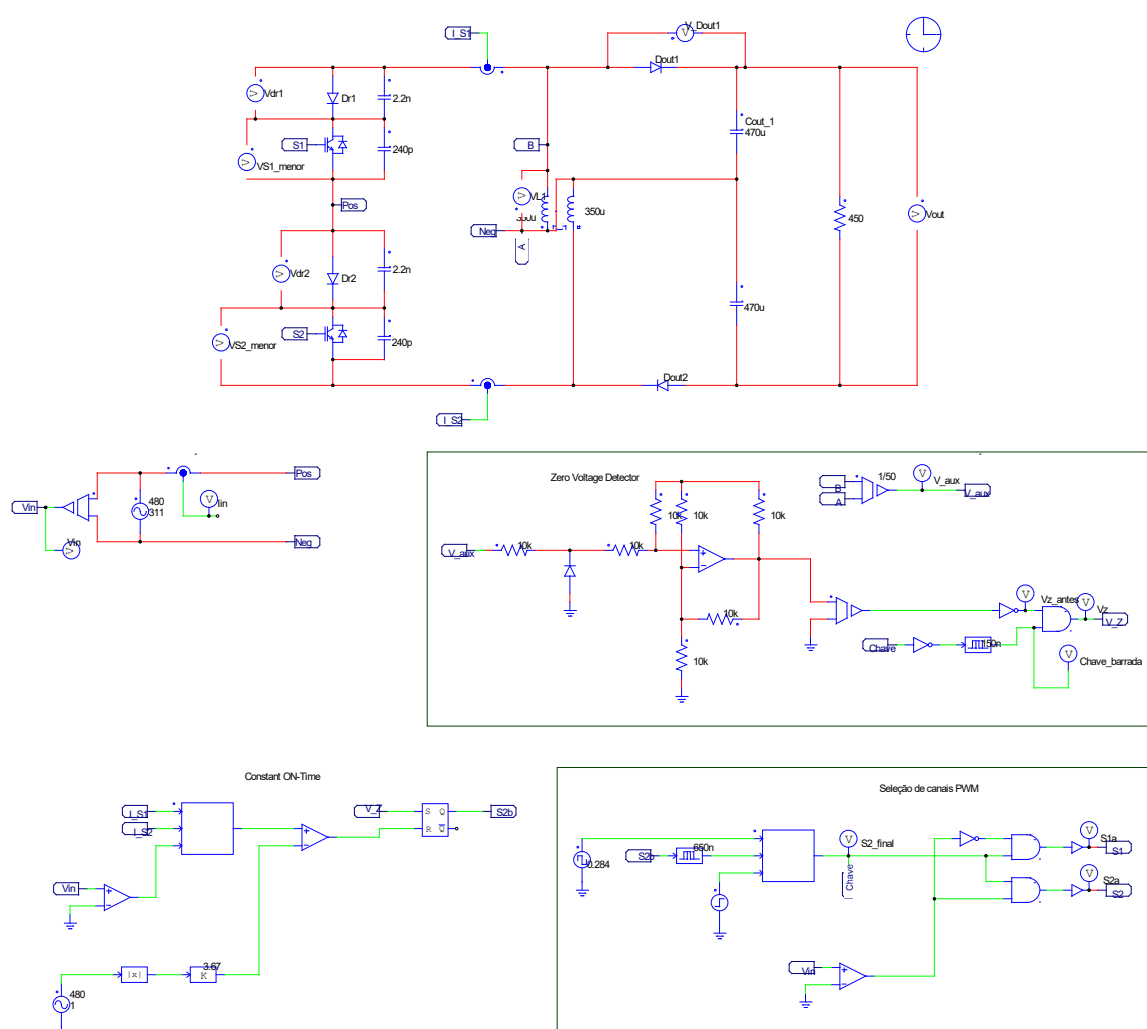
APÊNDICE A – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM A TÉCNICA COT NO PONTO DE OPERAÇÃO NOMINAL

A fim de realizar uma comparação entre resultados calculados e simulados executou-se uma simulação no *software* PSIM, tal simulação pode ser vista na Figura 66 e foi realizada no ponto de operação nominal do conversor.

O objetivo principal é validar a máxima frequência de chaveamento do conversor na passagem por zero da tensão de alimentação senoidal, esse parâmetro $f_{s_{max}}$ não pôde ser validado experimentalmente devido as limitações do circuito integrado utilizado no sistema de controle.

A Figura 67 exibe o sinal de tensão no interruptor S_1 quando $V_p \cdot \sin(\omega t) \approx 0$, se verifica que a frequência de chaveamento atinge um valor de $107,81 kHz$, valor próximo ao calculado.

