

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

**PHILIPPE ALBERTO WENCK**

**CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTE PARA APLICAÇÕES EM**  
**RETIFICADORES COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA**

**JOINVILLE**

**2021**

**PHILIPPE ALBERTO WENCK**

**CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTE PARA APLICAÇÕES EM  
RETIFICADORES COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA**

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

Orientador: Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.

**JOINVILLE**

**2021**

**Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da  
Biblioteca Setorial do CCT/UEDESC,  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Wenck, Philipe Alberto

Conversor Buck-Boost quase-ressonante para aplicações em retificadores com elevado fator de potência / Philipe Alberto Wenck. -- 2021.

160 p.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação , Joinville, 2021.

1. Conversores ac-dc. 2. Correção de fator de potência. 3. Conversor buck-boost. 4. Comutação suave. 5. Triangular current mode control. I. Novaes, Yales Rômulo de . II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação . III. Título.

**PHILIPPE ALBERTO WENCK**

**CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE-RESSONANTE PARA APLICAÇÕES EM  
RETIFICADORES COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA**

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

Orientador: Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.

**BANCA EXAMINADORA**

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.  
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)

Membros:

Prof. Joselito Anastácio Heerdt, Dr.  
CCT/UDESC

Prof. Gustavo Lambert, Dr.  
Supplier Ind.

Joinville, 31 de Agosto de 2021.



Dedico este trabalho aos meus pais, à  
minha esposa, à minha irmã, às minhas  
sobrinhas e aos meus falecidos avós que  
eu tanto amava.



## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos meus pais Rui Sérgio Wenck e Terezinha Wenck pela criação, educação, amor e empurrão que me deram na vida.

Agradeço à minha esposa Flávia Bastos Wenck pela fortaleza que tem sido e por todo o carinho que me deu.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes por nortear o desenvolvimento deste trabalho e por compartilhar um pouco de seu vasto conhecimento.

Agradeço à empresa Theta Power Systems e ao CTO Eng. Raimundo Rengel Jr pelo incentivo, flexibilidade da jornada de trabalho e compra de materiais.

Agradeço aos meus superiores Me. Fernando Pegoraro e Dr. Geraldo Sincero e ao meu colega Me. Christian Meirinho pela ajuda durante a etapa de implementação e programação em C.

Agradeço à Universidade do Estado de Santa Catarina e ao Núcleo de Processamento de Energia pela estrutura e espaço de laboratórios fornecida.





## RESUMO

O presente trabalho apresenta o conversor Buck-Boost quase-ressonante para aplicações em retificadores com elevado fator de potência. Por meio da modulação *Triangular Current Mode Control (TCM)* os pulsos de comando dos interruptores são controlados de maneira que a corrente do indutor possua um formato triangular e assim obtenha-se a comutação suave nos semicondutores. Uma abrangente análise qualitativa e quantitativa acerca do estudo da comutação suave, a determinação do ponto de operação, a varredura dos parâmetros em um ciclo de rede e a obtenção de ábacos de projeto juntamente com o detalhamento da implementação estão entre as principais contribuições deste trabalho para o tema. Os resultados de simulação obtidos corroboram com a teoria e estão em linha com as observações realizadas. Por fim, um protótipo de 2 kW e 220 V nominal de entrada foi construído. Testes preliminares e de verificação da comutação suave, a partir de uma fonte CC de entrada, foram realizados e observaram-se baixas perdas de comutação, principalmente na etapa ressonante 5. Já, na etapa ressonante 2, constatou-se o aparecimento de *ringing* no sinal de gatilho dos interruptores, tendo como consequência o aumento substancial da energia de comutação.

**Palavras-chave:** Conversores AC-DC. Correção de Fator de Potência. Conversor Buck-Boost. Comutação suave. *Triangular Current Mode Control*.



## ABSTRACT

This work presents the quasi-resonant Buck-Boost converter for applications in rectifiers with high power factor. Through the Triangular Current Mode Control (TCM) modulation scheme, the gate command pulses of the switches are controlled so that the inductor current has a triangular shape. With the aid of parallel resonant capacitors and a suited reverse current, soft-switching can be achieved on all semiconductors under various input voltages and loads. A comprehensive qualitative and quantitative analysis comprising the study of soft switching phenomena, the determination of the operating point, an understanding of how parameters vary in an AC mains period and obtaining abacus for further design guidance together with the implementation details are among the main contributions of the present work to the theme. The simulation results obtained corroborate the theory and are in line with the observations made. Finally, a 2 kW 220 Vac prototype was built. Preliminary tests and verification of soft-switching, from a DC input source, were carried out and low switching losses were observed, mainly in resonant stage 5. In resonant stage 2, however, the appearance of ringing in the gate command signal from the switches, results in a substantial increase in switching losses.

**Keywords:** AC-DC converters. Power Factor Correction. Buck-Boost converter. Soft-switching. Triangular Current Mode Control.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Circuito do conversor CC-CC boost com comutação suave via ZVT. . .	30
Figura 2 – Circuito do conversor CC-CC Buck-Boost com comutação suave. . . . .	31
Figura 3 – Circuito do conversor CC-CC Buck-Boost com célula de comutação suave passiva. . . . .	32
Figura 4 – Circuito do conversor CC-CC Buck-Boost com célula de comutação suave passiva e modificações propostas pelo autor. . . . .	33
Figura 5 – Circuito do conversor CA-CC Buck-Boost <i>bridgeless</i> intercalado com comutação suave empregando a modulação TCM. . . . .	34
Figura 6 – Representação de uma célula do conversor boost TCM para o semiciclo positivo de rede. . . . .	36
Figura 7 – Principais formas de onda teóricas demonstrando a comutação obtida por (a) Valley Switching em um ponto de operação que não permite que ZVS seja atingido e (b) comutação suave sob ZVS obtida empregando a técnica TCM. . . . .	37
Figura 8 – Formas de onda experimentais demonstrando a comutação obtida por (a) Valley Switching em um ponto de operação que não permite que ZVS seja atingido e (b) comutação suave sob ZVS obtida empregando a técnica TCM. . . . .	38
Figura 9 – Circuito para detecção do cruzamento por zero da corrente no indutor: (a) local de medição e (b) detalhes do circuito. . . . .	39
Figura 10 – Circuito para detecção do cruzamento por zero da corrente no indutor: (a) local de medição e (b) detalhes do circuito. . . . .	40
Figura 11 – Esquema de controle TCM que emprega um controlador de razão cíclica e um controlador de frequência de comutação e que não necessita da informação de cruzamento por zero. . . . .	41
Figura 12 – Conversor Buck-Boost quase-ressonante utilizando a modulação TCM para obter a comutação suave sob ZVS. . . . .	42
Figura 13 – Conversor Buck-Boost quase-ressonante empregando a modulação TCM representado de forma didática. . . . .	43
Figura 14 – Formas de onda do conversor Buck-Boost TCM proposto . . . . .	45
Figura 15 – Etapas de operação do conversor Buck-Boost TCM proposto. . . . .	46
Figura 16 – Plano de fase para a etapa ressonante entre $t_1$ a $t_2$ ( $t_{ress2}$ ). . . . .	53
Figura 17 – Duração da etapa ressonante 2 ( $t_{ress2}$ ), de $t_1$ a $t_2$ , em função da corrente positiva no indutor ( $I_{Lp}$ ). . . . .	54
Figura 18 – Análise da tensão sobre o capacitor $C_1$ durante a etapa ressonante 2, de $t_1$ a $t_2$ , para $I_{Lp}$ =14 A, 7 A e 0 A, respectivamente. . . . .	55
Figura 19 – Plano de fase para a etapa ressonante entre $t_4$ a $t_5$ ( $t_{ress2}$ ). . . . .	58

Figura 20 – Duração da etapa ressonante 5 ( $t_{ress5}$ ), de $t_4$ a $t_5$ , em função da corrente negativa no indutor ( $I_{Ln}$ ). . . . .	59
Figura 21 – Análise da tensão sobre o capacitor $C_1$ durante a etapa ressonante 5, de $t_4$ a $t_5$ , para $I_{Ln}$ =-3 A, -2 A e -1.1 A, respectivamente. . . . .	60
Figura 22 – Gráfico do tempo de condução do diodo intrínseco de $S_2$ ao longo de um ciclo de rede. . . . .	66
Figura 23 – Gráfico do tempo de condução do diodo intrínseco de $S_1$ ao longo de um ciclo de rede. . . . .	66
Figura 24 – Gráfico da frequência de comutação do conversor buck-boost TCM ao longo de um ciclo de rede. . . . .	66
Figura 25 – Gráfico da razão cíclica do conversor buck-boost TCM ao longo de um ciclo de rede. . . . .	67
Figura 26 – Ábacos de projeto $t_{S1}$ por $P_o$ e $L_s$ . . . . .	72
Figura 27 – Ábacos de projeto $f_s$ por $P_o$ e $L_s$ . . . . .	72
Figura 28 – Ábacos de projeto $LI^2$ por $P_o$ e $L_s$ . . . . .	73
Figura 29 – Ábacos de projeto $I_{Lp}$ por $V_{ac}/V_{dc}(out)$ e $P_o$ . . . . .	74
Figura 30 – Ábacos de projeto $I_{S1_{ef}}$ por $V_{ac}/V_{dc}(out)$ e $P_o$ . . . . .	74
Figura 31 – Esquemático do estágio de potência do conversor Buck-Boost TCM incluindo a leitura do resistor <i>shunt</i> . . . . .	75
Figura 32 – Representação da forma de onda de corrente no indutor, sinal do <i>timer</i> condicionado e utilização dos periféricos de comparação em um ciclo de comutação. . . . .	77
Figura 33 – Máquina de estados utilizada para gerenciar a modulação por TCM. . . . .	78
Figura 34 – Comparativo resposta ao degrau ( $t_{S1}$ de 2 a 4 $\mu s$ ) entre os conversores Buck-Boost MCD e TCM com dois valores de corrente reversa. Condições: $V_i$ =100V, $P_o$ =200W, $L_s$ =50 $\mu$ H, $C_o$ =100 $\mu$ F. . . . .	80
Figura 35 – Comparativo resposta ao degrau ( $t_{S1}$ de 2 a 1 $\mu s$ ) entre os conversores Buck-Boost MCD e TCM com dois valores de corrente reversa. Condições: $V_i$ =200V, $P_o$ =500W, $L_s$ =100 $\mu$ H, $C_o$ =470 $\mu$ F. . . . .	81
Figura 36 – Diagrama de blocos da malha de controle empregado na técnica TCM. . . . .	82
Figura 37 – Captura do simulador: Estágio de Potência do conversor. . . . .	83
Figura 38 – Captura do simulador: Máquina de estados. . . . .	85
Figura 39 – Captura do simulador: Circuito de detecção do cruzamento por zero da corrente no indutor. . . . .	85
Figura 40 – Captura do simulador: Controle digital, comando de gatilho e periférico de <i>timer</i> . . . . .	86
Figura 41 – Resultado de simulação para a modulação <i>Valley Switching</i> . . . . .	87
Figura 42 – Resultado de simulação para a modulação TCM. . . . .	88
Figura 43 – Resultado de simulação demonstrando as corrente de ramo. . . . .	88
Figura 44 – Resultados de simulação: operação com reversão do fluxo de corrente. . . . .	89

Figura 45 – Resultados de simulação: formas de onda em regime permanente. . . .	90
Figura 46 – Caracterização da carga. Gráfico de força contra eletromotriz por velocidade do motor (rpm). . . . .	92
Figura 47 – Caracterização da carga. Gráficos de corrente de fase e potência consumida por velocidade do motor (rpm). . . . .	93
Figura 48 – Circuito elétrico equivalente do modelo térmico. . . . .	101
Figura 49 – Esquemático do circuito de condicionamento de corrente e adição de histerése. . . . .	104
Figura 50 – Resposta obtida com a inclusão de histerése no sinal condicionado de corrente. . . . .	105
Figura 51 – Esquemático do circuito subtrator e detector de pico de corrente no indutor. . . . .	106
Figura 52 – Esquemático dos circuitos de sensoriamento de tensão de entrada e de tensão de saída. . . . .	107
Figura 53 – Esquemático do circuito de <i>interlock</i> utilizando <i>gate-drivers</i> com acoplamento capacitivo. . . . .	108
Figura 54 – Foto do protótipo do conversor desenvolvido. Dimensões: 250 mm x 205 mm (comprimento por largura). . . . .	112
Figura 55 – Teste do periférico de comparação CMPC injetando um sinal triangular de tensão nos terminais do resistor <i>shunt</i> (CH1: Sinal emulando forma de onda real; CH2: Sinal de corrente condicionado; CH3: referência de comparação; CH4: resultado de comparação externalizado). . . . .	113
Figura 56 – Sinais de comparação e comando de gatilho (CH1: Sinal de corrente condicionado; CH2: referência cruzamento por zero ( $V_{zc}$ ); CH3: referência corrente reversa ( $\propto I_{Ln}$ ); CH4: comando de gatilho). . . . .	114
Figura 57 – Rotina de <i>soft-start</i> partindo com tensão de entrada CC (CH1: Corrente no indutor; CH2: Tensão de saída; CH3: comando de gatilho G1; CH4: comando de gatilho G2). . . . .	115
Figura 58 – Sinal indicando atraso de 5 s para habilitar o controle em malha fechada (CH1: Corrente no indutor; CH2: Tensão de gatilho $G_1$ ; CH4: sinal indicando o estado de um <i>timer</i> [0-desligado, 1-contando]). . . . .	116
Figura 59 – Ondulação da tensão retificada e atrasos na detecção de cruzamento por zero da corrente no indutor. (CH1: Corrente no indutor; CH2: Tensão retificada de entrada; CH3: Tensão de bloqueio $V_{S1}$ ; CH4: Tensão de bloqueio $V_{S2}$ . . . . .	117
Figura 60 – Formas de onda de tensão e corrente no interruptor $S_1$ quando há atrasos nas detecções de cruzamento por zero para $V_i=20$ V, $V_o=50$ V e $P_o=14.5$ W. (CH1: Corrente de ramo $I_{TOT1}$ ; CH2: Tensão de bloqueio $V_{S1}$ ; CH3: comando de gatilho $G_1$ ; CH4: comando de gatilho $G_2$ ). . . .	118



Figura 61 – Formas de onda de tensão e corrente no interruptor $S_2$ quando há atrasos nas detecções de cruzamento por zero para $V_i=31.4$ V, $V_o=50$ V e $P_o=25.2$ W. (CH1: Corrente de ramo $I_{TOT2}$ ; CH2: Tensão de bloqueio $V_{S2}$ ; CH3: comando de gatilho $G_1$ ; CH4: comando de gatilho $G_2$ ). . . . .	119
Figura 62 – Formas de onda de tensão e corrente no indutor para $V_i=50$ V, $V_o=100$ V e $P_o=222$ W. (CH1: Corrente no indutor; CH2: Tensão no indutor). . . . .	119
Figura 63 – Forma de onda de corrente e tensão no interruptor $S_1$ para $V_i=50$ V, $V_o=100$ V e $P_o=222$ W. (CH1: Corrente no interruptor $S_1$ e no diodo intrínseco $D_1$ obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio -5 A; CH2: Tensão de bloqueio $V_{S1}$ ; CH3: Tensão de bloqueio $V_{S2}$ ; CH4: comando de gatilho $G_1$ ). . . . .	121
Figura 64 – Formas de onda de comutação durante a etapa ressonante compreendida entre $t_1$ a $t_2$ . (CH1: Corrente no interruptor $S_1$ e diodo intrínseco $D_1$ obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio -5 A; CH2: Tensão de bloqueio $V_{S1}$ ; CH3: Tensão de bloqueio $V_{S2}$ ; CH4: Comando de gatilho $G_1$ ). . . . .	123
Figura 65 – Formas de onda de corrente e de tensão no interruptor $Q_1$ para $V_i=50$ V, $V_o=100$ V e $P_o=222$ W. (CH1: Corrente no interruptor $Q_1$ obtida com uma ponteira de alta frequência/não Rogowski; CH2: Tensão de bloqueio $V_{Q1}$ ; CH3: Tensão de bloqueio $V_{Q2}$ ; CH4: Tensão gatilho-source $V_{GS1}$ ). . . . .	124
Figura 66 – Forma de onda de corrente e tensão no interruptor $S_2$ para $V_i=50$ V, $V_o=100$ V e $P_o=222$ W. (CH1: Corrente no interruptor $S_2$ e no diodo intrínseco $D_2$ obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio corrigido; CH2: Tensão de bloqueio $V_{S2}$ ; CH3: Tensão de bloqueio $V_{S1}$ ; CH4: comando de gatilho $G_2$ ). . . . .	125
Figura 67 – Formas de onda de comutação durante a etapa ressonante compreendida entre $t_4$ a $t_5$ . (CH1: Corrente no interruptor $S_2$ e no diodo intrínseco $D_2$ obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio compensado; CH2: Tensão de bloqueio $V_{S2}$ ; CH3: Tensão de bloqueio $V_{S1}$ ; CH4: Comando de gatilho $G_2$ ; Canais CH2 e CH3 estão invertidos nos itens (d) e (e)). . . . .	126

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre as topologias de comutação suave estudadas. . . . .	35
Tabela 2 – Tensão sobre o indutor em cada uma das etapas de operação. . . . .	61
Tabela 3 – Especificações de projeto do conversor. . . . .	91
Tabela 4 – Especificações dos IGBTs selecionados. . . . .	96
Tabela 5 – Especificações do indutor Buck-Boost projetado. . . . .	97
Tabela 6 – Especificações do capacitor de barramento. . . . .	98
Tabela 7 – Especificações da ponte retificadora. . . . .	98
Tabela 8 – Resumo dos esforços. Cálculo teórico e resultado de simulação. . . . .	100
Tabela 9 – Especificações dos materiais de interface. . . . .	102
Tabela 10 – Especificações do dissipador. . . . .	102
Tabela 11 – Tabela verdade do circuito de <i>gate-driver</i> com <i>interlock</i> . . . . .	108
Tabela 12 – Especificações do <i>gate-driver</i> isolado. . . . .	109
Tabela 13 – Especificações da fonte isolada. . . . .	109
Tabela 14 – Especificações dos N-MOSFETs <i>Super Junction</i> . . . . .	121

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>AC</i>	<i>Alternate Current</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>CA</i>	<i>Corrente Alternada</i>
<i>CC</i>	<i>Corrente Contínua</i>
<i>AWG</i>	<i>American Wire Gauge</i>
<i>EMC</i>	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
<i>CFP</i>	<i>Correção do Fator de Potência</i>
<i>PFC</i>	<i>Power Factor Correction</i>
<i>FTMA</i>	<i>Função de Transferência de Malha Aberta</i>
<i>CrCM</i>	<i>Modo de Condução Crítico</i>
<i>MCD</i>	<i>Modo de Condução Descontínuo</i>
<i>MCC</i>	<i>Modo de Condução Contínuo</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>
<i>BLDC</i>	<i>Brushless Direct Current</i>
<i>BLAC</i>	<i>Brushless Alternating Current</i>
<i>MTPA</i>	<i>Maximum Torque per Ampere</i>
<i>ASD</i>	<i>Adjustable Speed Drive</i>
<i>ZVT</i>	<i>Zero Voltage Transition</i>
<i>ZVS</i>	<i>Zero Voltage Switching</i>
<i>ZCS</i>	<i>Zero Current Switching</i>
<i>VS</i>	<i>Valley Switching</i>
<i>TCM</i>	<i>Triangular Current Mode Control</i>
<i>DDP</i>	<i>Diferença de Potencial Elétrico</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$V_i$	Tensão de entrada instantânea	[V]
$V_{ac}$	Tensão eficaz da rede	[V]
$V_p$	Tensão de pico da rede	[V]
$I_{ac}$	Corrente eficaz de entrada	[A]
$V_o$	Tensão de saída	[V]
$I_o$	Corrente de carga	[A]
$i_{L(t)}$	Corrente instantânea no indutor $L_s$	[A]
$i_{C1(t)}$	Corrente instantânea no capacitor $C_1$	[A]
$i_{C2(t)}$	Corrente instantânea no capacitor $C_2$	[A]
$v_{L(t)}$	Tensão instantânea no indutor $L_s$	[V]
$v_{ret(t)}$	Tensão instantânea no retificador	[V]
$V_{C1(s)}$	Tensão no capacitor $C_1$ no domínio de Laplace	
$V_{C1(s)}$	Tensão no capacitor $C_1$ no domínio de Laplace	
$I_{L(s)}$	Corrente no indutor buck-boost no domínio de Laplace	
$L_s$	Indutância do conversor buck-boost TCM	[H]
$C_1$	Capacitor em paralelo com interruptor de potência $Q_1$	[F]
$C_2$	Capacitor em paralelo com interruptor de potência $Q_2$	[F]
$C_{eq}$	Capacitância equivalente circuito ressonante	[F]
$\omega_{res}$	Frequência angular de ressonância	[rad/s]
$z_{res}$	Impedância do par LC ( $L_s$ e $C_{eq}$ )	[ $\Omega$ ]
$f_{res}$	Frequência de ressonância $Q_1$	[Hz]
$T_{res}$	Período de ressonância	[s]
$I_{Lp}$	Corrente de pico no indutor	[A]
$I_{Ln}$	Corrente reversa (negativa) no indutor	[A]
$I_{Lmed}$	Corrente média no indutor $L_s$	[A]

$I_{L_{ef}}$	Corrente eficaz no indutor $L_s$	[A]
$Z_{21}(t)$	Equação complexa para descrever plano de fase referente a etapa ressonante 2	
$Z_{54}(t)$	Equação complexa para descrever plano de fase referente a etapa ressonante 5	
$G_{MCC}$	Ganho estático de tensão	
$t_{S1}$	Tempo médio de condução do interruptor $S_1$	[s]
$t_{S2}$	Tempo médio de condução do interruptor $S_2$	[s]
$t_{D1}$	Tempo médio de condução do diodo $D_1$	[s]
$t_{D2}$	Tempo médio de condução do diodo $D_2$	[s]
$t_{S1}(t)$	Tempo de condução instantâneo do interruptor $S_1$	[s]
$t_{S2}(t)$	Tempo de condução instantâneo do interruptor $S_2$	[s]
$t_{D1}(t)$	Tempo de condução instantâneo do diodo $D_1$	[s]
$t_{D2}(t)$	Tempo de condução instantâneo do diodo $D_2$	[s]
$\langle I_{S1}(t) \rangle_{T_s}$	Valor médio instantâneo do tempo de condução do interruptor $S_1$	[s]
$\langle I_{D2}(t) \rangle_{T_s}$	Valor médio instantâneo do tempo de condução do diodo $D_1$	[s]
$f_s$	Frequência de comutação	[Hz]
$T_s$	Período de comutação	[s]
$T_{simu}$	Passo de simulação	[s]
$f_{s(t)}$	Frequência de comutação instantâneo	[Hz]
$T_{s(t)}$	Período de comutação instantâneo	[s]
$f_1$	Frequência da rede	[Hz]
$T_1$	Período da rede	[s]
$d_{s1}(t)$	Razão cíclica instantânea do interruptor $S_1$	
$t_{ress1}$	Duração da etapa ressonante 2	[s]
$t_{ress2}$	Duração da etapa ressonante 5	[s]
$I_{S1pico}$	Corrente de pico no interruptor $S_1$	[A]

$I_{S1_{med}}$	Corrente média no interruptor $S_1$	[A]
$I_{S1_{ef}}$	Corrente eficaz no interruptor $S_1$	[A]
$I_{S2_{pico}}$	Corrente de pico no interruptor $S_2$	[A]
$I_{S2_{med}}$	Corrente média no interruptor $S_2$	[A]
$I_{S2_{ef}}$	Corrente eficaz no interruptor $S_2$	[A]
$I_{D1_{pico}}$	Corrente de pico no diodo $D_1$	[A]
$I_{D1_{med}}$	Corrente média no diodo $D_1$	[A]
$I_{D1_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo $D_1$	[A]
$I_{D2_{pico}}$	Corrente de pico no diodo $D_2$	[A]
$I_{D2_{med}}$	Corrente média no diodo $D_2$	[A]
$I_{D2_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo $D_2$	[A]
$I_{C_{o_{ef}}}$	Corrente eficaz no capacitor de barramento $C_o$	[A]
$\Delta V_{C_o}$	Ondulação de barramento	[V]
$\Delta V_{r_{c_{pp}}}$	Ondulação de tensão devido à RSE	[V]
$\Delta V_{c_{pp}}$	Ondulação de tensão conversor operando em CC-CC	[V]
$\Delta V_{c_{pp}}$	Ondulação de barramento	[V]
$C_{o\_120Hz}$	Capacitância mínima para atender ao requisito de ondulação 120 Hz	[F]
$C_{o\_holdup}$	Capacitância mínima para atender ao requisito de <i>holdup time</i>	[F]
$I_{Chf_{ef}}$	Corrente eficaz no capacitor $C_{hf}$ <i>holdup time</i>	[A]
$\Delta V_{C_{hf}}$	Ondulação de tensão no capacitor $C_{hf}$	[V]
$V_{S1}$	Tensão de bloqueio interruptor $S_1$	[V]
$V_{S2}$	Tensão de bloqueio interruptor $S_2$	[V]
$V_{F_{ret}}$	Queda de tensão direta ponte retificadora	[V]
$V_{CE_{sat}}$	Tensão de saturação coletor-emissor IGBT	[V]
$V_F$	Queda de tensão direta diodo intrínseco IGBT	[V]
$RSE$	Resistência série equivalente do capacitor $C_o$	[ $\Omega$ ]

$R_L$	Resistência série equivalente do indutor $L_s$	[ $\Omega$ ]
$R_{sh}$	Resistência resistor <i>shunt</i>	[ $\Omega$ ]
$p_{Co}$	Perda no capacitor $C_o$	[W]
$p_{Ls}$	Perda no indutor $L_s$	[W]
$p_{Rsh}$	Perda no resistor <i>shunt</i>	[W]
$p_{ret}$	Perda na ponte retificadora	[W]
$p_{S1}$	Perda no interruptor $S_1$	[W]
$p_{S2}$	Perda no interruptor $S_2$	[W]
$p_{D1}$	Perda no diodo $D_1$	[W]
$p_{D2}$	Perda no diodo $D_2$	[W]
$p_{tot}$	Total de perda no conversor	[W]
$p_{semi}$	Parcela de perdas apenas semicondutores	[W]
$\eta$	Eficiência	[%]
$v_{cc}$	Tensão de alimentação da lógica	[V]
$v_{zc}$	Sinal/referência de cruzamento por zero	[V]
$v_{sh(t)}$	Sinal resistor <i>timer</i>	[V]
$v_{CS(t)}$	Sinal de corrente condicionado	[V]
$k_{G_{vd}}$	Ganho da planta em 0 Hz	[V]
$\omega_{cc}$	Frequência de corte angular no cruzamento por 0 dB da FTMA compensada	[rad/s]
$f_{cc}$	Frequência de corte no cruzamento por 0 dB da FTMA compensada	[Hz]
$z_{pi}$	Localização zero controlador PI	[rad/s]
$k_p$	Ganho proporcional do controlador PI	
$T_i$	Constante de integração controlador PI	[rad/s]
$f_a$	Frequência de amostragem	[Hz]
$T_a$	Taxa de amostragem/chamada do controle	[s]

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>25</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .</b>	<b>29</b>
2.1	TOPOLOGIAS . . . . .	29
2.2	MODULAÇÃO E CONTROLE . . . . .	36
<b>3</b>	<b>ANÁLISE QUALITATIVA . . . . .</b>	<b>42</b>
<b>4</b>	<b>ANÁLISE QUANTITATIVA . . . . .</b>	<b>47</b>
4.1	ESTUDO DA COMUTAÇÃO SUAVE . . . . .	47
4.1.1	Etapa ressonante 2 $[t_1 < t < t_2]$ . . . . .	47
4.1.2	Etapa ressonante 5 $[t_4 < t < t_5]$ . . . . .	56
4.2	GANHO ESTÁTICO DE TENSÃO . . . . .	60
4.3	DETERMINAÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO . . . . .	62
4.4	VARREDURA DOS PARAMETROS EM UM CICLO DE REDE . . . . .	64
4.5	ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES . . . . .	67
4.6	ÁBACOS DE PROJETO . . . . .	71
<b>5</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO . . . . .</b>	<b>75</b>
5.1	MODULAÇÃO . . . . .	75
5.2	ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DINÂMICO . . . . .	79
5.3	CONTROLE . . . . .	81
<b>6</b>	<b>SIMULAÇÃO . . . . .</b>	<b>83</b>
6.1	MODELO DE SIMULAÇÃO . . . . .	83
6.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .	86
<b>7</b>	<b>METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO . . . . .</b>	<b>91</b>
7.1	PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA . . . . .	91
7.2	COMPARATIVO ENTRE VALORES TEÓRICOS E SIMULAÇÃO . . . . .	99
7.3	PROJETO TÉRMICO . . . . .	101
7.4	PROJETO DOS CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO DE SINAL . . . . .	102
7.5	PROJETO DOS CIRCUITOS AUXILIARES E DE COMANDO . . . . .	107
7.6	PROJETO DO CONTROLE . . . . .	109
<b>8</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS E VALIDAÇÕES . . . . .</b>	<b>112</b>
8.1	TESTES PRELIMINARES . . . . .	112
8.2	VERIFICAÇÃO DA COMUTAÇÃO SUAVE . . . . .	120
8.2.1	Etapa ressonante 2 $[t_1 < t < t_2]$ . . . . .	120



8.2.2	Etapa ressonante 5 [ $t_4 < t < t_5$ ] . . . . .	125
8.3	CONCLUSÃO . . . . .	127
9	CONCLUSÃO GERAL . . . . .	129
	REFERÊNCIAS . . . . .	132
	APÊNDICE A – PROJETO DO INDUTOR BUCK-BOOST	136
	APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR . . . .	142
	APÊNDICE C – <i>LAYOUT</i> DA PLACA DE CIRCUITO IM- PRESSO . . . . .	152
	ANEXO A – PROJETO DA FONTE AUXILIAR . . . . .	154

## 1 INTRODUÇÃO

Na contemporaneidade, com o avanço da tecnologia nos mais diversos setores do mercado, utilizam-se cada vez mais dispositivos para realizar a conversão CA-CC e semicondutores de potência aplicados às fontes chaveada, fontes de alimentação ininterrupta e variadores de velocidade, também conhecidos pelo termo *Adjustable Speed Drives (ASD)*.

Os retificadores à diodo com filtro capacitivo, por exemplo, estão presentes numa ampla gama de aplicações e são comumente utilizados para alimentar o barramento CC de um inversor de frequência variável empregado no acionamento de motores elétricos.

No entanto, estes circuitos se comportam como cargas não lineares e induzem harmônicas de corrente devido às comutações em alta frequência dos interruptores de potência do inversor e também devido ao curto intervalo de tempo com que ocorre a carga do capacitor de barramento via retificador, e por isso, se tornaram um importante objeto de discussão, visto que impactam significativamente os sistemas de geração, transporte e distribuição de energia elétrica via excedente reativo (aumento da corrente total demandada à concessionária) e equipamentos sensíveis a ele conectados em decorrência de distorções e ruídos provocados na rede de distribuição (PENG; ADAMS, 1999).

Neste sentido, de acordo com Kannan et al. (2013), as agências reguladoras preocupadas com a qualidade da energia elétrica criaram uma série de normatizações, tal como a EN 61000-3-2, limitando os níveis máximos admissíveis de corrente harmônica no projeto de circuitos eletrônicos monofásicos cuja corrente por fase seja inferior a 16A. Quanto ao projeto de circuitos eletrônicos cuja corrente nominal supera 16A, geralmente alimentados via rede trifásica, existe a norma EN 61000-3-4.

Dentre as alternativas para tratar o conteúdo harmônico gerado pelos conversores eletrônicos, as soluções passivas oferecem benefícios como robustez, simplicidade e baixo custo. Por isso, diversos procedimentos para cálculo do filtro de entrada foram desenvolvidos na literatura e se tornaram bastante difundidos (VLATKOVIC; BOROJEVIC; LEE, 1996; DEWAN, 1981; PRASAD; ZIOGAS; MANIAS, 1990; PENG; ADAMS, 1999).

Como consequência, eletrodomésticos, ferramentas elétricas e similares também passaram a incorporar filtros passivos para melhoria da compatibilidade eletromagnética, *Electromagnetic Compatibility (EMC)*, conforme orientações vigentes em EN 55014-1: 2017 referente à emissão e EN 55014-2: 2017 referente à susceptibilidade, bem como do nível máximo admissível de correntes harmônicas e consequente Distorção Harmônica Total (DHT) conforme EN 61000-3-2, como constatado por Tanaka, Nishida e Funabiki (2004).

Contudo, a correção passiva do Fator de Potência (FP) apresenta algumas desvantagens, dentre elas, o aumento de área ocupada e consequente redução da densidade de potência, perdas associadas a esses elementos, ausência de regulação de tensão, faixa de

operação estreita e baixa qualidade de energia drenada (KAFANAS; JEFFREY; YUAN, 2016).

Já, Moschopoulos e Jain (2005) destacam que as soluções ativas para Correção do Fator de Potência (CFP) provêm tamanho reduzido de placa, permitem atingir rendimentos superiores e obtenção de um barramento CC bem controlado tal que o circuito à jusante pode desfrutar de uma dinâmica de operação maior, seja uma excursão maior de tensão ou degrau de carga.

Por isso, Reinhold et al. (2015) propõem a filtragem ativa do FP por meio de um conversor PFC, obtendo ainda um barramento CC variável, a redução de correntes harmônicas e a diminuição do tamanho dos componentes passivos, principalmente do indutor de PFC, responsável por grande parte do tamanho final da placa. Neste sentido, de acordo com Bist e Singh (2014), um barramento ajustável propicia ao inversor a operar na frequência fundamental, ou seja, na frequência de comutação eletrônica caso o motor utilizado seja do tipo sem escovas e de magnetização trapezoidal, *Brushless Direct Current (BLDC)*, acarretando um aumento significativo de eficiência do inversor dado que elimina-se a componente de comutação em alta frequência causada pela modulação *Pulse Width Modulation (PWM)*.

Ainda, Yu, Tamura e Lorenz (2012) demonstraram que para um motor sem escovas e de magnetização senoidal, *Brushless Alternating Current (BLAC)* um barramento ajustável permite operar o motor à baixas tensões em regimes de potência inferiores ao nominal, reduzindo as perdas por comutação no inversor devido à redução da tensão de bloqueio sobre os interruptores de potência.

Por outro lado, um conversor capaz de elevar a tensão também apresenta benefício, visto que com mais tensão disponível no barramento pode-se usufruir de maior região à torque constante do motor, *Maximum Torque per Ampere (MTPA)*, ou seja, entregar torque nominal à carga em velocidades maiores quando comparado com topologias não elevadoras (BOJOI et al., 2011; ZHANG et al., 2006).

Uma faixa de eficiência pretendida para o conversor elevador-abaixador foi estabelecida de maneira que permanecesse competitiva frente a outras estruturas concorrentes e largamente utilizadas como estágio de entrada de ASDs, tal como o conversor Boost clássico com diodo de Carbetto de Silício (SiC) e a família de conversores Boost *bridgeless*, cujas eficiências podem chegar até 97 e 99%, respectivamente (JESKE, 2016; INFINEON, 2015).

Portanto, a topologia Buck-Boost quase-ressonante empregando a modulação *Triangular Current Mode Control (TCM)* foi selecionada visando a obtenção da comutação suave nos semicondutores por meio do controle dos pulso de comando dos interruptores de potência de maneira que a corrente no indutor possua um formato triangular e permitindo

assim obter valores de eficiência teóricos em linha com as expectativas, isto é, na ordem de 96 % utilizando interruptores do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)*.

O conversor proposto apresenta baixo custo, moderada complexidade de implementação, flexibilidade para ajuste da malha de controle do motor tendo em vista o barramento CC ajustável, possibilidade de equilibrar as perdas entre o estágio de entrada e o inversor e potencialmente redução dos níveis de emissão de ruído eletromagnético, especialmente em regimes de baixa velocidade, em que as derivadas de tensão na comutação são limitadas.

Apesar da existência de uma série de publicações acerca da técnica TCM, dentre as quais podem ser citados Biela et al. (2010), Marxgut, Biela e Kolar (2010) entre outros, descrevendo a modulação, como se obtém a comutação suave e discutindo resultados experimentais, não há muitos detalhes acerca da implementação da modulação, a modelagem matemática não foi devidamente desenvolvida e bem como a maior parte dos trabalhos focou unicamente em topologias do tipo Boost.

Por isso, o andamento do trabalho focou na modelagem matemática, no estudo da comutação suave e na implementação da modulação TCM. A representação no domínio do tempo e esboço do plano de fases são apresentados e auxiliam na compreensão das etapas ressonantes. Os resultados de simulação e os resultados experimentais corroboram com as observações realizadas.

No Capítulo 2 fez-se uma revisão bibliográfica de topologias ativas e passivas e com soluções em controle e modulação para obter a comutação suave no conversor Buck-Boost e/ou aplicáveis a este. Este capítulo possui uma seção dedicada à modulação TCM.

As etapas de operação e as formas de onda teóricas são trazidas no Capítulo 3 intitulado análise qualitativa. No Capítulo 4, análise quantitativa, são abordados o estudo da comutação suave, o cálculo do ganho estático, a determinação do ponto de operação, a varredura dos parâmetros em um ciclo de rede, a estimação de perdas e a obtenção de ábacos de projeto.

O Capítulo 5 fornece detalhes sobre a implementação da técnica TCM, a modelagem dinâmica da planta através da resposta ao degrau e a obtenção da malha de controle do conversor Buck-Boost operando com a modulação TCM.

No Capítulo 6 um detalhado modelo de simulação foi construído no *software PSIM* e os resultados da comutação suave obtida por TCM são comparados com os resultados obtidos na modulação por *Valley Switching (VS)*. Formas de onda em regime permanente também são apresentadas.

A metodologia e um exemplo de projeto utilizado para confeccionar o protótipo de bancada são demonstrados no Capítulo 7. O projeto do estágio de potência, o projeto térmico, o projeto dos circuitos de condicionamento de sinal, o projeto dos circuitos auxiliares e de comando e o projeto da malha de controle são descritos.

O Capítulo 8 traz os resultados experimentais e validações e consiste de testes preliminares, verificação da comutação suave em duas etapas de operação ressonantes (2 e 5) e a conclusão a partir dos dados coletados.

O último capítulo apresenta a conclusão geral do trabalho e as sugestões para possíveis trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentadas diversas topologias ativas e passivas e com soluções em controle e modulação para obter a comutação suave do conversor Buck-Boost PFC e/ou adaptáveis a este.

A Seção 2.1 transcorre acerca de algumas estruturas que foram estudadas durante a revisão bibliográfica, avaliando-se a obtenção da comutação suave, a complexidade e custo, o nível de esforços nos semicondutores, e de maneira mais subjetiva, a oportunidade de contribuição e o interesse do autor por determinada topologia.

Dentre as topologias estudadas foi inclusive proposta uma melhoria ao conversor Buck-Boost com célula de comutação suave passiva apresentado por Konishi e Huang (2007). Porém, foi o conversor Buck-Boost *bridgeless* intercalado quase-ressonante empregando a modulação TCM e publicado por Leong e Muetze (2014) que despertou mais interesse e inclusive possui maiores possibilidades de contribuição em termos de equacionamento, modelagem matemática e implementação.

Ainda que tenham trazido uma ideia promissora à tona, Leong e Muetze (2014) pouco exploraram a comutação suave. Tampouco, apresentaram uma modelagem matemática da estrutura, delimitaram os limites da comutação suave ou demonstraram resultados experimentais.

Além do mais, apesar da existência de uma série de publicações acerca da técnica TCM, dentre as quais podem ser citados Biela et al. (2010), Marxgut, Biela e Kolar (2010) entre outros, descrevendo a modulação, como se obtém a comutação suave e discutindo resultados experimentais, não há muitos detalhes acerca da implementação da modulação, a modelagem matemática não foi devidamente desenvolvida e bem como a maior parte dos trabalhos focou unicamente em topologias do tipo Boost.

Nesse sentido, com base nas lacunas de publicações anteriores somada ao interesse pessoal acerca do assunto, o autor se propõe a estudar uma variante da topologia apresentada por Leong e Muetze (2014), analisando mais em detalhes o equacionamento matemático, limites de operação e demonstrar resultados experimentais.

A Seção 2.2 traz algumas publicações sobre a modulação TCM, explica de maneira breve os conceitos envolvidos, descreve a diferença entre as modulações TCM e *Valley Switching (VS)* e transcorre acerca dos detalhes de implementação.

### 2.1 TOPOLOGIAS

Devido à escassez de trabalhos disponíveis sobre a comutação suave aplicada ao conversor Buck-Boost PFC, iniciaram-se os estudos a partir de uma célula de comutação suave que possivelmente poderia ser adaptada a este. A primeira delas, proposta por

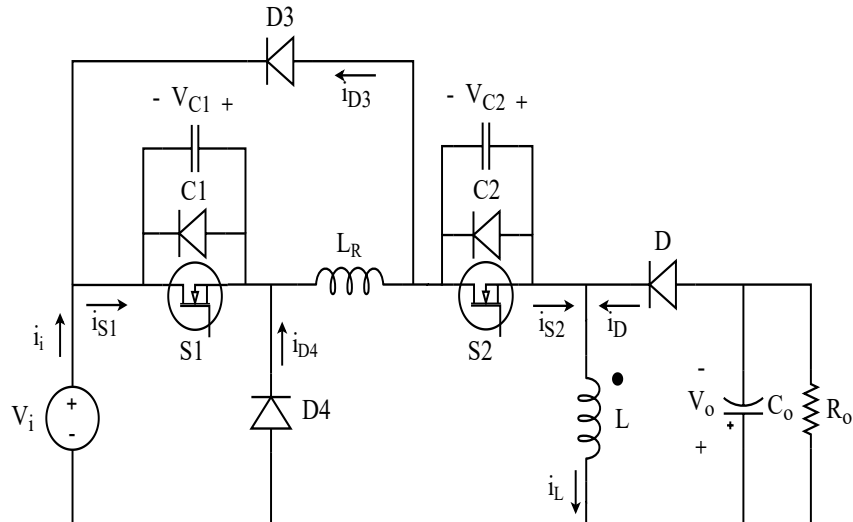


Neste caso, a célula de comutação suave desvia gradualmente a corrente do diodo principal  $D_B$  a fim de garantir o bloqueio do mesmo sob *Zero Current Switching (ZCS)*. A entrada em condução do interruptor  $T_B$  sob *Zero Voltage Switching (ZVS)* é feita de tal maneira que não haja comutação dissipativa e assim a capacitância parasita  $C_{S1}$  seja descarregada antes da inserção do comando de gatilho. No momento em que o comando de gatilho é removido, a corrente de entrada  $I_i$  circula simultaneamente através de  $C_{S1}$  (carga) e de  $C_{S2}$  (descarga), fazendo com que o bloqueio de  $T_B$  e a entrada em condução de  $D_B$  ocorram sob ZVS.

Durante a comutação suave sob ZVS a tensão através do semiconductor de interesse cai a zero antes que o mesmo entre em condução ou bloqueie, evitando-se a sobreposição de tensão e corrente, e portanto, minimizando-se as perdas. De maneira análoga, a comutação suave por ZCS tem o mesmo efeito e garante que a corrente atinja zero antes que o interruptor ou diodo mudem de estado.

A segunda topologia avaliada, proposta por Divakar, Cheng e Sutanto (2008), vide Figura 2, apresenta um conversor Buck-Boost CC-CC dotado de uma célula ZCS-ZVS. Em relação ao conversor clássico, esta possui adicionalmente um interruptor  $S_1$ , dois diodos de roda livre  $D_3$  e  $D_4$ , um indutor ressonante  $L_R$  e dois capacitores de *snubber*  $C_1$  e  $C_2$  em paralelo com os interruptores. Vale ressaltar que alguns elementos da célula de comutação suave se posicionam no caminho direto da circulação de potência e por isso exigem dimensionado adequado para tanto, tais como o interruptor  $S_1$  e o indutor de *snubber*  $L_R$ .

Figura 2 – Circuito do conversor CC-CC Buck-Boost com comutação suave.



Fonte: Adaptado de Divakar, Cheng e Sutanto (2008).

Durante o bloqueio os interruptores são desligadas sequencialmente, primeiro  $S_2$  e depois  $S_1$ . Os capacitores de *snubber* atuam grampeando a tensão sobre os interruptores caracterizando assim uma comutação sob ZVS. Na entrada em condução os interruptores

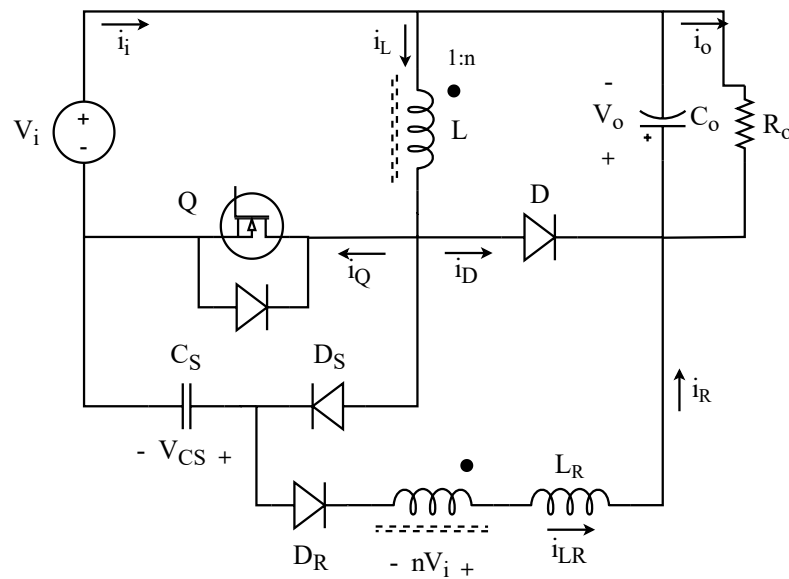


são acionadas simultaneamente e comutam sob ZCS graças ao indutor ressonante  $L_R$ , posicionado em série no circuito, limitando a derivada de corrente.

Pesam contra a estrutura de Divakar, Cheng e Sutanto (2008) o fato de sua operação se distanciar da modulação PWM e resultar em elevados esforços no elementos do circuito de *Soft-Switching* (*SS*) que estão posicionados no caminho direto de potência. Classifica-se a topologia como complexidade e custo (número de componentes) intermediários.

Konishi e Huang (2007) apresentaram uma topologia Buck-Boost CC-CC que utiliza um *snubber* passivo regenerativo, conforme demonstrado na Figura 3, para reduzir as perdas de bloqueio no interruptor. A entrada em condução de  $Q$  continua sendo dissipativa. O circuito de *snubber* é composto de um enrolamento auxiliar de relação 1:n acoplado ao indutor principal  $L$ , um indutor ressonante  $L_R$ , um capacitor de *snubber*  $C_S$  e dois diodos de roda livre  $D_S$  e  $D_R$ .

Figura 3 – Circuito do conversor CC-CC Buck-Boost com célula de comutação suave passiva.



Fonte: Adaptado de Konishi e Huang (2007).

Este conversor apresenta apenas 4 etapas de operação. A derivada da tensão de bloqueio ( $dv/dt$ ) sobre o interruptor  $Q$  é limitada pelo capacitor de *snubber*  $C_S$  e a energia acumulada neste capacitor é posteriormente devolvida à carga durante o acionamento de  $Q$ . Observe que, a entrada em condução do interruptor provoca uma tensão refletida negativa no enrolamento auxiliar, fazendo com que o diodo  $D_R$  conduza e consequentemente haja a ressonância entre o par formado por  $C_S$  e  $L_R$ , descarregando  $C_S$ .

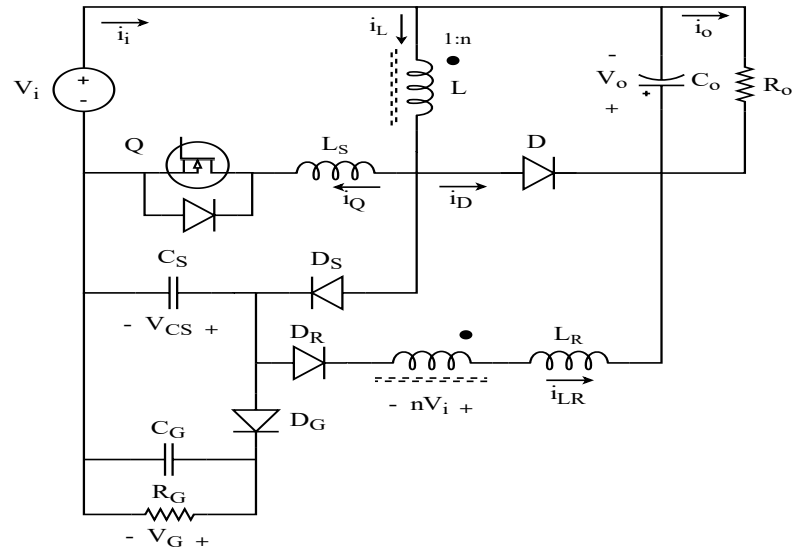
Entre as desvantagens da topologia estudada por Konishi e Huang (2007) pode-se citar a superposição do pico de corrente durante a descarga do capacitor de *snubber*  $C_S$ , à corrente do indutor  $L$ , e, logo acarretando em sobrecorrente do interruptor  $Q$  no momento em que este é acionado.

Na tentativa de tornar o conversor de Konishi e Huang (2007) uma solução mais efetiva em termos de comutação suave, atuando também na entrada em condução do interruptor e não somente no bloqueio, o autor propôs-se a modificar o circuito no presente trabalho e a inserir um indutor de *snubber* em série com  $Q$ . O resultado pode ser visto na Figura 4.

A adição do indutor seguiu a metodologia descrita em Smith e Smedley (1999) a fim de obter ZCS no acionamento do interruptor. O circuito de *snubber* semidissipativo, por sua vez, foi adicionado com a finalidade de grampear a tensão sobre o interruptor  $Q$ , que devido a inserção do indutor  $L_S$ , passa a apresentar sobretensão nos bloqueios.

Contudo, apesar das melhorias aqui propostas pelo autor, o conversor continua a possuir a desvantagem do circuito original apresentado por Konishi e Huang (2007), associado ao fenômeno de sobrecorrente no interruptor, e além disso, com a agravante de que tanto  $Q$  quanto  $D$  sofrem sobretensão mesmo com a inclusão do circuito de grampeamento.

Figura 4 – Circuito do conversor CC-CC Buck-Boost com célula de comutação suave passiva e modificações propostas pelo autor.



Fonte: O autor (2021).

Dando continuidade na pesquisa por topologias de maior interesse, chegou-se à estrutura de um conversor Buck-Boost *bridgeless* PFC intercalado empregando a técnica de modulação TCM proposta por Leong e Muetze (2014). O circuito, exibido na Figura 5, consiste de dois conversores Buck-Boost bidirecionais em corrente e dispostos na configuração intercalada. Cada um deles opera individualmente conforme a polaridade do semiciclo da rede.

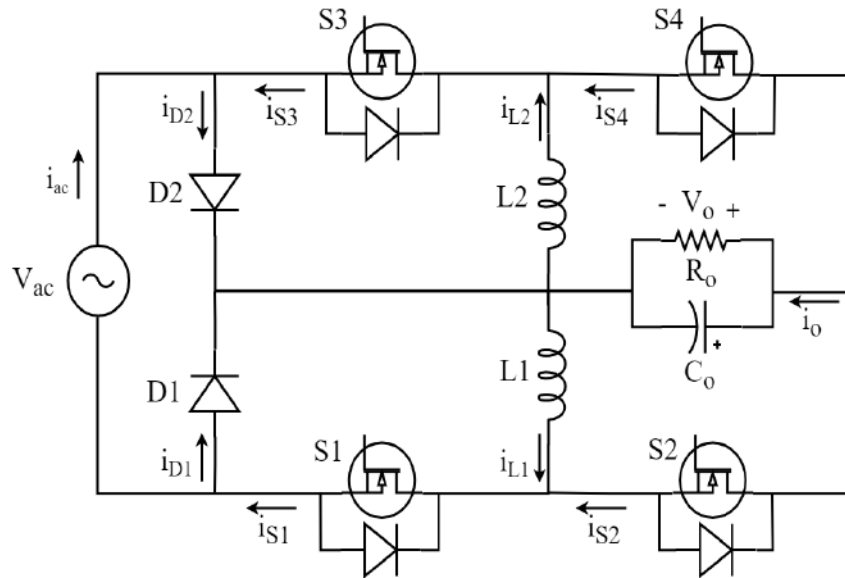
No semiciclo positivo, o diodo  $D_2$  retifica a tensão AC de entrada e os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  juntamente com o indutor  $L_1$ , capacitor de saída  $C_o$  e carga  $R_o$  participam da

conversão de energia. Já, no semiciclo negativo, o diodo  $D_1$  conduz e o fluxo de energia circula através de  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $L_2$  e de  $C_o$  e  $R_o$ .

Esta solução tem por objetivo obter a comutação suave nos semicondutores através da ressonância entre as capacitâncias equivalentes de saída ( $C_{oss}$ ) de ambos os interruptores e os indutores  $L_1$  e  $L_2$ . Em alguns casos pode ser desejável inserir uma capacitância externa em paralelo com os semicondutores a fim de estender a região de comutação suave, ou reduzir o pico de corrente e/ou indutância necessárias para comutar sob ZVS.

Em relação ao conversor Buck-Boost original, a solução de Leong e Muetze (2014) apenas requer a substituição do diodo por um interruptor de potência, não necessita uma célula de comutação suave dedicada para este fim e apenas precisa que um trem de pulsos de comando adequado seja aplicado a cada um dos interruptores.

Figura 5 – Circuito do conversor CA-CC Buck-Boost *bridgeless* intercalado com comutação suave empregando a modulação TCM.



Fonte: Adaptado de Leong e Muetze (2014).

A tabela 1 a seguir resume as principais características e diferenças entre as topologias estudadas durante a fase de revisão bibliográfica, focando na comutação suave e eventuais consequências em termos de esforços nos semicondutores, complexidade, custo e regeneração de energia de comutação.

O comparativo não é inteiramente justo ao correlacionar estruturas CA-CC (BODUR; YILDIRMAZ, 2017; LEONG; MUETZE, 2014) e CC-CC (DIVAKAR; CHENG; SUTANTO, 2008; KONISHI; HUANG, 2007), porém como o foco é averiguar soluções para obtenção de comutação suave do conversor Buck-Boost PFC e/ou adaptáveis a este, entende-se que em linhas gerais a tabela ainda é válida a fim de capturar a ideia principal por trás de cada uma das soluções enquanto que as preocupações adicionais relacionados à operação como PFC (com entrada AC) são deixadas em segundo plano.

Tabela 1 – Comparativo entre as topologias de comutação suave estudadas.

Autor	Classificação e método	Esforços semicondutores	Complexidade e custo	Comutação suave
Bodur e Yildirmaz (2017)	Solução ativa com célula ZVT dedicada atuando apenas nas etapas intermediárias	Não apresenta sobretensão e nem sobrecorrente	Alta complexidade e lista de materiais onerosa	Obtém comutação suave em todos os semicondutores. Regenera energia para a carga.
Divakar, Cheng e Sutanto (2008)	Solução ativa com célula SS posicionada no caminho direto de circulação de potência	Não apresenta sobretensão e nem sobrecorrente	Média complexidade e lista de materiais não tão onerosa	Obtém comutação suave em todos os semicondutores. Regenera energia para a entrada.
Konishi e Huang (2007)	Solução passiva com <i>snubber</i> regenerativo atuando apenas nos bloqueios do interruptor	Não apresenta sobretensão, porém ressonância impõe pico de corrente sobre forma de onda indutor	Fácil de implementar e baixo custo	Obtém comutação suave apenas no bloqueio do interruptor. Regenera energia para a carga.
O autor (2021), melhoria proposta ao circuito de Konishi e Huang (2007)	Solução passiva com <i>snubber</i> semidissipativo atuando tanto na entrada quanto no bloqueio do interruptor	Sobretensão devido indutor série com o interruptor e pico de corrente devido ressonância sobreposto à forma de onda indutor	Fácil de implementar e custo lista de materiais moderado	Obtém comutação suave entrada e bloqueio do interruptor. Regenera parte da energia para a carga.
Leong e Muetze (2014)	Solução ativa atingindo comutação suave através do emprego da técnica de modulação TCM	Não apresenta sobretensão e em comparação ao conversor buck-boost convencional operando em CCM, este processa mais reativo (assemelha-se ao CrCM)	Alta complexidade de implementação e baixo custo lista de materiais	Obtém comutação suave em todos os semicondutores. Regenera energia de comutação de $S_1$ para a entrada e de $S_2$ para a carga.

Fonte: O autor (2021).

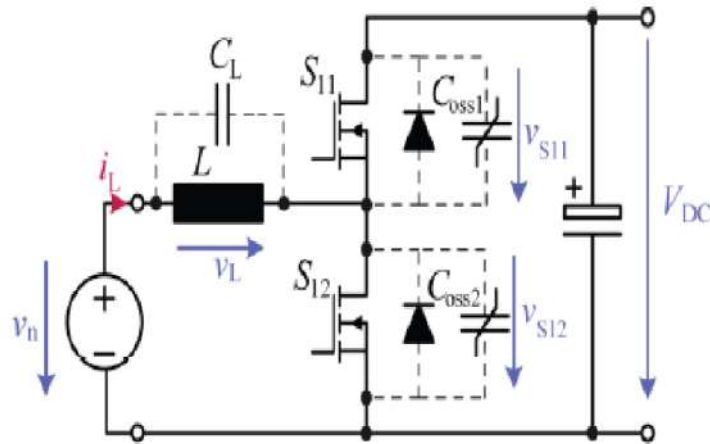
## 2.2 MODULAÇÃO E CONTROLE

No decorrer da Seção 2.1, verificou-se que à cerca da comutação suave do conversor Buck-Boost PFC existem diversas soluções, dentre as quais a topologia publicada por Leong e Muetze (2014) empregando a modulação TCM foi selecionada como base para o presente trabalho. Os critérios de seleção foram o interesse do autor pela técnica de modulação e a possibilidade de contribuição em termos equacionamento, modelagem matemática da comutação suave e implementação da modulação.

Assim, delimitou-se o foco desta seção a efetuar o levantamento da bibliografia disponível a respeito da comutação suave sob ZVS empregando a técnica TCM. A comutação suave sob *Valley Switching* (VS) também é brevemente explicada e diferenças entre TCM e VS são evidenciadas, além de fornecer detalhes de implementações.

A técnica TCM foi primeiramente proposta por Biela et al. (2010) e posteriormente retrabalhada em Marxgut, Biela e Kolar (2010) e em Marxgut et al. (2014), sendo utilizada em um conversor Boost *bridgeless interleaved*, cuja mínima representação de uma das células no semiciclo positivo da rede é dada na figura 6.

Figura 6 – Representação de uma célula do conversor boost TCM para o semiciclo positivo de rede.



Fonte: Marxgut, Biela e Kolar (2010).

Na modulação TCM os pulsos de comando dos interruptores de potência são controlados de maneira que a corrente no indutor possua um formato triangular. O emprego da modulação TCM resulta em um total de 6 etapas de operação. Na primeira etapa de operação, entre  $t_0$  a  $t_1$ , ocorre a carga do indutor Boost via  $S_{12}$  a partir da fonte de entrada  $v_n$ . Em seguida, de  $t_1$  a  $t_2$ , o comando de gatilho de  $S_{12}$  é removido, formando um circuito ressonante entre as capacitâncias de saída dos MOSFETs e o indutor  $L$ . Consequentemente, a ressonância causa a transferência de energia entre as capacitâncias dos interruptores, descarregando  $C_{oss1}$  e carregando  $C_{oss2}$ , garantindo o bloqueio de  $S_{12}$  sob ZVS.

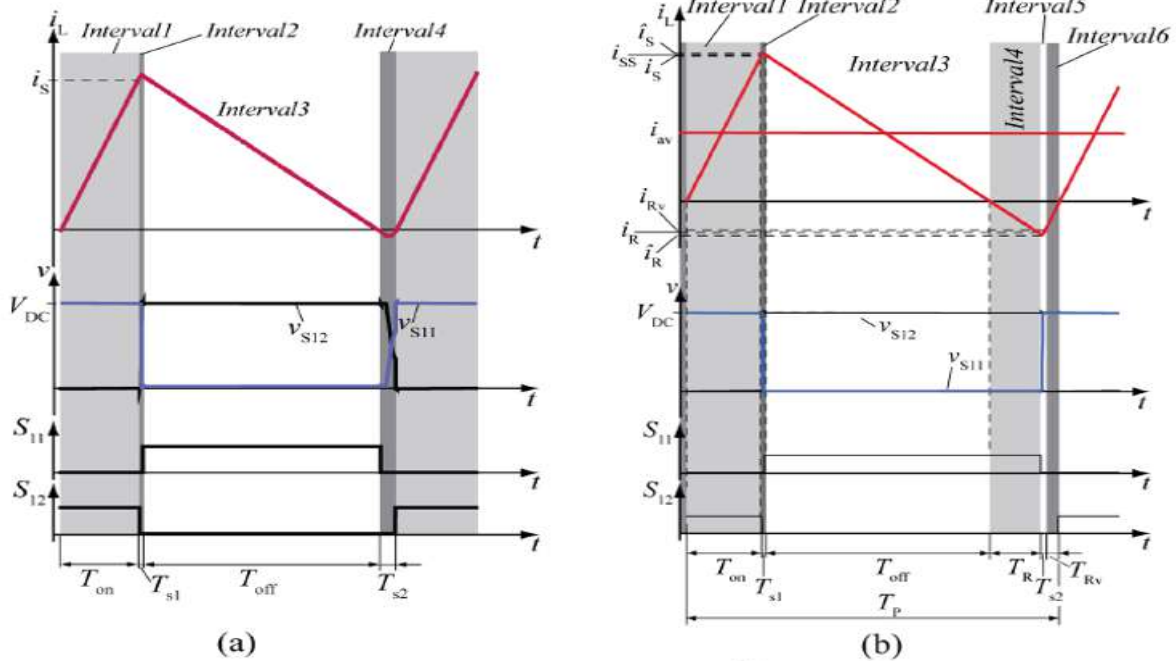
Ao fim da ressonância, de  $t_2$  a  $t_3$ , tem-se a descarga do indutor através do diodo intrínseco de  $S_{11}$  que começa a conduzir assim que a tensão de bloqueio  $V_{S11}$  cai para zero. Alternativamente, a fim de reduzir as perdas por condução no diodo, pode-se empregar a retificação síncrona através de  $S_{11}$  com a inserção de um tempo morto entre os comandos dos interruptores.

Outra solução em modulação que permite minimizar as perdas de comutação e em alguns casos específicos capaz até mesmo de obter a comutação suave sob ZVS é a técnica *Valley Switching (VS)*, que possui inúmeras semelhanças com a modulação TCM.

A comutação VS é obtida através de um circuito tanque ressonante L-C, composto da indutância principal do conversor e da capacitância parasita do MOSFET. Neste sentido, o interruptor é comandado a conduzir no momento em que a tensão *dreno-source* ressonar ao menor valor (vale), minimizando assim as perdas de comutação (LI, 2015).

A distinção entre a modulação por *Valley Switching* e *Triangular Current Mode* se dá notadamente na quarta ( $t_3$  a  $t_4$ ) etapa de operação em diante, as quais envolvem a ressonância durante o bloqueio do interruptor  $S_{11}$ . A figura 7 exhibe as principais formas de onda teóricas para cada caso, enquanto que a figura 8 demonstra resultados experimentais obtidos em bancada.

Figura 7 – Principais formas de onda teóricas demonstrando a comutação obtida por (a) Valley Switching em um ponto de operação que não permite que ZVS seja atingido e (b) comutação suave sob ZVS obtida empregando a técnica TCM.

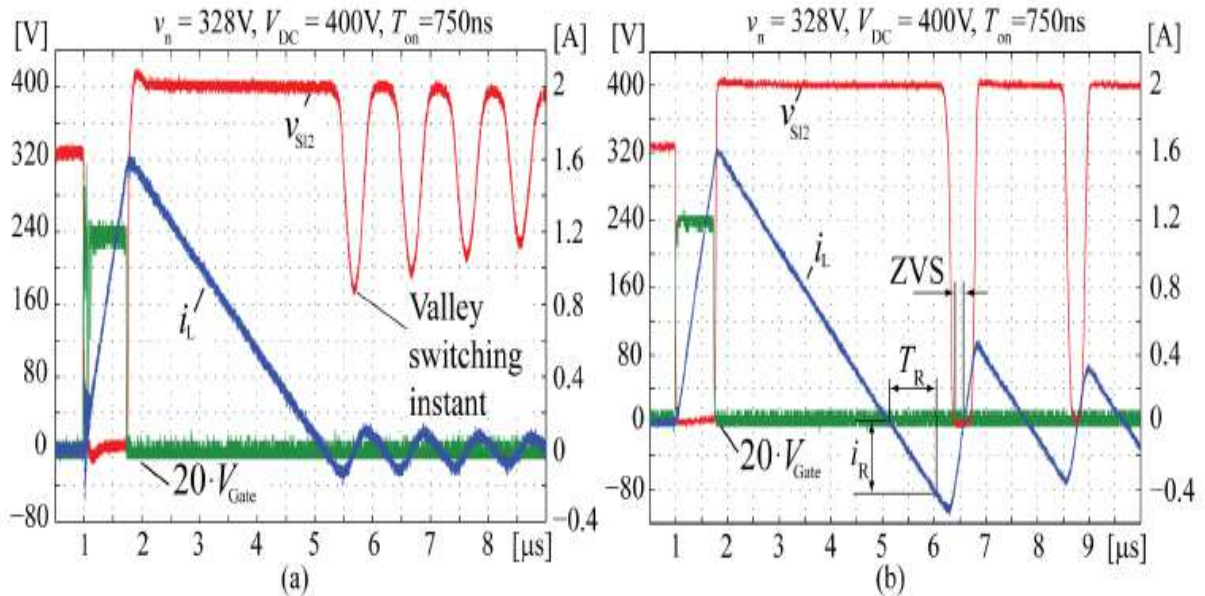


Fonte: Marxgut, Biela e Kolar (2010).

Na modulação por VS, entre  $t_3$  a  $t_4$ , o diodo bloqueia com o cruzamento por zero de  $i_L$ , e, no caso específico do conversor Boost TCM, se a tensão de entrada  $v_n \leq \frac{V_{DC}}{2}$ , então a comutação sob ZVS pode ser obtida. Caso contrário, se a tensão de entrada não obedecer

esta condição, então ZVS não poderá ser obtido, e, portanto, o momento adequado para acionar o interruptor  $S_{12}$  precisa coincidir com o vale da tensão de bloqueio  $V_{S12}$ .

Figura 8 – Formas de onda experimentais demonstrando a comutação obtida por (a) Valley Switching em um ponto de operação que não permite que ZVS seja atingido e (b) comutação suave sob ZVS obtida empregando a técnica TCM.



Fonte: Marxgut, Biela e Kolar (2010).

Na modulação por TCM, entre  $t_3$  a  $t_4$ , antes que o diodo bloqueie no cruzamento por zero de  $i_L$ , comanda-se a entrada em condução do interruptor  $S_{11}$  a fim de carregar o indutor com uma corrente de polaridade negativa, nomeada corrente reversa. Na etapa subsequente, de  $t_4$  a  $t_5$ , uma vez que a corrente negativa foi atingida, comanda-se o bloqueio de  $S_{11}$  e a ressonância nesta condição, ao contrário do que se obtém com VS, possibilita comutar sob ZVS em todo o período da rede. A última etapa ocorre de  $t_5$  a  $t_6$ , e consiste na descarga da corrente reversa no indutor via o diodo intrínseco de  $S_{12}$ .

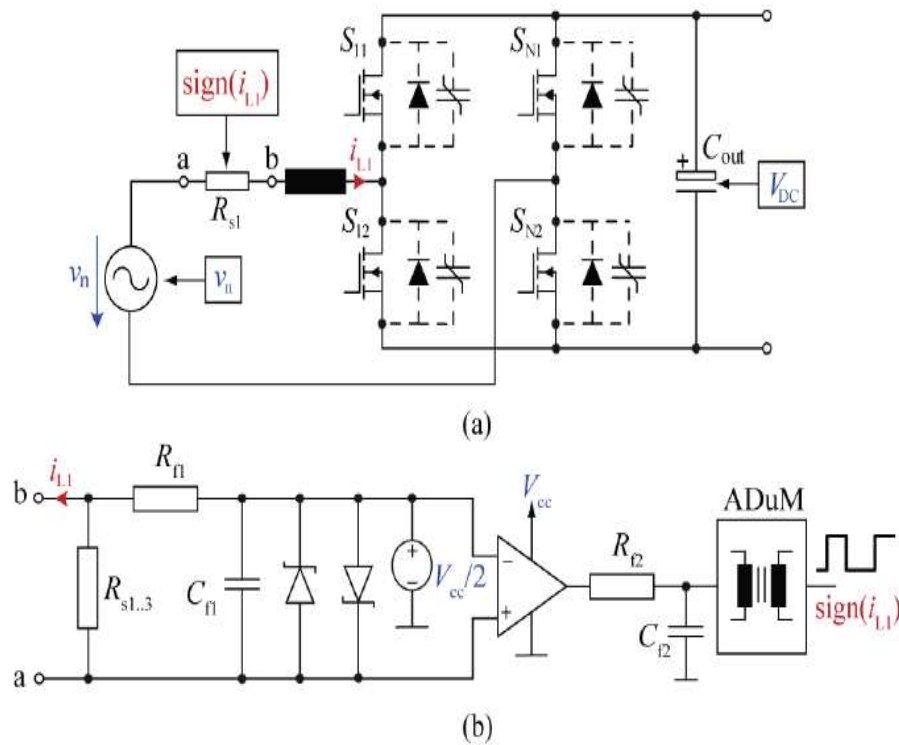
Conforme mencionado, a modulação TCM requer a informação dos cruzamento por zero da corrente no indutor com precisão e pouco atraso. O circuito utilizado por Marxgut, Biela e Kolar (2010), vide a figura 9, emprega um resistor *timer*, um estágio comparador e um isolador digital do tipo acoplamento indutivo. Não são fornecidos detalhes de funcionamento do circuito, valores de referência e método de cálculo dos componentes.

Marxgut, Biela e Kolar (2010) argumentam que a solução com resistor *timer* é bem adaptada para sistemas de baixa potência que busque minimizar o volume por não necessitar de um transformador de corrente.

Já Biela et al. (2010), empregou um circuito para detecção de cruzamento por zero utilizando um transformador de corrente, um circuito de condicionamento do sinal que aplica um valor médio à grandeza AC obtida da leitura direta e dois comparadores que definem os sinais de set e reset de um flip-flop SR, conforme a figura 10. Foram

fornechos valores de referência para replicar o circuito e uma explicação mais detalhada do funcionamento.

Figura 9 – Circuito para detecção do cruzamento por zero da corrente no indutor: (a) local de medição e (b) detalhes do circuito.



Fonte: Marxgut, Biela e Kolar (2010).

Ambas as soluções possuem em comum a medição da corrente no lado AC da rede, visto de que se tratam de uma topologia bastante similar, baseadas no Boost *bridgeless* PFC, e, por isso requerem isolamento galvânica.

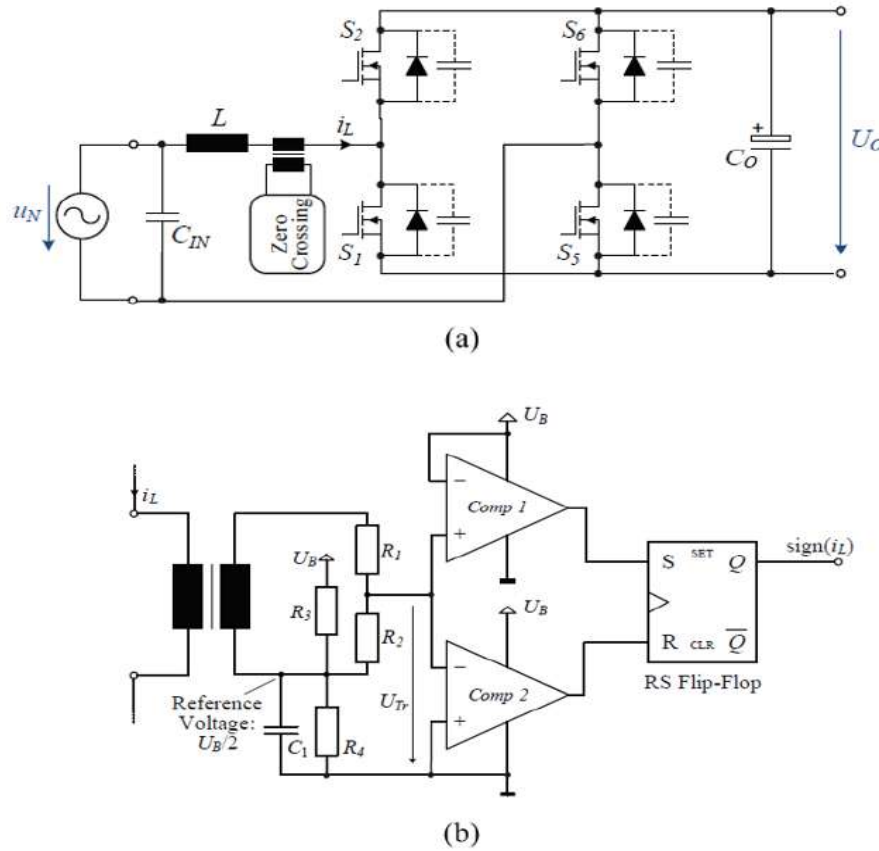
Outro ponto importante e que não pode ser negligenciado em se tratando de dificuldade de implementação está relacionado ao atraso, ou, à antecipação da leitura introduzidos com a inserção da isolamento galvânica.

No caso do isolador digital, se o tempo de resposta e o atraso de propagação do componente selecionado forem pequenos, então nenhuma compensação será necessária por parte do controle, caso contrário, uma antecipação da leitura via *feed-forward* será requerida.

Por outro lado, na solução com o transformador de corrente, seleciona-se um núcleo toroidal de reduzida seção transversal e material ferrite de alta permeabilidade tal que o núcleo sature rapidamente a partir de baixos valores de corrente. Dessa forma, tensões refletidas no secundário do transformador apenas ocorrerão na vizinhança do cruzamento por zero da corrente no indutor. Isto introduz um adiantamento do sinal de zero cross que precisará ser posteriormente compensado pelo controle.



Figura 10 – Circuito para detecção do cruzamento por zero da corrente no indutor: (a) local de medição e (b) detalhes do circuito.



Fonte: Biela et al. (2010).

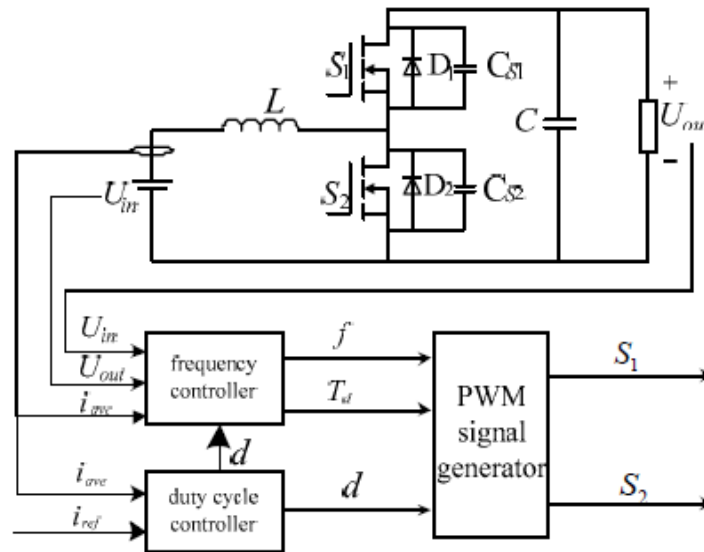
Alternativamente, Wang et al. (2016) estudaram a implementação da técnica TCM empregada ao conversor Boost CC-CC e exploraram a sua capacidade de bidirecionalidade em corrente. A partir da fonte de entrada pode ser visto como um conversor Boost, enquanto que a partir do barramento de saída pode ser representado como um conversor Buck.

Wang et al. (2016) trouxeram um outro conceito de implementação que não necessita da informação de *zero cross* para operar em TCM. A modelagem matemática é um pouco mais explorada e equações que definem a razão cíclica dos interruptores, a frequência de comutação e tempo de condução para atingir a corrente reversa são derivadas. Com base nessa modelagem matemática, este esquema de modulação necessita apenas da corrente média no indutor ao invés da informação de cruzamento por zero.

A implementação, demonstrada na figura 11, consiste de dois controladores e de um bloco gerador de modulação por largura de pulso (PWM), que é atualizado periodicamente com base nos dados dos controladores. O compensador de razão cíclica garante a operação do conversor em malha fechada, ajustando  $d$  conforme as leituras dos sinais de realimentação.

O controlador de frequência seleciona a todo ciclo a frequência de comutação atualizada para aquela condição de ganho estático de tensão e corrente no indutor. Uma margem é aplicada sobre o valor crítico calculado de  $f_s$  a fim de garantir que a corrente reversa seja maior do que o valor teórico e, dessa forma, compensar erros de medição e tolerância dos componentes.

Figura 11 – Esquema de controle TCM que emprega um controlador de razão cíclica e um controlador de frequência de comutação e que não necessita da informação de cruzamento por zero.



Fonte: Wang et al. (2016).

Na prática os compensadores foram implementados através de uma *look-up table* e a razão para isso não foi expressamente informada. Presume-se que executar as equações em tempo de processamento, a cada ciclo de comutação não seria exequível e que os tempos de comutação não seriam atendidos por conta disso, por isso a razão de sua utilização (para redução do processamento).

Dependendo da indutância e da frequência de comutação, que é obtida através do ganho estático de tensão e da corrente de carga, um atraso de mais de 0,5  $\mu s$  pode não ser tolerável e acarretaria na perda de entrada em condução sob ZCS de ambas os interruptores.

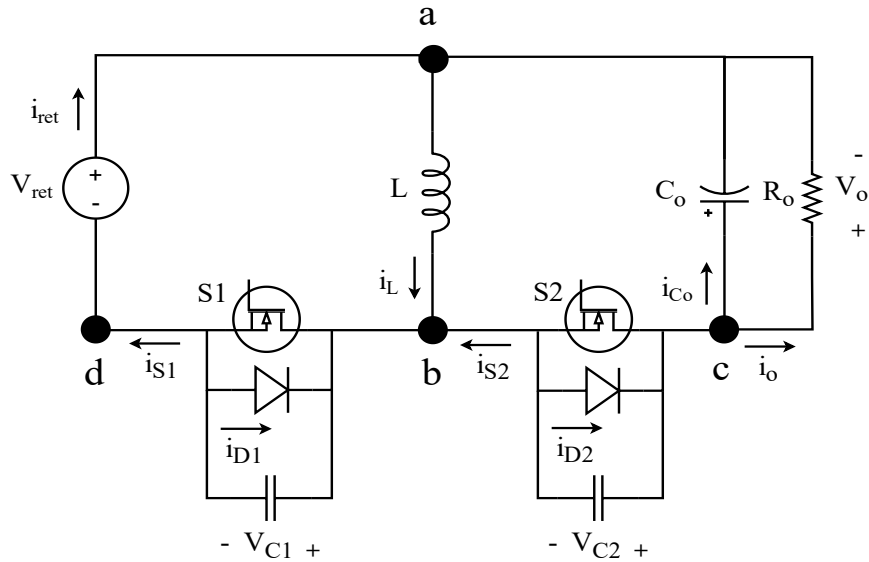
A grande desvantagem da implementação apresentada em Wang et al. (2016) reside no fato da utilização de uma *look-up table*, que é construída a partir de um apanhado de dados obtidos originalmente via cálculo e simulação, porém que exigem um extenso trabalho experimental para validação de todos os pontos de operação. Ainda assim, podem existir regiões de menor precisão e além disso este conceito demonstra pouca flexibilidade, ou seja, ampliar a faixa de potência e aplicar o controle a outros conversores não é possível sem iterar o procedimento experimental.

### 3 ANÁLISE QUALITATIVA

Este capítulo trata da análise qualitativa da topologia selecionada, um conversor Buck-Boost quase-ressonante utilizando a modulação TCM, abrangendo as etapas de operação, as principais formas de onda ideais e demonstrando o princípio de funcionamento.

Selecionou-se a técnica *Triangular Current Mode (TCM) Control* aplicada a uma variante simplificada do conversor apresentado por Leong e Muetze (2014) para ser doravante abordada ao longo deste trabalho. A estrutura está representada na figura 12, e foi obtida a partir do circuito equivalente para um dos semiciclos da rede e substituindo-se a tensão de entrada AC e o diodo retificador por uma fonte CC.

Figura 12 – Conversor Buck-Boost quase-ressonante utilizando a modulação TCM para obter a comutação suave sob ZVS.



Fonte: O autor (2021).

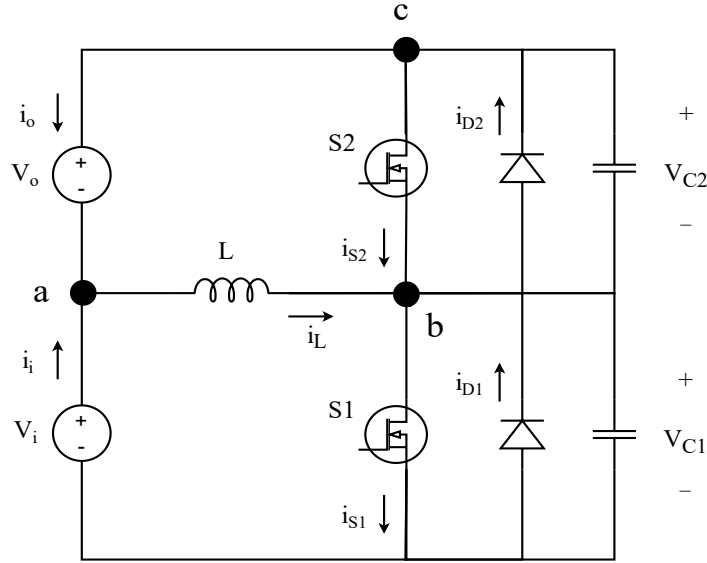
Redesenhando-se o circuito da figura 12 tendo em vista os nós  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$  e substituindo a carga e capacitor de saída por uma fonte CC, chega-se em outra forma de representação para este mesmo circuito e que facilita a visualização e análise do mesmo, conforme apresentado na figura 13.

As principais formas de onda ideais estão representas na figura 14 enquanto que as etapas de operação do conversor são ilustradas na figura 15.

- Etapa 1  $[t_0 < t < t_1]$

Na primeira etapa de operação, entre  $t_0$  a  $t_1$ , tem-se a carga do indutor com tensão constante  $V_i$ . Em  $t=t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandada a conduzir e comuta sob ZVS.

Figura 13 – Conversor Buck-Boost quase-ressonante empregando a modulação TCM representado de forma didática.



Fonte: O autor (2021).

As condições iniciais são listadas em (3.1).

$$\begin{aligned} I_L(t_0) &= 0 \\ V_{C1}(t_0) &= 0 \\ V_{C2}(t_0) &= V_i + V_o \end{aligned} \quad (3.1)$$

Enquanto que a corrente no indutor no instante  $t=t_1$  é definida em (3.2).

$$i_L(t_1) = I_{Lp} = \frac{V_i}{L_s} \times (t_1 - t_0) \quad (3.2)$$

- Etapa 2  $[t_1 < t < t_2]$

Em  $t=t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear, dando início a uma etapa ressonante de  $t_1$  a  $t_2$ , garantindo o bloqueio do interruptor sob ZVS. A energia acumulada no indutor na forma de corrente se divide e flui através das capacitâncias em dois caminhos fechados, carregando  $C_1$  a partir de  $V_i$  e descarregando  $C_2$  a partir de  $V_o$  cujas derivadas de corrente ( $di/dt$ ) são limitadas pelo valor de indutância de  $L$ .

Após a ressonância, em  $t=t_2$ , tem-se as seguintes grandezas elétricas no circuito, conforme descrito em (3.3).

$$\begin{aligned} I_L(t_2) &= I_{Lp} \\ V_{C1}(t_2) &= V_i + V_o \\ V_{C2}(t_2) &= 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

- Etapa 3  $[t_2 < t < t_3]$

Na terceira etapa, em  $t=t_3$ , o diodo  $D_2$  intrínseco do interruptor  $S_2$  entra em condução no momento em que a capacitância  $C_2$  se descarrega, assim fornecendo energia para a carga e para o capacitor de saída.

Ao término desta etapa, em  $t=t_3$ , as tensões e correntes no circuito são descritas em (3.4).

$$\begin{aligned} I_L(t_3) &= 0 \\ V_{C1}(t_2) &= V_i + V_o \\ V_{C2}(t_2) &= 0 \end{aligned} \tag{3.4}$$

- Etapa 4 [ $t_3 < t < t_4$ ]

No início da etapa 4, em  $t=t_3$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e comuta sob ZVS e com isso a corrente no indutor inverte de sentido. A energia acumulada no indutor durante esta etapa é essencial para que haja a comutação suave quando um novo ciclo de comutação iniciar com o acionamento do interruptor  $S_1$ .

Esta etapa se encerra quando uma corrente negativa suficiente for estabelecida no indutor tal que garanta a comutação suave para a posterior sequência de comutação do conversor e as grandezas elétricas do circuito são dadas em (3.5).

$$\begin{aligned} i_L(t_4) &= I_{Ln} = -\frac{V_o}{L_s} \times (t_4 - t_3) \\ V_{C1}(t_4) &= V_i + V_o \\ V_{C2}(t_4) &= 0 \end{aligned} \tag{3.5}$$

- Etapa 5 [ $t_4 < t < t_5$ ]

Em  $t=t_4$  o comando do interruptor  $S_2$  é retirado, iniciando uma nova etapa ressonante e consequentemente fazendo com que o interruptor bloqueie sob ZCS. A energia acumulada no indutor na forma de corrente se divide e flui através das capacitâncias em dois caminhos fechados, descarregando  $C_1$  a partir de  $V_i$  e recarregando  $C_2$  a partir de  $V_o$  cujas derivadas de corrente ( $di/dt$ ) são limitadas pelo valor de indutância de  $L$ .

Após a ressonância, em  $t=t_5$ , tem-se as seguintes grandezas elétricas no circuito, conforme descrito em (3.6).

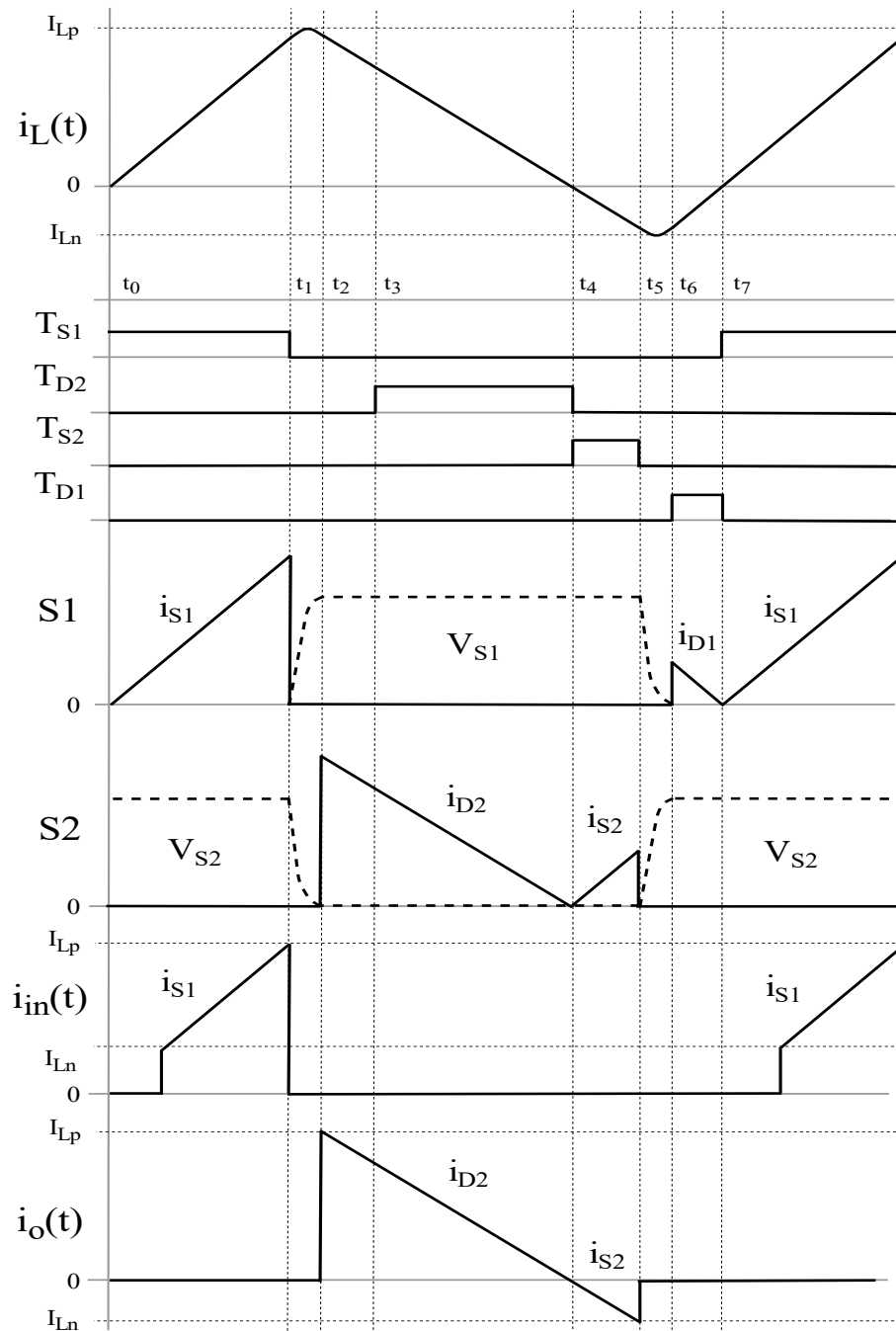
$$\begin{aligned} I_L(t_5) &= I_{Ln} \\ V_{C1}(t_5) &= 0 \\ V_{C2}(t_5) &= V_i + V_o \end{aligned} \tag{3.6}$$

- Etapa 6 [ $t_5 < t < t_6$ ]

Durante a etapa de número 6 a energia armazenada no indutor é reinjetada na fonte de entrada através do diodo intrínseco  $D_1$  até que a corrente no indutor se anule para iniciar um novo ciclo de comutação. As principais grandezas estão descritas em (3.7).

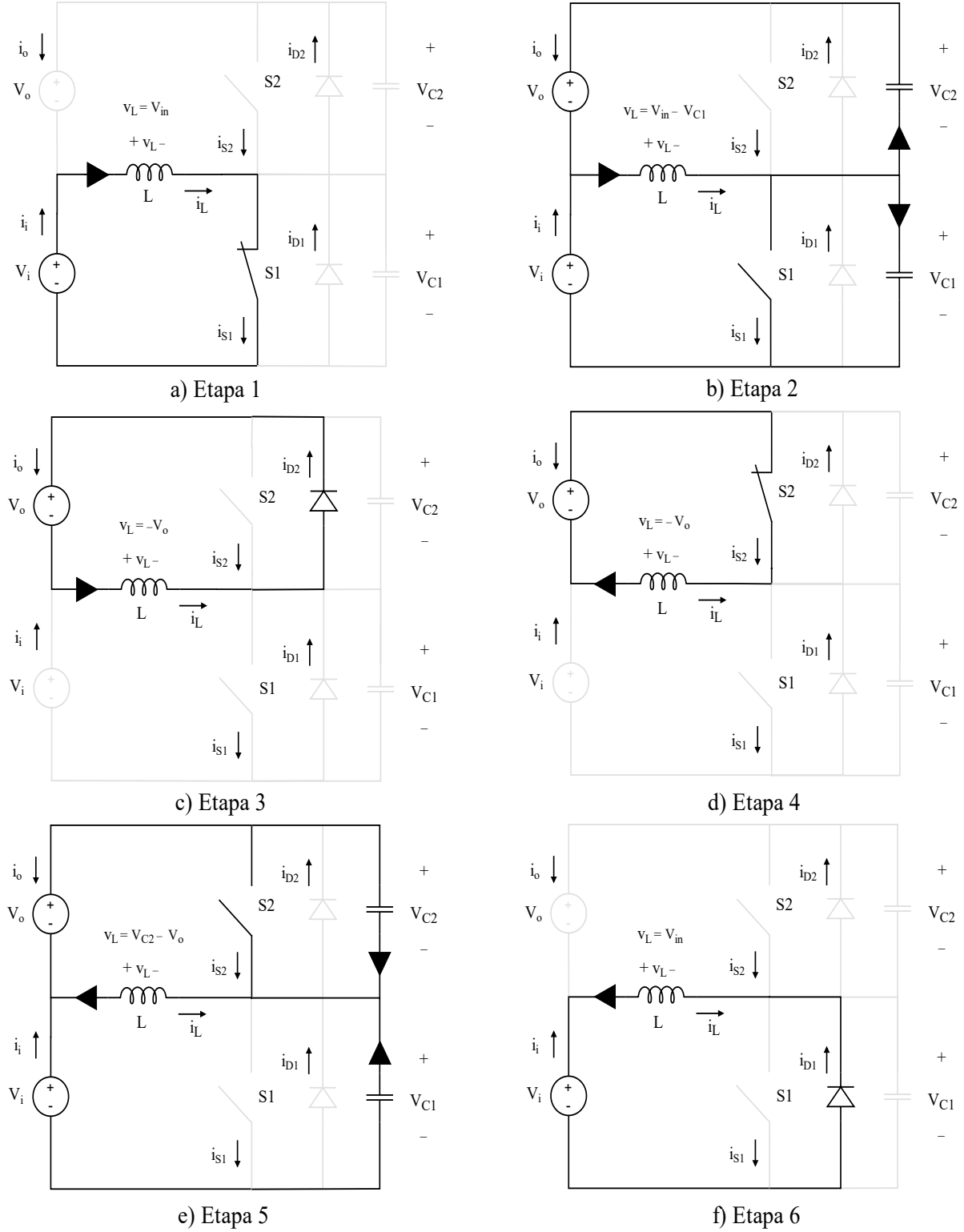
$$\begin{aligned} I_L(t_6) &= 0 \\ V_{C1}(t_6) &= 0 \\ V_{C2}(t_6) &= V_i + V_o \end{aligned} \quad (3.7)$$

Figura 14 – Formas de onda do conversor Buck-Boost TCM proposto



Fonte: O autor (2021).

Figura 15 – Etapas de operação do conversor Buck-Boost TCM proposto.



Fonte: O autor (2021).

## 4 ANÁLISE QUANTITATIVA

A análise quantitativa visa prover todo o equacionamento necessário para o projeto do conversor e engloba o estudo da comutação suave (TCM e VS), ganho estático de tensão, determinação do ponto de operação, varredura de parâmetros em um ciclo de rede, esforços nos semicondutores e ábacos de projeto.

### 4.1 ESTUDO DA COMUTAÇÃO SUAVE

Nesta seção, em particular, o estudo da comutação suave focará nas etapas ressonantes 2 e 5, seguirá a metodologia descrita em Barbi e Souza (1999) e representa uma importante contribuição deste trabalho para o tema.

O estudo engloba a dedução das equações e fornece um exemplo numérico a partir dos quais são interpretados os resultados obtidos, avaliando-se os impactos de parâmetros do circuito, do ponto de operação e de condições iniciais. Por fim, as representações com gráfico no domínio do tempo e esboço do plano de fases tem por objetivo auxiliar na compreensão das etapas ressonantes.

O procedimento começa pela determinação das expressões de corrente no indutor principal  $L$  e de tensão nos capacitores posicionados em paralelo com os interruptores  $C_1$  e  $C_2$ . As condições iniciais devem ser devidamente observadas em cada caso (etapas 2 e 5). Como trata-se de um circuito série ressonante, a corrente que circula através do indutor se divide igualmente entre os capacitores e este artifício é utilizado para viabilizar as deduções.

Aplica-se a transformada de Laplace às equações e então busca-se isolar o termo referente à tensão no capacitor. Uma vez isolado este termo e com o uso de frações parciais obtém-se a expressão de tensão (ressonância) no domínio do tempo através da transformada inversa de Laplace.

#### 4.1.1 Etapa ressonante 2 [ $t_1 < t < t_2$ ]

A etapa 2, vide a figura 15 (b), se inicia no momento em que o comando do interruptor  $S_1$  é interrompido. Consequentemente, no instante  $t=t_1$  ocorre a ressonância entre o indutor  $L_s$  e as capacitâncias externas dos interruptores  $C_1$  e  $C_2$ .

É importante frisar que a nomenclatura utilizada para a tensão de entrada seja  $V_i$  no estudo da comutação suave justamente porque a variável de interesse é um valor médio instantâneo que varia ao longo de um ciclo de rede e se mantém aproximadamente constante em um período de comutação.