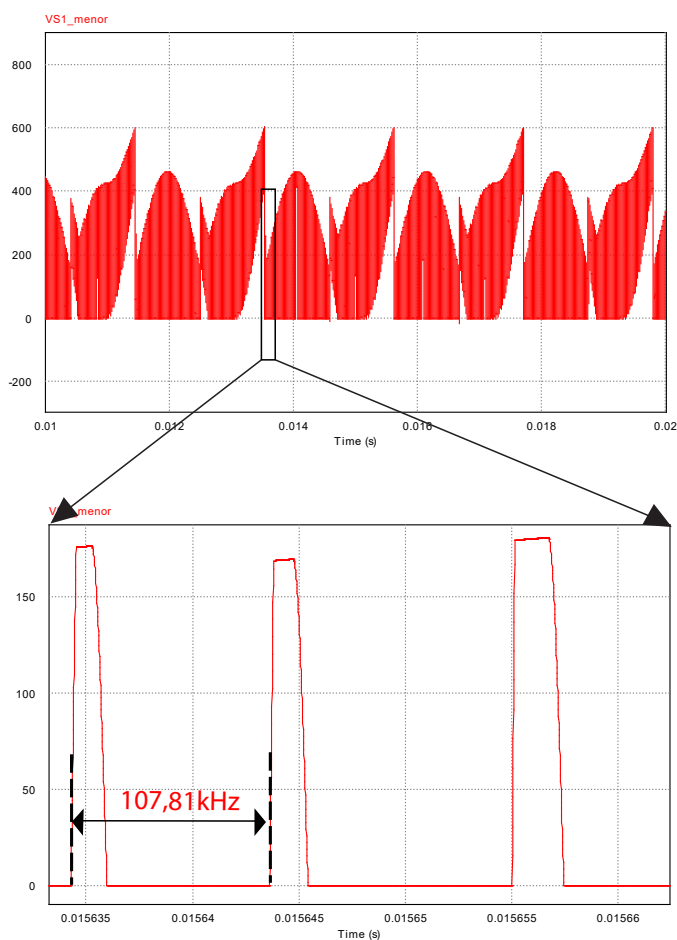
Figura 66 – Circuito simulado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

A Figura 68 apresenta o sinal de tensão no interruptor S_1 quando $V_p \cdot \sin(\omega t) = V_p$, ou seja, quando a tensão de entrada está em seu pico. A tensão sobre o interruptor no momento

Figura 67 – Sinal de tensão no interruptor S_1 próximo a $\sin(\omega t) = 0$.



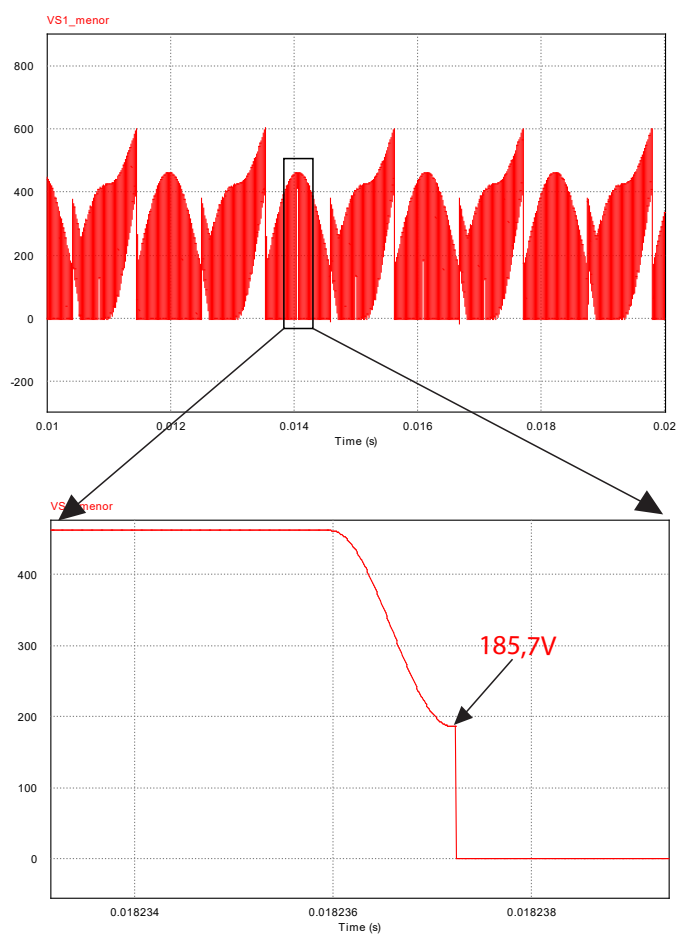
Fonte: Elaborado pelo autor, 2022

da comutação é de 185,7V, a frequência de chaveamento nessa região é de 38,2kHz, valores também próximos aos calculados. A Tabela 13 exibe um resumo dos parâmetros analisados.

Tabela 13 – Comparação entre os resultados teóricos e simulados para o ponto de operação nominal P_0 .

Parâmetro	Calculado	Simulado
f_{smin}	39,611kHz	38,2 kHz
f_{smax}	110,62kHz	107,81 kHz
ΔT_{DY}	1,223 μs	1,19 μs
FP	0,985	0,979
I_{Lrms}	1,82A	1,81A
I_{Srms}	1,46A	1,34A
$V_{Smin}(V_{in}(\frac{\pi}{2}))$	183,22V	185,7V

Figura 68 – Sinal de tensão no interruptor S_1 próximo a $\sin(\omega t) = 1$.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2022