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff às três malhas de tensão e a lei das correntes de Kirchhoff ao nó  $b$ , vide a figura 13, obtém-se as seguintes equações:



$$\begin{aligned}
+ V_i - v_{L(t)} - v_{C1(t)} &= 0 \\
+ V_o - v_{C2(t)} + v_{L(t)} &= 0 \\
+ V_i + V_o - (v_{C1(t)} + v_{C2(t)}) &= 0 \\
+ i_L(t) + i_{C1(t)} - i_{C2(t)} &= 0
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Simplificando-se:

$$\begin{aligned}
v_{C1(t)} &= V_i - v_{L(t)} \\
v_{C2(t)} &= V_o + v_{L(t)} \\
V_i + V_o &= v_{C1(t)} + v_{C2(t)} \\
i_L(t) &= -i_{C1(t)} + i_{C2(t)}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Relembrando as correlações de tensão e corrente para um capacitor e para um indutor como segue:

$$i_{C1(t)} = C_1 \times \frac{dv_{C1(t)}}{dt} \tag{4.3}$$

$$v_{L(t)} = L_s \times \frac{di_{L(t)}}{dt} \tag{4.4}$$

Aplicando a transformada de Laplace e considerando que a taxa de variação de carga de  $C_1$  é igual em módulo à taxa de variação de  $C_2$  e que em  $t=t_1$  o capacitor  $C_1$  está descarregado:

$$\begin{aligned}
C_{eq} &= C_1 + C_2 \\
\mathcal{L}\{i_{L(t)} = C_{eq} \times \frac{dv_{C1(t)}}{dt}\} \\
I_{L(s)} &= C_{eq} \times (s V_{C1} - \cancel{v_{C1(t_1)}} \rightarrow 0) \\
I_{L(s)} &= s C_{eq} V_{C1}
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Da mesma forma, substituindo-se as expressões (4.4) e (4.5) na equação de tensão sobre o capacitor à medida com que se resolve a transformada de Laplace e sabendo-se que a corrente no indutor assume o valor de pico ( $I_{Lp}$ ) em  $t=t_1$ :

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}\{v_{C1(t)} = V_i - v_{L(t)}\} \\
\mathcal{L}\{v_{C1(t)} = V_i - L_s \times \frac{di_{L(t)}}{dt}\} \\
V_{C1(s)} &= \frac{V_i}{s} - L_s \times (s I_{L(s)} - \cancel{i_{L(t_1)}} \rightarrow I_{Lp}) \\
V_{C1(s)} &= \frac{V_i}{s} - s^2 L_s C_{eq} V_{C1(s)} + L_s I_{Lp} \\
V_{C1(s)} \times (s^2 L_s C_{eq} + 1) &= \frac{V_i}{s} + L_s I_{Lp} \\
V_{C1(s)} &= V_i \times \frac{\omega_{res}^2}{s \times (s^2 + \omega_{res}^2)} + L_s I_{Lp} \times \frac{\omega_{res}^2}{s^2 + \omega_{res}^2}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Em que:

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_s \times C_{eq}}} \quad (4.7)$$

Enquanto que o período e a frequência de ressonância são dados por:

$$\begin{aligned} f_{res} &= \frac{\omega_{res}}{2\pi} \\ T_{res} &= \frac{1}{f_{res}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Isolando os termos da equação por frações parciais:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_{res}^2}{s \times (s^2 + \omega_{res}^2)} &= \frac{A}{s} + \frac{B s + C}{s^2 + \omega_{res}^2} \\ A s^2 + A \omega_{res}^2 + B s^2 + C s &= \omega_{res}^2 \\ A = 1, \quad B = -1 \text{ e } C &= 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

Então:

$$V_{C1(s)} = V_i \times \left( \frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2} \right) + \omega_{res} L_s I_{Lp} \times \frac{\omega_{res}}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (4.10)$$

Adotando-se o seguinte:

$$z_{res} = \omega_{res} \times L_s = \sqrt{\frac{L_s}{C_{eq}}} \quad (4.11)$$

Resolvendo a transformada inversa de Laplace:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1}\{V_{C1(s)}\} &= V_i \times \left( \frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2} \right) + \omega_{res} L_s I_{Lp} \times \frac{\omega_{res}}{s^2 + \omega_{res}^2} \\ v_{C1(t)} &= V_i \times \left( 1 - \cos(\omega_{res} t) \right) + z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Onde:

$$\begin{aligned} 1(t) &= \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{s}\right\} \\ \cos(\omega_{res} t) &= \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2}\right\} \\ \sin(\omega_{res} t) &= \mathcal{L}^{-1}\left\{s \times \frac{\omega_{res}}{s^2 + \omega_{res}^2}\right\} \end{aligned} \quad (4.13)$$

E a partir da correlação corrente-tensão para o indutor e aproximando as derivadas por variações finitas ( $dv / dt \approx \Delta V / \Delta t$ ):

$$I_{Lp} = \frac{V_i}{L_s} \times t_{S1} \quad (4.14)$$

Assim tem-se a expressão para a tensão no capacitor  $C_1$ :

$$v_{C1(t)} = V_i \times \left(1 - \cos(\omega_{res} t)\right) + \omega_{res} t_{S1} \sin(\omega_{res} t) \quad (4.15)$$

Retomando a equação (4.2) e resolvendo para  $v_{C2(t)}$ :

$$\begin{aligned} v_{C2(t)} &= V_i + V_o - v_{C1(t)} \\ v_{C2(t)} &= V_o + V_i \cos(\omega_{res} t) - z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t) \end{aligned} \quad (4.16)$$

De maneira análoga, resolvendo para a corrente no capacitor  $C_1$ :

$$\begin{aligned} i_{C1(t)} &= C_1 \times \frac{dv_{C1(t)}}{dt} \\ i_{C1(t)} &= C_1 \times \frac{d}{dt} \left( V_i \times \left(1 - \cos(\omega_{res} t)\right) + \omega_{res} t_{S1} \sin(\omega_{res} t) \right) \end{aligned} \quad (4.17)$$

E a corrente no capacitor  $C_2$ :

$$\begin{aligned} i_{C2(t)} &= C_2 \times \frac{dv_{C2(t)}}{dt} \\ i_{C2(t)} &= -\omega_{res} C_2 \times \left( V_i \sin(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Lp} \cos(\omega_{res} t) \right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

E lembrando que a corrente no indutor, neste instante, é obtida da soma das correntes fluindo nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ :

$$\begin{aligned} i_{L(t)} &= -i_{C1(t)} + i_{C2(t)} \\ i_{L(t)} &= -\omega_{res} \times (C_1 + C_2) \times \left( V_i \sin(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Lp} \cos(\omega_{res} t) \right) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Para calcular a duração da ressonância deve-se primeiro resgatar a equação que representa a tensão no capacitor e as condições inicial e final.

Condição inicial da tensão sobre  $C_1$  em  $t=t_1$  (ao fim da etapa 1):

$$v_{C1(t_1)} = 0 \quad (4.20)$$

E, na condição final, assumindo que os parâmetros do circuito permitam atingir a comutação suave, em  $t=t_2$ , tal que a tensão total do circuito apareça sobre  $C_1$ :

$$v_{C1(t_2)} = V_i + V_o \quad (4.21)$$

Utilizando a equação (4.15) para resolver:

$$\begin{aligned}
v_{C1(t_2)} &= V_i + V_o = V_i - V_i \cos(\omega_{res} t_{ress1}) + z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t_{ress1}) \\
\mathcal{V}_i + V_o &= \mathcal{V}_i - V_i \cos(\omega_{res} t_{ress1}) + z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t_{ress1}) \\
z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t_{ress1}) - V_i \cos(\omega_{res} t_{ress1}) &= V_o
\end{aligned} \tag{4.22}$$

A equação (4.22) pode ser reescrita na forma de:

$$\begin{aligned}
a \sin(\theta) + b \cos(\theta) &= c \\
a 2 \sin \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} + b \left( \cos^2 \frac{\theta}{2} - \sin^2 \frac{\theta}{2} \right) - c \left( \sin^2 \frac{\theta}{2} + \cos^2 \frac{\theta}{2} \right) &= 0
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Dividindo a equação por  $\cos^2(\frac{\theta}{2})$ :

$$\begin{aligned}
2 a \tan \frac{\theta}{2} - (b + c) \tan^2 \frac{\theta}{2} + (b - c) &= 0 \\
- (b + c) \tan^2 \frac{\theta}{2} + 2 a \tan \frac{\theta}{2} + (b - c) &= 0 \\
\left( \frac{b + c}{2} \right) \tan^2 \frac{\theta}{2} - a \tan \frac{\theta}{2} - \left( \frac{b - c}{2} \right) &= 0
\end{aligned}$$

Resolvendo por Bhaskara:

$$\theta = 2 \arctan \left( \frac{a \pm \sqrt{a^2 + b^2 - c^2}}{b + c} \right) \tag{4.24}$$

E substituindo os termos:

$$\begin{aligned}
a &= z_{res} I_{Lp} \\
b &= -V_i \\
c &= V_o
\end{aligned}$$

O que resulta na duração da ressonância entre os instante  $t_1$  a  $t_2$ :

$$t_{ress2} = \frac{2 \arctan \left( \frac{z_{res} I_{Lp} \pm \sqrt{(z_{res} I_{Lp})^2 + (-V_i)^2 - V_o^2}}{-V_i + V_o} \right)}{\omega_{res}} \tag{4.25}$$

A resposta exata é obtida utilizando-se o termo resultante da subtração e desprezando-se o outro termo (adição):

$$t_{ress2} = \frac{2 \arctan \left( \frac{z_{res} I_{Lp} - \sqrt{(z_{res} I_{Lp})^2 + V_i^2 - V_o^2}}{-V_i + V_o} \right)}{\omega_{res}} \tag{4.26}$$

Para fornecer uma interpretação visual da comutação durante este intervalo, optou-se por traçar o plano de fase, conforme descrito em Barbi e Souza (1999). Para isso reescreve-se a corrente em  $C_1$  para este intervalo:

$$\frac{i_{C1(t)}}{\omega_{res} C_1} = V_i \sin(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Lp} \cos(\omega_{res} t) \quad (4.27)$$

Agora, combinando as grandezas de tensão e corrente sobre  $C_1$ , tal que a tensão esteja no eixo real e a corrente no eixo imaginário:

$$Z_{21(t)} = v_{C1(t)} + j \frac{1}{\omega_{res} C_1} i_{C1(t)} \quad (4.28)$$

Sendo que o termo  $Z_{21(t)}$  representa um número complexo utilizado para traçar o plano de fase, assim como foi convencionado pelos autores Barbi e Souza (1999).

Em seguida, tem-se:

$$\begin{aligned} Z_{21(t)} = & V_i - V_i \cos(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t) \\ & + j (V_i \sin(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Lp} \cos(\omega_{res} t)) \end{aligned} \quad (4.29)$$

Agrupando os termos:

$$\begin{aligned} Z_{21(t)} = & V_i - V_i \times (\cos(\omega_{res} t) - j \sin(\omega_{res} t)) \\ & + z_{res} I_{Lp} \times (\sin(\omega_{res} t) + j \cos(\omega_{res} t)) \end{aligned} \quad (4.30)$$

Utilizando as seguintes identidades de Euler:

$$\begin{aligned} e^{-j(\omega_{res} t)} &= \cos(\omega_{res} t) - j \sin(\omega_{res} t) \\ e^{j(\omega_{res} t + \frac{\pi}{\omega_{res}})} &= \sin(\omega_{res} t) + j \cos(\omega_{res} t) \end{aligned} \quad (4.31)$$

Tem-se:

$$Z_{21(t)} = V_i - V_i e^{-j(\omega_{res} t)} + z_{res} I_{Lp} e^{j(\omega_{res} t + \frac{\pi}{\omega_{res}})} \quad (4.32)$$

Abaixo são fornecidas as especificações de um exemplo numérico para fins didáticos. Deve-se ressaltar que estas não são as especificações utilizadas na concepção do protótipo de bancada. Com base nesses dados duas formas de representação visuais para o estudo da comutação suave são então apresentadas, sendo estas, o plano de fase e a resposta no domínio do tempo.

As especificações foram cuidadosamente selecionadas de tal forma que os elementos do circuito bem como as grandezas de corrente e de tensão não sejam atípicas para a potência informada e ao mesmo tempo não permitam ao conversor obter a comutação suave por *Valley Switching*, ou seja, a modulação por TCM seja requerida via a aplicação de uma corrente reversa não nula ( $I_{Ln} < 0$ ) a fim de se obter ZVS.

Especificações de exemplo:

$$V_i = 311 \text{ V}$$

$$V_o = 200 \text{ V}$$

$$P_o = 600 \text{ W}$$

$$C_o = 470 \text{ } \mu\text{F}$$

$$L_s = 50 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_{eq} = 2 \text{ nF}$$

$$t_{S1} = 2 \text{ } \mu\text{s}$$

$$z_{res} = 158.114 \text{ } \Omega$$

$$\omega_{res} = 3.162 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

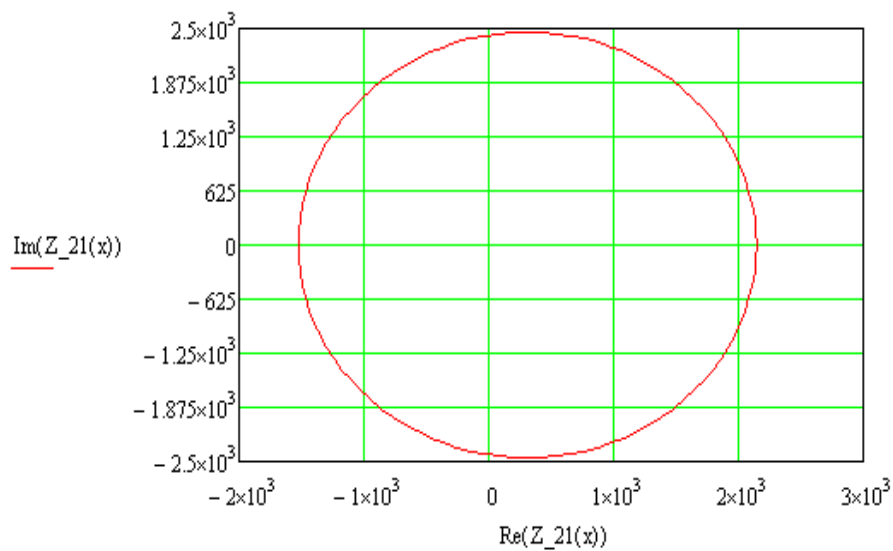
$$I_{Lp} = 13.568 \text{ A}$$

$$I_{Ln} = -4.067 \text{ A}$$

O esboço do plano de fase exibido na figura 16 foi obtido substituindo-se os dados fornecidos na equação (4.32). Para que haja comutação sob ZVS na etapa ressonante 2 é preciso que ao término da ressonância as tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  atinjam  $V_1 = V_i + V_o$  e  $V_2 = 0$ , respectivamente.

A partir da análise deste esboço depreende-se que é possível atingir a comutação suave visto que a trajetória da curva projetada no eixo real (tensão) para o capacitor  $C_1$  estende-se além da tensão de bloqueio ( $V_1 \geq V_i + V_o$ ).

Figura 16 – Plano de fase para a etapa ressonante entre  $t_1$  a  $t_2$  ( $t_{ress2}$ ).

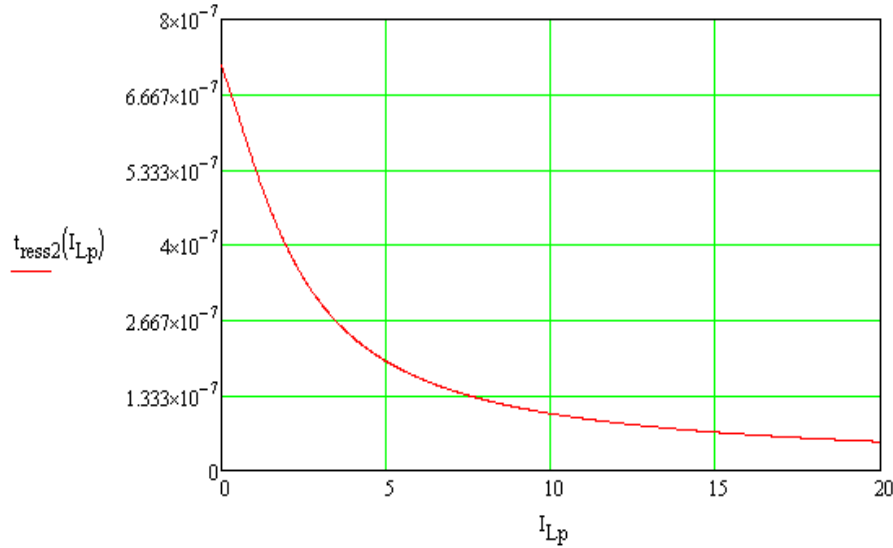


Fonte: O autor (2021).

A análise no domínio do tempo começa pelo esboço do gráfico de duração da etapa ressonante ( $t_{ress2}$ ) em função da corrente positiva no indutor ( $I_{Lp}$ ). Substituindo-se as

especificações do exemplo e variando apenas a corrente do indutor na expressão (4.26) obtém-se a curva exibida na figura 17. Verifica-se que a duração da etapa ressonante é inversamente proporcional à corrente positiva de carga.

Figura 17 – Duração da etapa ressonante 2 ( $t_{ress2}$ ), de  $t_1$  a  $t_2$ , em função da corrente positiva no indutor ( $I_{Lp}$ ).



Fonte: O autor (2021).

Por exemplo, para três valores distintos de corrente, correspondendo a 100% (14 A), 50% (7 A) e 0% (0 A) de carga, respectivamente, a duração da etapa ressonante obtida é dada a seguir. Utilizou-se apenas valores inteiros para fins de simplificação.

$$t_{ress2@14A} = 72,47 \text{ ns}$$

$$t_{ress2@7A} = 141,90 \text{ ns}$$

$$t_{ress2@0A} = 717,60 \text{ ns}$$

A frequência angular de cada uma das ressonâncias são determinadas a seguir:

$$\omega_{ress2@14A} = 2\pi \times \frac{1}{t_{ress2@14A}} = 86,70 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{ress2@7A} = 2\pi \times \frac{1}{t_{ress2@7A}} = 44,27 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{ress2@0A} = 2\pi \times \frac{1}{t_{ress2@0A}} = 8,756 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

Então, as equações abaixo descrevem a tensão no capacitor  $C_1$  no domínio do tempo para cada uma das condições iniciais de corrente no indutor e foram obtidas substituindo-se as frequência angulares previamente calculadas na expressão (4.12):

$$v_{C1.21.@14A}(t) = V_i - V_i \cos(\omega_{ress2@14A} t) + z_{res}(14A) \sin(\omega_{ress2@14A} t)$$

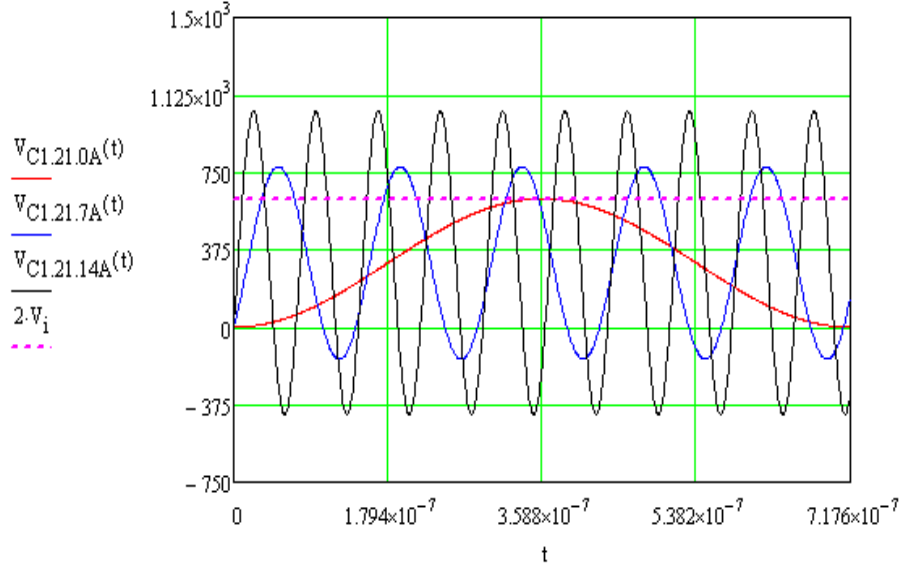
$$v_{C1.21.@7A}(t) = V_i - V_i \cos(\omega_{ress2@7A} t) + z_{res}(7A) \sin(\omega_{ress2@7A} t)$$

$$v_{C1.21.@0A}(t) = V_i - V_i \cos(\omega_{ress2@0A} t) + z_{res}(0A) \sin(\omega_{ress2@0A} t)$$

Assim, a análise no domínio do tempo, vide a figura 18, complementa a informação do plano de fase e ajuda a compreender como a condição inicial de corrente no indutor afeta a etapa ressonante. Destaca-se que esta é uma mera representação e na prática a ressonância não perdura por tempo suficiente para que ocorreram múltiplos vales e picos, mas sim foi apresentada desta maneira a fim de evidenciar a mudança no período de ressonância.

De fato, em um cenário hipotético com corrente nula de carga ( $I_{Lp} = 0A$ ), a tensão em  $C_1$  oscilaria de 0 a  $2 \times V_i$  com um período igual a  $t_{ress2@0A}$ . À medida com que uma corrente não nula é aplicada, por exemplo,  $I_{Lp} = 7A$ , constante-se que não há mudança de fase, a tensão no capacitor excursions attingindo amplitudes maiores e o período de ressonância decresce. O mesmo comportamento se repete para  $I_{Lp} = 14A$ , resultando em amplitudes maiores e um intervalo de ressonância ainda menor.

Figura 18 – Análise da tensão sobre o capacitor  $C_1$  durante a etapa ressonante 2, de  $t_1$  a  $t_2$ , para  $I_{Lp}=14A$ ,  $7A$  e  $0A$ , respectivamente.



Fonte: O autor (2021).

De maneira geral a comutação suave é sempre garantida na etapa ressonante 2 devido aos valores de  $I_{Lp}$  necessários para alimentar a carga. Contudo, deve-se atentar à criteriosa seleção dos elementos ressonantes do circuito ( $C_1$ ,  $C_2$  e  $L_s$ ) tal que as derivadas de corrente ( $di/dt$ ) e de tensão ( $dv/dt$ ) estejam dentro dos valores máximos admissíveis da tecnologia de semiconductor empregado nos interruptores de potência.

A qualidade do projeto da PCI (*layout*), a configuração e a tecnologia do circuito de acionamento de gatilho e as especificações de corrente e de tensão nominais do conversor



também devem ser levadas em consideração. Isso porque a ressonância devido a comutação suave excita elementos parasitas do circuito desencadeando oscilações de alta frequência (*ringing*), cujas consequências podem variar desde ruído excessivo nas leituras dos A/Ds até ocasionar curto de braço.

Para minimizar a taxa de variação temporal das grandezas de corrente e de tensão durante a etapa ressonante 2, a mais crítica das duas (2 e 5), deve-se selecionar elementos ressonantes com capacitância  $C_{eq}$  e/ou indutância  $L_s$  maiores. Desde que se garanta que o conversor nunca opere em VS, então não haverá problemas em se aumentar  $C_1$  e  $C_2$ .

#### 4.1.2 Etapa ressonante 5 [ $t_4 < t < t_5$ ]

A etapa 5, vide a figura 15 (e), se inicia no momento em que o comando do interruptor  $S_2$  é interrompido. Consequentemente, no instante  $t=t_4$  ocorre a ressonância entre o indutor  $L_s$  e as capacitâncias externas dos interruptores  $C_1$  e  $C_2$ .

As equações descritas em (4.2) permanecem válidas. Inicia-se a análise desta etapa ressonante a partir da corrente no indutor:

$$I_{L(s)} = -s C_{eq} V_{C2} \quad (4.33)$$

Da mesma forma, analisando-se a equação de tensão sobre o capacitor e tomando que a corrente no indutor assume o valor de pico em  $t=t_1$ :

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{v_{C2(t)} = V_o + L_s \times \frac{di_{L(t)}}{dt}\} \\ V_{C2(s)} &= \frac{V_o}{s} + L_s \times (s I_{L(s)} - \cancel{i_{L(t_4)}} \overset{I_{Ln}}{\nearrow}) \\ V_{C2(s)} &= \frac{V_o}{s} - s^2 L_s C_{eq} V_{C2(s)} - L_s I_{Ln} \\ V_{C2(s)} \times (s^2 L_s C_{eq} + 1) &= \frac{V_i}{s} - L_s I_{Ln} \end{aligned} \quad (4.34)$$

Resolvendo a transformada inversa de Laplace:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1}\{V_{C2(s)} = V_o \times \left(\frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2}\right) - \omega_{res} L_s I_{Ln} \times \frac{\omega_{res}}{s^2 + \omega_{res}^2}\} \\ v_{C2(t)} = V_o \times \left(1 - \cos(\omega_{res} t)\right) - z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t) \end{aligned} \quad (4.35)$$

Substituindo a expressão para a tensão sobre  $C_2$  na equação (4.2):

$$v_{C1(t)} = V_i + V_o \cos(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t) \quad (4.36)$$

Diferentemente da etapa ressonante 2, a etapa ressonante 5 depende da amplitude de corrente negativa ( $I_{Ln}$ ) aplicada a fim de garantir a comutação suave sob ZVS. Por isso,

são levantados dois questionamentos: qual a duração da etapa ressonante ( $t_{ress5}$ ) e qual a corrente negativa necessária para garantir a comutação suave.

Seguindo um procedimento análogo à subseção anterior, o cálculo parte da equação (4.36) e de suas condições inicial e final.

$$\begin{aligned} v_{C1(t_5)} = 0 &= V_i + V_o \cos(\omega_{res} t_{ress1}) + z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t_{ress2}) \\ z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t_{ress1}) + V_o \cos(\omega_{res} t_{ress1}) &= -V_i \end{aligned} \quad (4.37)$$

E a duração da ressonância entre os instante  $t_4$  a  $t_5$  é expressa por:

$$t_{ress5} = \frac{2 \arctan \left( \frac{z_{res} I_{Ln} \pm \sqrt{(z_{res} I_{Ln})^2 + V_o^2 - V_i^2}}{V_o - V_i} \right)}{\omega_{res}} \quad (4.38)$$

Dado que convencionou-se adotar  $I_{Ln}$  com sinal negativo, o cálculo exato segue:

$$t_{ress5} = \frac{2 \arctan \left( \frac{z_{res} I_{Ln} + \sqrt{(z_{res} I_{Ln})^2 + V_o^2 - V_i^2}}{V_o - V_i} \right)}{\omega_{res}} \quad (4.39)$$

Para traçar o plano de fase necessita-se da equação de corrente em  $C_1$  para o intervalo  $t_{ress5}$ , obtida de maneira análoga ao intervalo ressonante  $t_{ress2}$ :

$$\frac{i_{C1(t)}}{\omega_{res} C_1} = -V_o \sin(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Ln} \cos(\omega_{res} t) \quad (4.40)$$

A representação por números complexos das grandezas de tensão e corrente sobre o capacitor  $C_1$  é dada por:

$$\begin{aligned} Z_{54(t)} &= V_i + V_o \cos(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t) \\ &+ j (-V_o \sin(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Ln} \cos(\omega_{res} t)) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Agrupando os termos:

$$\begin{aligned} Z_{54(t)} &= V_i + V_o \times (\cos(\omega_{res} t) - j \sin(\omega_{res} t)) \\ &+ z_{res} I_{Ln} \times (\sin(\omega_{res} t) + j \cos(\omega_{res} t)) \end{aligned} \quad (4.42)$$

Novamente substituindo as identidades de Euler:

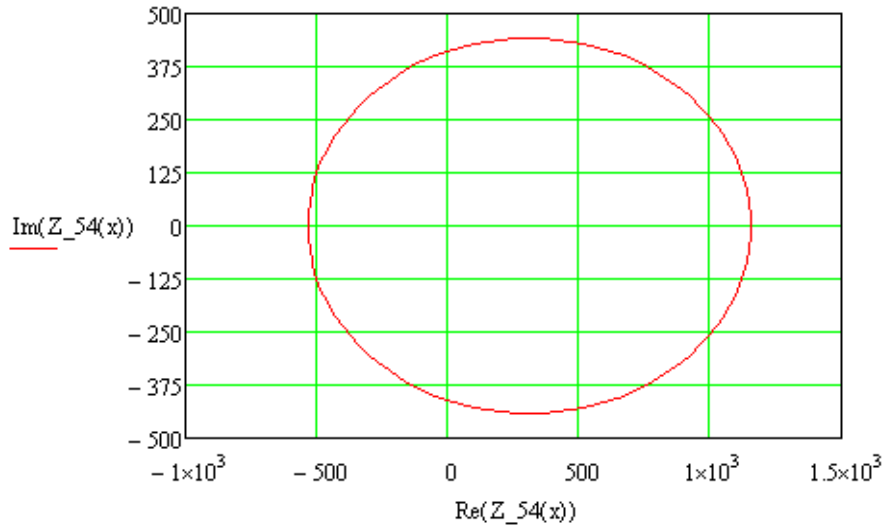
$$Z_{54(t)} = V_i + V_o e^{-j(\omega_{res} t)} + z_{res} I_{Ln} e^{j\left(\omega_{res} t + \frac{\pi}{\omega_{res}}\right)} \quad (4.43)$$

O esboço do plano de fase exibido na figura 19 foi obtido substituindo-se os dados anteriormente fornecidos na equação (4.42). Para que haja comutação sob ZVS na etapa

ressonante 5 é preciso que ao término da ressonância as tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  atinjam  $V_1 = 0$  e  $V_2 = V_i + V_o$ , respectivamente.

A partir da análise deste esboço depreende-se que é possível atingir a comutação suave visto que a trajetória da curva estende-se além da tensão nula de bloqueio ( $V_1 \leq 0$  V) para a corrente reversa informada.

Figura 19 – Plano de fase para a etapa ressonante entre  $t_4$  a  $t_5$  ( $t_{ress2}$ ).



Fonte: O autor (2021).

A análise no domínio do tempo da etapa ressonante 5 começa pelo esboço do gráfico de duração da ressonância ( $t_{ress5}$ ) em função da corrente negativa no indutor ( $I_{Ln}$ ). Substituindo-se as especificações do exemplo e variando apenas a corrente do indutor na expressão (4.38) obtém-se a curva exibida na figura 20.

Verifica-se que a duração da etapa ressonante é inversamente proporcional à corrente negativa aplicada. Salienta-se que a equação (4.38) possui uma limitação. A resposta apenas será válida se a premissa adotada para a condição final for respeitada ( $V_1 = 0$ ), ou seja, se a corrente negativa for suficiente para se obter ZVS. Do contrário, a resposta terá um termo imaginário e portanto não terá validade.

Para o exemplo numérico informado, na etapa ressonante 5 não é possível obter a comutação sob ZVS empregando-se a modulação por VS. Por isso, foram avaliados três valores distintos de corrente reversa, correspondendo respectivamente a -1.6 A, -2 A e -3 A, sendo que -1,6 A representa a corrente mínima necessária para se obter ZVS.

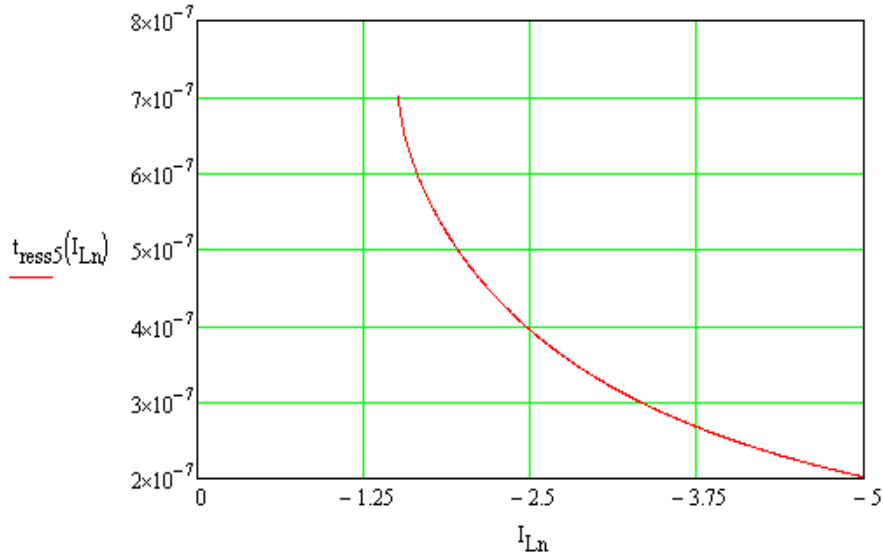
A duração da etapa ressonante é informada a seguir:

$$t_{ress5@3A} = 331,3 \text{ ns}$$

$$t_{ress5@2A} = 488,6 \text{ ns}$$

$$t_{ress5@1.1A} = 623,6 \text{ ns}$$

Figura 20 – Duração da etapa ressonante 5 ( $t_{ress5}$ ), de  $t_4$  a  $t_5$ , em função da corrente negativa no indutor ( $I_{Ln}$ ).



Fonte: O autor (2021).

A frequência angular de cada uma das ressonâncias são determinadas a seguir:

$$\omega_{ress5@3A} = 2\pi \times \frac{1}{t_{ress5@3A}} = 18,96 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{ress5@2A} = 2\pi \times \frac{1}{t_{ress5@2A}} = 12,86 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{ress5@1.1A} = 2\pi \times \frac{1}{t_{ress5@1.1A}} = 10,08 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

Então, as equações abaixo descrevem a tensão no capacitor  $C_1$  no domínio do tempo para cada uma das condições iniciais de corrente no indutor e foram obtidas substituindo-se as frequência angulares previamente calculadas na expressão (4.36):

$$v_{C1.54.@3A}(t) = V_i + V_o \cos(\omega_{ress5@3A} t) + z_{res}(-3A) \sin(\omega_{ress5@3A} t)$$

$$v_{C1.54.@2A}(t) = V_i + V_o \cos(\omega_{ress5@2A} t) + z_{res}(-2A) \sin(\omega_{ress5@2A} t)$$

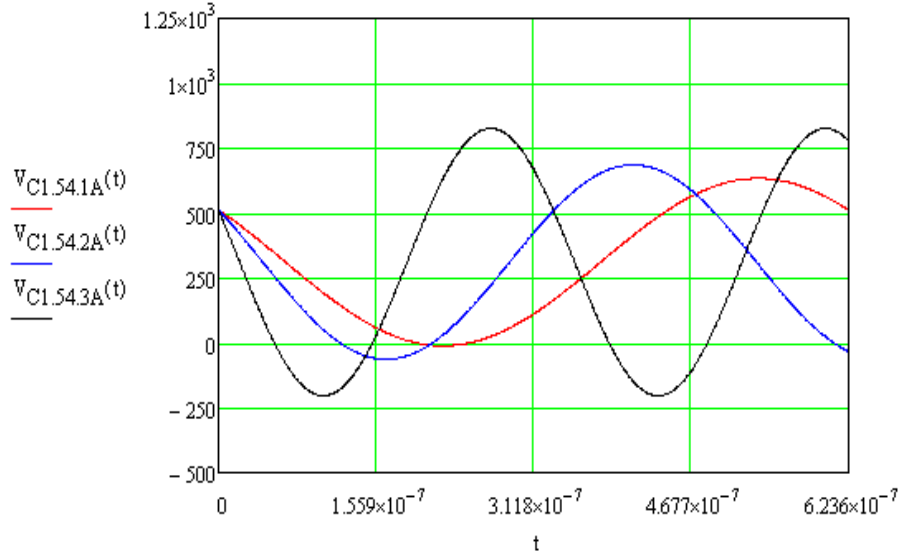
$$v_{C1.54.@1.1A}(t) = V_i + V_o \cos(\omega_{ress5@1.1A} t) + z_{res}(-1.1A) \sin(\omega_{ress5@1.1A} t)$$

A resposta no domínio do tempo da tensão no capacitor  $C_1$  durante a etapa ressonante 5 é demonstrada na figura 21. Se a corrente negativa aplicada for zero, então a tensão sobre o capacitor  $C_1$  oscilará entre  $V_i + V_o = 511 \text{ V}$  e  $V_i - V_o = 111 \text{ V}$  ( $> 0 \text{ V}$ ) com a frequência angular  $\omega_{res}$ . Mas, como foi constatado que  $I_{Ln} \leq -1,1 \text{ A}$  para garantir a comutação sob ZVS, então esta curva não foi adicionada no gráfico.

As mesmas observações feitas na subseção anterior para a etapa 2 permanecem válidas aqui para a etapa 5. Com o incremento da condição inicial de corrente no indutor ( $I_{Ln}$ ) não há mudança de fase, o período de ressonância decresce e a amplitude da oscilação

excursiona atingindo valores maiores de tensão, tanto positivos quanto negativos, o que permite obter a comutação suave quando  $V_1 = 0$  V.

Figura 21 – Análise da tensão sobre o capacitor  $C_1$  durante a etapa ressonante 5, de  $t_4$  a  $t_5$ , para  $I_{Ln} = -3$  A,  $-2$  A e  $-1.1$  A, respectivamente.



Fonte: O autor (2021).

Olhando especificamente para a etapa ressonante 5, para minimizar a corrente negativa a ser aplicada deve-se selecionar capacitâncias menores ( $C_{eq}$ ) e/ou escolher um valor de indutância principal maior ( $L_s$ ). Contudo, aconselha-se avaliar criteriosamente os dois elementos ressonantes do circuito com base nos seus efeitos em ambas as etapas ressonantes (2 e 5).

## 4.2 GANHO ESTÁTICO DE TENSÃO

O ganho estático de tensão relaciona as tensões de entrada e saída. O procedimento de cálculo consiste em aplicar o balanço volts-segundos ao indutor, conforme descrito em Kazimierczuk (2015).

Para isso é necessário observar as formas de onda do conversor, vide figura 14, a partir das quais são extraídas informações para preencher a tabela 2, que resume as tensões no indutor em todas as etapas de operação.

Primeiro, deriva-se a expressão para o ganho estático simplificado, desprezando as etapas ressonantes (2 e 5). O procedimento consiste em aplicar o balanço volts-segundos:

$$\begin{aligned}
 V_{Lmed} &= \int_0^{t_{S1}} V_i dt + \int_{t_{S1}}^{t_{D2}} V_o dt + \int_{t_{D2}}^{t_{S2}} V_o dt + \int_{t_{S2}}^{t_{D1}} V_i dt = 0 \\
 V_i \times t_{S1} - V_o \times t_{D2} - V_o \times t_{S2} + V_i \times t_{D1} &= 0 \\
 V_i \times (t_{S1} + t_{D1}) - V_o \times (t_{D2} + t_{S2}) &= 0
 \end{aligned} \tag{4.44}$$

Tabela 2 – Tensão sobre o indutor em cada uma das etapas de operação.

Etapa	$v_L(t)$	$\Delta t$
1, $t_0$ a $t_1$	$V_i$	$t_{S1}$
2, $t_1$ a $t_2$	$V_i \cos(\omega_{res} t) - z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t)$	$t_{ress1}$
3, $t_2$ a $t_3$	$-V_o$	$t_{D2}$
4, $t_3$ a $t_4$	$-V_o$	$t_{S2}$
5, $t_4$ a $t_5$	$-V_o \cos(\omega_{res} t) - z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t)$	$t_{ress2}$
6, $t_5$ a $t_6$	$V_i$	$t_{D1}$

Fonte: O autor (2021).

E, após rearranjar os termos:

$$G_{MCC} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{t_{S1} + t_{D1}}{t_{D2} + t_{S2}} \quad (4.45)$$

Essa equação também pode ser aplicada ao conversor CA-CC desde que os tempos sejam valores médios obtidos em um período de rede.

A razão para empregar tempos de condução nas equações ao invés de razão cíclica advém do fato de que o conversor opera em frequência variável, e, por isso, torna-se mais fácil estimar tempos de condução dos interruptores, que são aproximadamente constantes, ao invés de razão cíclica, que varia ciclo a ciclo.

Já, o ganho estático generalizado, considerando as etapas ressonantes envolve mais termos, conforme a seguir:

$$\begin{aligned} V_{Lmed} = & V_i \times t_{S1} + t_{ress1} \times (V_i \cos(\omega_{res} t) - z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t)) - V_o \times t_{D2} \\ & - V_o \times t_{S2} - t_{ress2} \times (V_o \cos(\omega_{res} t) + z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t)) + V_i \times t_{D1} = 0 \end{aligned} \quad (4.46)$$

Agrupando os termos:

$$\begin{aligned} V_i \times (t_{S1} + t_{D1} + t_{ress1} \cos(\omega_{res} t)) - V_o \times (t_{D2} + t_{S2} + t_{ress2} \cos(\omega_{res} t)) \\ - t_{ress1} z_{res} I_{Lp} \sin(\omega_{res} t) - t_{ress2} z_{res} I_{Ln} \sin(\omega_{res} t) = 0 \end{aligned} \quad (4.47)$$

Relembrando as expressões para a corrente de pico positiva e negativa no indutor:

$$\begin{aligned} V_i \times (t_{S1} + t_{D1} + t_{ress1} \cos(\omega_{res} t)) - V_o \times (t_{D2} + t_{S2} + t_{ress2} \cos(\omega_{res} t)) \\ - V_i t_{S1} t_{ress1} \omega_{res} \sin(\omega_{res} t) + V_o t_{S2} t_{ress2} \omega_{res} \sin(\omega_{res} t) = 0 \end{aligned} \quad (4.48)$$

Reagrupando os termos novamente:

$$\begin{aligned} V_i \times (t_{S1} + t_{D1} + t_{ress1} \cos(\omega_{res} t) - t_{S1} t_{ress1} \omega_{res} \sin(\omega_{res} t)) \\ - V_o \times (t_{D2} + t_{S2} + t_{ress2} \cos(\omega_{res} t) + t_{S2} t_{ress2} \omega_{res} \sin(\omega_{res} t)) = 0 \end{aligned} \quad (4.49)$$

Assim obtem-se a equação completa do ganho estático:

$$G_{MCC} = \frac{t_{S1} \times (1 - t_{ress1} \omega_{res} \sin(\omega_{res} t)) + t_{D1} + t_{ress1} \cos(\omega_{res} t)}{t_{S2} \times (1 + t_{ress2} \omega_{res} \sin(\omega_{res} t)) + t_{D2} + t_{ress2} \cos(\omega_{res} t)} \quad (4.50)$$

Dependendo da duração das etapas ressonantes, que são uma função direta das correntes do indutor ( $I_{Lp}$  e  $I_{Ln}$ ) e principalmente dos elementos ressonantes do circuito ( $C_{S1}$ ,  $C_{S2}$  e  $L_s$ ), o cálculo do ganho estático completo pode diferir substancialmente do cálculo simplificado.

Via de regra, quanto menor a duração das etapas ressonantes, menor o erro. Intervalos ressonantes de curta duração ocorrem para maiores amplitudes de corrente no indutor e/ou quando a frequência de ressonância dos elementos selecionados do circuito é maior (menores valores de  $L_s$  e de  $C_{eq}$ ).

### 4.3 DETERMINAÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO

O procedimento descrito nesta seção tem por objetivo auxiliar o projetista na definição do ponto de operação do conversor bem como na estimativa dos tempos de condução dos semicondutores. Com esses dados iniciais é possível simular o conversor e obter dados mais refinados.

As equações apresentadas servem como uma ferramentas para agilizar e nortear no processo de projeto. Além disso deve-se atentar para as limitações, como é o caso do erro para valores de  $L_s$  inferiores a  $100 \mu H$ .

A determinação do ponto de operação é baseado em uma série de aproximações. Primeiro, diz-se que o valor médio da corrente no diodo  $D_2$  é igual ao valor médio da corrente de carga:

$$I_{D2_{avg}} = I_o \quad (4.51)$$

E o cálculo do valor médio instantâneo da corrente no diodo é feito a partir da área (amperes-segundos) em um período de comutação:

$$\begin{aligned} \langle I_{D2(t)} \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \times \frac{1}{2} \times I_{Ln} \times \langle t_{D2(t)} \rangle_{T_s} \\ \langle I_{D2(t)} \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \times \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{L_s} \times \left( \langle t_{D2(t)} \rangle_{T_s} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.52)$$

Reescrevendo a equação (4.52) e tomando a notação em termos de valor médio em um período de rede, tem-se:

$$I_{D2_{avg}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{L_s} \times (t_{D2})^2 \quad (4.53)$$

O período de comutação médio em um ciclo de rede é composto de todos os tempos médios de condução dos interruptores, dos diodos e das etapas ressonantes:

$$T_s = t_{S1} + t_{ress1} + t_{D2} + t_{S2} + t_{ress2} + t_{D1} \quad (4.54)$$

Para fins de simplificação e minimizar o número de cálculos envolvidos na determinação do ponto de operação:

$$T_s \approx t_{S1} + t_{D2} + t_{S2} + t_{D1} \quad (4.55)$$

A frequência de comutação média num ciclo de rede é calculado a partir do inverso do período de comutação, demonstrado em (4.59):

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (4.56)$$

Utilizando o balanço volts-segundos no indutor:

$$\begin{aligned} V_p \times \langle t_{S1(t)} \rangle_{T_s} - V_o \times \langle t_{D2(t)} \rangle_{T_s} &= 0 \\ \langle t_{S1(t)} \rangle_{T_s} &= \langle t_{D2(t)} \rangle_{T_s} \times \frac{V_o}{V_p} \end{aligned} \quad (4.57)$$

No caso de tensão de entrada senoidal retificada, o valor médio em um periodo da rede ( $T_1$ ) será:

$$\frac{2}{T_1} \int_0^{\frac{T_1}{2}} \sin(2\pi f_1 t) dt = \frac{2}{\pi} \quad (4.58)$$

Aplicando este fator ao valor médio instantâneo, chega-se a uma expressão que correlaciona os tempos em um período de rede.

$$t_{S1} = t_{D2} \times \frac{\pi}{2} \times \frac{V_o}{V_p} \quad (4.59)$$

Importante notar que para o conversor operando em CA-CC, a variável utilizada para representar a tensão de entrada será a tensão de pico da rede. A correlação entre os tempos de condução de  $S_2$  e  $D_1$  pode ser aproximada da seguinte forma:

$$t_{D1} = t_{S2} \times \frac{\pi}{2} \times \frac{V_o}{V_p} \quad (4.60)$$

Reescrevendo (4.55) a partir das relações (4.59) e (4.60):

$$T_s = t_{D2} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) + t_{S2} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) \quad (4.61)$$

Assim:



$$\begin{aligned}
& \frac{1}{(t_{D2} + t_{S2}) \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right)} \times \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{L_s} \times (T_{D2})^2 = I_o \\
& t_{D2}^2 = \frac{2 I_o L_s}{V_o} \times \left( t_{D2} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) + t_{S2} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) \right) \\
& t_{D2}^2 - \frac{2 I_o L_s}{V_o} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) \times t_{D2} - \frac{2 I_o L_s}{V_o} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) \times t_{S2} = 0
\end{aligned} \tag{4.62}$$

Cuja solução é obtida por Bhaskara utilizando os seguintes coeficientes:

$$\begin{aligned}
a &= 1 \\
b &= k \\
c &= k \times t_{S2} \\
k &= -\frac{2 I_o L_s}{V_o} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right)
\end{aligned} \tag{4.63}$$

Outra maneira de resolver rapidamente esta equação seria através da simplificação de (4.61), considerando que o tempo de condução do interruptor  $S_2$  é bem menor se comparado com o tempo de condução do interruptor  $S_1$ :

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{t_{D2} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right)} \times \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{L_s} \times (T_{D2})^2 = I_o \\
& \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{L_s} \times (T_{D2})^2 = I_o \times t_{D2} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) \\
& \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{L_s} \times T_{D2} = I_o \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) \\
& t_{D2} = \frac{2 I_o L_s}{V_o} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right)
\end{aligned} \tag{4.64}$$

Uma vez calculado o tempo médio de condução de  $D_2$  a partir da corrente de carga  $I_o$ , podem ser determinados todos os outros tempos médios de condução em um ciclo de rede.

O tempo  $t_{S1}$ , por exemplo, é calculado a partir da relação (4.59) e é dependente do ganho estático de tensão e da carga. Já, o tempo  $t_{S2}$ , normalmente é uma entrada (e não uma incógnita), e costuma ser determinado de antemão a fim de atingir a comutação suave. Consequentemente,  $t_{D1}$  é obtido através da relação (4.60).

#### 4.4 VARREDURA DOS PARAMETROS EM UM CICLO DE REDE

A varredura dos parâmetros do conversor Buck-Boost TCM em um ciclo de rede parte dos equacionamentos já demonstrados.

Para esboçar os gráficos foram utilizados os seguintes valores:

$$\begin{aligned} V_{ac} &= 220 \text{ V} \\ V_o &= 300 \text{ V} \\ f_1 &= 50 \text{ Hz} \\ L &= 200 \text{ } \mu\text{H} \\ I_{Lp} &= 25.65 \text{ A} \\ I_{Ln} &= -1.0 \text{ A} \end{aligned}$$

Primeiro, a corrente no indutor segue uma envoltória senoidal retificada:

$$i_{L(\omega t)} = I_{Lp} \times |\sin(2\pi f_1 t)| \quad (4.65)$$

Enquanto que a tensão retificada é escrita conforme a seguir:

$$v_{ret(\omega t)} = V_{ac} \sqrt{2} \times |\sin(2\pi f_1 t)| \quad (4.66)$$

E o tempo de condução do interruptor  $S_1$ , dito proporcional à demanda de carga, é aproximadamente constante ao longo de um ciclo de rede, como mostra 4.67

$$t_{S1(\omega t)} = \frac{L_s \times i_{L(\omega t)}}{v_{ret(\omega t)}} \approx \text{constante} \quad (4.67)$$

Por outro lado, o tempo de condução do diodo  $D_2$  não é constante, e de fato, varia senoidalmente, como mostram a equação (4.68) e a figura 22. Em outras palavras, o indutor armazena energia em fase com a tensão retificada através de  $S_1$  enquanto o diodo  $D_2$  é responsável por transferir essa energia para a carga que está sob tensão fixa  $V_o$ .

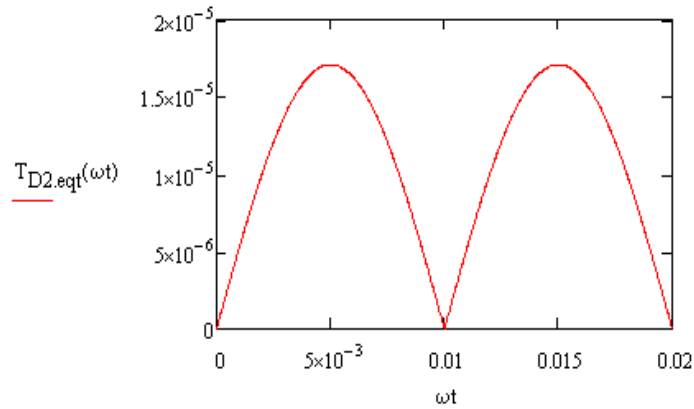
$$t_{D2(\omega t)} = \frac{L_s \times i_{L(\omega t)}}{V_o} \quad (4.68)$$

Os tempos  $t_{S2}$  e  $t_{D1}$  seguem a mesma lógica. Na prática,  $t_{S2}$  é um tempo fixo e convenientemente escolhido tal que garanta a comutação para toda a faixa, enquanto que  $t_{D1}$  varia ao longo de um ciclo de rede para garantir a desmanetização de  $L$ , conforme a equação (4.69) e a figura 23.

$$t_{D1(\omega t)} = \frac{L_s \times |I_{Ln}|}{v_{ret(\omega t)}} \quad (4.69)$$

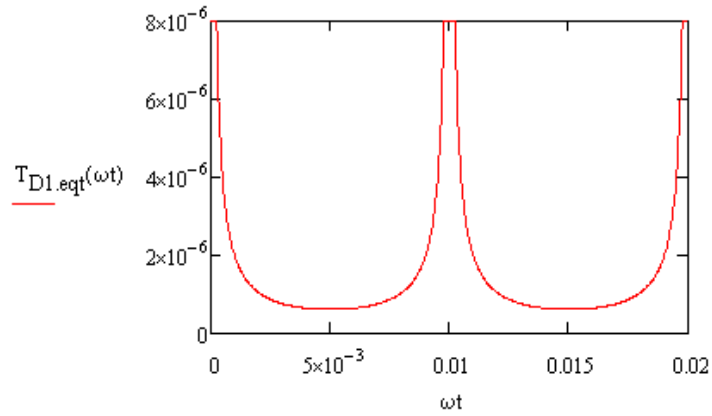
As expressões para o período e frequência de comutação são definidas pela equação (4.70). O gráfico da figura 24 exhibe como a frequência varia em um ciclo de rede.

Figura 22 – Gráfico do tempo de condução do diodo intrínseco de  $S_2$  ao longo de um ciclo de rede.



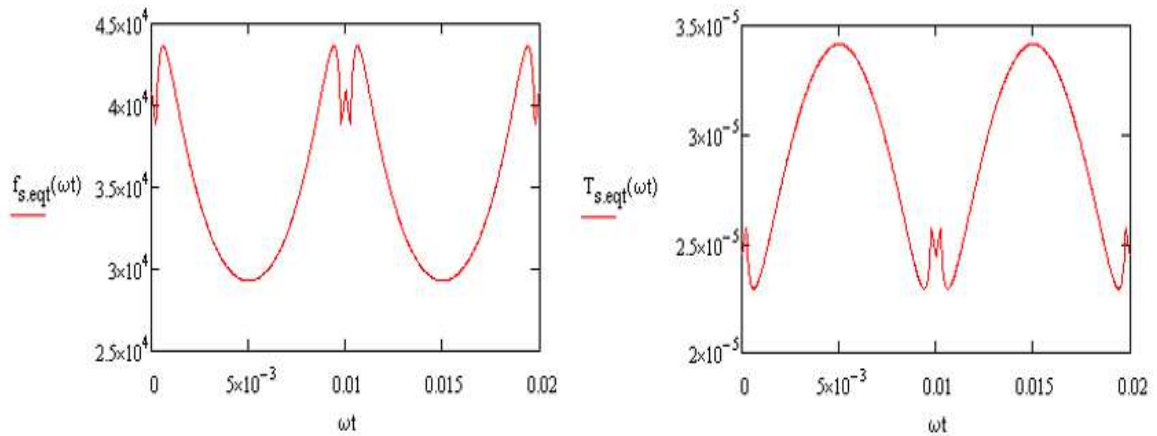
Fonte: O autor (2021).

Figura 23 – Gráfico do tempo de condução do diodo intrínseco de  $S_1$  ao longo de um ciclo de rede.



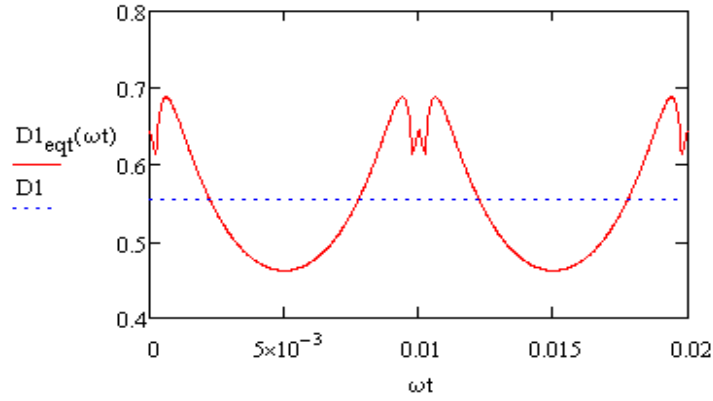
Fonte: O autor (2021).

Figura 24 – Gráfico da frequência de comutação do conversor buck-boost TCM ao longo de um ciclo de rede.



Fonte: O autor (2021).

Figura 25 – Gráfico da razão cíclica do conversor buck-boost TCM ao longo de um ciclo de rede.



Fonte: O autor (2021).

$$\begin{aligned} T_{s(\omega t)} &= t_{S1} + t_{D2(\omega t)} + t_{S2} + t_{D1(\omega t)} \\ f_{s(\omega t)} &= \frac{1}{T_{s(\omega t)}} \end{aligned} \quad (4.70)$$

A razão cíclica, calculada na equação (4.71), varia ciclo a ciclo a medida com que a frequência de comutação oscila e seu comportamento é demonstrado em figura 25.

$$d_{(\omega t)} = \frac{t_{S1}}{T_{s(\omega t)}} \quad (4.71)$$

#### 4.5 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Deve-se pontuar que as equações para o cálculo dos esforços são válidas tanto para o conversor operando em CC-CC como em CA-CC, o que difere são as variáveis de entrada.

No caso de uma aplicação CA-CC devem ser informados os tempos médios calculados em um ciclo de rede, enquanto que em um conversor CC-CC basta informar os tempos em regime permanente para um ciclo de comutação.

- Esforços de corrente no interruptor  $S1$

Corrente de pico:

$$I_{S1_{pico}} = I_{Lp} \quad (4.72)$$

Corrente média:

$$I_{S1_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times t_{S1}}{2} \quad (4.73)$$

Corrente eficaz:

$$\begin{aligned}
 I_{S1_{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \times \int_0^{t_{S1}} \left( I_{Lp} \times \frac{t}{t_{S1}} \right)^2 dt} \\
 I_{S1_{ef}} &= I_{Lp} \times \sqrt{\frac{1}{T_s} \times \frac{t^3}{3 t_{S1}^2} \Big|_0^{t_{S1}}} \\
 I_{S1_{ef}} &= I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times \sqrt{\frac{t_{S1}}{3 T_s}}
 \end{aligned} \tag{4.74}$$

- Esforços de corrente no diodo  $D2$

Corrente de pico:

$$I_{D2_{pico}} = I_{Lp} \tag{4.75}$$

Corrente média:

$$I_{D2_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times t_{D2}}{2} \tag{4.76}$$

Corrente eficaz:

$$I_{D2_{ef}} = I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times \sqrt{\frac{t_{D2}}{3 T_s}} \tag{4.77}$$

- Esforços de corrente no interruptor  $S2$

Corrente de pico:

$$I_{S2_{pico}} = |I_{Ln}| \tag{4.78}$$

Corrente média:

$$I_{S2_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{|I_{Ln}| t_{S2}}{2} \tag{4.79}$$

Corrente eficaz:

$$I_{S2_{ef}} = |I_{Ln}| \times \sqrt{\frac{t_{S2}}{3 T_s}} \tag{4.80}$$

- Esforços de corrente no diodo  $D1$

Corrente de pico:

$$I_{D1_{pico}} = |I_{Ln}| \quad (4.81)$$

Corrente média:

$$I_{D1_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{|I_{Ln}| t_{D1}}{2} \quad (4.82)$$

Corrente eficaz:

$$I_{D1_{ef}} = |I_{Ln}| \times \sqrt{\frac{t_{D1}}{3 T_s}} \quad (4.83)$$

- Esforços de corrente no indutor  $L$

Corrente de pico:

$$I_{L_{pico}} = I_{Lp} \quad (4.84)$$

A corrente média no indutor será a soma das duas áreas (corrente positiva de carga e corrente negativa para atingir a comutação suave):

$$I_{L_{med}} = (I_{S1_{med}} + I_{D2_{med}}) - (I_{S2_{med}} + I_{D1_{med}}) \quad (4.85)$$

Da mesma forma pode-se obter a corrente eficaz:

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{I_{S1_{eff}}^2 + I_{D2_{eff}}^2 + I_{S2_{eff}}^2 + I_{D1_{eff}}^2} \quad (4.86)$$

- Corrente eficaz no capacitor  $C_o$

O termo corrente eficaz no capacitor de saída é calculado dividindo-se a forma de onda de corrente que percorre o mesmo em três segmentos, calculando-se o valor eficaz individual e depois somando a contribuição de cada um dos termos. O primeiro termo está associado ao tempo de condução do diodo  $D_2$ , o segundo associado ao intervalo em que  $S_2$  conduz e o terceiro período representa o tempo complementar.

$$I_{Co_{ef}} = \sqrt{\left( (I_{Lp} - I_o) \times \sqrt{\frac{t_{D2}}{3 T_s}} \right)^2 + \left( (|I_{Ln}| - I_o) \times \sqrt{\frac{t_{S2}}{3 T_s}} \right)^2 + \left( I_o \times \sqrt{\frac{t_{S1} + t_{D1}}{3 T_s}} \right)^2} \quad (4.87)$$

- Ondulação de tensão sobre  $C_o$

Na seleção do capacitor de saída deve-se atentar para o fato de que o mesmo é submetido a correntes pulsadas, e, somado a isso, a técnica TCM exige o processamento valores eficazes maiores (componente AC) quando comparado com o Modo de Condução Contínua (MCC).

Portanto, a seleção de  $C_o$  deve priorizar uma baixa RSE a fim de limitar a ondulação de tensão e uma corrente nominal de componente tal que satisfaça a vida útil desejada.

No caso de aplicação CC-CC:

$$\begin{aligned} V_{rcpp} &= r_c \times (I_{Lp} + |I_{Ln}|) \\ V_{cpp} &= \frac{(I_{Lp} + |I_{Ln}|) \times (t_{D2} + t_{S2})}{C_o} \\ \Delta V_{Co} &= V_r = V_{rcpp} + V_{cpp} \end{aligned} \quad (4.88)$$

No caso de aplicação CA-CC:

A escolha da capacitância de  $C_o$  precisa atender a dois requisitos simultaneamente: máxima ondulação de barramento e *hold-up time*. Selecionar o caso mais restritivo.

$$C_{o\ 120Hz} \geq \frac{I_o}{2 \pi \times f_1 \times \Delta V_{Co}} \quad (4.89)$$

$$C_{o\ holdup} \geq \frac{2 \times P_o \times t_{holdup}}{V_o^2 - V_{o\ min}^2} \quad (4.90)$$

- Corrente eficaz no capacitor  $C_{hf}$

$$I_{C_{hf\ ef}} = \sqrt{I_{S2\ eff}^2 + I_{D1\ med}^2} \quad (4.91)$$

- Ondulação de tensão sobre  $C_{hf}$

No caso de aplicação CC-CC:

Durante a etapa 6 a energia acumulada em  $L$  é descarregada através de  $D_1$ , e, devido ao retificador ponte completa permitir apenas o fluxo unidirecional de corrente, essa energia acaba sendo reinjetada em  $C_{hf}$ , carregando-o.

A tensão sobre o capacitor de entrada atinge um pico no cruzamento por zero da corrente no indutor, quando o interruptor  $S_1$  é comandada a conduzir, resultando na descarga de  $C_{hf}$ .

$$\Delta V_{C_{hf}} = \frac{1}{C_{hf}} \times \frac{|I_{Ln}| t_{D1}}{2} \quad (4.92)$$

A variação na tensão deste capacitor repercute no nível de ruído do circuito de maneira geral, dificultando particularmente as detecções dos cruzamentos por zero, essenciais para a modulação TCM.

Além disso, a tensão de bloqueio sobre o interruptor  $S_2$  precisa contabilizar o termo  $\Delta_{V_{C_{hf}}}$  em seu cálculo. Isto revela que  $S_2$  pode apresentar uma tensão de bloqueio substancialmente maior do que  $S_1$  à depender de  $C_{hf}$ ,  $I_{Ln}$  e de  $t_{D1}$ .

A fim de contornar um desses problemas mencionados pode-se atuar via o projeto de um filtro de EMI que altere as suas características de funcionamento originais e/ou via a inserção de um filtro LC na entrada. Alternativamente, nas aplicações operando em CC-CC optar por valores de capacitância maiores para  $C_{hf}$ .

No caso de aplicação CA-CC:

Se utilizado um filtro LC adequadamente projetado, e, considerando que o indutor de entrada seja capaz de filtrar as componentes pulsadas de alta frequência da corrente de entrada, então não haverá sobretensão em  $C_{hf}$  e conseqüentemente também não haverá sobre  $C_{S1}$ .

- Tensão de bloqueio de  $S_1$

As tensões de bloqueio nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  se diferem e são computadas conforme a seguir:

$$V_{S1} = V_i + V_o + \Delta_{V_{Co}} \quad (4.93)$$

- Tensão de bloqueio de  $S_2$

$$V_{S2} = V_i + V_o + \Delta_{V_{Co}} + \Delta_{V_{C_{hf}}} \quad (4.94)$$

## 4.6 ÁBACOS DE PROJETO

Nesta seção são elaborados ábacos de projeto com intuito de auxiliar o projetista a determinar o ponto de operação do conversor em função do ganho estático de tensão, da potência de saída e da indutância selecionada. Além disso, as perdas e o volume do magnético bem como a dificuldade de implementação da modulação são alguns dos aspectos que precisam ser avaliados neste processo decisório.

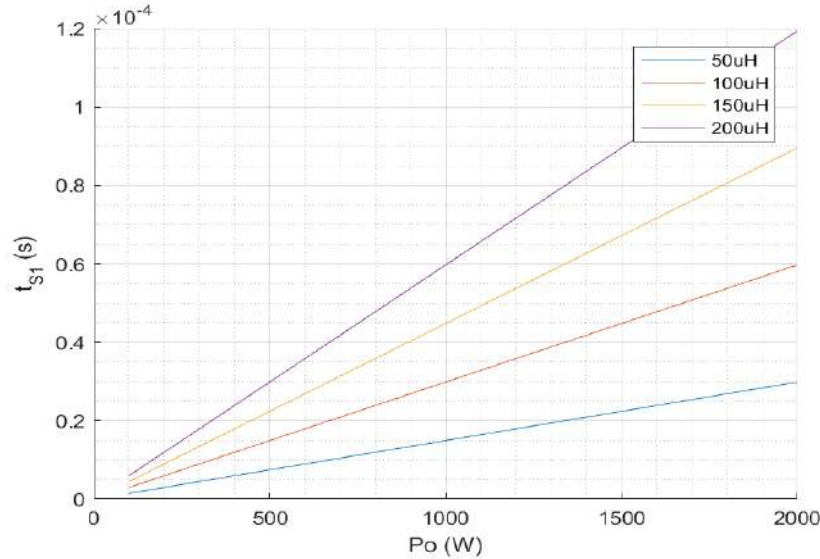
Cabe ressaltar que a seleção da indutância também impacta diretamente a modulação TCM, e portanto, as informações contidas na presente seção precisam ser avaliadas em conjunto com o estudo da comutação suave apresentado anteriormente.

A corrente de pico no indutor, derivada na equação (4.14) e escrita em função de outros termos (4.59), (4.64) e (4.45) independe da indutância do conversor  $L_s$  e da



frequência de comutação  $f_s$  selecionadas e, de fato, o ábaco da figura 26 demonstra que o tempo de condução de  $S_1$  varia com a indutância, mantendo  $I_{Lp}$  constante para uma dada potência  $P_o$ .

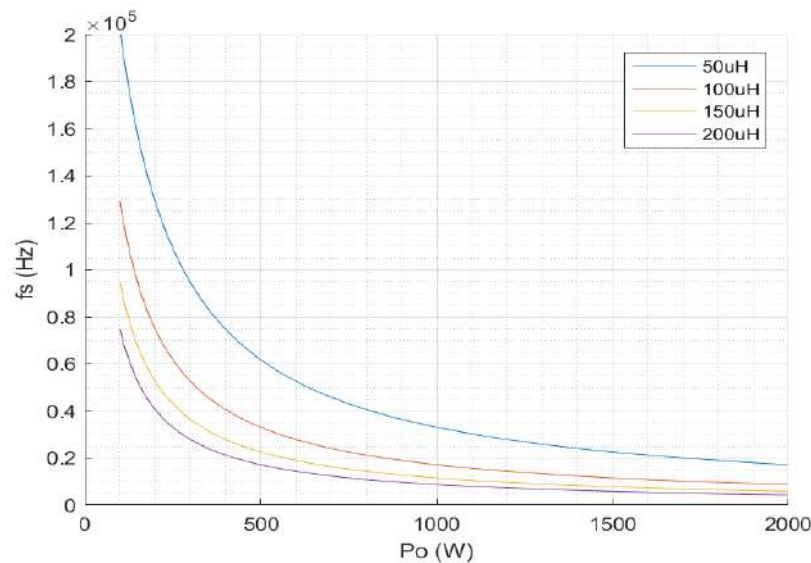
Figura 26 – Ábacos de projeto  $t_{S1}$  por  $P_o$  e  $L_s$ .



Fonte: O autor (2021).

À medida que a carga demandada aumenta, o tempo de condução ( $t_{S1}$ ), vide a expressão (4.67), se estende fazendo com que o período de comutação se alongue e, logo, a frequência de comutação (4.70) apresentada na figura 27 segue uma exponencial inversa.

Figura 27 – Ábacos de projeto  $f_s$  por  $P_o$  e  $L_s$ .



Fonte: O autor (2021).

Em condições de baixa carga, e, dependendo do valor de indutância selecionado, o conversor pode atingir frequências de comutação muito elevadas. Por isso, nessa região seria

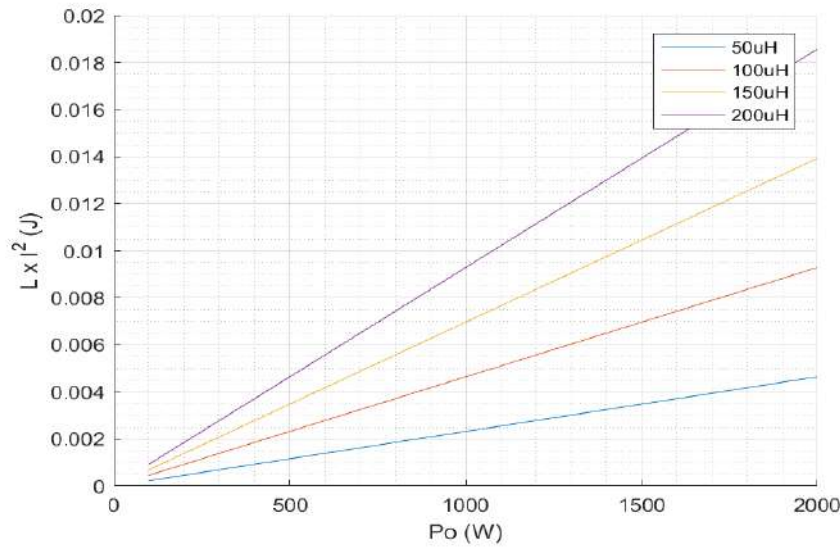
mais adequado desabilitar a técnica TCM e operar em Modo de Condução Descontínua (MCD) devido às limitações relacionadas à detecção do cruzamento por zero (taxa de execução do periférico de comparação, tempo de processamento da interrupção e afins).

O fato de transitar entre a modulação TCM para PWM MCD não necessariamente representa um demérito para a técnica proposta, pois isto ocorre para uma estreita faixa de funcionamento, digamos, abaixo de 20 a 30% de carga  $f_s$  se limita até 50 kHz, uma frequência exequível em termos de processamento e periféricos do microcontrolador.

Para evitar complicações decorrentes de operação em multimodos, pode-se programar o controle com uma histerese ou definir regiões em que se antecipe DCM ou TCM e vice-versa. Outra alternativa, no caso de cargas ativas, como é a proposta deste trabalho, o acionamento de um motor elétrico teria como ser ajustado tal que haja uma região proibida de operação em função da tensão de barramento e da potência consumida.

Conforme demonstrado, a corrente de pico no indutor independe de  $L_s$ , e, por isso, a seleção da menor indutância possível se traduz no menor volume de indutor, aproximado pela expressão  $L \times I^2$ , vide a figura 28. Porém, selecionar uma indutância menor também significa que o conversor entrará antes em MCD quando operar com baixa carga.

Figura 28 – Ábacos de projeto  $LI^2$  por  $P_o$  e  $L_s$ .



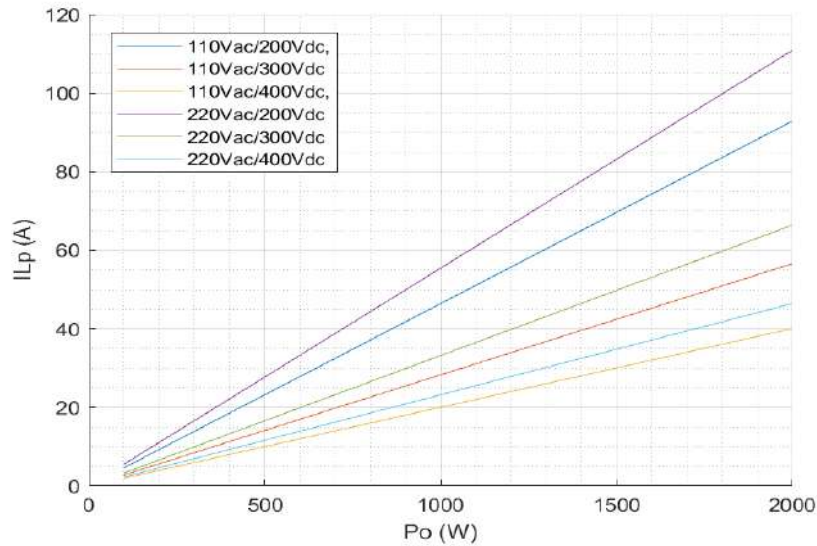
Fonte: O autor (2021).

A escolha da indutância  $L_s$  também tem impacto em termos de dificuldade de implementação. Mantendo-se o mesmo valor de capacitores ressonantes ( $C_1$  e  $C_2$ ), quanto menor a indutância  $L_s$ , maior a derivada de corrente ( $di/dt$ ), e, conseqüentemente, a detecção do cruzamento por zero de  $I_L(t)$  tende a se demonstrar mais difícil.

Quanto à corrente de pico no indutor  $I_{Lp}$  (4.14) e à corrente eficaz no interruptor S1  $I_{S1rms}$  (4.74), estes independem da indutância  $L_s$ , e variam com a carga  $P_o$  e ganho estático ( $V_o/V_{ac}$ ) do conversor, vide as figuras 29 e 30. Naturalmente, os esforços de corrente

aumentam com a carga e o funcionamento como abaixador, na mesma condição de carga, exige valores eficazes maiores.

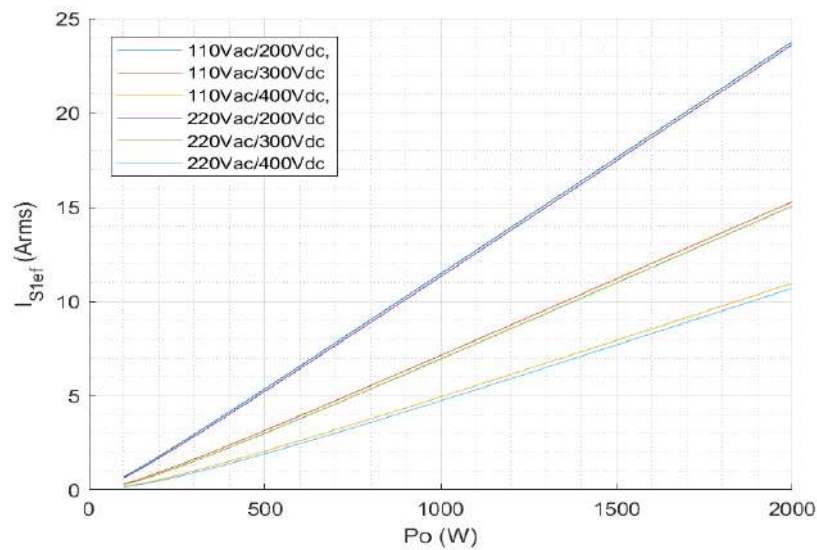
Figura 29 – Ábacos de projeto  $I_{Lp}$  por  $V_{ac}/V_{dc}(out)$  e  $P_o$ .



Fonte: O autor (2021).

Se há uma diferença fundamental entre os dois ábacos (figura 29 e figura 30), pode-se dizer que o esforço de corrente eficaz no interruptor tem dependência maior da tensão de saída, o que fica claro quando se compara diferentes ganhos estáticos e ainda assim os esforços são equivalentes, por exemplo, 220 Vac/300 Vdc e 110 Vac/300 Vdc.

Figura 30 – Ábacos de projeto  $I_{S1ef}$  por  $V_{ac}/V_{dc}(out)$  e  $P_o$ .



Fonte: O autor (2021).

## 5 IMPLEMENTAÇÃO

O presente capítulo aborda a parte de implementação da modulação, a modelagem dinâmica da planta através da resposta ao degrau e a obtenção da malha de controle do conversor Buck-Boost operando com a modulação TCM.

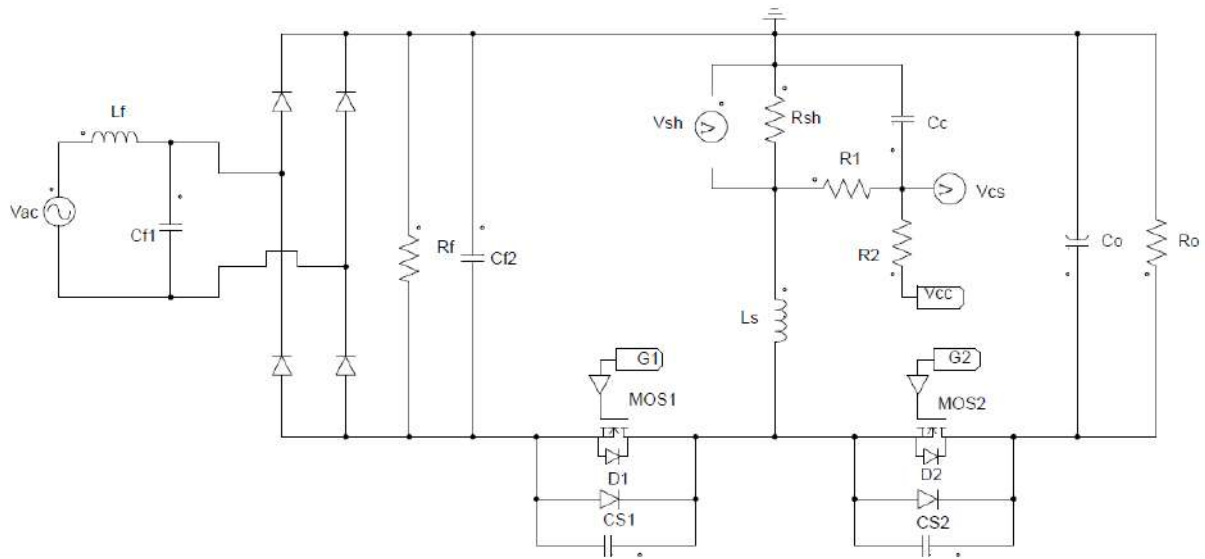
Entre os detalhes de implementação fornecidos estão o esquemático do estágio de potência do conversor, a posição escolhida para a referência (0 V), o cálculo do circuito de condicionamento de corrente, uma representação da utilização de periféricos e a máquina de estados usada para gerenciar a modulação e controle.

### 5.1 MODULAÇÃO

O conversor Buck-Boost TCM doravante proposto utiliza como sensor um resistor *shunt* para ler os cruzamentos por zero da corrente no indutor. Além disso, as leituras da tensão de saída e da tensão retificada também são necessárias para fechar a malha de controle.

A figura 31 exibe o esquemático do estágio de potência desta estrutura. Optou-se por referenciar o circuito (0 V) ao negativo do capacitor de saída  $C_o$  de tal forma que as leituras dos sinais de realimentação não necessitem de isolamento galvânico. Contudo, esta solução exige que os comandos dos interruptores sejam isolados.

Figura 31 – Esquemático do estágio de potência do conversor Buck-Boost TCM incluindo a leitura do resistor *shunt*.



Fonte: O autor (2021).

Como pode ser observado no esquemático, em função do *ground* escolhido, a queda de tensão no *shunt* possui polaridade invertida com relação ao referencial de corrente positiva no indutor. Também deve-se atentar para o fato de que a técnica TCM aplica

uma corrente triangular no indutor com um sinal que excursiona entre  $[I_{Lp}, -I_{Ln}]$ , o que impossibilita a leitura direta do sinal pelo microcontrolador sem o devido condicionamento.

Assim, empregou-se um circuito de condicionamento que aplica um valor médio ao sinal de entrada, trazendo a grandeza lida para o meio da escala ( $\tilde{2.4V}$ ), cujas equações são fornecidas a seguir:

$$\begin{aligned} G_{dc} &= \frac{R_1 + R_{sh}}{R_1 + R_{sh} + R_2} \\ G_{ac} &= \frac{R_2}{R_1 + R_{sh} + R_2} \\ v_{CS(t)} &= G_{dc} \times V_{cc} + G_{ac} \times v_{sh(t)} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Vale ressaltar que o circuito de condicionamento não elimina a inversão de polaridade do sinal de corrente, e, portanto, as etapas de comparação precisam contemplar esse efeito para garantir o correto acionamento de  $S_1$  e de  $S_2$ .

A implementação da modulação TCM foi realizada utilizando exclusivamente os periféricos de hardware (embarcados) do próprio microcontrolador e não necessitando de comparadores externos.

Considerando a seleção de um microcontrolador de 100 pinos chip B da família RX24T, fabricante Renesas, o periférico de comparação nomeado CMPC possui 4 canais, até 3 entradas para referências de tensão (sendo 2 para tensões externas CVREFC0 e CVREFC1), possibilidade de aplicar filtragem digital (debounce equivalente a 0, 600ns,  $1.2\mu s$  e  $2.4\mu s$ ), interrupções configuráveis por borda de subida, descida ou ambas, e executa a uma taxa de 40 MHz (RENESAS, 2017).

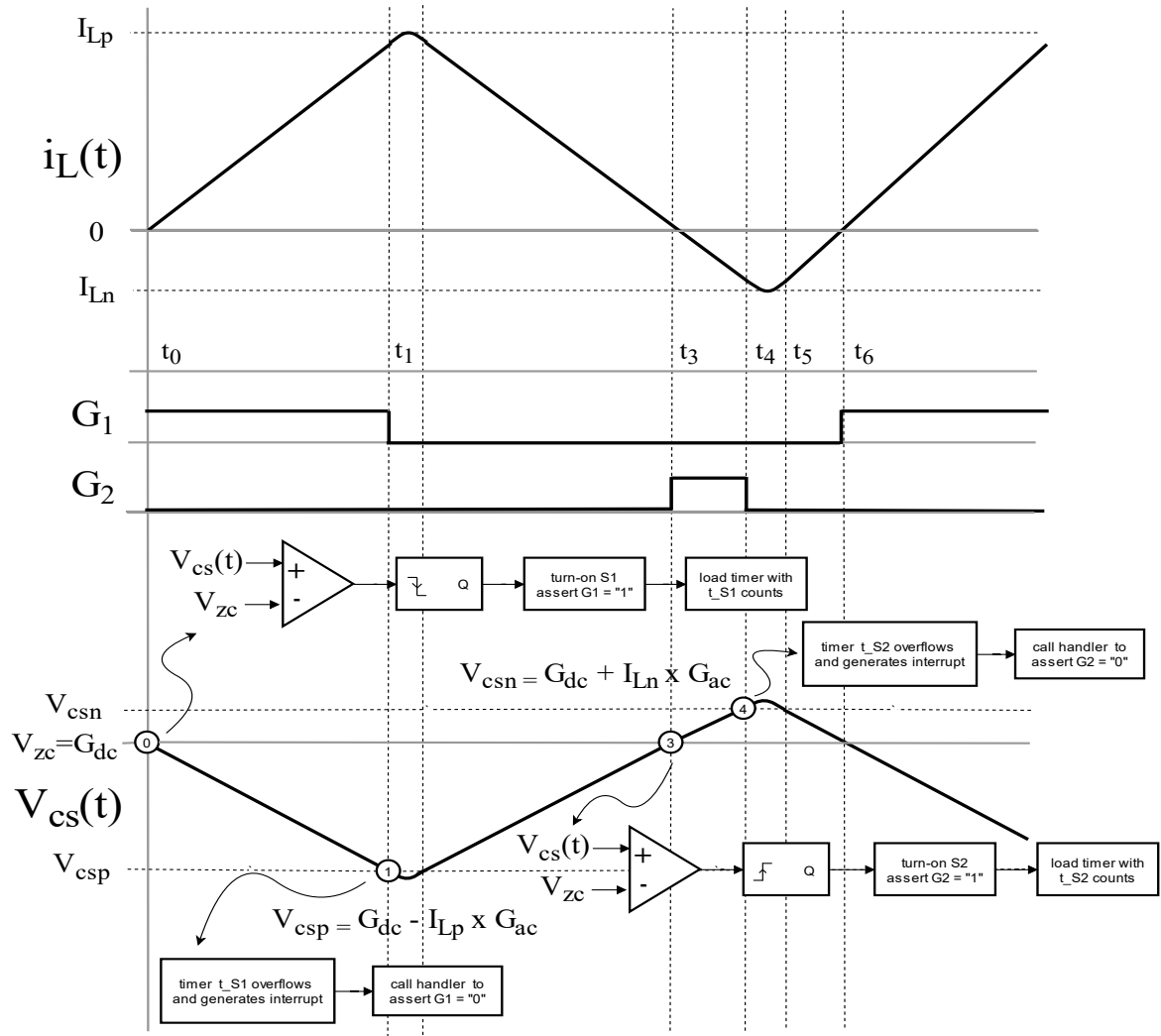
Na figura 32 estão demonstrados os detalhes etapa por etapa, revelando qual semicondutor deve conduzir e qual periférico está relacionado com essa atividade.

O instante de acionamento dos interruptores  $S_1$ , em  $t=t_0$ , é percebido pelo periférico CMPC através do cruzamento por zero com borda de descida do sinal  $v_{cs}(t)$  relativo à  $V_{zc}$ . Com isso, o algoritmo de modulação asserta o nível lógico alto de  $G_1$  e, em seguida, dispara um *timer* com duração preestabelecida  $t_{S1}$  e que dita o tempo *on* de  $S_1$ . O estouro do *timer*, em  $t=t_1$ , implica no desligamento de  $S_1$ .

De  $t_1$  a  $t_2$  ocorre uma ressonância e ao término da ressonância, em  $t=t_2$ , o diodo intrínseco  $D_2$  entra em condução sob ZVS. No instante  $t_3$  um novo cruzamento por zero é percebido, desta vez, com borda de descida do sinal  $v_{cs}(t)$  em relação à  $V_{zc}$ . Esta detecção implica no acionamento de  $S_2$  e no disparo de um *timer* com tempo de condução fixo  $t_{S2}$ . O estouro do *timer* acontece em  $t=t_4$  e com isso desliga-se  $S_2$ .

De  $t_4$  a  $t_5$  ocorre outra ressonância, em  $t=t_5$  o diodo  $D_1$  entra em condução e desmagnetiza o indutor  $L$  até um novo início de ciclo de comutação.

Figura 32 – Representação da forma de onda de corrente no indutor, sinal do *timer* condicionado e utilização dos periféricos de comparação em um ciclo de comutação.



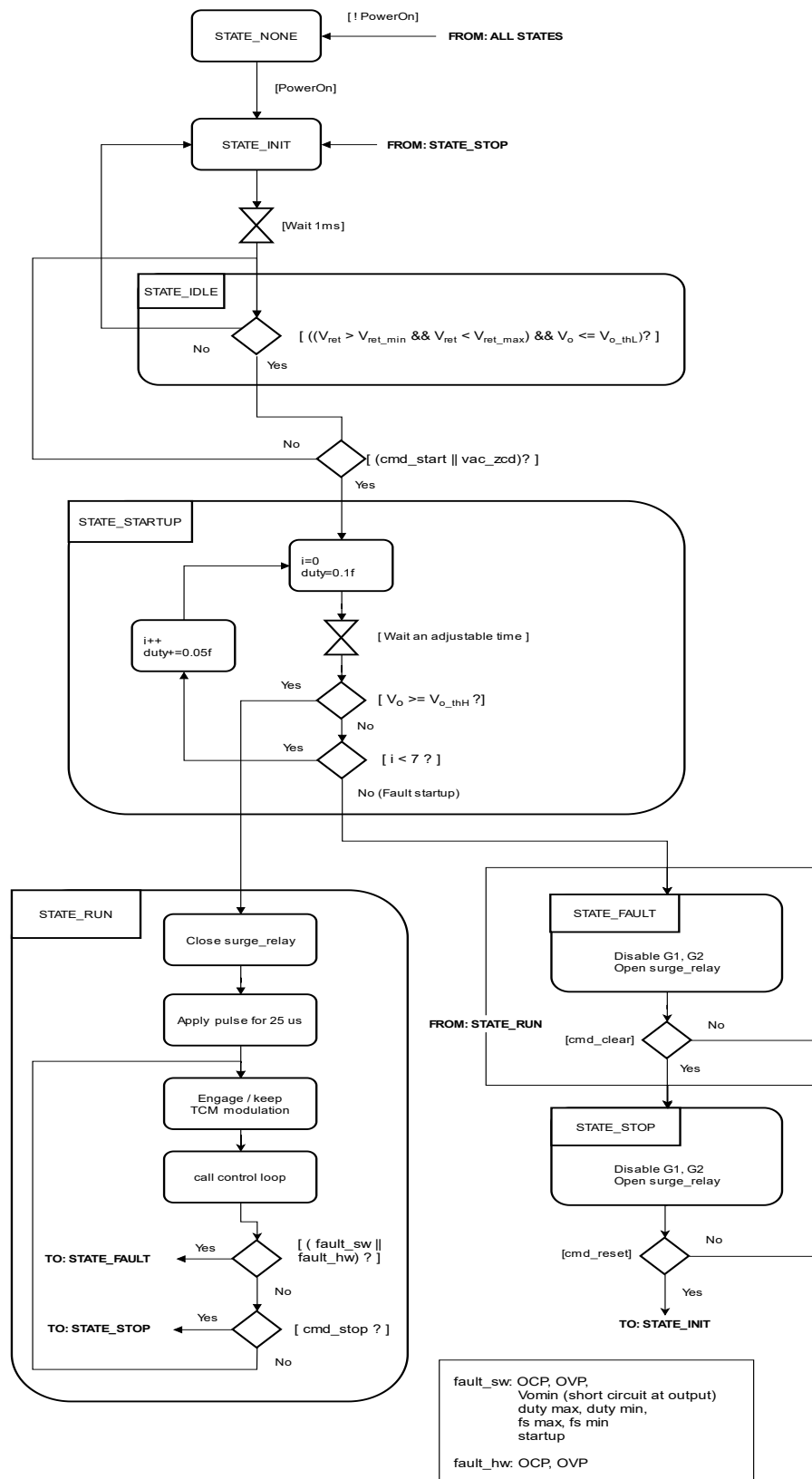
Fonte: O autor (2021).

A máquina de estados, esboçada na figura 33, inicia por padrão no estado *STATE\_NONE* e a ele retorna a cada vez que  $V_{cc}$  é removido. Ciclando-se a alimentação ( $V_{cc}$ ) leva ao estado *STATE\_INIT*. Após uma temporização este avança para o estado *STATE\_IDLE* no qual se verifica as condições para a partida do conversor: tensão retificada  $V_{ret}$  precisa estar dentro dos limites seguros para se operar enquanto que a tensão de saída deve estar abaixo de  $V_{othL}$  para se considerar o barramento desenergizado.

A condição de saída deste estado depende de um comando do usuário para iniciar (*cmd\_start*) ou então a detecção do cruzamento por zero da rede (*vac\_zcd*). Se uma dessas condições for verdadeira avança-se para o estado *STATE\_STARTUP*, caso contrário, a máquina de estados retorna à *STATE\_IDLE*.

Em *STATE\_STARTUP* realiza-se a rotina de partida *soft-start* com frequência de comutação fixa (MCD PWM), incrementando-se a razão cíclica gradualmente, em

Figura 33 – Máquina de estados utilizada para gerenciar a modulação por TCM.



Fonte: O autor (2021).

intervalos de  $x$  milissegundos. Testa-se a cada iteração se a tensão de saída está acima de  $V_{othH}$  para se considerar o barramento energizado. Se  $V_o \geq V_{othH}$ , então o estado vigente passa a ser *STATE\_RUN*. Caso contrário, se esta condição não for atendida ao término de 7 incrementos de  $d$ , então declara-se falha de partida.

Na primeira vez que entra em *STATE\_RUN*, a máquina de estados deve se encarregar de fechar o *surge\_relay*, aplicar um pulso de gatilho prolongado para garantir uma condição  $I_L(t) \geq 0$  no início da modulação, habilitar a modulação por TCM, e, por fim, chamar a rotina de controle para regular o barramento.

A cada chamada da máquina de estados haverá uma verificação de falhas por *software*, enquanto que as falhas de hardware são processadas independentemente e tem capacidade de chamar a máquina de estados a fim de desligar a modulação tão logo ocorrerem.

Na ocorrência de falhas o estado do sistema evolui para *STATE\_FAULT* e as ações a serem tomadas consistem em abrir o *surge\_relay* e remover quaisquer comandos de gatilho. A condição de saída deste estado para *STATE\_STOP* depende do comando do usuário *cmd\_clear*.

Em *STATE\_STOP* são interrompidos os comandos de gatilho e o *surge\_relay* é aberto. A única condição de saída deste estado depende do comando do usuário. Se *cmd\_clear* for 1, então o sistema retorna à *STATE\_INIT*, caso contrário permanece no estado atual.

## 5.2 ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DINÂMICO

Esta seção tem como objetivo apresentar um procedimento rápido e prático para o cálculo do compensador aplicado ao conversor Buck-Boost TCM. Não faz parte do escopo deste trabalho derivar as expressões da planta deste conversor, mas apenas identificar qual das funções de transferência do conversor equivalente modulado por largura de pulso melhor o representa através da resposta ao degrau e explorar um pouco as limitações dessa aproximação.

Devido ao fato do conversor operar em frequência variável, de fato, todas as variáveis comumente adotadas na modelagem variam conforme o ponto de operação, dependente do ganho estático de tensão, da carga, e da indutância do indutor Buck-Boost TCM. Inclusive, até que haja a convergência para um dado ponto de operação, as grandezas de razão cíclica, frequência de comutação, corrente de pico entre outras variam no tempo.

Parte-se da hipótese de que a planta do conversor buck-boost TCM tenha alguma similaridade, e, portanto, seja representável até certo ponto pela planta  $\frac{V_o(s)}{D(s)}$  do conversor buck-boost PWM operando em MCD. Assume-se isso baseado no fato de que o período



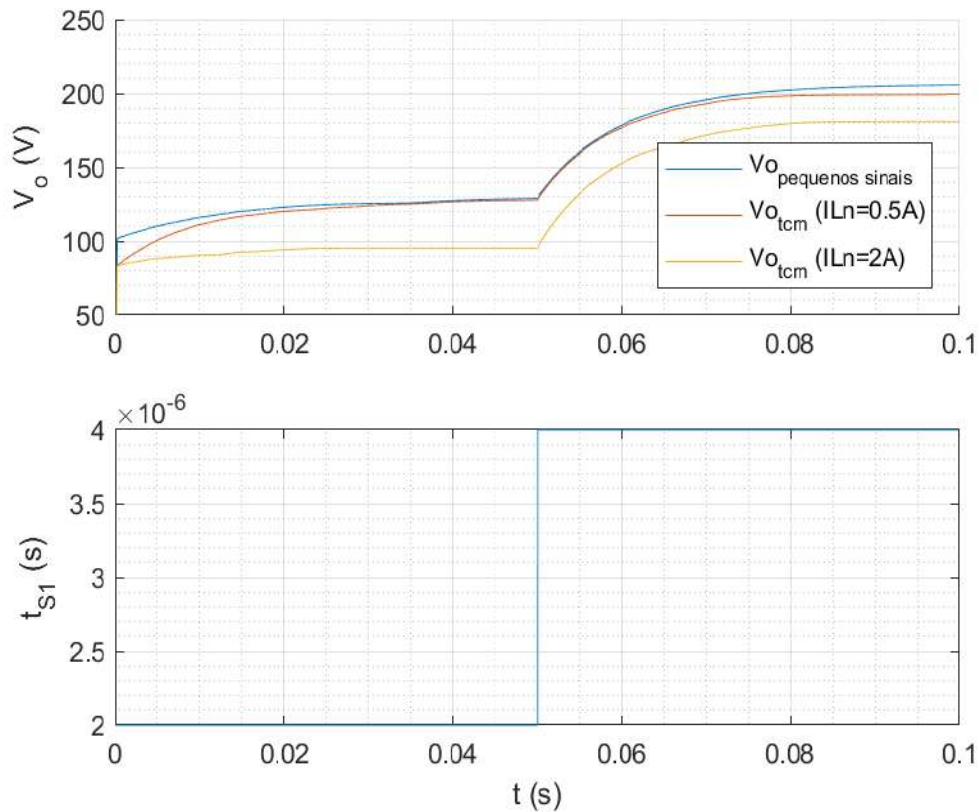
em que há corrente reversa na técnica TCM coincidiria com um intervalo maior de desmagnetização do indutor na modulação PWM.

Em se tratando da técnica TCM, visto que o conversor opera em frequência variável, deve-se atentar para o fato da lenta dinâmica de convergência do sistema até que o mesmo atinja o ponto de equilíbrio. O autor não derivou até o momento uma equação para descrever este comportamento que é perceptível nas respostas ao degrau exibidas nas figuras 34 e 35 e que se traduz em um atraso até que as quantidades como tempo de condução dos interruptores e frequência de comutação atinjam o regime permanente.

Por isso, a fim de gerar uma comparação válida entre ambos as estruturas, foi adaptado no simulador uma rotina para comandar o conversor PWM com a mesma frequência e razão cíclica ciclo-a-ciclo com que está operando o conversor TCM.

As figuras 34 e 35 demonstram as respostas ao degrau do conversor TCM com dois valores de corrente reversa ( $-0.5A$  e  $-2A$ ) e do modelo de pequenos sinais adaptado do conversor MCD em dois pontos de operação distintos.

Figura 34 – Comparativo resposta ao degrau ( $t_{S1}$  de 2 a 4  $\mu s$ ) entre os conversores Buck-Boost MCD e TCM com dois valores de corrente reversa. Condições:  $V_i=100V$ ,  $P_o=200W$ ,  $L_s=50\mu H$ ,  $C_o=100\mu F$ .



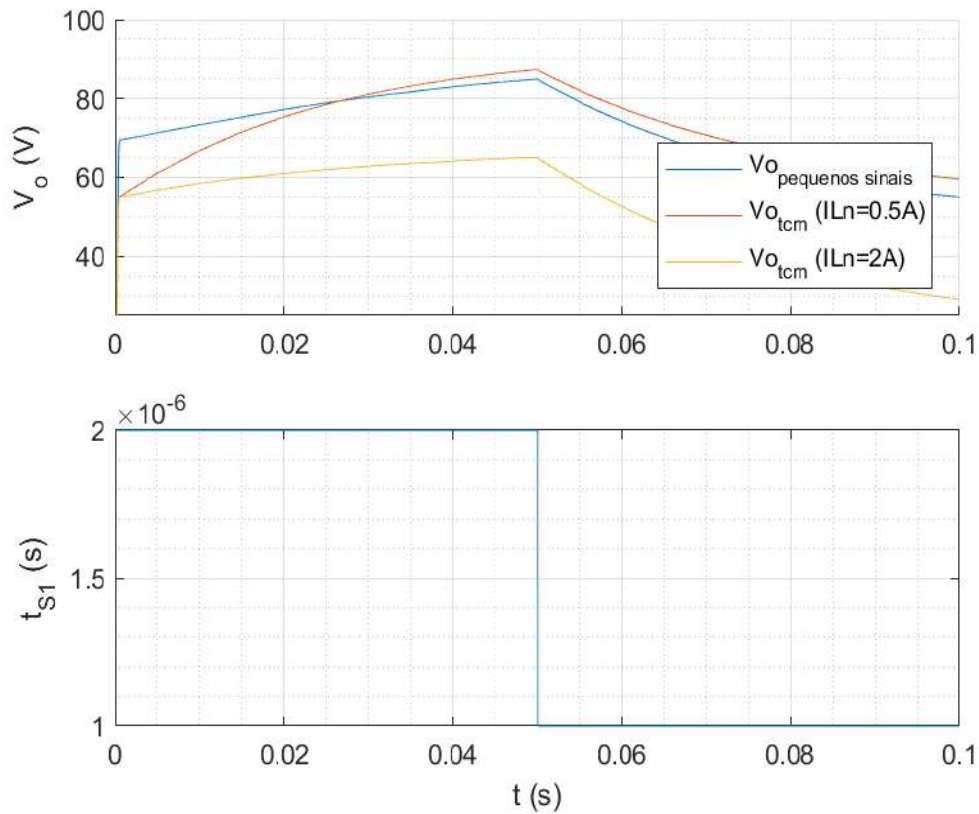
Fonte: O autor (2021).

Observa-se que após convergir para um ponto de operação, em ambos os casos, o modelo de pequenos sinais representa com boa fidelidade o conversor TCM operando com

$I_{Ln}=0.5A$ . Nota-se um erro maior, tal como um desvio de valor médio (*offset*), quando empregado uma corrente reversa de maior magnitude ( $I_{Ln}=2A$ ).

De fato, o autor estima que o modelo de pequenos sinais possa representar com boa precisão o conversor TCM desde que a relação entre  $I_{Ln}$  e  $I_{Lp}$  seja inferior a 25%. Na prática a magnitude da corrente reversa aplicada deve ser apenas suficiente para garantir a comutação suave (com alguma margem) e valores maiores do que isso são prejudiciais pois ocasionam a maior circulação de reativo no circuito acarretando em maiores perdas de condução nos semicondutores.

Figura 35 – Comparativo resposta ao degrau ( $t_{S1}$  de 2 a 1  $\mu s$ ) entre os conversores Buck-Boost MCD e TCM com dois valores de corrente reversa. Condições:  $V_i=200V$ ,  $P_o=500W$ ,  $L_s=100\mu H$ ,  $C_o=470\mu F$ .



Fonte: O autor (2021).

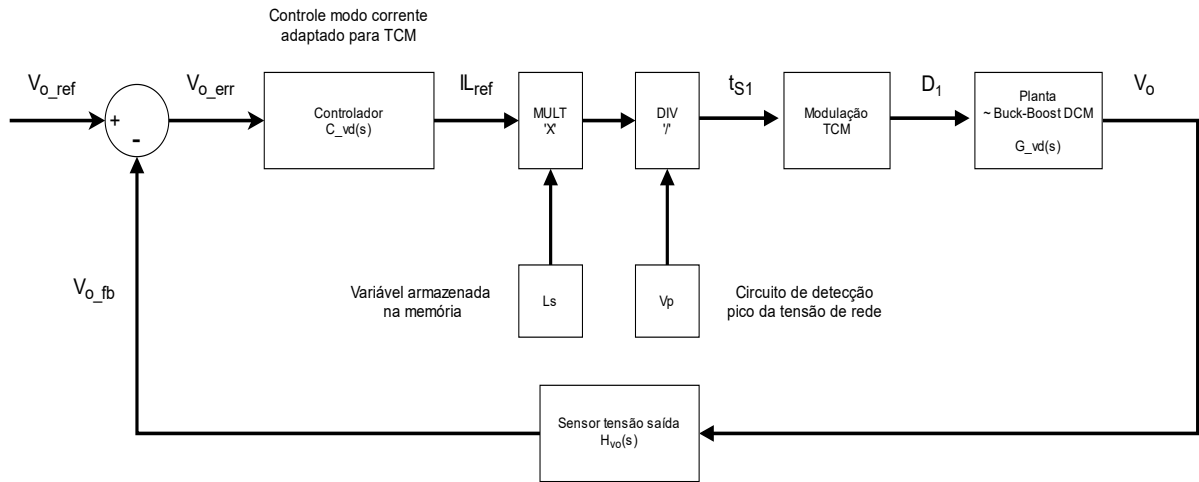
### 5.3 CONTROLE

Conforme demonstrado através da equação (4.67), desde que o conversor esteja operando em regime permanente, o tempo de condução do interruptor  $S_1$  permanece aproximadamente constante ao longo de um período da rede, e, por isso, a malha de controle não necessita do feedback instantâneo ciclo-a-ciclo da tensão retificada. Isto simplifica bastante a implementação do controle utilizado em conjunto com a modulação TCM.

A figura 36 ilustra a malha de compensação do controle a ser utilizado em conjunto com a modulação TCM. Esta foi obtida com base na equação (4.14) e emprega a realimentação negativa. A malha de controle se assemelha em muito ao controle aplicado ao conversor boost MCD (POMILIO, 2007).

Subtraindo-se a referência ( $V_o$ ) da leitura ( $V_{o_{fb}}$ ) resulta em um sinal de erro inserido no controlador que, por sua vez, gera uma corrente de pico diretamente proporcional à carga e ao ganho estático do conversor. Essa corrente é então multiplicada pela indutância e dividida pela tensão de pico da rede resultando no tempo de condução de  $S_1$ . Em seguida, a modulação TCM se encarrega de traduzir  $t_{S1}$  em uma razão cíclica equivalente e aplica este à planta aproximada do conversor.

Figura 36 – Diagrama de blocos da malha de controle empregado na técnica TCM.



Fonte: O autor (2021).



de  $R_{DSon} = 100 \text{ m}\Omega$ , capacitância de saída  $C_o = 1410 \text{ }\mu\text{F}$  e resistência série equivalente  $RSE = 75 \text{ m}\Omega$  e carga de saída  $R_o = 45 \text{ }\Omega$ .

Os resistores *shunt* são de  $R_{sh} = 50 \text{ m}\Omega$  (cada), resistores de condicionamento de corrente  $R_1 = 1.2 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 1.3 \text{ k}\Omega$ , a tensão do diodo zener  $V_{zc} = 2.4 \text{ V}$ , resistor série zener de  $R_{zc} = 325 \text{ }\Omega$ , os sensores de tensão retificada e de tensão de saída são modelados com ganho de  $H_v = 5 \times 10^{-3}$ , os blocos monostáveis são ajustados com largura de pulso de  $0.2 \text{ }\mu\text{s}$  e os blocos *flip-flop* SR são acionados por nível (e não por borda).

O passo de simulação precisa ser ajustado para representar as grandezas que se deseja observar. Se o objetivo for obter o ponto de operação e averiguar a entrada do conversor em regime permanente, então deve-se definir um passo de simulação equivalente a 100 pontos por período de comutação. Por outro lado, se a intenção for observar os detalhes da comutação, então o passo de simulação deve ser definido como 100 pontos por período de ressonância.

$$T_{simu} = \begin{cases} T_s/100 & \text{Se estudo do regime permanente} \\ T_{res}/100 & \text{Se estudo da comutação} \end{cases}$$

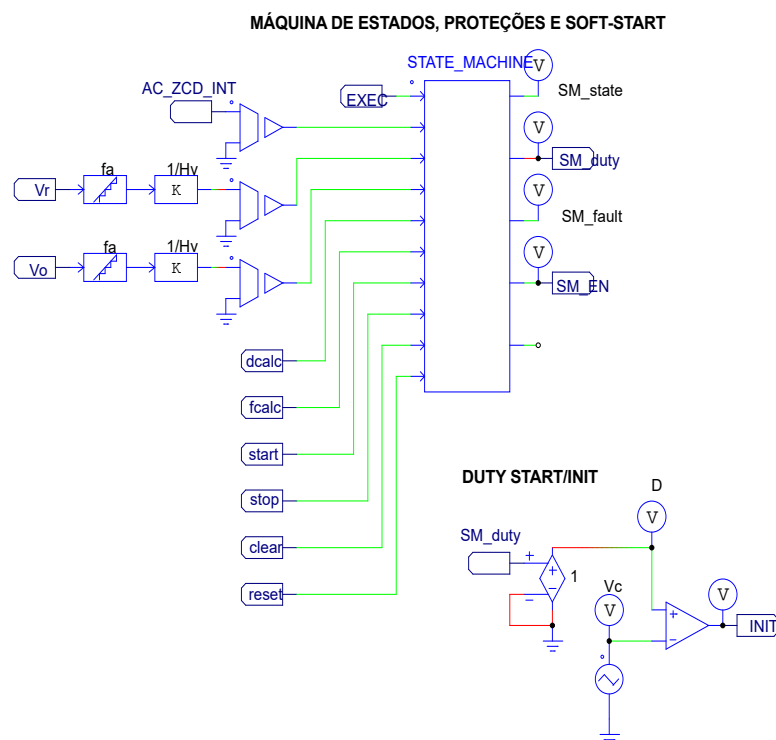
A implementação da máquina de estados foi primeiramente validada via simulador e está demonstrada na figura 38. São entradas deste módulo: leitura de tensão retificada, leitura da tensão de saída, estimativas de razão cíclica, estimativa da frequência de comutação e de comandos do usuário (start, stop, clear e reset). A partir dessas entradas são definidos o estado do conversor, a razão cíclica quando em *soft-start* e a definição do nível lógico da flag *SM\_EN*.

O circuito de detecção de cruzamento por zero, vide figura 39, é emulado via comparadores e osciladores monoestáveis. O sinal condicionado de corrente ( $V_{is}$ ) é comparado com a referência do zener ( $V_{zc}$ ) para gerar os tempos de turn-on dos interruptores.

Um bloco importante para emular o circuito digital/discreto consiste em assertar um pulso com duração de 1 passo de simulação na frequência de chamada da interrupção, ou seja, em 10 kHz. Além deste, dois blocos de implementação em C emulam a contagem dos periféricos de *timer* que começam a contar na borda de subida do sinal de gatilho dos interruptores e mediante o estouro disparam um sinal para desligamento dos interruptores.

A figura 40 traz no detalhe a implementação desse e de outros blocos no simulador. Se a máquina de estados permitir a operação em malha fechada, o controle digital executará a cada chamada do *timer* e este amostrará o sinal da tensão de saída para processar o novo tempo de condução de  $S_1$ . A lógica do comando dos gatilhos é baseada num *flip-flop* set-reset e também deve permitir que durante o *soft-start* o interruptor  $S_1$  seja acionado independentemente. O *interlock* via *software* é assegurado não permitindo que o comando de  $G_2$  seja simultaneamente alto se  $G_1$  já estiver acionado.

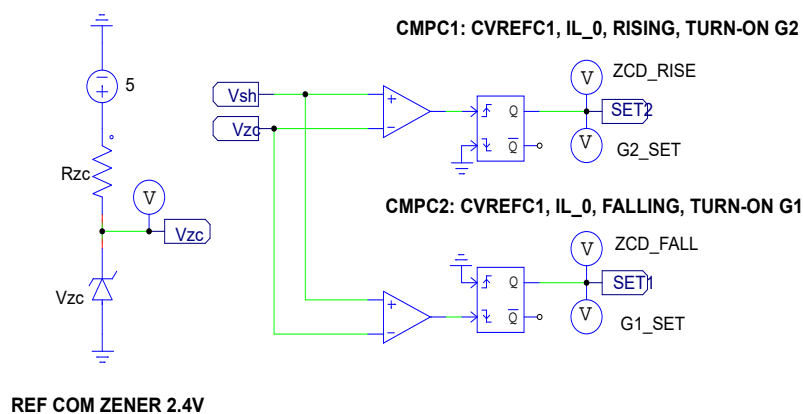
Figura 38 – Captura do simulador: Máquina de estados.



Fonte: O autor (2021).

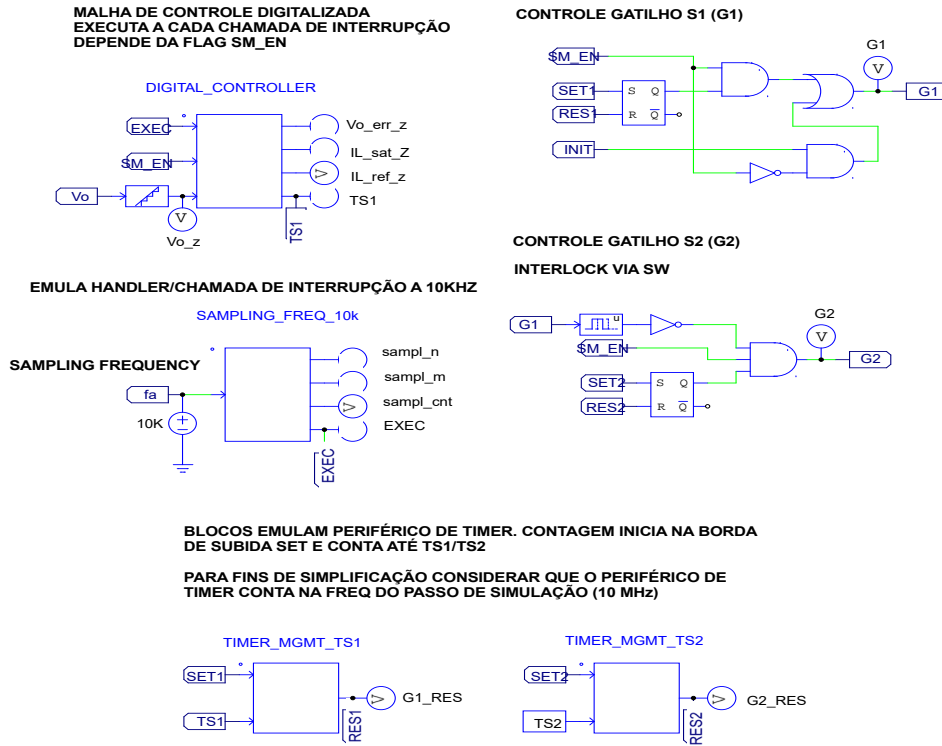
Figura 39 – Captura do simulador: Circuito de detecção do cruzamento por zero da corrente no indutor.

**DETECÇÃO DE ZCROSS INDUTOR  
UTILIZANDO PERIFÉRICO CMPC RX24T (S/ NOISE FILTER)  
EXECUTA A 32MHz, i.e., MAX DELAY 31.25ns**



Fonte: O autor (2021).

Figura 40 – Captura do simulador: Controle digital, comando de gatilho e periférico de *timer*.



Fonte: O autor (2021).

## 6.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para confirmar os cálculos derivados na seção 4.1, abrangendo o estudo da comutação suave, foram utilizados os mesmos parâmetros do exemplo numérico citado naquela seção, assim garantindo que o circuito simulado esteja funcionando no mesmo ponto de operação.

Primeiro, a figura 41 exibe as formas de onda para a comutação por *Valley Switching*, em que não há corrente reversa sendo aplicada entre os instantes de tempo  $t_3$  a  $t_4$ . Nota-se que decorrido o tempo de ressonância  $t_{ress2}$ , que precede a entrada em condução de  $S_1$ , a tensão remanescente sobre  $C_{S1}$  é de aproximadamente 100 V, ou seja, nesta condição específica com  $I_{Ln}=0$  A, não foi possível zerar a tensão de bloqueio, confirmando o que fora constatado na figura 20.

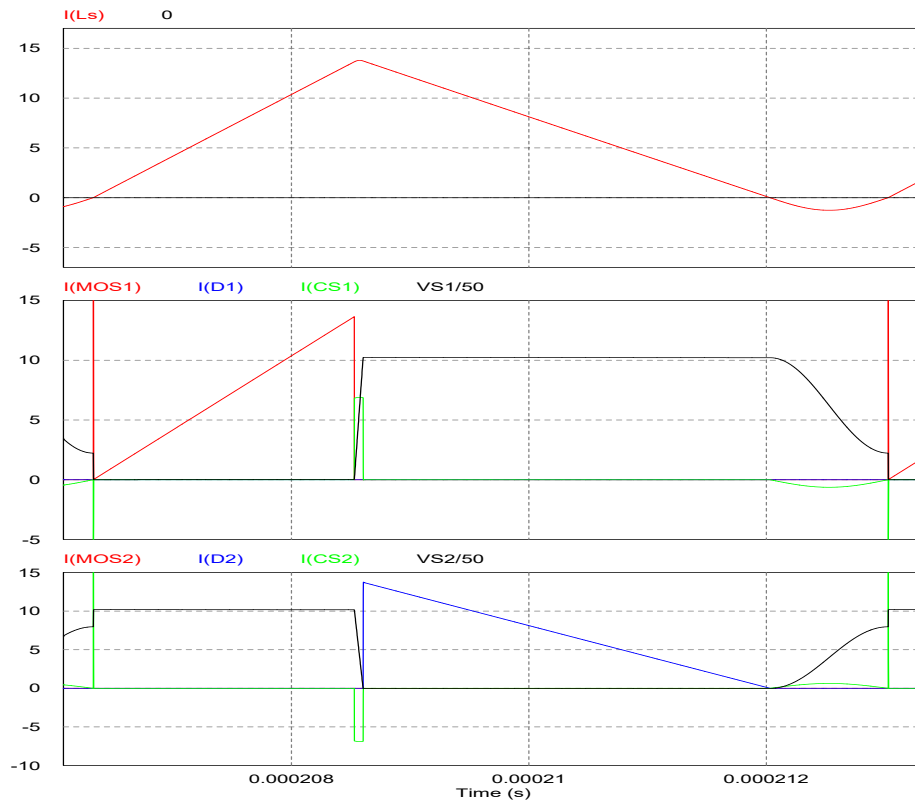
Também, conforme demonstrado na seção 4.1, a ressonância entre os instantes  $t_1$  a  $t_2$ , indifere da modulação empregada (se TCM ou VS), e, portanto, o bloqueio do interruptor  $S_1$  se dá sob ZVS para quaisquer condições de carga.

Pela convenção de sinais adotada, a corrente de recarga dos capacitores é positiva, enquanto que a corrente de descarga é negativa. Por isso, a tensão de bloqueio sobe para correntes positivas  $i_{CS(1,2)}$  e decresce para correntes negativas  $i_{CS(1,2)}$ , conforme verificado durante as etapas ressonantes.

Já, a figura 42 retrata as formas de onda obtidas via simulador para a modulação TCM, aplicando uma corrente reversa de 3 A. Com a energia adicional acumulada no indutor, entre  $t_3$  a  $t_4$ , a ressonância do par  $L C_{eq}$  é capaz de zerar a tensão sobre  $C_{S1}$  num tempo  $t_{ress2}$ . Na etapa subsequente, de  $t_5$  a  $t_6$ , ocorre a desmagnetização do indutor. Assim, diferentemente do que fora observado na modulação por VS, a entrada em condução do interruptor  $S_1$  se dá sob ZVS.

Antevendo a necessidade de entender a correlação entre as correntes de ramo e as correntes individuais em cada um dos componentes (MOSFET, diodo intrínseco e capacitor em paralelo) para auxiliar na compreensão dos dados obtidos experimentalmente, também apresenta-se a forma de onda vista na figura 43.

Figura 41 – Resultado de simulação para a modulação *Valley Switching*.



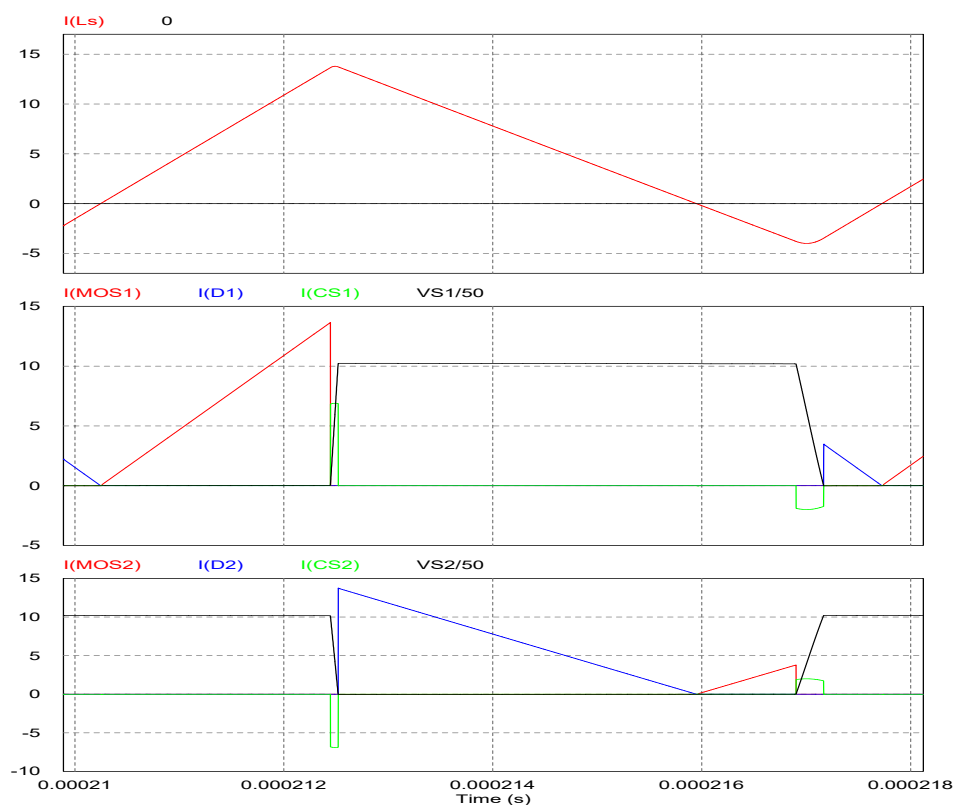
Fonte: O autor (2021).

Como se pode observar, mantida a convenção de sinal, a corrente de ramo é obtida pela somatória das componentes individuais em cada um dos componentes. Assim, as formas de onda de comutação quando representadas pela corrente de ramo e pela tensão de bloqueio podem exibir uma área não nula (produto  $I \times V$ ), contudo isto se deve exclusivamente à corrente ressonante percorrendo os capacitores em paralelo.

A figura 44 mostra os resultados de simulação para o conversor operando com reversibilidade de corrente, provando que é possível operar a modulação TCM desta maneira. Vale ressaltar que neste caso tratou-se exclusivamente do conversor Buck-Boost sem o estágio retificador de entrada, operando como um conversor CC-CC.

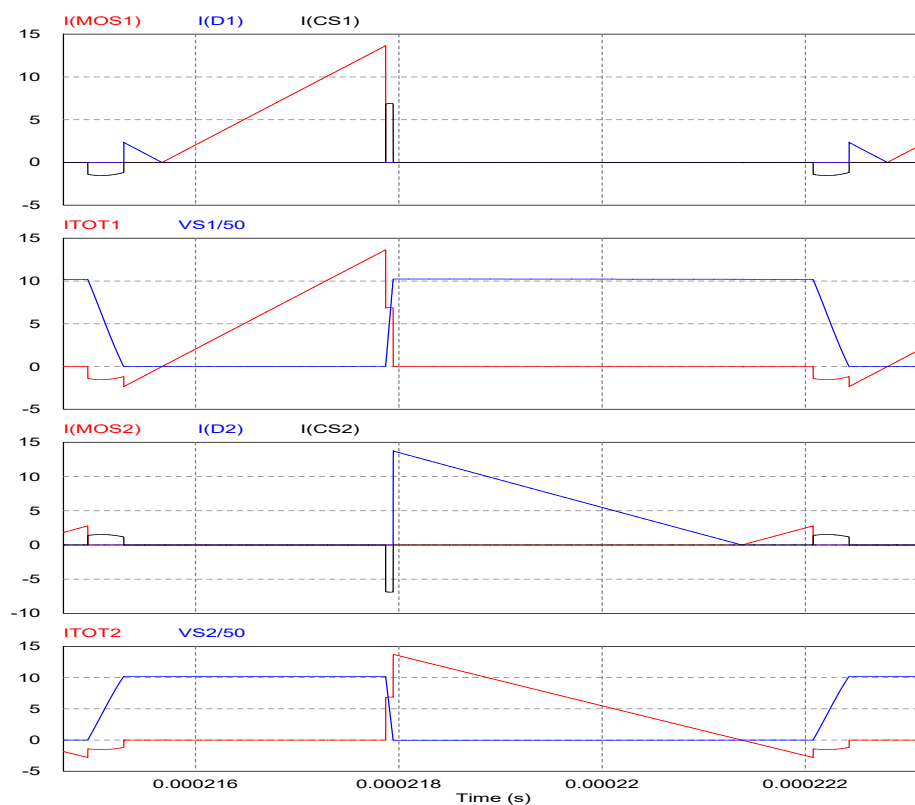


Figura 42 – Resultado de simulação para a modulação TCM.



Fonte: O autor (2021).

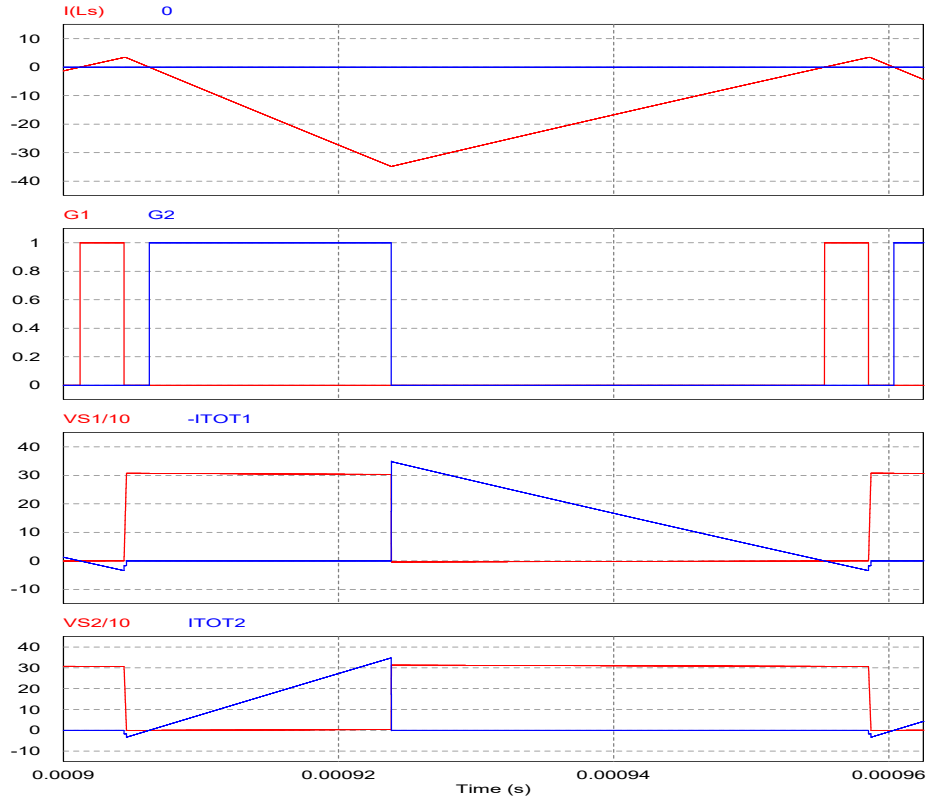
Figura 43 – Resultado de simulação demonstrando as corrente de ramo.



Fonte: O autor (2021).

Desde que os sinais de gatilho sejam adequadamente comandados entre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  no momento em que se identificar a necessidade de entrar no modo de reinjeção de corrente para a entrada, a modulação e a controlabilidade do conversor não serão afetadas.

Figura 44 – Resultados de simulação: operação com reversão do fluxo de corrente.



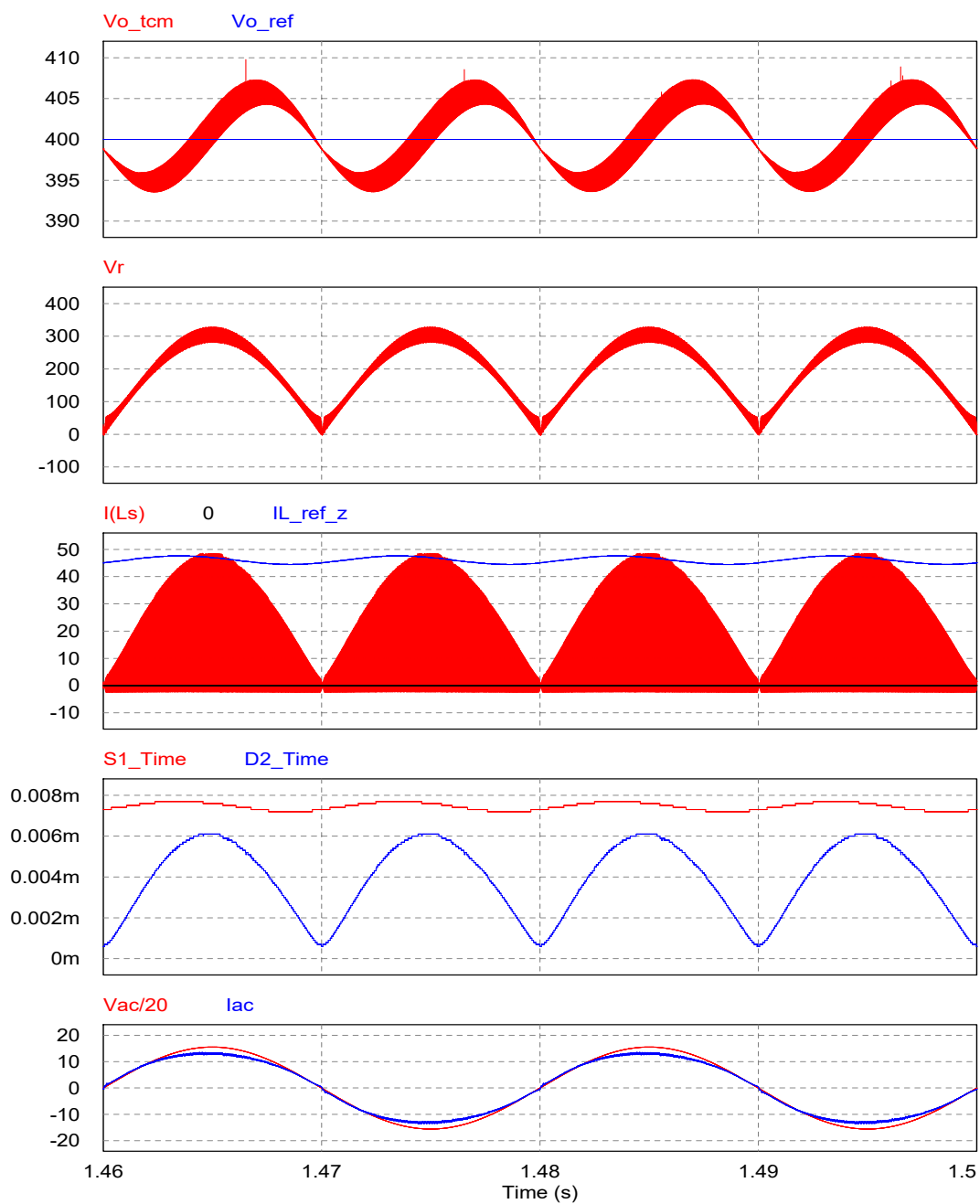
Fonte: O autor (2021).

As formas de onda de simulação do conversor Buck-Boost TCM operando como PFC e controle digital estão demonstradas na figura 45. Constata-se que a tensão de saída está posicionada sobre a referência e que o sinal de corrente de pico coincide, de fato, com a corrente de pico no indutor.

Conforme havia sido estabelecido no capítulo análise quantitativa, mais especificamente na seção 4.4, o tempo de condução do interruptor  $S_1$  é aproximadamente constante ao longo de um ciclo de rede possuindo apenas uma ondulação proporcional à própria ondulação da tensão de barramento ( $\Delta V_o$ ), enquanto que o tempo de condução do diodo  $D_2$  varia senoidalmente.

A corrente de entrada AC e a tensão retificada possuem formas senoidais e portanto comprovam o bom funcionamento do conversor como PFC. Uma vez implementadas e validadas a modulação e o controle digital, a simulação foi utilizada em conjunto com os resultados experimentais obtidos (a serem apresentados mais adiante) corroborando com o estudo qualitativo e quantitativo apresentado neste trabalho.

Figura 45 – Resultados de simulação: formas de onda em regime permanente.



Fonte: O autor (2021).

## 7 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Com o objetivo de comprovar a modelagem matemática realizada e comparar os resultados teóricos bem como aqueles obtidos via simulador com resultados experimentais, optou-se por confeccionar um protótipo de bancada.

Este capítulo apresenta a metodologia de projeto e um exemplo utilizado para confeccionar o protótipo de bancada de um conversor Buck-Boost TCM e envolve as etapas de definição das especificações de projeto, caracterização da carga, seleção da indutância principal, escolha dos capacitores ressonantes, cálculo do tempo de condução reversa, determinação do ponto de operação, obtenção das perdas nos componentes, seleção dos semicondutores, seleção do capacitor de saída, projeto do indutor, projeto térmico do dissipador, projeto dos circuitos de condicionamento de sinal, projeto dos circuitos auxiliares e de comando, e por fim, projeto do controle.

### 7.1 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

O projeto do estágio de potência se inicia pela definição das especificações, cujas grandezas são listadas abaixo, na tabela 3:

Tabela 3 – Especificações de projeto do conversor.

Descrição	Símbolo	Valor
Tensão eficaz nominal	$V_{ac}$	220 V
Frequência da rede	$f_1$	60 Hz
Potência nominal @ $V_{o_{max}}$	$P_o$	2 kW
Eficiência desejada	$\eta$	97%
Tensão de saída máxima	$V_{o_{max}}$	400 V
Ondulação máxima da tensão de saída	$\Delta V_o$	40 V
<i>Hold-up time</i>	$t_{holdup}$	20 ms
Temperatura ambiente máxima	$T_a$	45° C
Temperatura máxima do dissipador	$T_d$	85° C

Fonte: O autor (2021).

Este conversor prevê uma carga de saída cuja potência varia conforme a tensão de barramento. Este é inclusive o seu propósito, atuando como estágio de entrada de um inversor de frequência variável não convencional. Diz-se inversor não convencional, pois a técnica padrão da indústria consiste em manter um barramento à tensão constante.

A diferença reside no fato de que o estágio de entrada entregará apenas a tensão necessária (com alguma margem) de tal forma que as perdas de comutação do inversor sejam minimizadas, conforme havia sido abordado no capítulo de introdução. Por isso, à medida que a velocidade do motor aumenta, mais potência é requerida pelo *driver* bem

como uma maior tensão de barramento é exigida a fim de evitar o enfraquecimento de campo prematuramente (antes que o motor atinja a velocidade de base).

Como se sabe, à medida que a velocidade do motor aumenta, também aumenta a força contra eletromotriz (*back-emf*). A definição da velocidade de base é dada em Bojoi et al. (2011) e marca o momento a partir do qual a *back-emf* do motor adquire a mesma amplitude da tensão de barramento. Neste ponto não há mais tensão disponível para comandar velocidades maiores no motor.

Isto exige que o controle mude a estratégia e deixe de operar em regime de torque máximo (corrente de fase alinhada com a *back-emf* do motor) para operar aplicando corrente negativa (eixos d,q) para contrapor a força contra eletromotriz e assim permitir acelerar o motor e alcançar velocidades superiores.

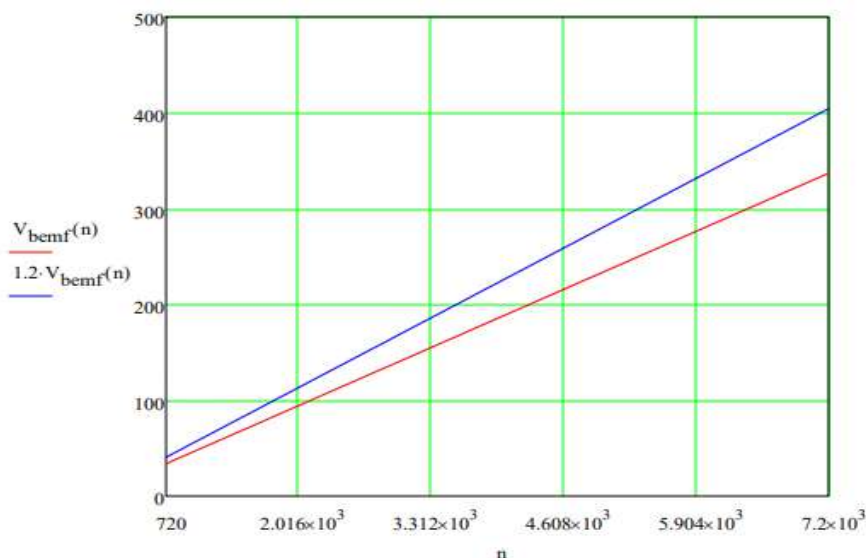
Para se caracterizar esse tipo de carga é preciso saber qual a tensão mínima de barramento por faixa de velocidade (diretamente ligada à *back-emf*), qual a corrente por fase ou a potência consumida em função da velocidade. O perfil da carga está ilustrado nas figuras 46 e 47. São demonstradas a *back-emf* estimada, a corrente de fase do motor e a potência consumida por velocidade.

Para fins de simplificação a potência do conversor e a tensão de barramento serão limitadas conforme abaixo:

$$100 \leq V_o \leq 400 \text{ V}$$

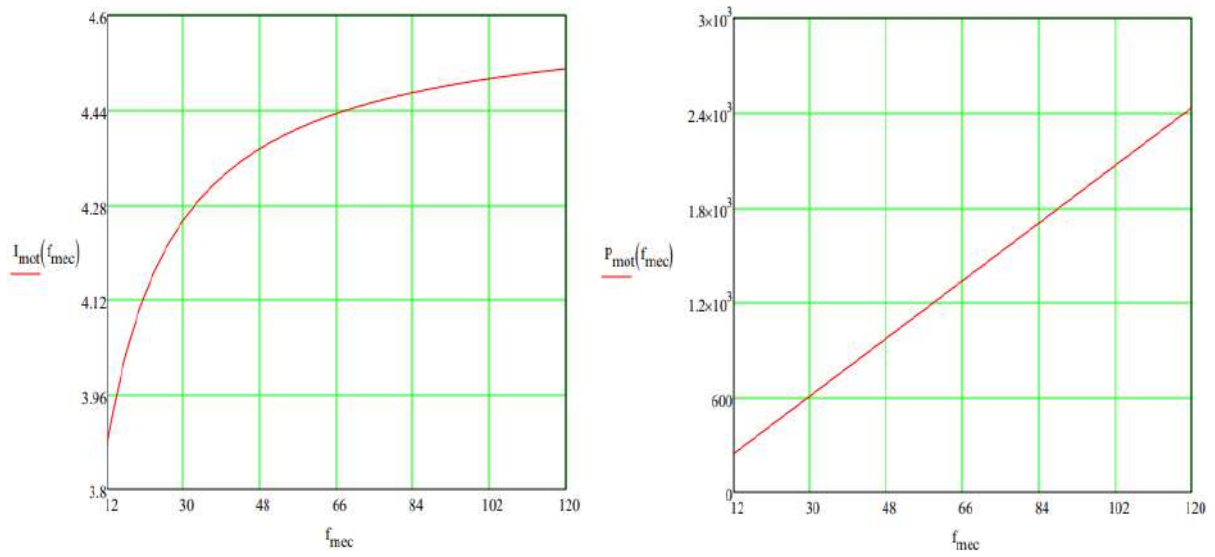
$$600 \leq P_o \leq 2000 \text{ W}$$

Figura 46 – Caracterização da carga. Gráfico de força contra eletromotriz por velocidade do motor (rpm).



Fonte: O autor (2021).

Figura 47 – Caracterização da carga. Gráficos de corrente de fase e potência consumida por velocidade do motor (rps).



Fonte: O autor (2021).

Uma vez definidos os requisitos de projeto, parte-se para a seleção do ponto de operação do conversor. Conforme explicado nos capítulos anteriores, a seleção do valor de indutância tem grande efeito na faixa de operação do conversor (frequência de comutação e razão cíclica).

Como para esta faixa de potência os valores de pico de corrente no indutor são consideráveis, o caminho natural para minimizar o volume do magnético se deu através da seleção de uma indutância menor, conforme figura 28. Neste caso, selecionou-se:

$$L_s = 50 \mu H$$

E, a capacitância a ser inserida em paralelo com o interruptor deve estar na ordem de 10 vezes a capacitância equivalente de saída do transistor de potência, de maneira a evitar variações significativas nos tempos de ressonância devido a tolerância de parâmetros construtivos dos semicondutores. Nesta faixa de potência (tensão e corrente), os semicondutores apresentam uma capacitância de saída de aproximadamente 100 pF.

$$C_{oss} \approx 100 \text{ pF}$$

$$C_{Sn} (n : 1, 2) \geq 10 \times C_{oss}$$

$$C_{S1} = C_{S2} = 1 \text{ nF}$$

$$C_{eq} = C_{S1} + C_{S2} = 2 \text{ nF}$$

Se a opção for seguir com a modulação por VS, os valores de capacitâncias em paralelo devem ser restringidos a fim de se limitar danos decorrentes da descarga de energia

armazenada nesses capacitores ao término da etapa 4, vide a figura 7 (a), mediante uma situação em que não se obtém ZVS tal como foi exemplificado na seção 4.1.2.

Consequentemente:

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_s \times C_{eq}}} = 3.162 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$z_{res} = \omega_{res} \times L_s = 158,11 \Omega$$

Em seguida, determina-se o tempo de condução  $t_{S2}$  para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação. Baseado na análise da equação (4.43), que descreve a ressonância no intervalo entre  $t_4$  a  $t_5$ , chega-se às seguintes observações:

- Se  $V_o > V_i$ , então não há necessidade de aplicar corrente reversa ( $I_{Ln} = 0$ );
- Se  $V_o \approx V_i$ , ou ligeiramente inferior, apenas uma pequena corrente reversa é suficiente para evitar a comutação dissipativa;
- Se  $V_o < V_i$ , então amplitudes maiores de corrente reversa precisarão ser aplicadas.

Assim, em termos da ressonância, a pior condição para se garantir a comutação suave ocorre para a menor tensão de saída, independente da condição de carga. O esboço do plano de fase, tal como foi feito na figura 19, auxilia na determinação da corrente reversa necessária. Selecionou-se os seguintes tempo de condução e corrente reversa:

$$(t_{S2}, I_{Ln}) = \begin{cases} 1\mu s, 2A & V_o = 100 V \\ 0.375\mu s, 1.5A & V_o = 200 V \\ 0.167\mu s, 1A & V_o = 300 V \\ 0\mu s, 0A & V_o = 400 V \end{cases}$$

Deste ponto em diante, considerou-se o ponto de operação na maior tensão e potência de saída. Os outros tempos médios de condução num período de rede são dados:

$$t_{S2} = 0 \mu s \text{ (0,5 } \mu s \text{ pico ressonância)}$$

$$t_{D1} = 0 \mu s \text{ (1,0 } \mu s \text{ equivalente)}$$

$$t_{D2} = \frac{2 I_o L}{V_o} \times \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p}\right) = 3,774 \mu s$$

$$t_{S1} = t_{D2} \times \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{V_p} = 7,622 \mu s$$

Assim determina-se o período e a frequência de comutação:

$$T_s = t_{S1} + t_{D2} + t_{S2} + t_{D1} = 12,91 \mu s$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} = 77,48 kHz$$

E, logo, a razão cíclica média é determinada por:

$$D_{tcm} = \frac{t_{S1}}{T_s} = 59,06\%$$

Corrente de pico no indutor (positiva) e corrente reversa (negativa):

$$I_{Lp} = \frac{V_p}{L_s} \times t_{S1} = 47,43 A$$

$$I_{Ln} = 0 A \text{ } (-4 A \text{ pico ressonância})$$

Os esforços de corrente no interruptor  $S_1$  e diodo intrínseco  $D_1$  são calculados a seguir:

$$I_{S1_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times t_{S1}}{2} = 8,92 A$$

$$I_{S1_{ef}} = I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times \sqrt{\frac{t_{S1}}{3 T_s}} = 13,39 A$$

$$I_{D1_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{|I_{Ln}| t_{D1}}{2} \approx 0 A$$

$$I_{D1_{ef}} = |I_{Ln}| \times \sqrt{\frac{t_{D1}}{3 T_s}} \approx 0 A$$

Da mesma forma são calculados os esforços de corrente em  $S_2$  e  $D_2$ :

$$I_{D2_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times t_{D2}}{2} = 4,41 A$$

$$I_{D2_{ef}} = I_{Lp} \times \frac{2}{\pi} \times \sqrt{\frac{t_{D2}}{3 T_s}} = 9,43 A$$

$$I_{S2_{med}} = \frac{1}{T_s} \times \frac{|I_{Ln}| t_{S2}}{2} \approx 0 A$$

$$I_{S2_{ef}} = |I_{Ln}| \times \sqrt{\frac{t_{S2}}{3 T_s}} \approx 0 A$$



Tensões de bloqueio:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_p + V_o + \Delta V_o \approx 718 \text{ V}$$

Pesquisando catálogos de fabricantes por transistores de potência acima de 900 V de bloqueio notou-se uma tendência em se substituir os N-MOSFETs de Si por SiC, que em termos de custo também não se mostraram atrativos.

Uma alternativa viável a um custo atrativo seriam os IGBTs. Porém foi constatado na literatura que mesmo em comutação suave estes dispositivos podem apresentar perdas de bloqueio elevadas. Por isso há famílias construtivas de IGBTs otimizadas para comutação suave, a maioria delas visam *Induction Heating (induction cooking)*.

O problema está na faixa de frequência de comutação indicada como sendo normalmente limite em 60 kHz, podendo chegar em raros casos a 100 kHz. O perigo de se ultrapassar a frequência máxima de comutação está em não dar tempo suficiente para que haja a recombinação. Então, deve-se limitar a operação em baixa carga e/ou tomar precauções já na etapa de projeto, escolhendo-se indutâncias maiores caso sejam selecionados IGBTs, como é o caso do protótipo desenvolvido neste trabalho.

Na tabela 4 abaixo estão listadas as especificações do IGBT selecionado:

Tabela 4 – Especificações dos IGBTs selecionados.

Grandeza	Símbolo	Valor
Corrente máxima de coletor @ 100 °C	$I_c$	25 A
Corrente pulsada repetitiva de coletor	$I_{cp}$	75 A
Tensão de saturação coletor-emissor	$V_{CEsat}$	1,65 V
Tensão de polarização direta diodo	$V_F$	2,15 V
Tensão máxima de bloqueio	$V_{CEMAX}$	1200 V
Fabricante/Modelo	<i>Infineon</i>	IHW25N120E1

Fonte: O autor (2021).

Esforços de corrente no indutor:

$$I_{L_{med}} = (I_{S1_{med}} + I_{D2_{med}}) - (I_{S2_{med}} + I_{D1_{med}}) = 13,09 \text{ A}$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{I_{S1_{ef}}^2 + I_{D2_{ef}}^2 + I_{S2_{ef}}^2 + I_{D1_{ef}}^2} = 16,40 \text{ A}$$

O projeto do indutor é um dos itens que requer mais atenção a fim de não penalizar o conversor em termos de eficiência. Em função da modulação escolhida, o conversor opera com valores de corrente de indutor excursionando entre  $[I_{Ln}, I_{Lp}(t)]$ , atingindo o máximo no pico da tensão de entrada. Como a perda no núcleo do material magnético é proporcional à variação da densidade de fluxo ( $\propto \Delta B$ ), então deve-se pesquisar por

materiais como ferrite ou ligas de pó de ferro que possuam perdas específicas por volume mais baixas.

No presente protótipo optou-se por utilizar um núcleo de ferrite com especificação de densidade de saturação superior se comparada à materiais convencionais, mas apesar disso, um número elevado de voltas foi necessário para evitar a saturação do mesmo. Ao se adicionar muitas voltas no indutor aumenta-se o efeito de acoplamento capacitivo entre espiras, sendo modelado como uma capacitância parasita posicionada em paralelo, tendo como consequências oscilações em alta frequência perceptíveis nas comutações dos semicondutores.

Se um dos critérios de projeto for reduzir as oscilação de alta frequência, então a seleção de um núcleo toroidal e disposição de espiras em camada única (*single layer*) deve ser priorizada, diminuindo assim a capacitância parasita.

A indutância selecionada à vazio foi de aproximadamente 100  $\mu\text{H}$  e após ensaios de bancada com um conversor ponte completa se conseguiu evitar a saturação do indutor com valores de pico de corrente na ordem de 52 A. O valor final de indutância com carga foi de 85  $\mu\text{H}$ . A tabela 5 resume as especificações do indutor, cujo projeto completo é apresentado no apêndice A.

Tabela 5 – Especificações do indutor Buck-Boost projetado.

Grandeza	Símbolo	Valor
Dimensão do entreferro	$\delta_{gap}$	4 mm
Resistência série equivalente	$R_L$	13,8 m $\Omega$
Fio selecionado	AWG	23
Número de condutores em paralelo	$n_{cond}$	23
Número de espiras	$N_L$	18
Fator de ocupação de janela	$K_w$	0,4
Densidade de corrente	$J_{max}$	400 A/cm <sup>2</sup>
Máxima densidade de fluxo	$B_{sat}$	400 mT
Fabricante/Modelo (núcleo)	<i>Ferroxcube</i>	E65/32/27-3C94

Fonte: O autor (2021).

Corrente eficaz no capacitor  $C_o$ :

$$I_{C_{oef}} = \sqrt{\left( (I_{Lp} - I_o) \times \sqrt{\frac{t_{D2}}{3 T_s}} \right)^2 + \left( (|I_{Ln}| - I_o) \times \sqrt{\frac{t_{S2}}{3 T_s}} \right)^2 + \left( I_o \times \sqrt{\frac{t_{S1} + t_{D1}}{3 T_s}} \right)^2} = 13,34 \text{ A}$$

A escolha da capacitância de  $C_o$  precisa atender a dois requisitos simultaneamente: máxima ondulação de barramento e *hold-up time*.

$$C_{o\ 120Hz} \geq \frac{I_o}{2\pi \times f_1 \times \Delta V_{Co}} \approx 330\ \mu F$$

$$C_{o\ holdup} \geq \frac{2 \times P_o \times t_{holdup}}{V_o^2 - V_{o\ min}^2} \approx 820\ \mu F$$

Além disso, a fim de minimizar as perdas, selecionou-se 3 capacitores de 470  $\mu F$  450 V em paralelo. As especificações são listadas na tabela 6:

Tabela 6 – Especificações do capacitor de barramento.

Grandeza	Símbolo	Valor
Capacitância	$C$	470 $\mu F$
Tensão nominal	$V_{dc}$	450 V
Corrente nominal (ripple)	$I_{ripple}$	1,87 A
Fator de dissipação	$\tan \delta$	0,20
Fabricante/Modelo	<i>Nichicon</i>	ELHS451VSN471MR50S

Fonte: O autor (2021).

O cálculo de resistência série equivalente:

$$RSE_{1Co} = \frac{\tan(\delta)}{2\pi f C} = \frac{\tan(0.2)}{2\pi \times 120\ Hz \times 470\ \mu F} = 0,564\ \Omega$$

$$RSE = \frac{RSE_{1Co}}{3} = 0,188\ \Omega$$

E a corrente eficaz de entrada:

$$I_{ac} = \frac{P_o}{V_{ac} \times \eta} = 9,37\ A$$

A partir desse valor de corrente eficaz definiu-se a ponte retificadora cujas especificações constam na tabela 7:

Tabela 7 – Especificações da ponte retificadora.

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão nominal	$V_{max}$	800 V
Corrente nominal	$I_{max}$	35 A
Fabricante/Modelo	<i>Micro Commercial Co</i>	GBJ3508-BP

Fonte: O autor (2021).

A seguir são apresentadas as perdas nos semicondutores:

$$p_{ret} = 2 \times V_{F_{ret}} \times I_{ac} = 19,88\ W$$

$$p_{S1} = VCE_{sat} \times I_{S1_{med}} = 14,72\ W$$

$$p_{D2} = V_F \times I_{D2_{med}} = 9,49 W$$

Bem como as perdas nos outros elementos do circuito: indutor, capacitor de saída e resistor *shunt*.

$$p_{Co} = RSE \times I_{Co_{ef}}^2 = 33,92 W$$

$$p_L = R_{Ls} \times I_{L_{ef}}^2 = 3,71 W$$

$$p_{sh} = R_{sh} \times I_{L_{ef}}^2 = 3,36 W$$

Assim, o total de perdas no circuito e a estimativa de potência são dadas por:

$$p_{tot} = p_{Co} + p_L + p_{sh} + p_{ret} + p_{S1} + p_{D2} = 85,08 W$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + p_{tot}} = 95,92\%$$

Sendo que, deste total, apenas as perdas nos semicondutores contabilizam:

$$p_{semi} = p_{ret} + p_{IGBT1} + p_{IGBT2} = 44,09 W$$

A seleção dos componentes do filtro de EMC foi adaptada de uma placa comercial de potência semelhante, embora esta utilizasse um conversor com característica de corrente contínua na entrada (Boost), diferentemente do presente caso, em que se tem característica de corrente pulsada de entrada.

## 7.2 COMPARATIVO ENTRE VALORES TEÓRICOS E SIMULAÇÃO

Um comparativo entre valores teóricos e resultados de simulação é apresentado na tabela 8. Destaca-se que a determinação do ponto de operação, através do qual são estimadas as quantidades de tempo de condução, frequência de comutação, razão cíclica e corrente de pico possuem um erro relativamente pequeno e aceitável.

À depender da carga, tensões de entrada e de saída e dos componentes passivos selecionados (indutância principal e capacitores ressonantes), a determinação do ponto de operação pode apresentar erros maiores decorrentes de uma série de aproximações feitas ao longo da análise quantitativa. Entre eles, destacam-se aquelas aplicadas às equações (4.51), (4.55) e (4.64).

Tabela 8 – Resumo dos esforços. Cálculo teórico e resultado de simulação.

Grandeza	Símbolo	Teórico	Simulação
Tempo de condução S1	$t_{S1}$	7,62 $\mu s$	7,45 $\mu s$
Tempo de condução D2	$t_{D2}$	3,78 $\mu s$	3,92 $\mu s$
Frequência de comutação	$f_s$	77,48 kHz	79,22 kHz
Razão cíclica	$D_{tcm}$	59,06%	58,90%
Corrente de pico no indutor	$I_{Lp}$	47,43 A	49,0 A
Corrente média no interruptor S1	$I_{S1_{med}}$	8,92 A	9,06 A
Corrente eficaz no interruptor S1	$I_{S1_{ef}}$	13,39 A	15,05 A
Corrente média no diodo D2	$I_{D2_{med}}$	4,42 A	5,04 A
Corrente eficaz no diodo D2	$I_{D2_{ef}}$	9,43 A	11,72 A
Corrente média no indutor	$I_{L_{med}}$	13,09 A	13,89 A
Corrente eficaz no indutor	$I_{L_{ef}}$	16,40 A	18,92 A
Corrente eficaz no capacitor	$I_{Co_{ef}}$	13,34 A	10,44 A

Fonte: O autor (2021).

Contudo, a estimativa dos esforços de corrente nos componentes do circuito apresentam erros substancialmente maiores. Com exceção da corrente média no interruptor  $I_{S1_{ef}}$  e da corrente média no indutor  $I_{L_{med}}$ , que apresentam erros da ordem de 5 % ou inferior, as outras grandezas de corrente, principalmente eficazes, exibem erro entre 11 e 28 %, tomando-se os valores de simulação como referência para o cálculo.

Diz-se que este erro está associado à maneira com que se aproximou o cálculo dos valores eficazes através de grandezas médias em um ciclo de rede, vide as expressões (4.74), (4.77), (4.80), (4.83), (4.86) e (4.87). Para aumentar a precisão seria necessário realizar o cálculo sobre a definição da função que representa a forma de onda de corrente no indutor no tempo, uma função contínua por partes e que pode ser resolvida de maneira recursiva:

$$I_{L_{REC}}(x, t) = \begin{cases} i_L(x, t) & t \leq T_s \\ i_L(x, t - T_s) & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (7.1)$$

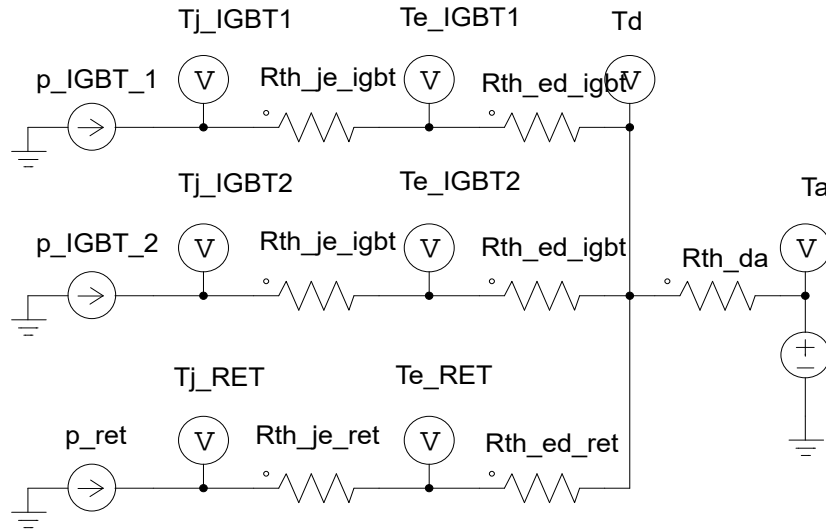
$$i_L(x, t) = \begin{cases} \frac{V_p \sin(2\pi f_1 x)}{L_s} \times t & t_0 \leq t < t_1 \\ \frac{V_p \sin(2\pi f_1 x)}{L_s} \times t_1 - \frac{V_o}{L_s} \times (t - t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ -\frac{V_o}{L_s} \times t & t_2 \leq t < t_3 \\ -\frac{V_o}{L_s} \times t_3 - \frac{V_p \sin(2\pi f_1 x)}{L_s} \times (t - t_3) & t_3 \leq t < t_4 \end{cases} \quad (7.2)$$

Desconsiderando-se os intervalos ressonantes (etapas 2 e 5) e rearranjando a forma com que são enumeradas (apenas neste caso), as etapas 1, 3, 4 e 6 ocorrem em ordem sequencial de  $t_0$  a  $t_4$ . Cabe dizer que  $x$  e  $t$  estão definidos em um período de rede  $[0, T_1]$ .

### 7.3 PROJETO TÉRMICO

O diagrama elétrico equivalente ao modelo térmico está demonstrado na figura 48. Este análogo elétrico se baseia na lei de Ohm e representa o fluxo de calor como uma fonte de corrente e a variação de temperatura como uma Diferença de Potencial Elétrico (DDP).

Figura 48 – Circuito elétrico equivalente do modelo térmico.



Fonte: O autor (2021).

A hipótese inicial para o cálculo térmico partiu do pressuposto de que a temperatura do encapsulamento (*case*) deveria estar abaixo de 100 °C para garantir que a temperatura de junção estivesse abaixo de 125 °C. Dados dos materiais de interface selecionados estão listados na tabela 9.

Primeiro define-se a resistência térmica do dissipador para se obter  $T_d \approx 70$  °C.

$$R_{th\_da} = \frac{T_d - T_a}{p_{semi}} = 0,567 \frac{^{\circ}C}{W}$$

Portanto, selecionou-se o dissipador conforme a tabela 10.

Depois, calcula-se a elevação de temperatura no encapsulamento do IGBT1, identificado como o pior caso devido à resistência térmica da fita kapton:

$$T_{e\_igbt1} = p_{semi} \times R_{th\_ed\_igbt} + T_d = 96,53 \text{ } ^{\circ}C$$

Tabela 9 – Especificações dos materiais de interface.

Grandeza	Símbolo	Valor
Resistência térmica encapsulamento-dissipador (fita kapton)	$R_{th\_ed\_igbt}$	$2 \frac{^{\circ}C}{W}$
Resistência térmica encapsulamento-dissipador (pasta)	$R_{th\_ed\_ret}$	$0,055 \frac{^{\circ}C}{W}$
Resistência térmica junção-encapsulamento IGBT	$R_{th\_je\_igbt}$	$0,54 \frac{^{\circ}C}{W}$
Resistência térmica junção-encapsulamento retificador	$R_{th\_je\_ret}$	$0,6 \frac{^{\circ}C}{W}$

Fonte: O autor (2021).

Tabela 10 – Especificações do dissipador.

Grandeza	Símbolo	Valor
Resistência térmica dissipador-ambiente	$R_{th\_da}$	$0,5 \frac{^{\circ}C}{W}$
Fabricante/Modelo	<i>HS dissipadores</i>	HS 15559-150

Fonte: O autor (2021).

Finalmente, a temperatura de junção para este semicondutor é determinada:

$$T_{j\_igbt1} = p_{semi} \times R_{th\_je\_igbt} + T_e = 104,47^{\circ}C$$

As outras temperaturas de encapsulamento e de junção são listadas abaixo:

$$T_{e\_igbt2} = 86,07^{\circ}C$$

$$T_{j\_igbt2} = 91,19^{\circ}C$$

$$T_{e\_ret} = 68,18^{\circ}C$$

$$T_{j\_ret} = 80,17^{\circ}C$$

## 7.4 PROJETO DOS CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO DE SINAL

Inicia-se pelo projeto do circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente. Conforme antecipado no capítulo 5 (implementação), a equação (5.1) descreve os ganhos CC e AC deste bem como a expressão para o sinal resultante.

A seleção do resistor *timer* precisa representar um compromisso entre as perdas, a Resolução Sinal Ruído (SNR) e mais tarde será visto que o valor deste componente definirá o limite máximo da proteção de sobrecorrente no indutor:

$$R_{sh1} = 50 \text{ m}\Omega$$

$$R_{sh} = \frac{R_{sh1}}{4} = 12,5 \text{ m}\Omega$$

Selecionou-se  $R_{1c}$  e  $R_{2c}$  visando deslocar o nível médio para em torno de 2,4 V:

$$R_{1c} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{2c} = 1,3 \text{ k}\Omega$$

Assim:

$$G_{dc\_cs} = \frac{R_{1c} + R_{sh}}{R_{1c} + R_{sh} + R_{2c}} = 0,48$$

$$G_{ac\_cs} = \frac{R_{2c}}{R_{1c} + R_{sh} + R_{2c}} = 0,5199$$

A tensão exata do regulador linear selecionado (LM317M) com resistores de realimentação de 220  $\Omega$  e 680  $\Omega$ , respectivamente, é de  $V_{cc} = 4,85$  V. Portanto, o sinal condicionado de corrente será dado por:

$$V_{zc} = G_{dc\_cs} \times V_{cc} = 2,328 \text{ V}$$

$$v_{CS(t)} = 2,328 + 0,5199 \times v_{sh(t)}$$

Visando minimizar o atraso inserido por um filtro passa baixa, deve-se atentar para limitar o tempo de assentamento. Utilizou-se para tal o critério de 3 constantes de tempo:

$$I_{L_{delay\_cs}} = 0.4 \times I_{Ln} \approx 1,6 \text{ A}$$

$$t_{delay\_cs} = \frac{L_s}{V_{ac}} \times I_{L_{delay\_cs}} = 363,64 \text{ ns}$$

$$C_c = \frac{t_{delay\_cs}}{3 \times R_{1c}} = 100 \text{ pF}$$

$$f_{c\_cs} = \frac{1}{2\pi \times R_{1c} \times C_c} = 1,313 \text{ MHz}$$

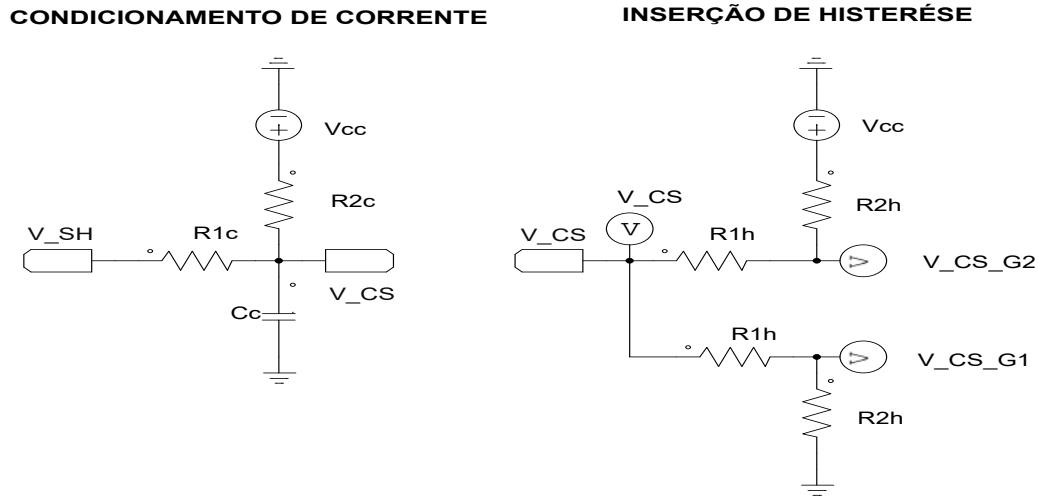
Diodos schottky de 30 V 200 mA (BAT54S) foram utilizados com o propósito de grampeamento de ruídos de comutação entre ground e  $V_{cc}$ . Uma montagem seguidor de tensão foi empregue visando o desacoplamento entre os sinais de entrada e de saída via alta impedância de entrada.

Originalmente o sinal obtido nesta primeira etapa de condicionamento entrava diretamente nos pinos do periférico de comparação (CMPC) do microcontrolador. Contudo, durante os testes, descobriu-se que com a inserção de uma histerése nos sinais de comparação poderia ser aperfeiçoada a estabilidade da modulação.



A ideia é utilizar uma montagem com resistores, vide figura 49, para antecipar os momentos de cruzamento por zero tal que não sejam perdidos comandos de gatilho e/ou não ocorra um atraso muito grande entre a detecção do microcontrolador e o real cruzamento por zero da corrente no indutor. O circuito é apresentado abaixo e foi montado depois da PCI estar pronta.

Figura 49 – Esquemático do circuito de condicionamento de corrente e adição de histerése.



Fonte: O autor (2021).

Utilizou-se os seguintes resistores:

$$R_{1h} = 120 \, \Omega$$

$$R_{2h} = 12 \, k\Omega$$

Cálculo da histerése adicionada ao sinal de comparação envolvido no acionamento do interruptor  $S_2$  (gatilho  $G_2$ ):

$$G_{dc\_h\_G2} = \frac{R_{1h}}{R_{1h} + R_{2h}} = 0,048$$

$$G_{ac\_h\_G2} = \frac{R_{2h}}{R_{1h} + R_{2h}} = 0,909$$

$$v_{CS\_G2(t)} = 0,048 + 0,909 \times v_{sh(t)}$$

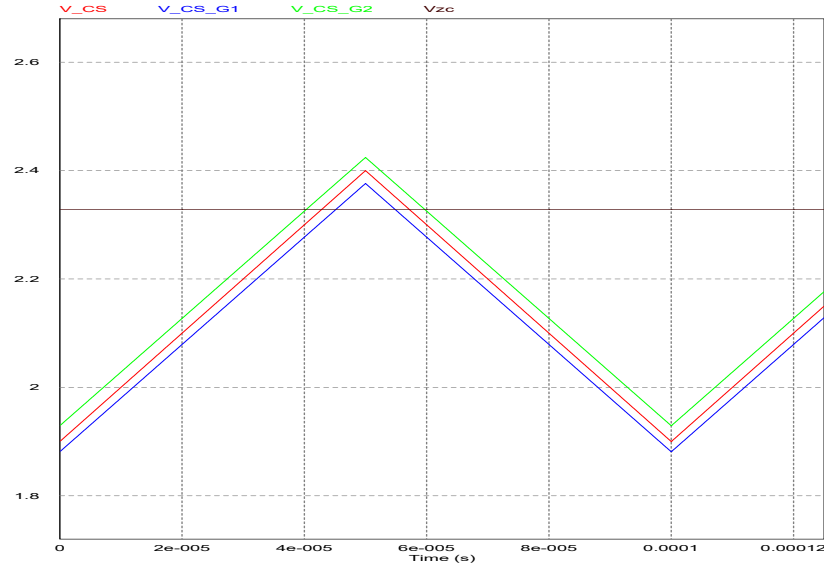
Cálculo da histerése adicionada ao sinal de comparação envolvido no acionamento do interruptor  $S_1$  (gatilho  $G_1$ ):

$$G_{ac\_h\_G1} = \frac{R_{2h}}{R_{1h} + R_{2h}} = 0,909$$

$$v_{CS\_G1(t)} = 0,909 \times v_{CS(t)}$$

Um exemplo da resposta obtida com a inclusão desse circuito de histerese está demonstrado na figura 50. Adiantou-se um pouco o momento de comparação para acionamento de  $G_1$  (borda de subida) e de  $G_2$  (borda de descida).

Figura 50 – Resposta obtida com a inclusão de histerese no sinal condicionado de corrente.



Fonte: O autor (2021).

Em paralelo, a fim de implementar uma proteção de sobrecorrente no indutor via *hardware*, empregou-se um circuito diferencial (subtrator) para desinverter a polaridade de excursão do sinal. O circuito detector de pico segue o sinal de entrada captura o valor mais extremo positivo (MARQUES; BRAZ, 2002).

O esquemático deste circuito está representado na figura 51. O sinal de saída do detector de pico vai para a entrada de um comparador externo e é comparado com uma referência ajustável gerada por um trimpot e TL431. A saída digital do comparador, por sua vez, é monitorada por um pino de interrupção do microcontrolador que desabilita os comandos de gatilho mediante a ocorrência de uma falha por OCP.

Foram utilizados os seguintes resistores e o ganho resultante da montagem subtratora passa a ser:

$$R_{1s} = 11 \text{ k}\Omega$$

$$R_{2s} = 39 \text{ k}\Omega$$

$$G_{sub} = \frac{R_{2s}}{R_{1s}} = 3,5454$$

E, para determinar a corrente máxima admissível, considerando que a referência seja ajustada via trimpot em 4,85 V é dada a seguir. Essa equação também é útil para reconstruir a informação de corrente de pico do indutor se o sinal da montagem subtratora for amostrado por um pino de AD do microcontrolador. Contudo, deve-se destacar que o

circuito de proteção por sobrecorrente não é capaz de detectar um curto de braço dada a sua localização no circuito.

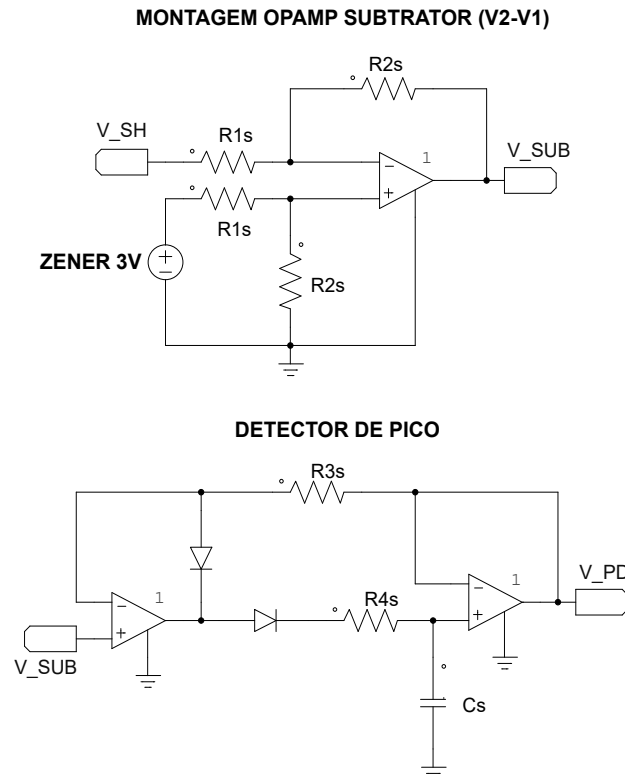
$$V_z = 3.2 V \text{ valor real}$$

$$V_{CS\_0A} = V_{zc} = 2,328 V$$

$$V_{CS\_ILmax} = V_z - \frac{V_{sub\_ILmax}}{G_{sub}} = 1,832 V$$

$$I_{Lp\_max} = -\frac{V_{CS\_ILmax} - V_{zc}}{G_{ac\_cs} \times R_{sh}} \approx 76 A$$

Figura 51 – Esquemático do circuito subtrator e detector de pico de corrente no indutor.



Fonte: O autor (2021).

O sensoriamento da tensão retificada e da tensão de saída está demonstrado na figura 52. No caso da tensão retificada ( $V_{ret}$ ) utilizou-se uma montagem amplificador operacional inversora e limitou-se a amplitude de excursão do sinal em -0.2 V de entrada. Além disso, aplicou-se um ganho de 24,909 ao sinal, o que resultou nos seguintes resistores:

$$R_{1r} = 450 k\Omega$$

$$R_{2r} = 240 \Omega$$

$$R_{3r} = 11 k\Omega$$

$$R_{4r} = 274 k\Omega$$

No caso do condicionamento da tensão de saída  $V_o$  empregou-se uma montagem não inversora e a amplitude do sinal foi limitada em 1.25 V (referida ao ganho para o ponto de operação) por conta do amplificador operacional selecionado. Além disso um ganho de 4 foi aplicado ao sinal de entrada da montagem. Assim, as resistências são dadas a seguir:

$$R_{1o} = 450 \text{ k}\Omega$$

$$R_{2o} = 1.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{3o} = 11 \text{ k}\Omega$$

$$R_{4o} = 33 \text{ k}\Omega$$

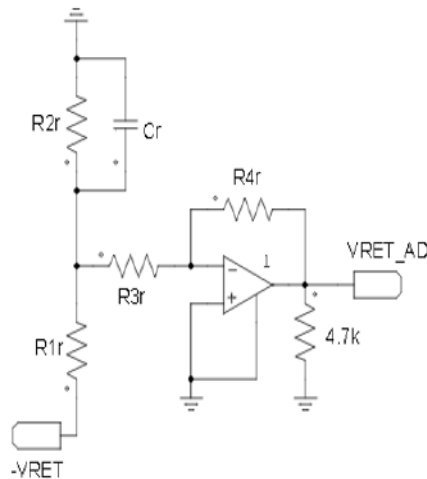
E o ganho dos sensores de tensão de saída e de tensão retificada são:

$$H_o = 9.754 \times 10^{-3}$$

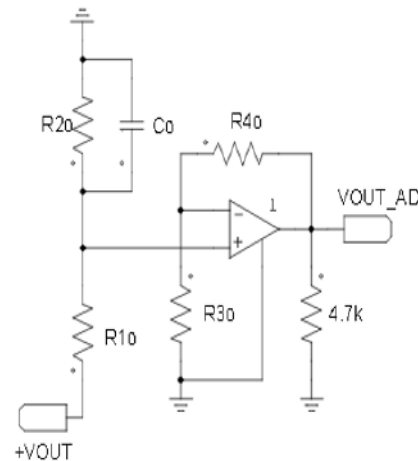
$$H_r = 13.278 \times 10^{-3}$$

Figura 52 – Esquemático dos circuitos de sensoriamento de tensão de entrada e de tensão de saída.

a) Tensão retificada – Montagem inversora



b) Tensão de saída – Montagem não-inversora



Fonte: O autor (2021).

## 7.5 PROJETO DOS CIRCUITOS AUXILIARES E DE COMANDO

A tabela verdade do circuito de *gate-driver* com *interlock* é apresentada na tabela 11. Como se pode notar, apenas há comando de gatilho (de saída) quando os sinais de entrada não estão simultaneamente em nível lógico alto "1".

A escolha do circuito de acionamento de gatilho foi baseada no material publicado em (TEXAS, 2019) para inversores trifásicos com comando isolado. A lógica consiste em

Tabela 11 – Tabela verdade do circuito de *gate-driver* com *interlock*.

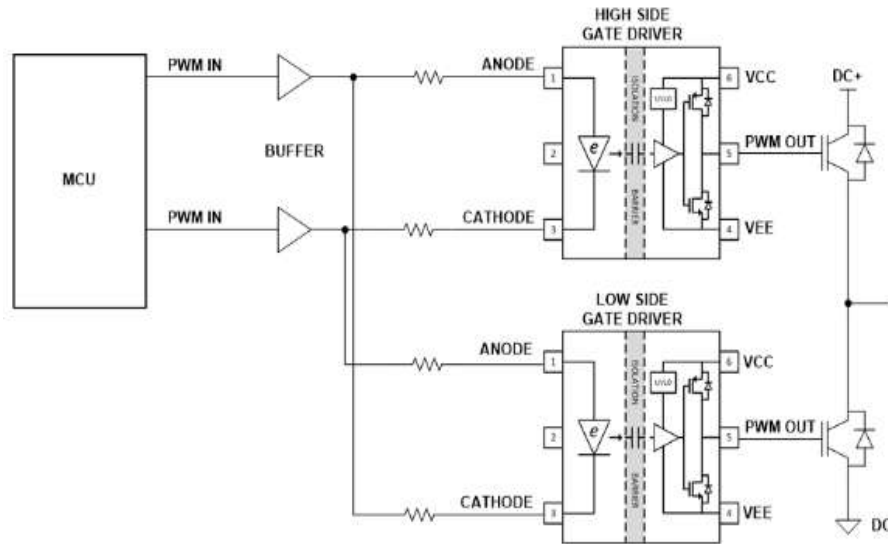
Caso	$G_1$	$G_2$	$S_1$	$S_2$
I	0	0	0	0
II	0	1	0	1
III	1	0	1	0
IV	1	1	0	0

Fonte: Adaptado de (TEXAS, 2019).

interligar os terminais de anodo e catodo de maneira cruzada entre os *gate-drivers* do interruptor superior ( $S_1$ ) e do interruptor inferior ( $S_2$ ), vide a figura 53.

Mesmo com a previsão de um circuito de intertravamento via *hardware*, deve-se evitar que comandos sobrepostos sejam aplicados aos circuitos de gatilho. A lógica envolvida na modulação TCM normalmente garante que isso não ocorra, conforme se observa na figura 14, figura 32 e figura 42, mas é importante adicionar uma segunda camada de proteção, desta vez via *software* para evitar curtos de braço em caso de ruído ou perda de cruzamento por zero.

Figura 53 – Esquemático do circuito de *interlock* utilizando *gate-drivers* com acoplamento capacitivo.



Fonte: Texas (2019).

As especificações do circuito integrado de *gate-driver* utilizado no acionamento dos interruptores de potência estão listadas na tabela 12, enquanto que as especificações da fonte isolada selecionada estão disponíveis na tabela 13.

Em se tratando de um conversor numa configuração em ponte, como é o caso da estrutura estudada, existe a necessidade de aplicar uma tensão de polarização negativa durante o bloqueio do interruptor de potência. A montagem com o diodo zener regulador

Tabela 12 – Especificações do *gate-driver* isolado.

Grandeza	Símbolo	Valor
Corrente como fonte	$I_{source}$	4,5 A
Corrente como sumidouro	$I_{sink}$	5,3 A
Tensão de alimentação estágio de saída	$V_{drv\_cc}$	14 - 33 V
Máxima tensão em polaridade negativa	$V_{drv\_neg}$	-13 V
Capacidade de isolamento	$V_{iso}$	5,7 kVrms
Fabricante/Modelo	<i>Texas Instruments</i>	UCC23513DWYR

Fonte: O autor (2021).

foi ajustada para se obter 16.5 V e -6.5 V a partir dos aproximadamente 23 V entregues pela fonte isolada.

Um conversor Flyback com enrolamento secundário isolado e especificado para 12 V e 0,5 A de saída foi projetado utilizando a ferramenta *edesign suite* do fabricante *STMicroelectronics*. Detalhes do projeto são fornecidos no apêndice A. Este conversor alimenta a parte lógica dos circuitos de baixa tensão, incluindo o microcontrolador, e as duas fontes isoladas, que compõe o circuito de acionamento dos interruptores de potência.

Tabela 13 – Especificações da fonte isolada.

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	$V_{sup\_in}$	12 V
Tensão de saída	$V_{sup\_out}$	24 V
Potência nominal	$P_{sup\_nom}$	1 W
Ruído (ripple)	$V_{sup\_ripple}$	60 mVp-p

Fonte: O autor (2021).

O esquemático completo do conversor é trazido nas figuras B.1 a B.10 do apêndice B, enquanto que o *layout* do protótipo é apresentado nas figuras C.1 e C.2 do apêndice C.

## 7.6 PROJETO DO CONTROLE

O projeto do controlador segue o procedimento descrito em (JESKE, 2016) e consiste em calcular o compensador analógico no domínio da frequência e depois utilizar a transformada bilinear de Tustin para obter a equação discretizada.

Recapitulando a planta do conversor Buck-Boost em MCD:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_o}{D_{tcm}} \times \frac{1}{s + R_o C_o}$$

Para uma análise mais detalhada da resposta de controle deve-se avaliar como o modelo da planta varia conforme a carga fornecida, vide as figuras 46 e 47, impactando os

parâmetros de tensão de saída ( $V_o$ ), valor médio em um ciclo de rede da razão cíclica  $D_{tcm}$  e resistência de carga ( $R_o$ ).

Contudo, como o objetivo nesta seção é fornecer uma solução rápida e dado que o presente trabalho não focou na parte de controle, optou-se por realizar o cancelamento de pólos e zeros na máxima tensão de saída (400 V) e potência nominal (2 kW).

O ganho da planta em 0 Hz é calculado conforme abaixo, dado que o capacitor de barramento do conversor será compartilhado com o inversor:

$$k_{Gvd} = \frac{V_o}{D_{tcm}} \times (R_o C_o) = 42,99$$

E o controlador empregado é do tipo Proporcional Integral (PI):

$$C_{vd}(s) = k_{pi} \times \frac{s + z_{pi}}{s}$$

Sendo que o zero do compensador será posicionado sobre o pólo da planta, cancelando-o. Assim, o sistema realimentado apresenta um comportamento de um sistema de primeira ordem, sem sobre-sinais.

$$z_{pi} = R_o \times C_o = 0,0846 \text{ s}$$

A frequência de corte (banda passante) do controle é ajustada uma década abaixo da ondulação da tensão de barramento (120 Hz) a fim de evitar a distorção da corrente de entrada.

$$f_{cc} = 4 \text{ Hz}$$

$$\omega_{cc} = 2\pi \times f_{cc} = 25,13 \text{ rad/s}$$

Enquanto que o ganho proporcional é ajustado de acordo com a seguinte equação:

$$k_{pi} = \frac{\omega_{cc}}{H_o \times k_{Gvd}} = 59,96$$

E a constante de tempo de integração:

$$T_i = \frac{1}{k_{pi} \times z_{pi}} = 0,1971 \text{ rad/s}$$

A função de transferência de malha aberta (FTMA):

$$FTMA(s) = C(s) G_{vd}(s) H_o$$

A equação de controle discretizada, escrita na forma de uma equação à diferenças é escrita a seguir (IJUIM, 2014):

$$u(n) = e(n) k_{pi} (2 T_i + T_a)/(2 T_i) - e(n-1) k_{pi} (2 T_i - T_a)/(2 T_i) + u(n-1)$$

Em que:

$T_a$  : Período de amostragem

$f_a$  : Frequência de amostragem

$u(n)$  : Ação de controle corrente, instante n

$u(n-1)$  : Ação de controle anterior, instante n-1

$e(n)$  : Sinal de erro corrente, instante n

$e(n-1)$  : Sinal de erro anterior, instante n-1

Considerando:

$$f_a = 10 \text{ kHz}$$

$$T_a = 100 \text{ } \mu s$$

Assim:

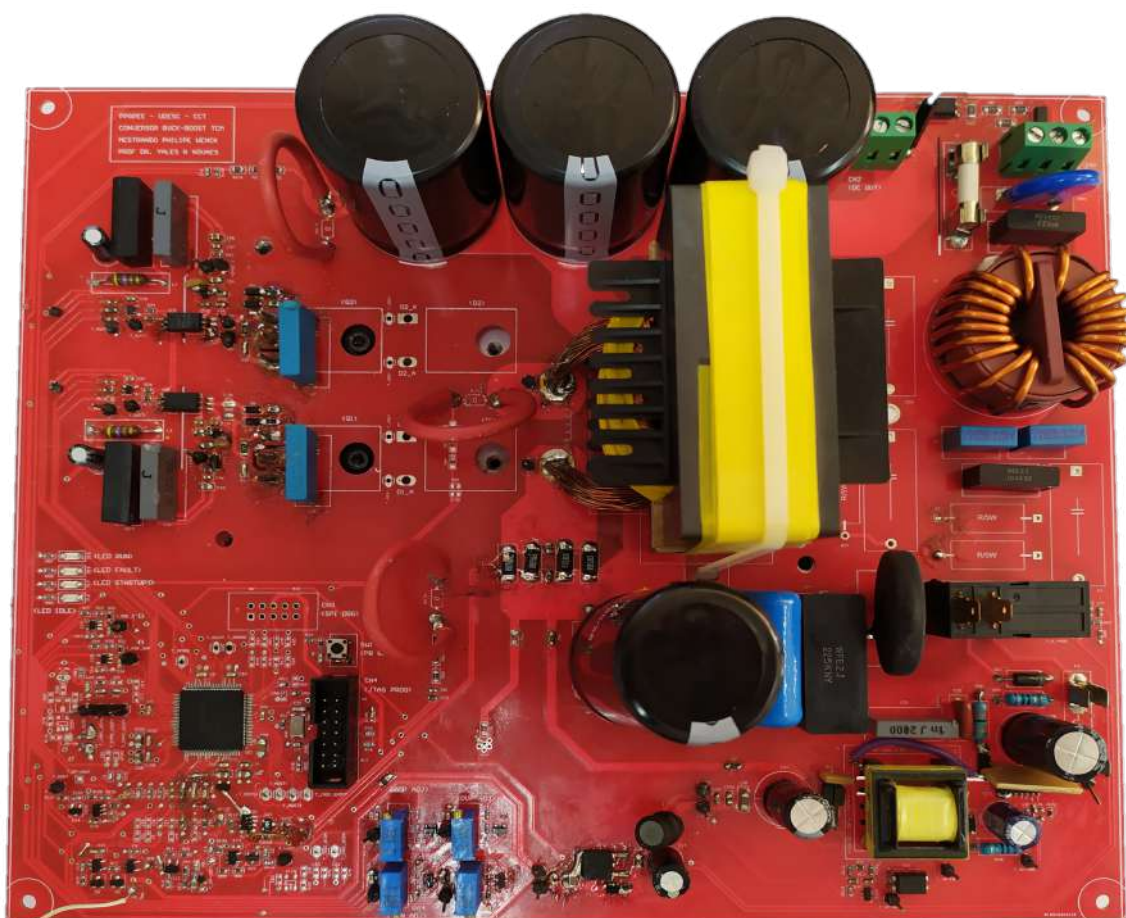
$$u(n) = e(n) \times 59,978 - e(n-1) \times 59,948 + u(n-1)$$



## 8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E VALIDAÇÕES

Este capítulo apresenta a análise dos resultados experimentais obtidos com o protótipo. Os resultados são então confrontados com a teoria e a simulação. A foto do protótipo desenvolvido é exibida na figura 54. Além disso, são detalhadas as dificuldades encontradas e as melhorias pontuais quando aplicáveis.

Figura 54 – Foto do protótipo do conversor desenvolvido. Dimensões: 250 mm x 205 mm (comprimento por largura).



Fonte: O autor (2021).

Num primeiro momento, a fim de validar o conceito em bancada e a sua viabilidade como um circuito CFP, o conversor foi testado com tensões contínuas (CC) de entrada. Diferentes pontos de operação foram elegidos (ganho estático de tensão e corrente de carga) visando suportar este argumento.

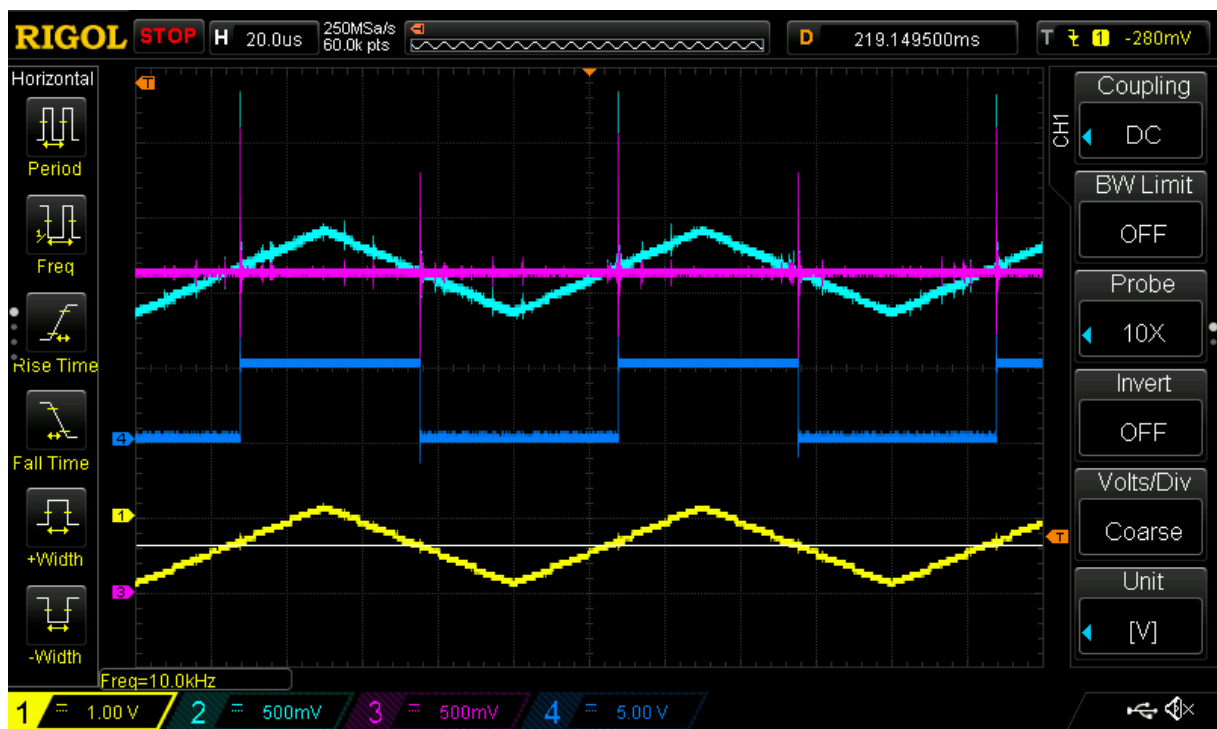
### 8.1 TESTES PRELIMINARES

A julgar pela criticidade do periférico de comparação e do circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente, o teste dos mesmos exigiu bastante atenção desde

o início. A figura 55 traz uma captura de osciloscópio durante esses testes. Um sinal de tensão triangular obtido com auxílio de um gerador de função e injetado nos terminais do resistor *shunt* emulou o sinal de corrente real (os resistores *shunt* foram removidos).

Verifica-se que a saída do circuito de condicionamento de sinal aplicou adequadamente um offset ao valor lido, trazendo-o para o meio de escala. A referência de comparação foi ajustada com um trimpot e diversos pontos foram averiguados. O funcionamento do comparador foi atestado escrevendo-se em um pino de saída do microcontrolador o nível lógico alto "1" na borda de subida e nível lógico baixo "0" na borda de descida.

Figura 55 – Teste do periférico de comparação CMPC injetando um sinal triangular de tensão nos terminais do resistor *shunt* (CH1: Sinal emulando forma de onda real; CH2: Sinal de corrente condicionado; CH3: referência de comparação; CH4: resultado de comparação externalizado).



Fonte: O autor (2021).

O próximo passo consistiu em colocar o circuito em operação, com a modulação TCM funcionando, e amostrar os sinais de referência, de corrente condicionado e o respectivo comando de gatilho, vide a figura 56 itens (a) e (b). Anteriormente, além dos dois comparadores para acionar os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , havia se estabelecido um terceiro comparador para desligar o interruptor  $S_2$  quando a corrente reversa  $I_{Ln}$  desejada fosse aplicada.

O problema ao se utilizar um terceiro comparador para comandar o bloqueio de  $S_2$  está relacionado com a resolução do sinal lido (condicionado) e o ruído de comutação associado. Para conversores cuja potência nominal é maior, a relação sinal ruído (SNR)

decrece muito e esta abordagem torna-se inviável, pois acarreta em pulsos de  $G_2$  de duração variável e até o não disparo de  $G_2$ .

Figura 56 – Sinais de comparação e comando de gatilho (CH1: Sinal de corrente condicionado; CH2: referência cruzamento por zero ( $V_{zc}$ ); CH3: referência corrente reversa ( $\propto I_{Ln}$ ); CH4: comando de gatilho).



(a) Comando de gatilho, CH4:  $G_1$ .



(b) Comando de gatilho, CH4:  $G_2$ .

Fonte: O autor (2021).

Por isso, para contornar esse problema, o procedimento para comandar o bloqueio de  $S_2$  passou a ser feito via *timer*. Uma interrupção gerada por *overflow* do contador define o nível lógico baixo "0" de  $G_2$ . Com a troca desse terceiro comparador por um *timer* houve substancial melhora na consistência dos pulsos e robustez à ruído.

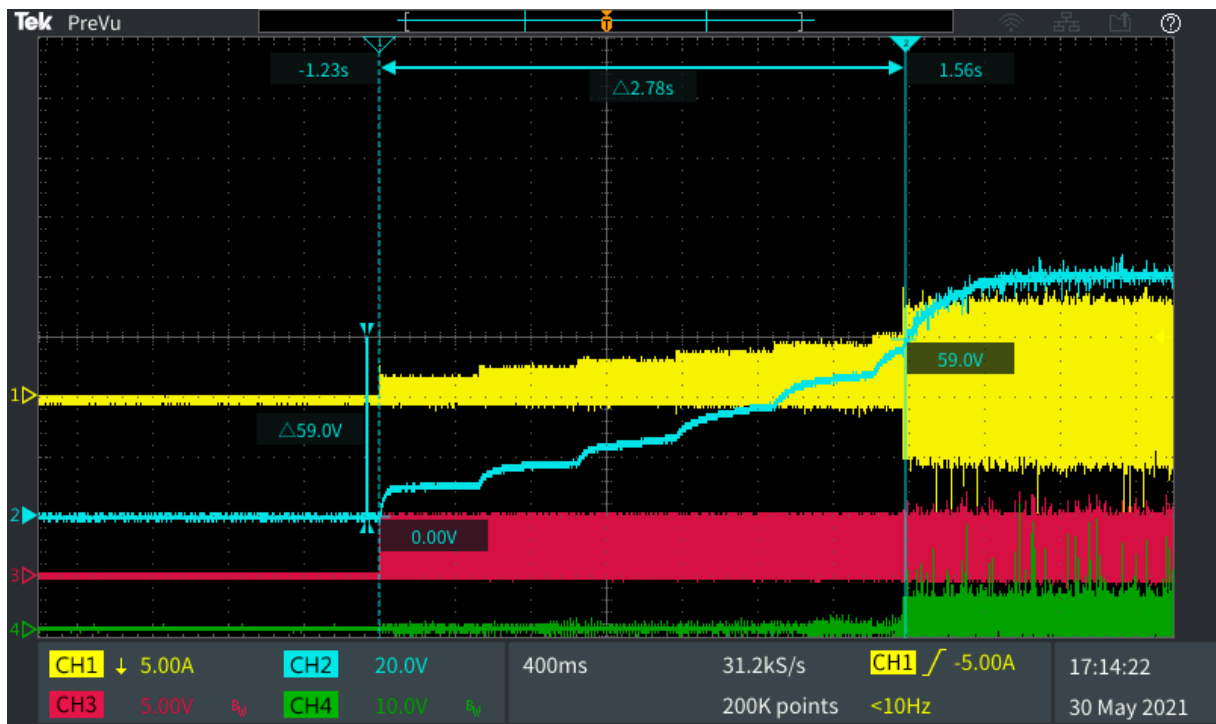
Adicionalmente, através destes testes se descartou a utilização de filtragem digital nos pinos, pois qualquer valor de filtragem adicionaria um atraso demasiado à detecção do cruzamento. Por exemplo, na figura 56 itens (a) e (b), foram empregados  $2.4\mu s$  de filtragem, e, como pode ser visto, isto gera muito ruído na entrada em condução de  $S_1$  devido a um pico de corrente no interruptor. Será visto mais para frente neste capítulo que o atraso na entrada em condução, em relação ao cruzamento por zero de  $i_L(t)$ , causa perdas de comutação elevadas (picos simultâneos de tensão e de corrente nos interruptores).

A rotina de *soft-start* foi verificada na figura 57, e, como se pode constatar, durante o estado *STATE\_STARTUP* desabilita-se o comando de gatilho  $G_2$ . O conversor parte, portanto, em MCD e os tempos a cada incremento de razão cíclica são ajustados conforme a tensão de entrada e a velocidade com que se deseja habilitar a modulação TCM.

A condição para habilitar a modulação TCM é baseada na carga do capacitor de saída. No momento em que  $V_o \geq V_{o_{thH}}$ , a modulação TCM é iniciada. Neste instante o periférico de PWM é desligado, um pulso de gatilho de maior duração é inserido ( $G_1$ ) e o periférico de comparação passa a ser habilitado, emitindo comandos de gatilho para  $G_1$  e  $G_2$ , conforme os cruzamentos forem sendo detectados.

O pulso de gatilho de maior duração na transição entre *soft-start* (MCD) e o início da modulação TCM é importante para assegurar que os periféricos sejam ajustados em tempo de detectar o primeiro cruzamento por zero e assim garantir uma operação estável

Figura 57 – Rotina de *soft-start* partindo com tensão de entrada CC (CH1: Corrente no indutor; CH2: Tensão de saída; CH3: comando de gatilho G1; CH4: comando de gatilho G2).



Fonte: O autor (2021).

da modulação. Caso contrário, a transição pode ser abrupta, ou então ao perder os dois ou três primeiros cruzamentos por zero, a modulação pode jamais se iniciar: nenhum comando de gatilho é gerado e consequentemente não há corrente aplicada no indutor, que por sua vez, impede a detecção de zero cross.

Diferentemente da modulação PWM, que opera com frequência fixa, na modulação TCM existe um atraso para que o circuito estabilize, vide as respostas ao degrau obtidas nas figuras 34 e 35. Variáveis como frequência de comutação, razão cíclica, corrente de pico no indutor e tensão de saída variam no tempo até que esse ponto de equilíbrio seja atingido. Para contornar esta dinâmica e evitar que o controle tente atuar antes da modulação TCM se estabilizar, uma temporização ajustada conforme observações empíricas foi adicionada.

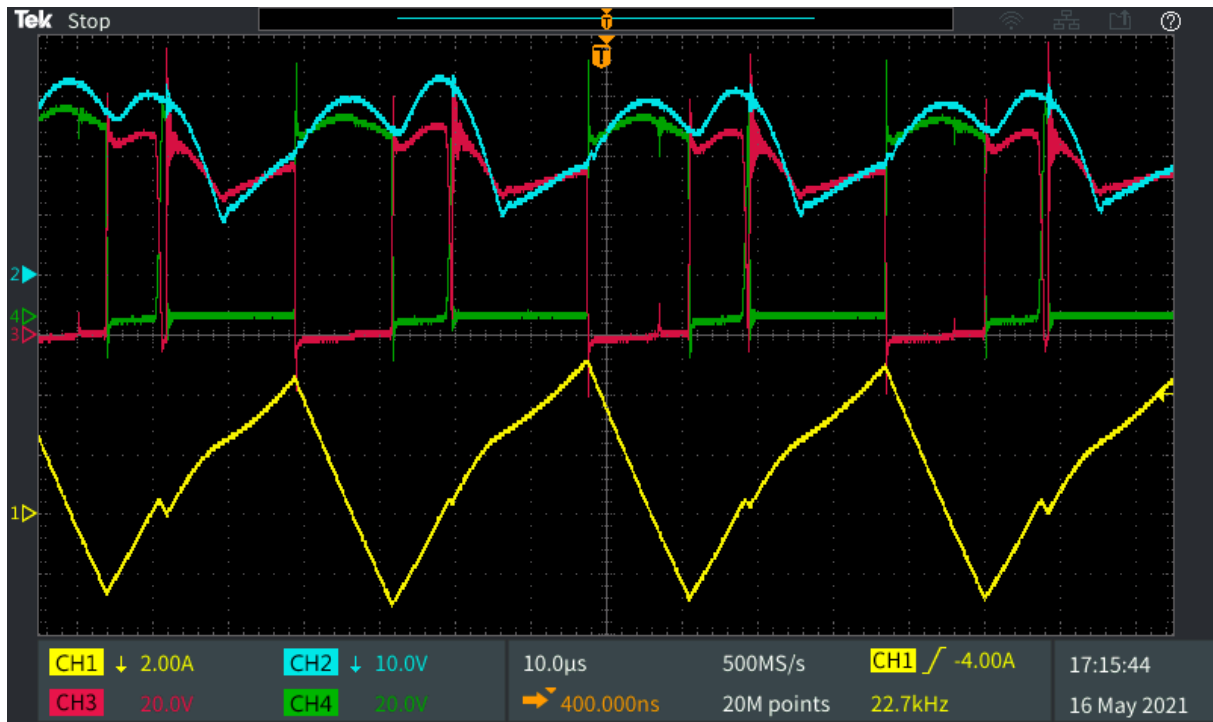
Um teste do funcionamento deste procedimento de partida com temporização de 5 segundos está demonstrado na figura 58. Um pino do microcontrolador é amostrado para inferir o estado corrente da máquina de estados. Como este faz parte de um teste preliminar, não foi realmente permitido o fechamento da malha de controle.

Durante a fase de testes preliminares constatou-se que a tensão de bloqueio sobre os interruptores possui uma ondulação, vide a figura 59. Investigando mais em detalhes percebeu-se que esta ondulação está associada à carga do capacitor de alta frequência (pós retificador).  $C_{hf}$  se carrega a partir da entrada, entre os instantes  $t_2$  a  $t_4$ , quando  $S_2$  e  $D_2$  conduzem. O vale coincide com a etapa ressonante entre  $t_4$  a  $t_5$ , e, outro pico de tensão





Figura 59 – Ondulação da tensão retificada e atrasos na detecção de cruzamento por zero da corrente no indutor. (CH1: Corrente no indutor; CH2: Tensão retificada de entrada; CH3: Tensão de bloqueio  $V_{S1}$ ; CH4: Tensão de bloqueio  $V_{S2}$ ).



Fonte: O autor (2021).

prioridade) para que ocorra o tratamento da interrupção de mais alta prioridade associada ao periférico de comparação.

A habilidade de preempção consiste em suspender a execução para que outros processos sejam executados. Um processo é dito preemptível se a sua execução pode ser suspensa a qualquer momento para permitir a execução de outros processos e é dito não preemptível se a sua execução não deve ser interrompida até a sua conclusão (BORGES, 2011).

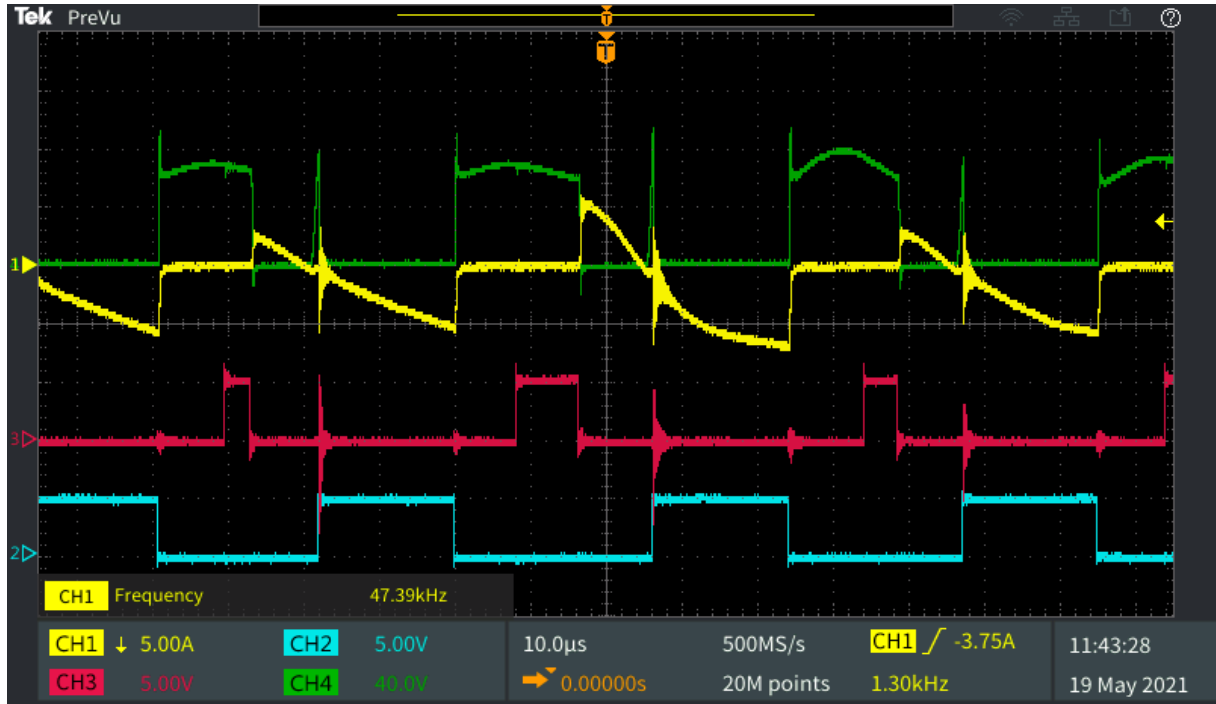
As figuras 60 e 61 demonstram as consequências de se atrasar o comando de gatilho (etapas 1 e 4). O acionamento tardio dos interruptores, já com tensão de bloqueio sobre os mesmos, acarreta em picos de tensão e corrente na comutação podendo em alguns casos infringir a região de operação segura do semiconductor, levando-o à falha.

Além disso, a tensão de bloqueio não está mais somente armazenada na capacitância equivalente de saída ( $C_{oss}$ ), mas também nos capacitores ressonantes em paralelo ( $C_{S1}$  e  $C_{S2}$ ), o que significa que mais energia será dissipada sobre os interruptores mediante a falha/atraso de comutação.

O ponto de operação específico do teste ( $V_i > V_o$ ) dá a impressão de que o atraso no acionamento de gatilho do interruptor  $S_2$  é menos importante do que o atraso de acionamento de gatilho de  $S_1$ , mas na realidade isto tem a ver com a ressonância que

ocorre nestes instantes. Ao se comandar  $S_1$  com atraso, parte da tensão sobre  $S_2$  se descarrega sobre  $S_1$ . De maneira análoga, ao se comandar  $S_2$  com atraso, parte da tensão de bloqueio sobre  $S_1$  se descarrega sobre  $S_2$ .

Figura 60 – Formas de onda de tensão e corrente no interruptor  $S_1$  quando há atrasos nas detecções de cruzamento por zero para  $V_i=20$  V,  $V_o=50$  V e  $P_o=14.5$  W. (CH1: Corrente de ramo  $I_{TOT1}$ ; CH2: Tensão de bloqueio  $V_{S1}$ ; CH3: comando de gatilho  $G_1$ ; CH4: comando de gatilho  $G_2$ ).

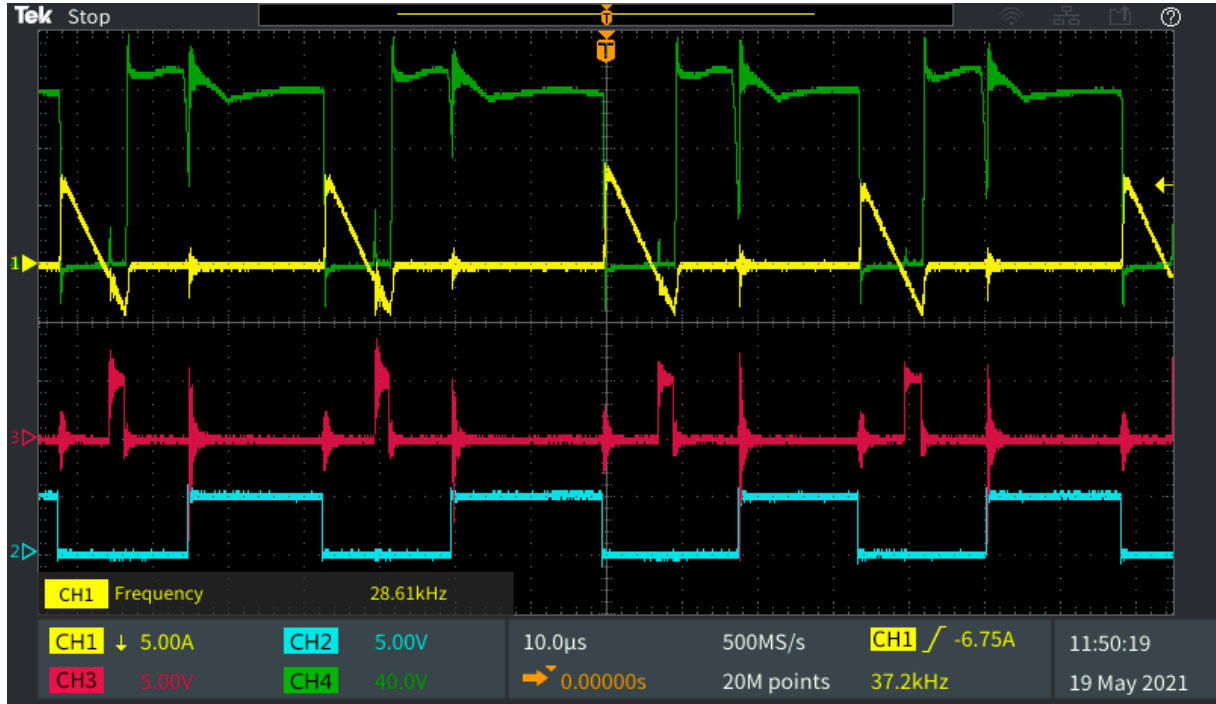


Fonte: O autor (2021).

A figura 62 item (a), por exemplo, atesta a validade das formas de onda teóricas estipuladas, bem como das etapas de operação. De  $t_{S1}$  a  $t_{D1}$ , a tensão de entrada é aplicada sobre indutor, enquanto que no restante do tempo, entre  $t_{D2}$  a  $t_{S2}$ , a tensão de saída é aplicada sobre o mesmo.

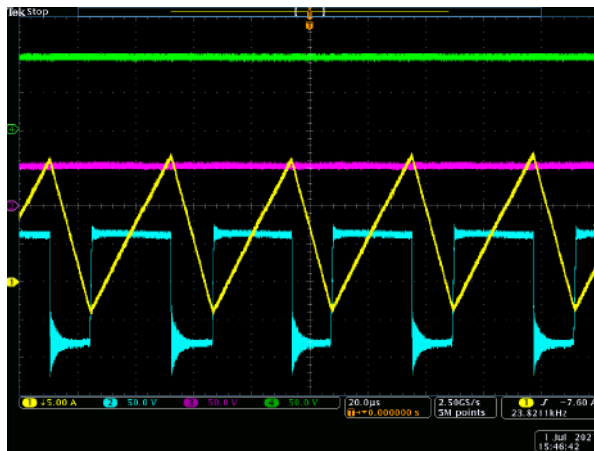
Já, a figura 62 item (b), acrescenta a informação dos comandos de gatilhos para este mesmo ponto de operação. Como se pode observar não há deformações na forma de onda de corrente do indutor, indicando que os cruzamentos por zero estão ocorrendo de forma adequada (sem muito atraso).

Figura 61 – Formas de onda de tensão e corrente no interruptor  $S_2$  quando há atrasos nas detecções de cruzamento por zero para  $V_i=31.4$  V,  $V_o=50$  V e  $P_o=25.2$  W. (CH1: Corrente de ramo  $I_{TOT2}$ ; CH2: Tensão de bloqueio  $V_{S2}$ ; CH3: comando de gatilho  $G_1$ ; CH4: comando de gatilho  $G_2$ ).

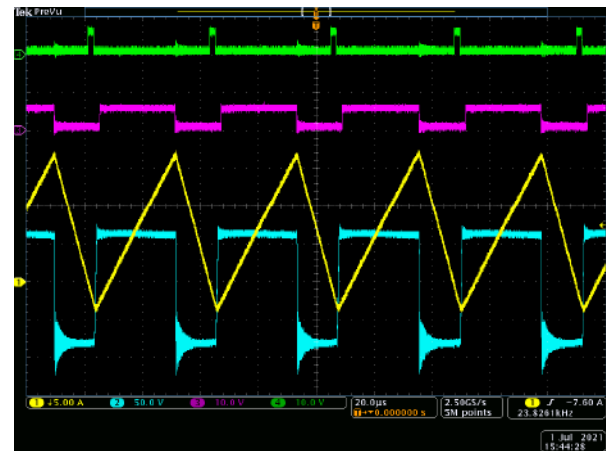


Fonte: O autor (2021).

Figura 62 – Formas de onda de tensão e corrente no indutor para  $V_i=50$  V,  $V_o=100$  V e  $P_o=222$  W. (CH1: Corrente no indutor; CH2: Tensão no indutor).



(a) CH3: tensão de entrada; CH4: tensão de saída.



(b) CH3: comando de gatilho  $G_1$ ; CH4: comando de gatilho  $G_2$ .

Fonte: O autor (2021).



## 8.2 VERIFICAÇÃO DA COMUTAÇÃO SUAVE

Para fins de organização, a verificação da comutação suave foi subdividida em duas partes, sendo que cada uma das subseções se dedica a uma das etapas ressonantes. Durante estes testes foram utilizadas diferentes tensões CC de entrada emulando o comportamento do circuito como PFC ao longo de 1/4 de ciclo de rede.

### 8.2.1 Etapa ressonante 2 [ $t_1 < t < t_2$ ]

As formas de onda de corrente e de tensão no interruptor de potência  $Q_1$  junto do comando de gatilho  $G_1$  ao longo de alguns ciclos de comutação foram capturadas na figura 63. Comprova-se que  $Q_{1\_D}$  conduz no intervalo de  $t_5$  a  $t_6$  e que  $Q_{1\_S}$  conduz entre  $t_0$  a  $t_1$ .

Mesmo sem aproximar a escala de tempo do osciloscópio constata-se a diferença em termos de duração das etapas ressonantes. A etapa ressonante 2, de  $t_1$  a  $t_2$ , tem duração  $t_{ress1}$  e é tão breve que não se pode verificar a redistribuição de cargas nos capacitores  $C_{S1}$  e  $C_{S2}$ . A segunda etapa ressonante, de  $t_4$  a  $t_5$ , tem duração  $t_{ress2}$ , e, ao contrário da outra etapa ressonante, leva substancialmente mais tempo a ponto de ser possível a visualização da descarga de  $C_{S1}$  e a recarga de  $C_{S2}$ .

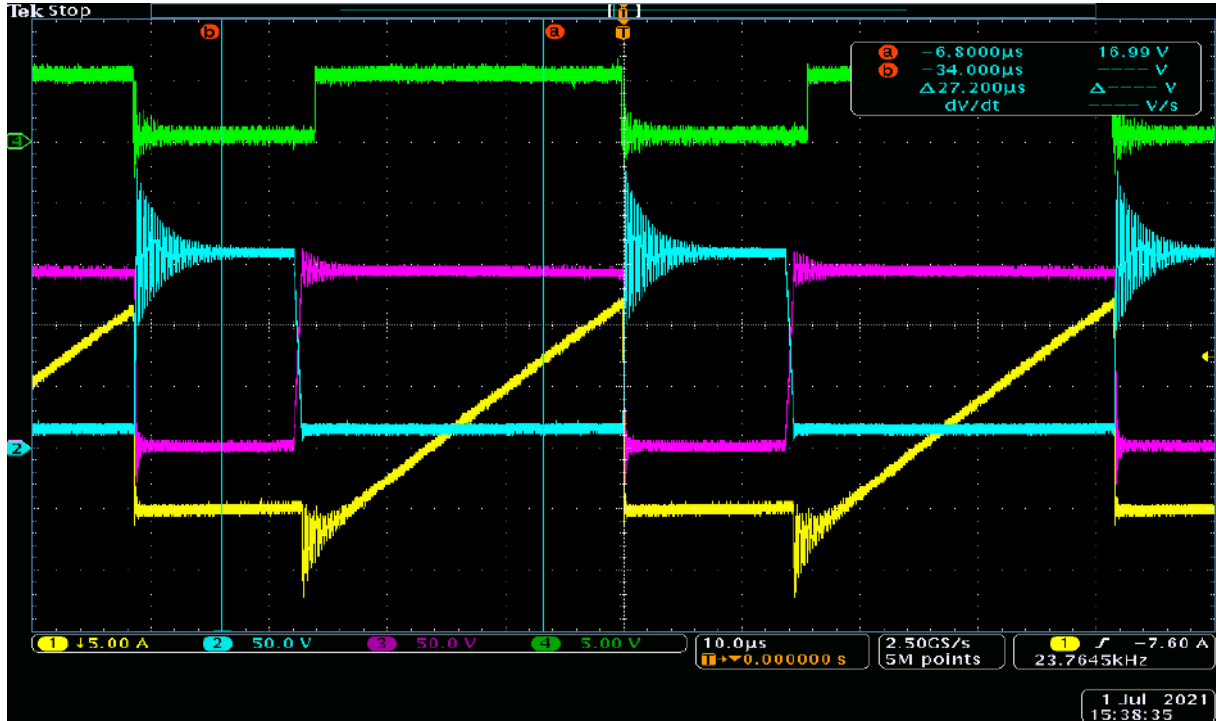
Durante a aquisição das formas de onda de comutação houveram algumas queimas de semicondutores e no processo de depuração e manutenção da PCI um dos capacitores  $C_{S,n}$  ( $n=1,2$ ) acabou sendo danificado. Por isso, substituiu-se o valor original de capacitância de 1 nF pelo valor imediatamente maior disponível, neste caso, capacitores 6.8 nF. Esse novo valor de capacitância foi levado em consideração no cálculo teórico das durações de ressonância.

Além disso, em decorrência das queimas dos interruptores de potência e a escassez de peças sobressalentes de IGBTs (IHW25N120E1) de posse do autor, precisou-se substituir os interruptores de potência por N-MOSFETs SJ cujas especificações são informadas na tabela 14. Refazendo-se os cálculos de perdas (não demonstrados neste texto) entende-se que as perdas são até menores, contudo a faixa de operação fica mais restrita devido a menor especificação de tensão de bloqueio.

A figura 64 mostra no detalhe, em uma escala de tempo de 100 ns, a etapa ressonante 2. A comutação se inicia com o comando de bloqueio do interruptor  $Q_{1\_S}$ . A partir da borda de descida do sinal de gatilho  $G_1$  conta-se um atraso de propagação de 70 ns (típico) até o respectivo comando de bloqueio ser reproduzido na saída do CI de *gate-driver* (TEXAS, 2020).

Decorrido o atraso de propagação, uma tensão negativa  $V_{GS1}$  de -6.5 V é aplicada entre os pinos de gatilho e source forçando a mudança de estado do interruptor de potência

Figura 63 – Forma de onda de corrente e tensão no interruptor  $S_1$  para  $V_i=50$  V,  $V_o=100$  V e  $P_o=222$  W. (CH1: Corrente no interruptor  $S_1$  e no diodo intrínseco  $D_1$  obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio -5 A; CH2: Tensão de bloqueio  $V_{S1}$ ; CH3: Tensão de bloqueio  $V_{S2}$ ; CH4: comando de gatilho  $G_1$ ).



Fonte: O autor (2021).

$Q_{1\_S}$  de conduzindo para bloqueado. Neste instante acontece a ressonância e os resultados diferem entre as diferentes condições avaliadas.

Tabela 14 – Especificações dos N-MOSFETs *Super Junction*.

Grandeza	Símbolo	Valor
Corrente máxima de dreno @ 100 °C	$I_D$	22 A
Corrente pulsada repetitiva de dreno	$I_{Dp}$	140 A
Resistência em condução típica	$R_{dson}$	0.067 $\Omega$
Tensão de polarização direta diodo	$V_{SD}$	1.5 V
Tensão máxima de bloqueio	$V_{BR_{CSS}}$	650 V
Fabricante/Modelo	<i>STMicroelectronics</i>	STWA45N65M5

Fonte: O autor (2021).

Por exemplo, na figura 64 item (a), decorridos 80 ns do início da ressonância, a corrente em  $Q_{1\_S}$  atingiu cerca de 2 A (decreceu 80% da corrente de pico no indutor) enquanto que a tensão de bloqueio alcançou apenas 25 V (25 % da tensão total de bloqueio). Um resultado semelhante foi obtido no item (c), porém, desta vez tornou-se mais perceptível a presença de uma ondulação de alta frequência durante a ressonância.

Alternativamente utilizou-se o conceito de energia de comutação e que consiste na determinação da área em que há a sobreposição das grandezas de corrente e de tensão de

bloqueio no semicondutor num dado intervalo de tempo. Calculou-se  $40 \text{ ns} \times 2 \text{ A} \times 25 \text{ V} = 2 \text{ } \mu\text{J}$ . Porém, possivelmente há algum offset na ponteira de tensão isolada que tentou-se ajustar, mas que não foi possível remover 100%.

Atentar para o fato de que o valor médio da ponteira de corrente não foi corrigido, e, portanto, deve-se considerar que para o canal CH1 a origem do eixo está em -2 A no item (a), -5 A nos itens (b) e (d), -2.5 A no item (c) e -4 A no item (e).

Analizando-se especificamente este efeito pode-se constatar que a frequência de oscilação independe da potência de saída e do ganho estático do conversor e permaneceu invariável em torno de 25 MHz. Por outro lado, a amplitude dessa oscilação comportou-se de maneira proporcional à corrente de pico do indutor ( $I_{Lp}$ ).

A fim de avaliar a influência dessa oscilação no funcionamento e até no estado do interruptor  $Q_1$  utilizou-se a figura 65 para se ter uma segunda perspectiva do fenômeno, sendo as principais diferenças entre as figuras já mencionadas a utilização de uma ponteira de corrente de alta frequência capaz de ler valores contínuos (CC) e a leitura da tensão gatilho-source ao invés do sinal de comando (lógica).

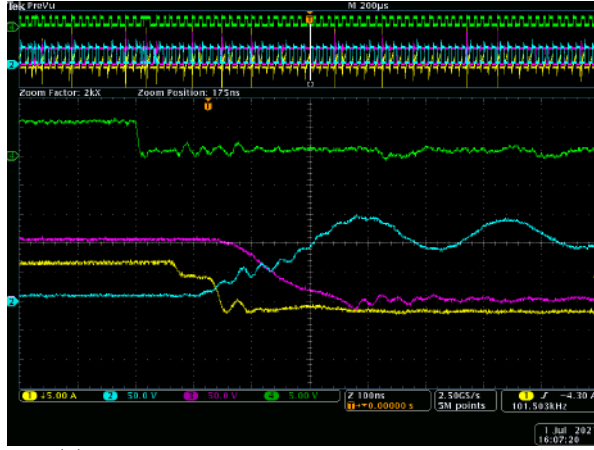
A oscilação identificada nas capturas de tela pode estar relacionada com a indutância parasita do terminal de source do MOSFET e com a indutância parasita de trilha da PCI (TOSHIBA, 2018). No momento em que ocorre a ressonância do par  $L_s$  e  $C_{eq}$  (modulação TCM), devido a elevada taxa de variação de corrente ( $di/dt$ ), uma tensão é induzida nessas indutâncias parasitas dando início a uma segunda ressonância, de mais alta frequência, do par  $C_{ds}$  e  $L_{S\_par}$  que se opõem à tensão de acionamento de gatilho e pode levar à repetidas mudanças de estado do interruptor de potência.

Há maneiras de se contornar este problema, entre elas, o reprojetado da PCI a fim de minimizar os comprimentos de trilha até o respectivo potencial de 0 V, empregar outro interruptor de potência cujo encapsulamento possua uma conexão dedicada para o retorno da corrente de acionamento e a inserção de uma capacitância externa adicional entre os terminais de gatilho e source tal que a amplitude de excursão da tensão  $V_{GS}$  seja reduzida (STUECKLER; VECINO, 2013).

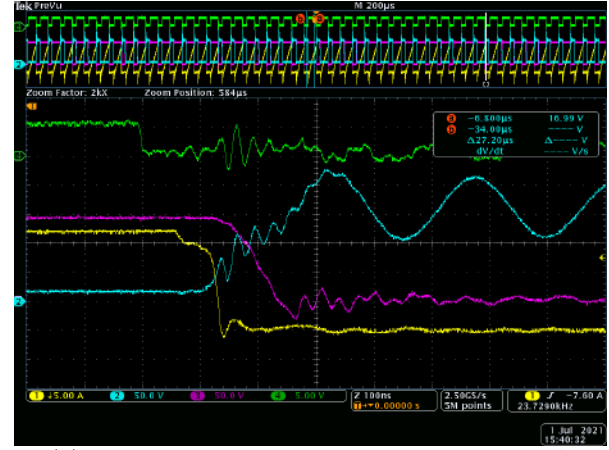
Além dessas alternativas acima mencionadas existe uma outra forma de contornar o fenômeno. Através da seleção de capacitâncias  $C_{s,n}$  maiores, as derivadas de corrente e de tensão durante as etapas ressonantes podem ser limitadas e assim minimizar o efeito de *ringing* no bloqueio do interruptor. Contudo, esta mudança tem consequências diretas no ponto de operação do conversor. Não houve tempo hábil para empregar e testar esta mudança no circuito.

Como as duas primeiras alternativas exigem um novo projeto da PCI e devido à escassez de recursos e de tempo, o autor optou por tentar solucionar o problema via a inserção de uma capacitância externa cujo valor deve estar contido na faixa de 1 até 10 vezes a capacitância de gatilho  $C_{gs}$ . Não houve melhoria significativa.

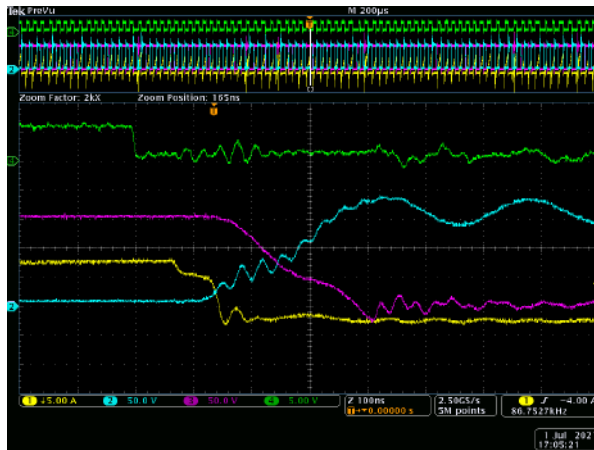
Figura 64 – Formas de onda de comutação durante a etapa ressonante compreendida entre  $t_1$  a  $t_2$ . (CH1: Corrente no interruptor  $S_1$  e diodo intrínseco  $D_1$  obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio -5 A; CH2: Tensão de bloqueio  $V_{S1}$ ; CH3: Tensão de bloqueio  $V_{S2}$ ; CH4: Comando de gatilho  $G_1$ ).



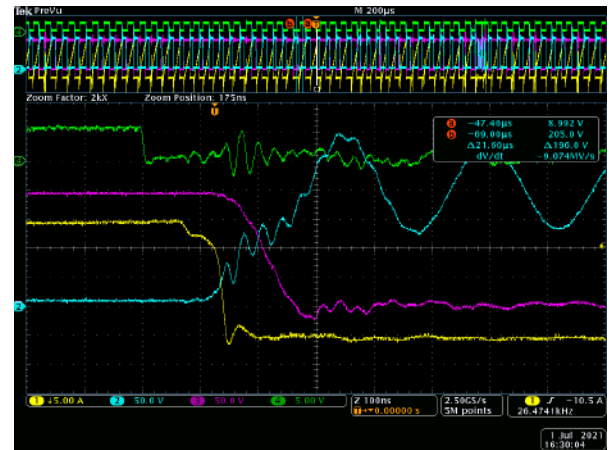
(a)  $V_o=50$  V,  $V_i=50$  V,  $P_o=77$  W e  $I_{Lp}=10$  A  
 $t_{ress1}$ : medido/calculado = 140 ns/134 ns.



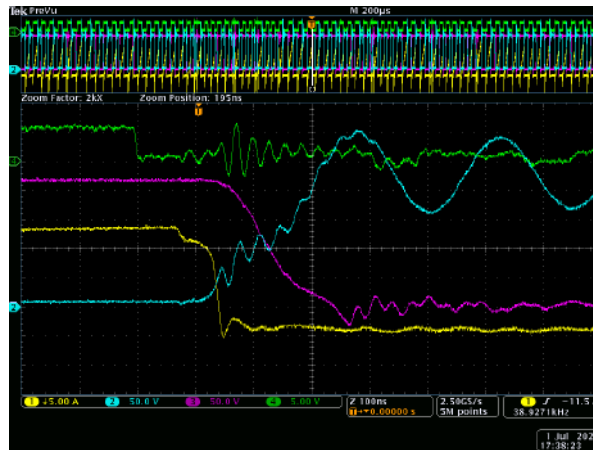
(b)  $V_o=50$  V,  $V_i=100$  V,  $P_o=222$  W e  $I_{Lp}=17$  A  
 $t_{ress1}$ : medido/calculado = 120 ns/119 ns.



(c)  $V_o=75$  V,  $V_i=75$  V,  $P_o=165$  W e  $I_{Lp}=12$  A  
 $t_{ress1}$ : medido/calculado = 180 ns/168 ns.



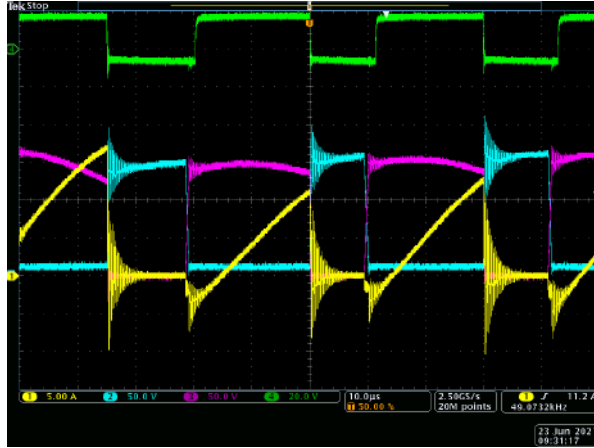
(d)  $V_o=75$  V,  $V_i=125$  V,  $P_o=354$  W e  $I_{Lp}=20$  A  
 $t_{ress1}$ : medido/calculado = 140 ns/135 ns.



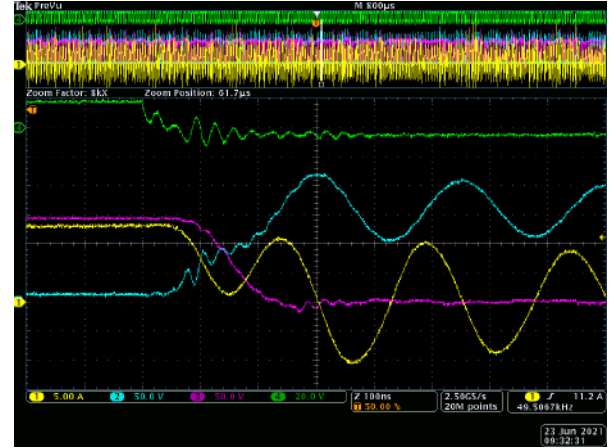
(e)  $V_o=100$  V,  $V_i=125$  V,  $P_o=336$  W e  $I_{Lp}=18$  A  
 $t_{ress1}$ : medido/calculado = 160 ns/169 ns.

Fonte: O autor (2021).

Figura 65 – Formas de onda de corrente e de tensão no interruptor  $Q_1$  para  $V_i=50$  V,  $V_o=100$  V e  $P_o=222$  W. (CH1: Corrente no interruptor  $Q_1$  obtida com uma ponteira de alta frequência/não Rogowski; CH2: Tensão de bloqueio  $V_{Q1}$ ; CH3: Tensão de bloqueio  $V_{Q2}$ ; CH4: Tensão gatilho-source  $V_{GS1}$ ).



(a) Ao longo de alguns ciclos de comutação (escala de 10  $\mu$ s).



(b) Análise da comutação (escala de 100 ns).

Fonte: O autor (2021).

Verifica-se que apesar da tensão gatilho-source excursionar além dos valores de threshold indicados para a mudança de estado do semiconductor, em nenhum momento e em nenhuma das capturas observou-se quaisquer pulsos de corrente que pudessem indicar que o semiconductor de fato transitou entre os estados bloqueado e conduzindo (durante a ressonância) e assim o autor conclui que essas oscilações por ocorrerem em uma frequência tão elevada que não tiveram tempo suficiente para vencer o plateau/período de Miller.

No entanto, deve-se atentar para o fato de que as falhas esporádicas dos semicondutores continuaram a ocorrer e provavelmente estão relacionadas com essa ressonância de mais alta frequência. O *ringing* na tensão de gatilho poderia ocasionar um curto de braço ou então fazer com que fosse infringida a região de operação segura (SOA) do semiconductor. Portanto, considera-se que este fenômeno precisará ser devidamente endereçado em caso de trabalhos futuros no tema.

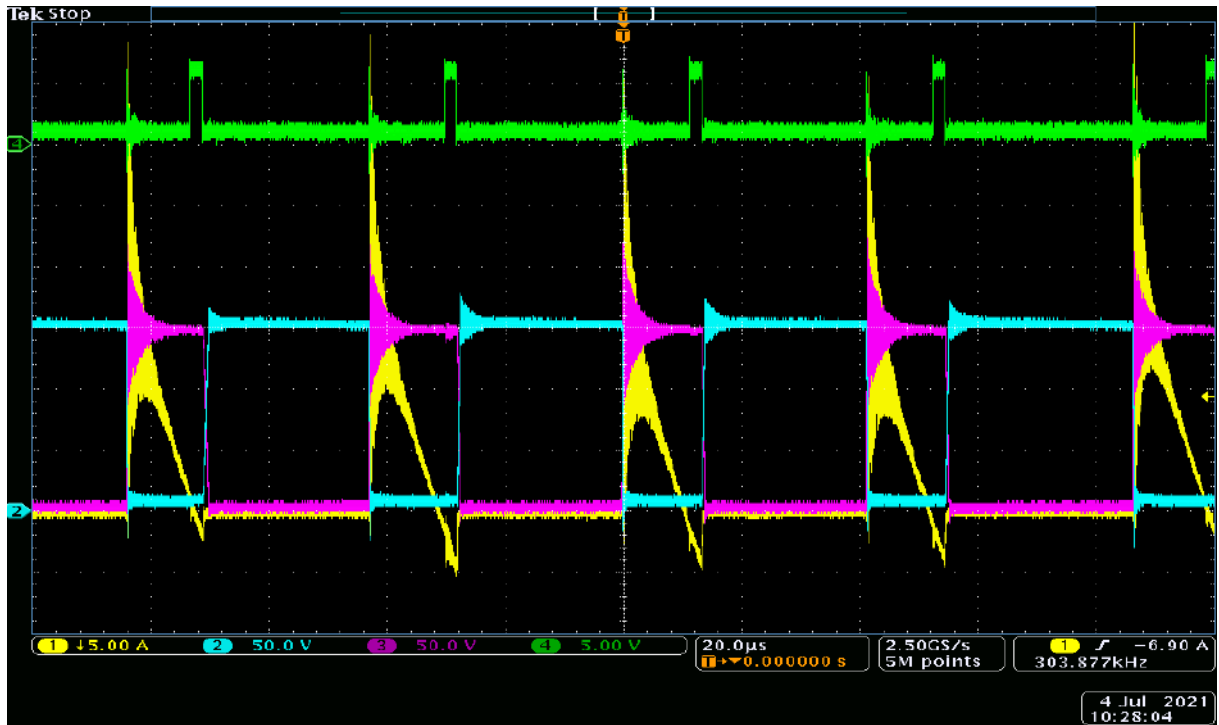
Como pode ser visto na figura 64, o *ringing* na tensão de gatilho é refletido para a entrada (lógica) do circuito de *gate-driver* por conta deste empregar uma tecnologia de isolamento capacitiva.

Nos demais pontos de operação testados, figura 64 itens (b), (d) e (e) o desempenho da comutação é um pouco inferior se comparado aos itens (a) e (c). Vale frisar que mesmo assim a região de sobreposição de corrente e tensão durante a comutação é muito inferior se comparada à comutação dissipativa. No item (b), por exemplo, a corrente em  $Q_{1\_S}$  atinge cerca de 5 A (decreceu 29% em relação à corrente de pico no indutor) enquanto que a tensão de bloqueio assume apenas 40 V (26 % da tensão total de bloqueio). Calculou-se uma energia de comutação de  $30 \text{ ns} \times 5 \text{ A} \times 40 \text{ V} = 6 \mu\text{J}$

### 8.2.2 Etapa ressonante 5 [ $t_4 < t < t_5$ ]

As formas de onda de corrente e de tensão no interruptor de potência  $Q_2$  junto do comando de gatilho  $G_2$  ao longo de alguns ciclos de comutação foram capturadas na figura 66. Comprova-se que  $Q_{2\_D}$  conduz no intervalo de  $t_2$  a  $t_3$  e que  $Q_{2\_S}$  conduz entre  $t_5$  a  $t_6$ .

Figura 66 – Forma de onda de corrente e tensão no interruptor  $S_2$  para  $V_i=50$  V,  $V_o=100$  V e  $P_o=222$  W. (CH1: Corrente no interruptor  $S_2$  e no diodo intrínseco  $D_2$  obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio corrigido; CH2: Tensão de bloqueio  $V_{S2}$ ; CH3: Tensão de bloqueio  $V_{S1}$ ; CH4: comando de gatilho  $G_2$ ).



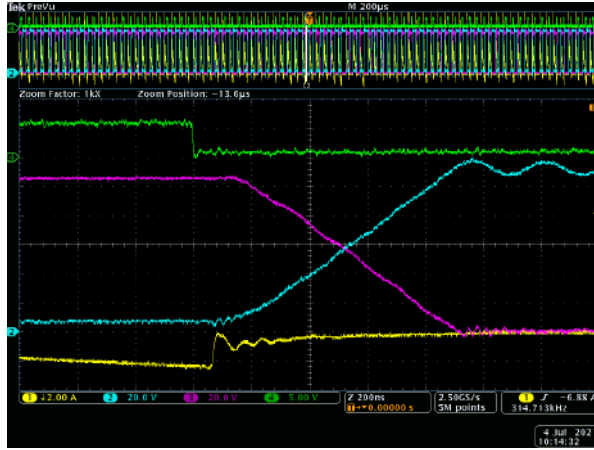
Fonte: O autor (2021).

A figura 67 mostra no detalhe, em uma escala de tempo de 200 ns, a etapa ressonante 5. A comutação se inicia com o comando de bloqueio do interruptor  $Q_{2\_S}$ . A partir da borda de descida do sinal de gatilho  $G_2$  conta-se um atraso de propagação de 70 ns (típico) até o respectivo comando de bloqueio ser reproduzido na saída do CI de *gate-driver*.

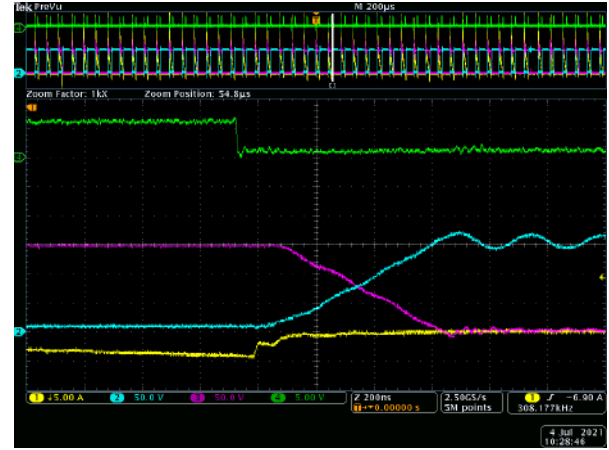
Decorrido o atraso de propagação, uma tensão negativa  $V_{GS2}$  de -6.5 V é aplicada entre os pinos de gatilho e source forçando a mudança de estado do interruptor de potência  $Q_{2\_S}$  de conduzindo para bloqueado. Neste instante acontece a ressonância. Observa-se que em todos os pontos de operação, itens (a) até (e), independente do ganho estático e da potência de saída ( $\propto I_{Lp}$ ) quase não há sobreposição entre as formas de onda de corrente e de tensão, e, portanto, pode-se afirmar que as perdas de comutação no bloqueio de  $Q_{2\_S}$  são muito baixas.

Por exemplo, na figura 67 item (b), decorridos 120 ns do início da ressonância, a corrente em  $Q_{2\_S}$  atingiu cerca de 0 A (decreceu 100% em relação à corrente de pico

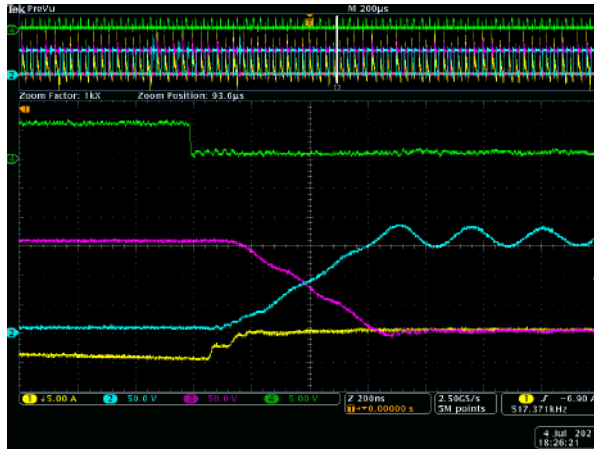
Figura 67 – Formas de onda de comutação durante a etapa ressonante compreendida entre  $t_4$  a  $t_5$ . (CH1: Corrente no interruptor  $S_2$  e no diodo intrínseco  $D_2$  obtida com a ponteira de Rogowski e valor médio compensado; CH2: Tensão de bloqueio  $V_{S2}$ ; CH3: Tensão de bloqueio  $V_{S1}$ ; CH4: Comando de gatilho  $G_2$ ; Canais CH2 e CH3 estão invertidos nos itens (d) e (e)).



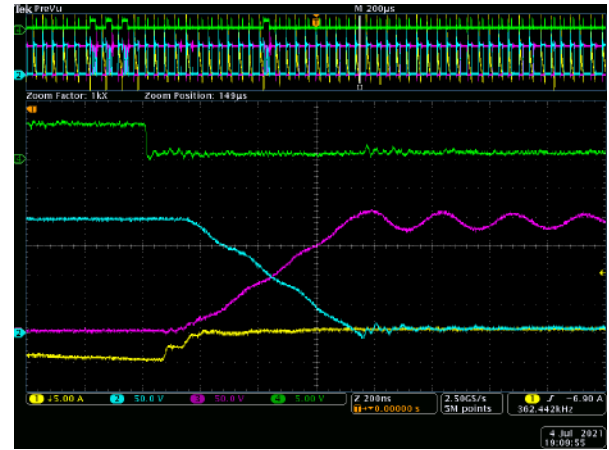
(a)  $V_o=50$  V,  $V_i=50$  V,  $P_o=77$  W e  $I_{Ln}=2.1$  A  
 $t_{ress2}$ : medido/calculado = 680 ns/622 ns.



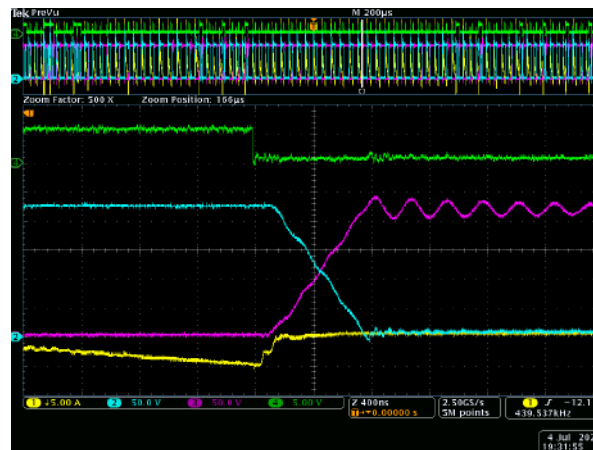
(b)  $V_o=50$  V,  $V_i=100$  V,  $P_o=222$  W e  $I_{Ln}=4.9$  A  
 $t_{ress2}$ : medido/calculado = 520 ns/404 ns.



(c)  $V_o=75$  V,  $V_i=75$  V,  $P_o=165$  W e  $I_{Ln}=4.9$  A  
 $t_{ress2}$ : medido/calculado = 480 ns/408 ns.



(d)  $V_o=75$  V,  $V_i=125$  V,  $P_o=354$  W e  $I_{Ln}=5$  A  
 $t_{ress2}$ : medido/calculado = 560 ns/524 ns.



(e)  $V_o=100$  V,  $V_i=125$  V,  $P_o=336$  W e  $I_{Ln}=5$  A  
 $t_{ress2}$ : medido/calculado = 640 ns/590 ns.

no indutor) enquanto que a tensão de bloqueio estava em apenas 30 V (20 % da tensão total de bloqueio). Resultados semelhantes foram obtidos nos outros pontos de operação à exceção do item (a), em que a corrente em  $Q_{2\_s}$  levou mais tempo para se anular.

Constata-se que a duração do intervalo ressonante leve, em média, 5 vezes mais tempo do que o seu equivalente da etapa ressonante 2. Além do mais, verifica-se, novamente, que os cálculos teóricos derivados no capítulo de análise quantitativa conseguiram prever com boa precisão a duração da ressonância em cada um dos casos.

Desta vez não se observa a sobreposição de uma oscilação de alta frequência sobre as formas de onda de tensão de bloqueio  $V_{Q2}$  e da tensão de gatilho  $V_{VGS2}$  durante a etapa ressonante. É entendimento do autor de que isto provavelmente não ocorreu em decorrência da menor taxa de variação das grandezas de corrente e de tensão ( $di/dt$  e  $dv/dt$ ) ao longo da etapa 5, ao contrário do que fora visto na etapa 2.

### 8.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais e validações do protótipo do conversor Buck-Boost TCM que foi organizado em duas etapas: testes preliminares e estudo da comutação.

Logo de início, a fase de testes preliminares envolveu a validação dos seguintes módulos e/ou circuitos: detecção de cruzamento por zero da corrente no indutor, tempos de acionamento dos interruptores de potência, partida por *soft-start*, transição para a modulação TCM e temporização para fechar a malha de controle.

Ao longo dos testes algumas melhorias foram implementadas, dentre elas a utilização de *timers* dedicados para definir o tempo de condução de cada um dos interruptores e a inserção de histerese nos sinais de condicionamento de corrente indo para os comparadores responsáveis pelo acionamento de  $Q_{1\_s}$  e de  $Q_{2\_s}$ .

Posteriormente descobriu-se que era necessário habilitar a preempção da rotina de execução da máquina de estados (menor prioridade) para que esta seja interrompida assim que uma nova chamada do periférico de comparação aparecer, evitando atrasos na detecção do cruzamento por zero e deixando para efetuar os cálculos do controle alguns microsegundos mais tarde (sem quaisquer prejuízos à controlabilidade).

Também foi constatado que a ondulação de tensão em  $C_{hf}$  era determinante na deterioração e na instabilidade da modulação TCM, pois os testes estavam sendo feitos com uma fonte CC de entrada, e, portanto, não reproduz os efeitos da indutância da rede (impedância de linha) que garantiria a filtragem (e continuidade) da corrente de entrada. Uma análise da impedância de transformadores utilizados na rede de distribuição consta em Bruning (2015). Assim foi inserido um indutor de 130  $\mu\text{H}$  à montante e um capacitor de 470  $\mu\text{F}$  (este último para fins de testes).



Concluída a fase de testes preliminares avançou-se para a verificação da comutação. Para tanto avaliaram-se as formas de onda de corrente e de tensão nos interruptores para diferentes tensões de entrada visando emular a operação do circuito como PFC ao longo de 1/4 de ciclo de rede.

A etapa ressonante 2 exibiu substancial redução nas perdas de comutação, principalmente nos pontos de operação em mais baixa carga. Por outro lado, verificou-se um aumento das perdas de comutação em proporção com o incremento de  $I_{Lp}$ , possivelmente relacionado ao aparecimento de *ringing* durante a etapa ressonante. Tentou-se mitigar esse fenômeno sem sucesso, e, por fim, concluiu-se que isto não seria possível sem o projeto da PCI e/ou sem a substituição do interruptor de potência por outro que possua um encapsulamento com ponto de conexão dedicado ao retorno de corrente de gatilho.

Já, a etapa ressonante 5 não apresentou o fenômeno de *ringing*, e, ao contrário do que foi observado na etapa ressonante 2, apresentou perdas muito baixas de comutação independente da tensão de entrada e da potência demandada.

Devido ao limite de recursos e ao tempo adicional despendido depurando e solucionando os problemas da modulação TCM aliado ao efeito de *ringing*, possivelmente causador de falhas dos interruptores, não foi possível avançar para a terceira etapa de testes que consistiria em alimentar o conversor a partir de uma fonte CA e fazê-lo funcionar como PFC.

## 9 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho surgiu a partir de uma série de publicações propondo soluções para integrar o controle de um conversor operando como estágio de entrada e de um inversor trifásico operando como variador de velocidade de um motor BLDC ou BLAC (YU; TAMURA; LORENZ, 2012; BIST; SINGH, 2014).

Foram identificados benefícios ao se realizar esta integração dos dois conversores. Por um lado, há vantagens em possuir um barramento ajustável e aplicar tensões menores em regimes de potência inferiores ao nominal visando reduzir as perdas de comutação. Por outro lado, tensões mais elevadas são convenientes para ampliar a faixa de velocidades do motor à torque constante (BOJOI et al., 2011; ZHANG et al., 2006).

Uma faixa de eficiência pretendida para o conversor elevador-abaixador foi estabelecida de maneira que permanecesse competitiva frente a outras estruturas concorrentes e largamente utilizadas como estágio de entrada de ASDs, tal como o conversor Boost clássico com diodo de Carbetto de Silício (SiC) e a família de conversores Boost *bridgeless*, cujas eficiências podem chegar até 97 e 99%, respectivamente (JESKE, 2016; INFINEON, 2015). Para atingir determinado nível de eficiência exigiu-se, portanto, que a topologia fosse do tipo Buck-Boost PFC com comutação suave.

Diversas soluções foram estudadas desde topologias passivas, ativas e com soluções em controle e modulação para atingir a comutação suave do conversor Buck-Boost PFC e/ou adaptáveis a este. Dentre elas, foram avaliadas a célula de comutação suave ZVT aplicada ao conversor Boost PFC (BODUR; YILDIRMAZ, 2017), a célula ZCS-ZVS aplicada ao conversor Buck-Boost CC-CC (DIVAKAR; CHENG; SUTANTO, 2008), um *snubber* passivo regenerativo aplicado ao conversor Buck-Boost CC-CC (KONISHI; HUANG, 2007), uma melhoria proposta ao circuito de Konishi e Huang (2007), e por último, a topologia Buck-Boost PFC *bridgeless* intercalado empregando a modulação TCM (LEONG; MUETZE, 2014). A partir destas selecionou-se o conversor Buck-Boost TCM simplificado, baseado na publicação feita por Leong e Muetze (2014).

Durante a análise qualitativa foram obtidas as etapas de operação e as principais formas de onda do conversor. Na análise quantitativa foram derivadas as equações que descrevem o ganho estático de tensão e uma modelagem matemática detalhada acerca da comutação suave. Além do mais, foi derivado o ponto de operação e fornecida uma interpretação para a varredura de parâmetros em um ciclo de rede. Também foram calculados os esforços nos semicondutores e ábacos de projeto para auxiliar o projetista.

Um capítulo dedicado forneceu detalhes sobre a implementação da técnica TCM, tratou da utilização de recursos (periféricos), a construção da máquina de estados, a modelagem dinâmica da planta através da resposta ao degrau e a obtenção da malha de controle do conversor Buck-Boost operando com a modulação TCM.

Inclusive, as principais contribuições deste trabalho para o tema consistem notadamente do estudo da comutação suave, a determinação do ponto de operação, a varredura dos parâmetros em um ciclo de rede, a obtenção de ábacos de projeto e o fornecimento de detalhes de implementação.

Cálculos teóricos e resultados de simulação forneceram uma estimativa de eficiência de 96% para a topologia estudada, operando com modulação TCM e empregando interruptores de potência do tipo IGBTs.

Resultados de simulação corroboram com a teoria e a modelagem matemática conduzidas nos capítulos de análise qualitativa e análise quantitativa. A implementação do conversor no ambiente de simulação visou ao máximo reproduzir a prática e antecipar problemas de implementação.

Um protótipo com as especificações de projeto constantes na tabela 3 foi construído e os resultados experimentais foram avaliados. Passado a fase de testes preliminares avançou-se para a verificação da comutação. Para tanto avaliaram-se as formas de onda de corrente e de tensão nos interruptores para diferentes tensões de entrada visando emular a operação do circuito como PFC ao longo de  $1/4$  de ciclo de rede.

Excelentes resultados de comutação foram obtidos em ambas as etapas ressonantes, vide as figuras 64 e 67, a partir das quais constatou-se pequenos valores de energia de comutação, indicando que as perdas de comutação foram minimizadas através da modulação TCM.

No entanto, o fenômeno de *ringing* aparece nas formas de onda de comutação durante a etapa ressonante 2 e se torna mais perceptível com o aumento de carga ( $\propto I_{Lp}$ ). Tentou-se mitigar esse fenômeno sem sucesso, e, por fim, concluiu-se que isto não seria possível sem o reprojeito da PCI e/ou sem a substituição do interruptor de potência por outro que possua um encapsulamento com ponto de conexão dedicado ao retorno de corrente de gatilho.

Finalmente, devido ao limite de recursos e ao tempo adicional despendido depurando e solucionando os problemas da modulação TCM, não foi possível avançar para a terceira etapa de testes que consistiria em alimentar o conversor a partir de uma fonte CA e fazê-lo funcionar como PFC.

Contudo, se o problema de *ringing* for solucionado e um projeto adequado do filtro de EMC for proposto, os dados coletados aliados aos resultados de simulação evidenciam que a técnica de modulação TCM aplicada ao conversor buck-boost PFC se mostra bastante promissora.

Sugestões para trabalhos futuros:

- Estudo do filtro de EMC para o conversor buck-boost TCM a fim de minimizar a ondulação de tensão sobre  $C_{hf}$ ;

- Propor diretrizes em termos de projeto da PCI e de seleção de componentes a fim de minimizar o efeito de *ringing* durante a etapa ressonante 2;
- Estender o conceito do conversor buck-boost TCM para um conversor CC-CC bidirecional em corrente empregado em tração elétrica;
- Dar continuidade ao estudo do conversor buck-boost TCM operando como PFC;

## REFERÊNCIAS

- BARBI, I.; SOUZA, F. P. de. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*. [S.l.]: Edição dos Autores, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 52.
- BIELA, J. et al. Optimal design of a 5kw/dm<sup>3</sup>/98.3% efficient TCM resonant transition single-phase PFC rectifier. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -. [S.l.]: IEEE, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 29, 36, 38 e 40.
- BIST, V.; SINGH, B. An adjustable-speed PFC bridgeless buck-boost converter-fed BLDC motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 61, n. 6, p. 2665–2677, jun 2014. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 129.
- BODUR, H.; YILDIRMAZ, S. A new ZVT snubber cell for PWM-PFC boost converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 64, n. 1, p. 300–309, jan 2017. Citado 4 vezes nas páginas 30, 34, 35 e 129.
- BOJOI, R. et al. Sensorless direct flux and torque control for direct drive washing machine applications. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.]: IEEE, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 26, 92 e 129.
- BORGES, R. W. *Aplicabilidade de Sistemas Operacionais de Tempo Real (RTOS) para Sistemas Embarcados de Baixo Custo e Pequeno Porte*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, São Carlos, 2011. Citado na página 117.
- BRUNING, C. *Retificador Bridgeless com Elevado Fator de Potência Utilizando One Cycle Control para Aplicação em Refrigeradores Domésticos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville - SC, 2015. Citado na página 127.
- DEWAN, S. B. Optimum input and output filters for a single-phase rectifier power supply. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), IA-17, n. 3, p. 282–288, may 1981. Citado na página 25.
- DIVAKAR, B.; CHENG, K.; SUTANTO, D. Zero-voltage and zero-current switching buck-boost converter with low voltage and current stresses. *IET Power Electronics*, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 1, n. 3, p. 297, 2008. Citado 5 vezes nas páginas 31, 32, 34, 35 e 129.
- HUA, G.; LEE, F. Soft-switching techniques in PWM converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 42, n. 6, p. 595–603, 1995. Citado na página 30.
- IJUIM, F. K. *Configuração de Controlador Digital de Sinais Aplicado a Conversores Chaveados Utilizando a Ferramenta PSIM/SIMCODER*. Joinville - SC: Universidade do Estado de Santa Catarina - Departamento de Engenharia Elétrica, 2014. Citado na página 110.
- INFINEON. *Application Note: 2.5 kW PFC evaluation board with CCM PFC Controller ICE3PCS01G*. Munich - BY, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 129.

JESKE, E. *Estudo de um Retificador Bridgeless de Alto Fator de Potência Empregando Semicondutores de Nitreto de Gálio e Controle Digital*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville - SC, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 26, 109 e 129.

KAFANAS, G.; JEFFREY, M.; YUAN, X. Variable structure control for active power decoupling topologies. In: *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*. [S.l.]: Institution of Engineering and Technology, 2016. Citado na página 26.

KANNAN, A. et al. A review of power quality standards, electrical software tools, issues and solutions. In: *2013 International Conference on Renewable Energy and Sustainable Energy (ICRESE)*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado na página 25.

KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015. ISBN 1119009545. Citado na página 60.

KONISHI, Y.; HUANG, Y.-F. Soft-switching buck boost converter using passive snubber composed of pulse current regenerative resonant circuit. In: *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*. [S.l.]: IEEE, 2007. Citado 6 vezes nas páginas 29, 32, 33, 34, 35 e 129.

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.l.]: IEEE, 2014. Citado 7 vezes nas páginas 29, 33, 34, 35, 36, 42 e 129.

LI, Y.-C. A novel control scheme of quasi-resonant valley-switching for high-power-factor AC-to-DC LED drivers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 62, n. 8, p. 4787–4794, aug 2015. Citado na página 37.

MARQUES, J. L. B.; BRAZ, G. P. *EEL 7300 - Eletrônica Aplicada: Conteúdos para a prática*. 1. ed. Florianópolis, SC: Instituto de Engenharia Biomédica - Centro Tecnológico - UFSC, 2002. Citado na página 105.

MARTINS, J. L. R. M. L.; HEY, H. L. A classification methodology for zero-voltage transition pwm converters. *Revista Controle e Automação*, v. 16, n. 1, p. 44–55, 2005. Citado na página 30.

MARXGUT, C.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*. [S.l.]: IEEE, 2010. Citado 5 vezes nas páginas 29, 36, 37, 38 e 39.

MARXGUT, C. et al. Ultraflat interleaved triangular current mode (TCM) single-phase PFC rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 29, n. 2, p. 873–882, feb 2014. Citado na página 36.

MOSCHOPOULOS, G.; JAIN, P. Single-phase single-stage power-factor-corrected converter topologies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 52, n. 1, p. 23–35, feb 2005. Citado na página 26.

- PENG, F.; ADAMS, D. Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters. In: *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*. [S.l.]: IEEE, 1999. Citado na página 25.
- POMILIO, J. A. *Pré-reguladores de Fator de Potência*. Campinas - SP: Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - Departamento de Sistemas e Energia - UNESP, 2007. Citado na página 82.
- PRASAD, A.; ZIOGAS, P.; MANIAS, S. A novel passive waveshaping method for single-phase diode rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 37, n. 6, p. 521–530, 1990. Citado na página 25.
- REINHOLD, A. et al. AC side parallel-series active filter with DC voltage control capability of a diode rectifier. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. [S.l.]: IEEE, 2015. Citado na página 26.
- RENESAS. *RX24T Group User's Manual: Hardware*. 2. ed. [S.l.], 2017. Citado na página 76.
- SMITH, K.; SMEDLEY, K. Properties and synthesis of passive lossless soft-switching PWM converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 14, n. 5, p. 890–899, 1999. Citado na página 33.
- STUECKLER, F.; VECINO, E. *Application Note: CoolMOS C7 650 V Switch in a Kelvin Source Configuration*. [S.l.], 2013. Citado na página 122.
- TANAKA, T.; NISHIDA, Y.; FUNABIKI, S. A method of compensating harmonic currents generated by consumer electronic equipment using the correlation function. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 19, n. 1, p. 266–271, jan 2004. Citado na página 25.
- TEXAS. *Design Guide TIDA-010025: Three-phase inverter reference design for 200–480 VAC drives with opto-emulated input gate drivers*. Dallas - TX, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 107 e 108.
- TEXAS. *Datasheet UCC23513 opto compatible single-channel isolated gate-driver*. Dallas - TX, 2020. Citado na página 120.
- TOSHIBA. *Application Note: Parasitic Oscillation and Ringing of Power MOSFETs*. [S.l.], 2018. Citado na página 122.
- VLATKOVIC, V.; BOROJEVIC, D.; LEE, F. Input filter design for power factor correction circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 11, n. 1, p. 199–205, 1996. Citado na página 25.
- WANG, B. et al. Buck/boost bidirectional converter TCM control without zero-crossing detection. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- YU, C.-Y.; TAMURA, J.; LORENZ, R. D. Control method for calculating optimum DC bus voltage to improve drive system efficiency in variable DC bus drive systems. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.]: IEEE, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 129.

---

ZHANG, Z. et al. Sensorless direct field-oriented control of three-phase induction motors based on "sliding mode" for washing-machine drive applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 42, n. 3, p. 694–701, may 2006. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 129.



## APÊNDICE A – PROJETO DO INDUTOR BUCK-BOOST

Figura A.1: Projeto do Indutor Buck-Boost, página 1.

PROJETO BB TCM - POTÊNCIA DE SAÍDA DE 3 KW

### 1. Dados de entrada

Indutância nominal de projeto

$$L_s := 75 \mu\text{H}$$

Valores obtidos da simulação ( $V_b = 400\text{V}$ )

$$I_{Lp} := 49 \text{ A}$$

$$I_{L\text{rms}} := 19 \text{ A}$$

$$I_{Ldc} := 14 \text{ A}$$

$$f_s := 80 \text{ kHz}$$

$$P_o := 2000 \text{ W}$$

$$I_{Ln} := -2.5 \text{ A}$$

Foi provado que a ondulação de corrente é da mesma ordem de magnitude da corrente média, cujo valor será utilizado no cálculo de perdas (média num período da rede).

$$\Delta I_L := 2 \cdot I_{Ldc} = 28 \text{ A}$$

### 2. Valores de energia, ou Hanna curve ( $L I^2$ )

$$E_L := L_s \cdot I_{Lp}^2 = 0.18 \text{ J}$$

### 3. Especificações físicas do indutor

Iterar valores até que o núcleo seja selecionado.

Atentar para balancear as perdas no cobre e núcleo.

$$B_{lim} = 0.4 \text{ T}$$

Material capaz de atingir de 0.47 a 0.53 T

$$J_{max} = 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$K_w = 0.3$$

$$\mu_o := \pi \cdot 4 \cdot 10^{-7} \frac{\text{T} \cdot \text{m}}{\text{A}}$$

Núcleos tipo E disponíveis no catálogo da Ferroxcube

[ <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11> ]

Figura A.2: Projeto do Indutor Buck-Boost, página 2.

4. Produto da área da coluna central pela área da janela do núcleo

$$AeAw_{\text{calc}} := \frac{L_s \cdot I_{Lp} \cdot I_{Lrms}}{K_w \cdot B_{lim} \cdot J_{max}} \quad AeAw_{\text{calc}} = 8.73 \cdot \text{cm}^4 \quad AeAw_{\text{calc}} = 87.3 \times 10^3 \cdot \text{mm}^4$$

5. Dados físicos do indutor selecionado 65/32/27 (p. 299)

$$\begin{aligned} V_e &:= 79.00 \text{ cm}^3 && \text{volume de ferite} \\ AeAw &:= 21.30 \text{ cm}^4 && \text{produto das áreas do núcleo} \\ Ae &:= 5.40 \text{ cm}^2 && \text{área da coluna central do núcleo} \\ Aw &:= \frac{AeAw}{Ae} = 3.94 \text{ cm}^2 && \text{área da janela do núcleo} \\ l_e &:= 14.70 \text{ cm} && \text{comprimento magnético} \\ l_t &:= 15.00 \text{ cm} && \text{comprimento médio da espira} \\ \Sigma IA &:= 0.274 \cdot \text{mm}^{-1} && \text{fator do núcleo} \end{aligned}$$

6. Seleção dos materiais

Grade 3C81, 3C90, 3C91, 3C92, 3C93, 3C94, 3C95 e 3C96

7. Número de espiras (voltas/turns)

O número de voltas sem atingir a máxima admissível densidade de fluxo no núcleo através da seguinte equação

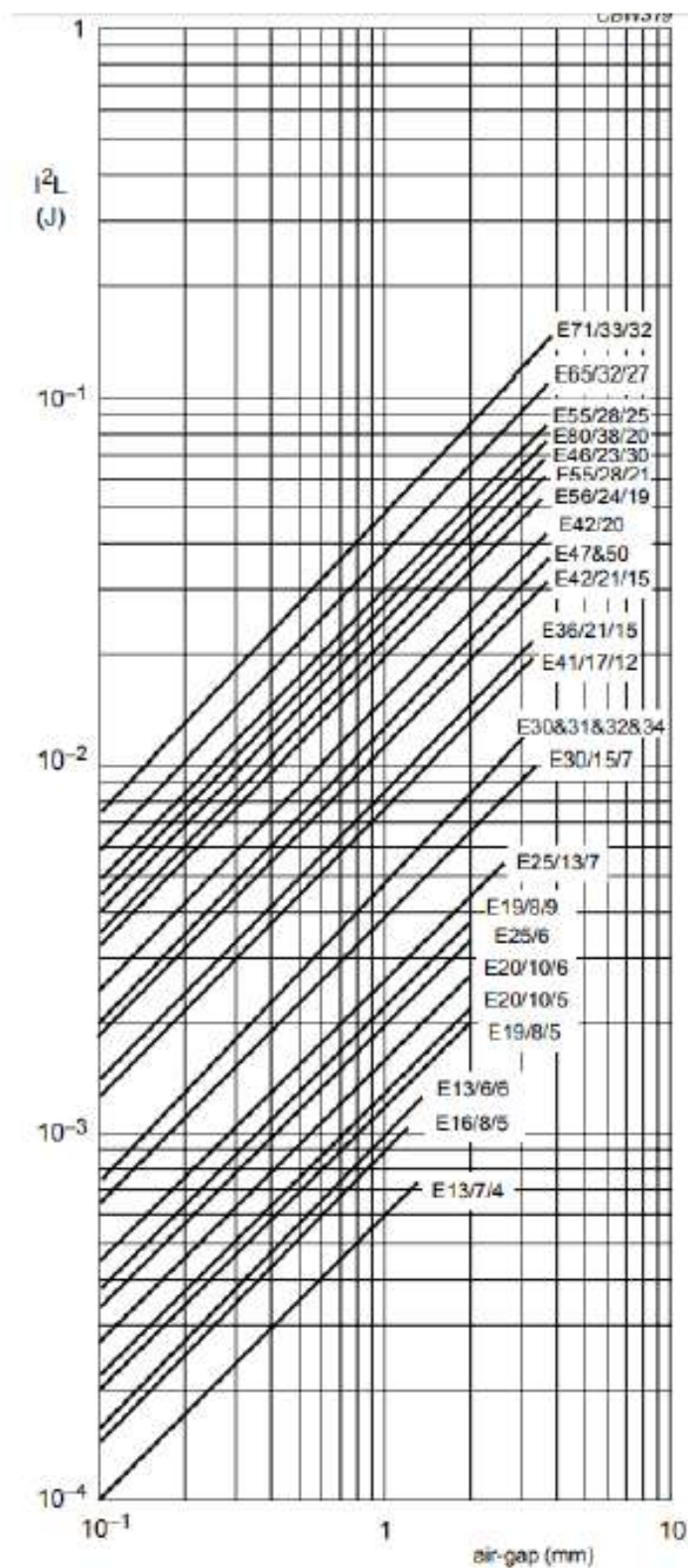
$$N_{L, \text{calc}} := \text{ceil} \left( \frac{L_s \cdot I_{Lp}}{B_{lim} \cdot Ae} \right) \quad N_{L, \text{calc}} = 18$$

Então iterar até que a indutância calculada está próxima o suficiente do valor desejado

$$N_L = 18$$

$$l_{\text{gap}} := \frac{N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_s} \quad l_{\text{gap}} = 2.9 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Figura A.3: Projeto do Indutor Buck-Boost, página 3.



Fonte: O autor (2021).

Figura A.4: Projeto do Indutor Buck-Boost, página 4.

E a permeabilidade efetiva definida como

$$\mu_1 := 7958$$

$$\mu_e := \frac{\mu_1}{1 + \frac{l_{gap} \cdot \mu_1}{l_e}} = 49.831$$

#### 8. Área de cobre e número de fios em paralelo

Área de cobre requerida para manter a densidade de corrente especificada

$$S_{cu} := \frac{I_{Lrms}}{J_{max}} \quad S_{cu} = 0.048 \cdot \text{cm}^2$$

Profundidade de penetração e diâmetro máximo (requer AWG23 ou menor)

$$\delta_{limit} := \frac{7.5 \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{s}}}{\sqrt{f_s}} = 0.027 \cdot \text{cm} \quad d_{max} := \frac{15 \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{s}}}{\sqrt{f_s}} = 0.053 \cdot \text{cm}$$

Lista de fios esmaltados

$$S_{awg23} := 0.002582 \text{cm}^2 \quad \rho_{awg23} := 0.000892 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad S_{awg23.isolado} := 0.003221 \text{cm}^2$$

#### 9. Número de fios em paralelo

$$n_{cond} := \text{ceil}\left(\frac{S_{cu}}{S_{awg23.isolado}}\right) \quad \frac{S_{cu}}{S_{awg23.isolado}} = 14.747 \quad n_{cond} = 15$$

#### 10. Possibilidade de execução

$$Aw_{min} := \frac{N_L \cdot n_{cond} \cdot S_{awg23.isolado}}{K_w} = 1.739 \times 10^{-4} \text{m}^2 \quad Aw_{min} = 1.739 \cdot \text{cm}^2$$

$$K_u := \frac{Aw_{min}}{Aw} \quad K_u = 0.441 \quad Aw = 3.944 \cdot \text{cm}^2$$

#### 11. Tamanho do fio

$$\text{Length}_{wire} := N_L \cdot l_t \quad \text{Length}_{wire} = 2.7 \text{m}$$

Fonte: O autor (2021).

Figura A.5: Projeto do Indutor Buck-Boost, página 5.

$$\text{Length}_{\text{final}} := \text{Length}_{\text{wire}} \cdot 1.5 = 4.05 \text{ m}$$

12. Perdas no cobre:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{avg}23} \cdot N_L \cdot l_t}{n_{\text{cond}}} \quad R_{\text{cobre}} = 0.016 \Omega$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{Lrms}}^2 \quad P_{\text{cobre}} = 5.796 \text{ W}$$

13. Perdas magnéticas

Aproximação via valores médios num período da rede

Serão determinadas a partir da ondulação de corrente média num período da rede.

$$H_{\text{le}} = N \cdot I_L$$

$$H_{\text{max}} := \frac{N_L}{l_e} \left( I_{\text{Ldc}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) = 34.286 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}}$$

$$H_{\text{min}} := \frac{N_L}{l_e} \left( I_{\text{Ldc}} - \frac{\Delta I_L}{2} - |I_{\text{Ln}}| \right) = -3.061 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}}$$

$$B = \mu \cdot H$$

$$B_{\text{max}} := \mu_o \cdot \mu_e \cdot H_{\text{max}} = 0.215 \text{ T}$$

$$B_{\text{min}} := \mu_o \cdot \mu_e \cdot H_{\text{min}} = -0.019 \text{ T}$$

$$\Delta B := (B_{\text{max}} - B_{\text{min}}) = 0.234 \text{ T}$$

$$B_{\text{pk}} := \frac{\Delta B}{2} = 0.117 \text{ T}$$

Coefficientes de Steinmetz para o material Ferroxcube 3C90 (vide planilha)

$$P_v = C_m \times f^x \times B^y \times (C_{t_2} \times T^2 - C_{t_1} \times T + C_t) / 1000$$

$$C_m := 3.2$$

$$x := 1.46$$

$$y := 2.75$$

Fonte: O autor (2021).

Figura A.6: Projeto do Indutor Buck-Boost, página 6.

$$C_{t2} := 0.000165$$

$$C_{t1} := 0.031$$

$$C_t := 2.45$$

$$P_{\text{nucleo.eq}}(f_s, B_{pk}, T_{hs}) := C_m \cdot \left( \frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^x \cdot \left( \frac{B_{pk}}{T} \right)^y \cdot \frac{(C_{t2} \cdot T_{hs}^2 - C_{t1} \cdot T_{hs} + C_t)}{1000} \cdot \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$$

$$B_{pk} = 0.117 T$$

$$f_s = 80 \text{ kHz}$$

$$T_{hs} := 100 \quad \text{hot spot temperature (oC)}$$

$$P_{\text{nucleo}'} := P_{\text{nucleo.eq}}(f_s, B_{pk}, T_{hs}) = 126.034 \cdot \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_{\text{nucleo}'} \cdot V_e = 9.957 W$$

$$P_{\text{nucleo}} = 9.957 W$$

#### 14. Perda total no indutor

$$P_{\text{total}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{total}} = 15.753 W$$

#### 15. Elevação de temperatura

$$R_{th} := 23 \cdot \left( \frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{K}{W} = 7.417 \cdot \frac{K}{W}$$

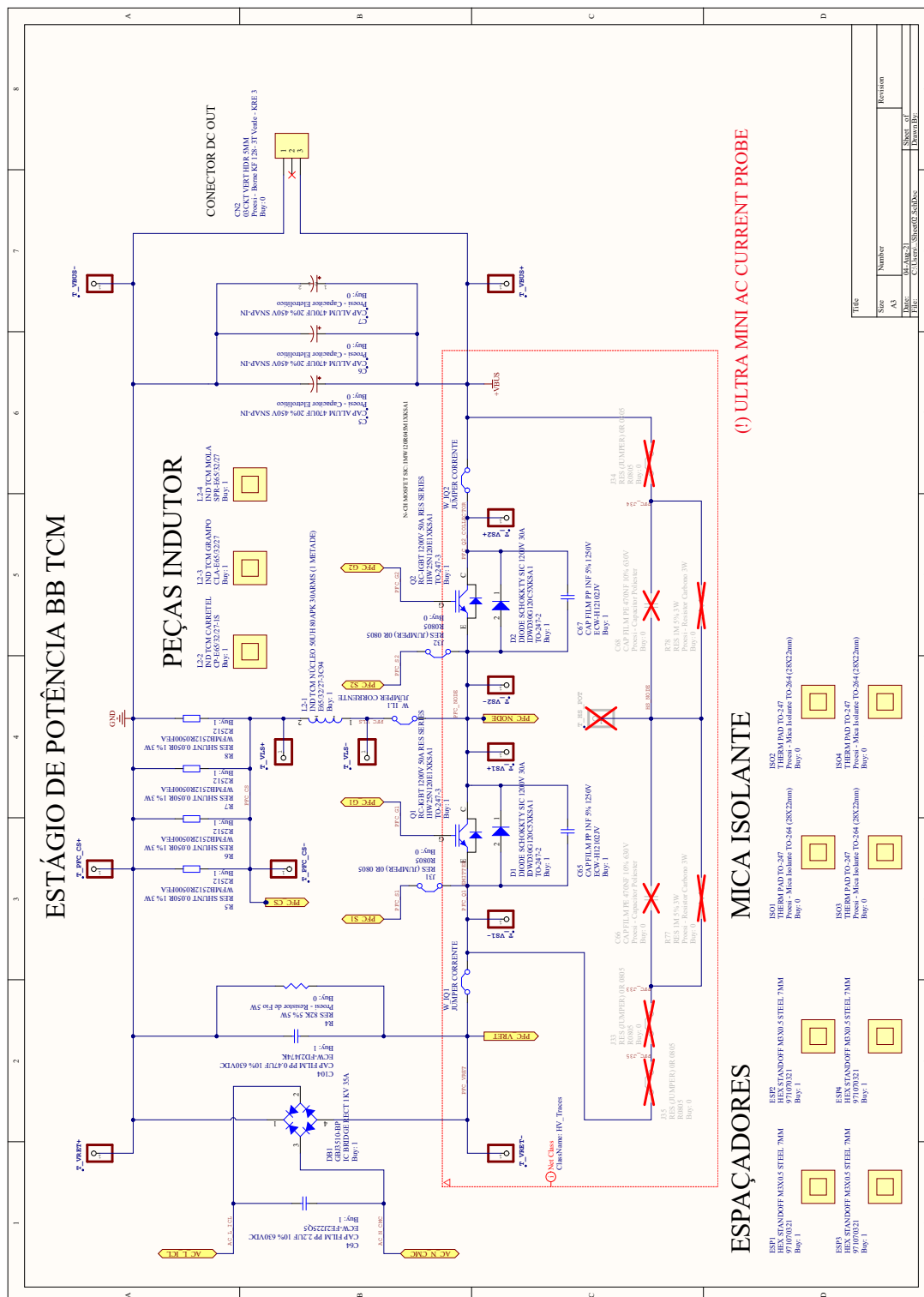
$$\Delta T := R_{th} \cdot P_{\text{total}}$$

$$\Delta T = 116.839 K$$





Figura B.2: Esquemático do Conversor, página 2, estágio de potência.



Fonte: O autor (2021).





Fonte: O autor (2021).

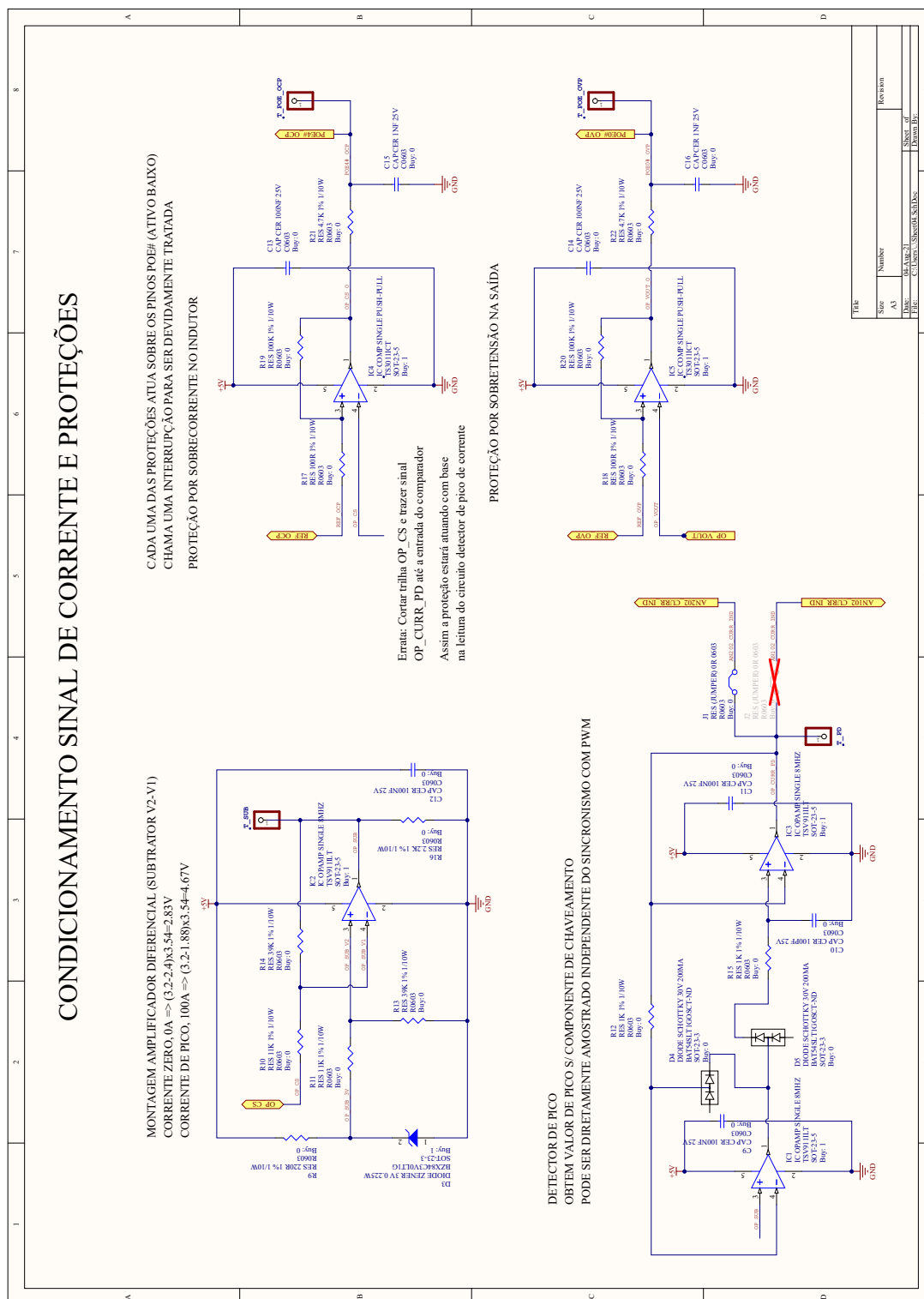
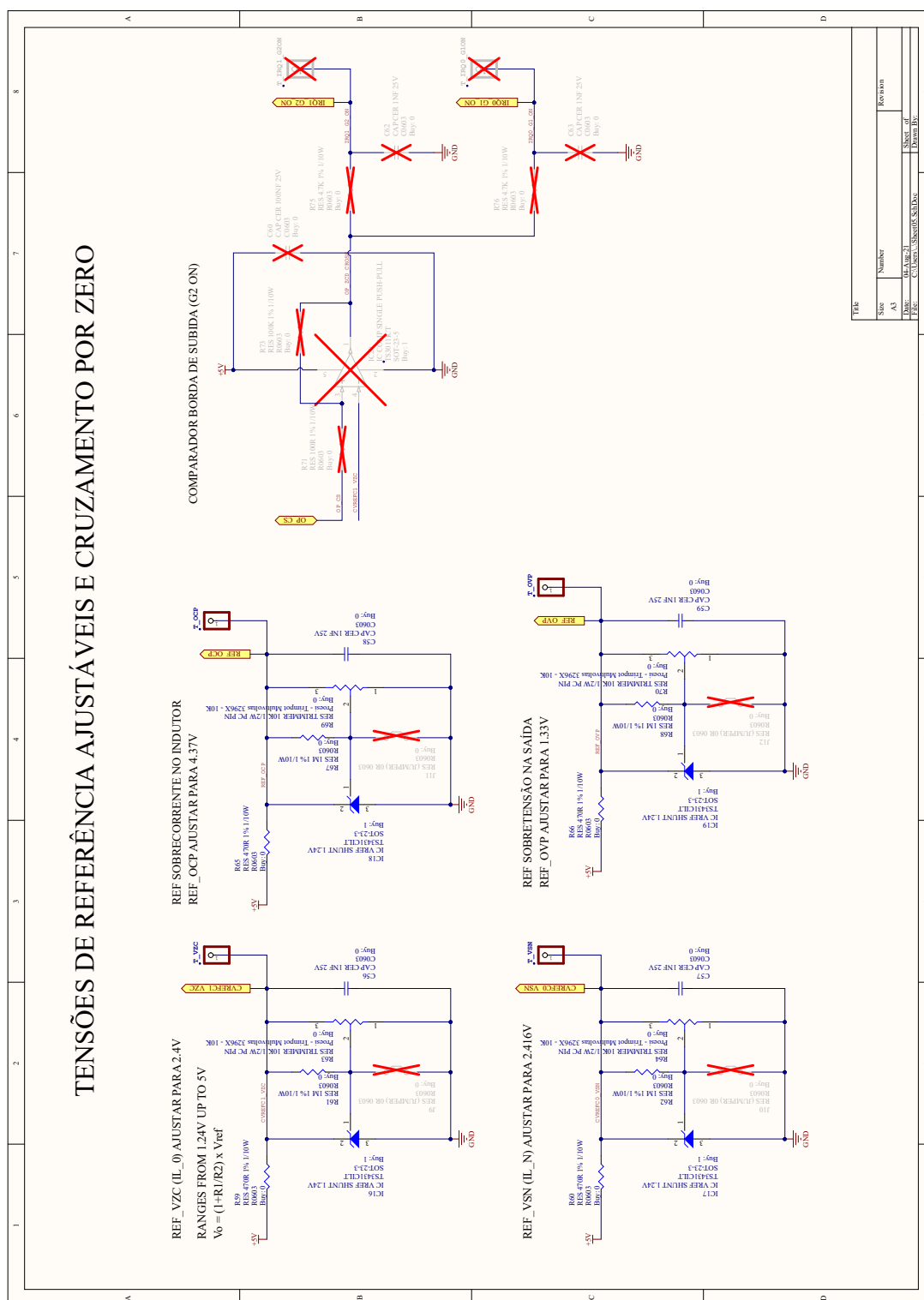


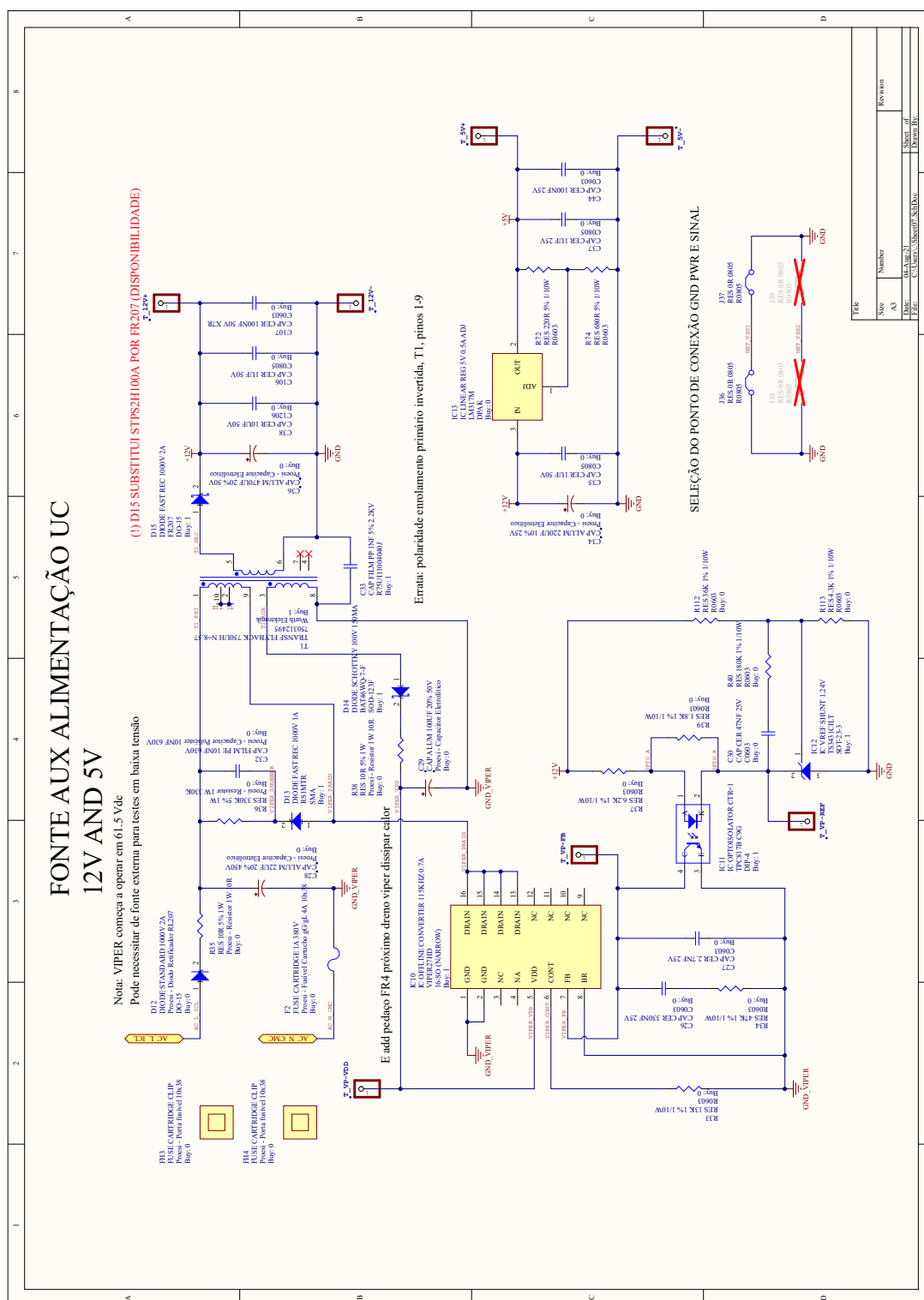
Figura B.5: Esquemático do Conversor, página 5, referências de tensão ajustáveis para os comparadores internos do microcontrolador.



Fonte: O autor (2021).



Figura B.7: Esquemático do Conversor, página 7, fonte auxiliar de alimentação (flyback) 12V e 5V.



Fonte: O autor (2021).

Fonte: O autor (2021).

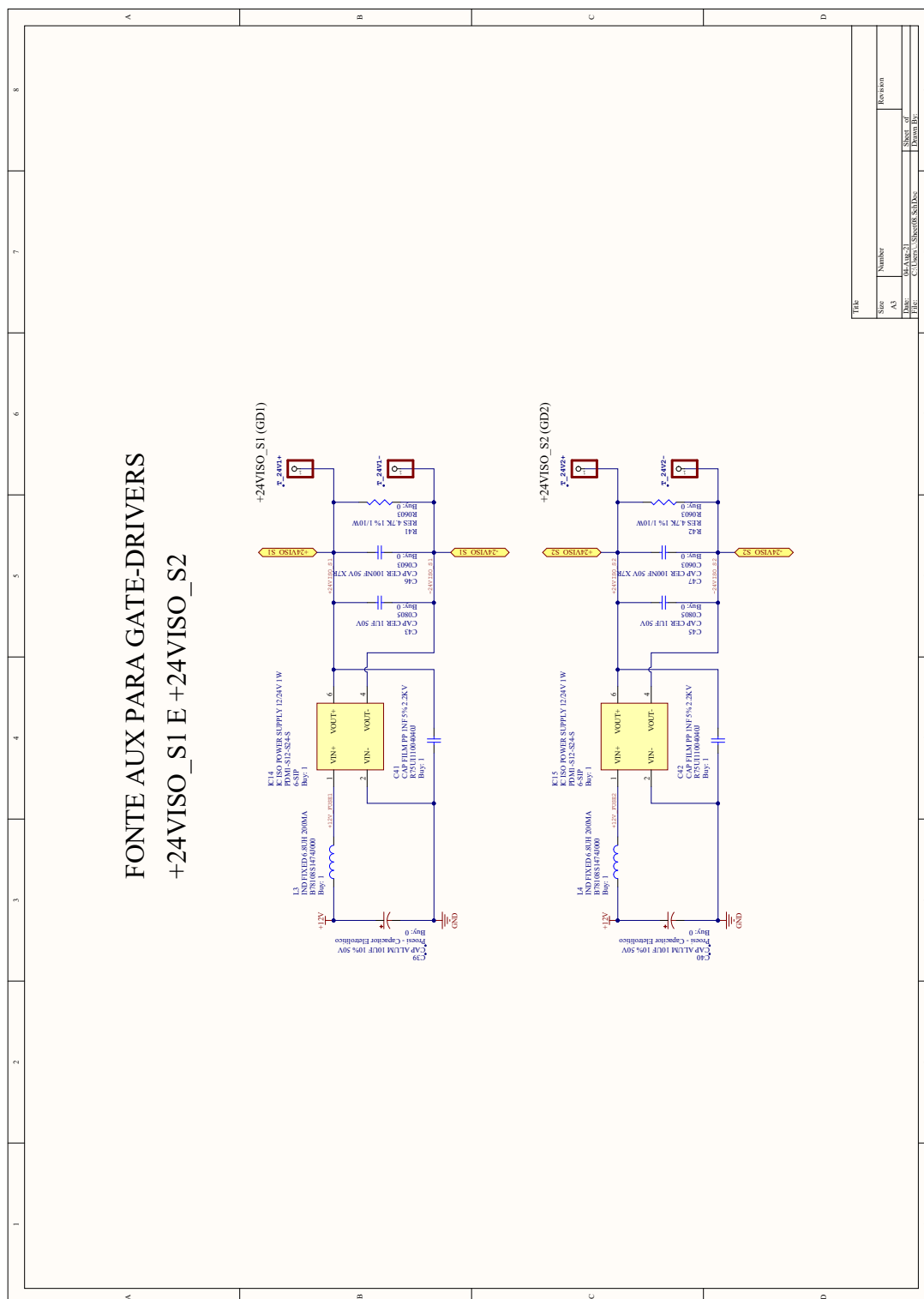
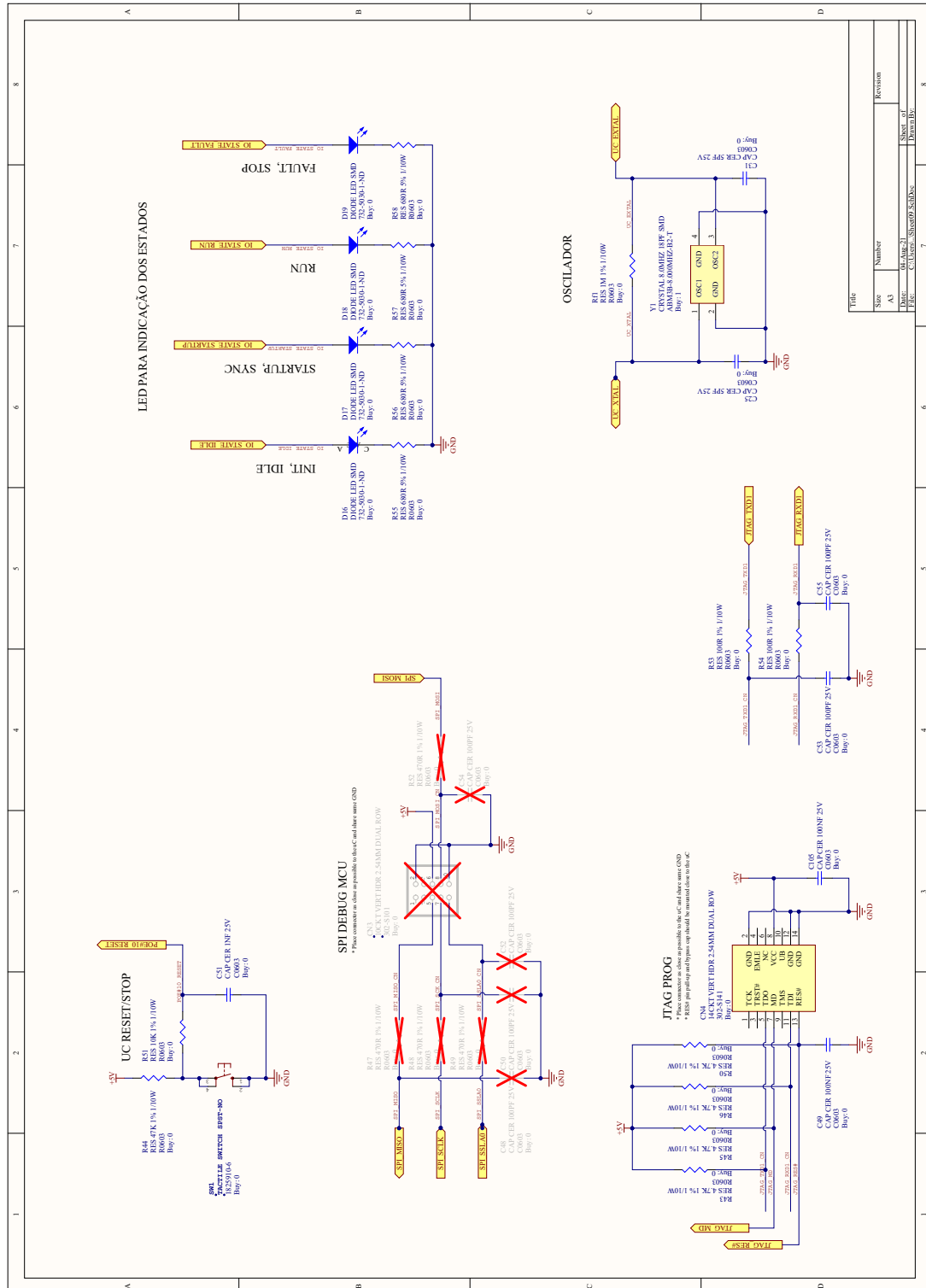
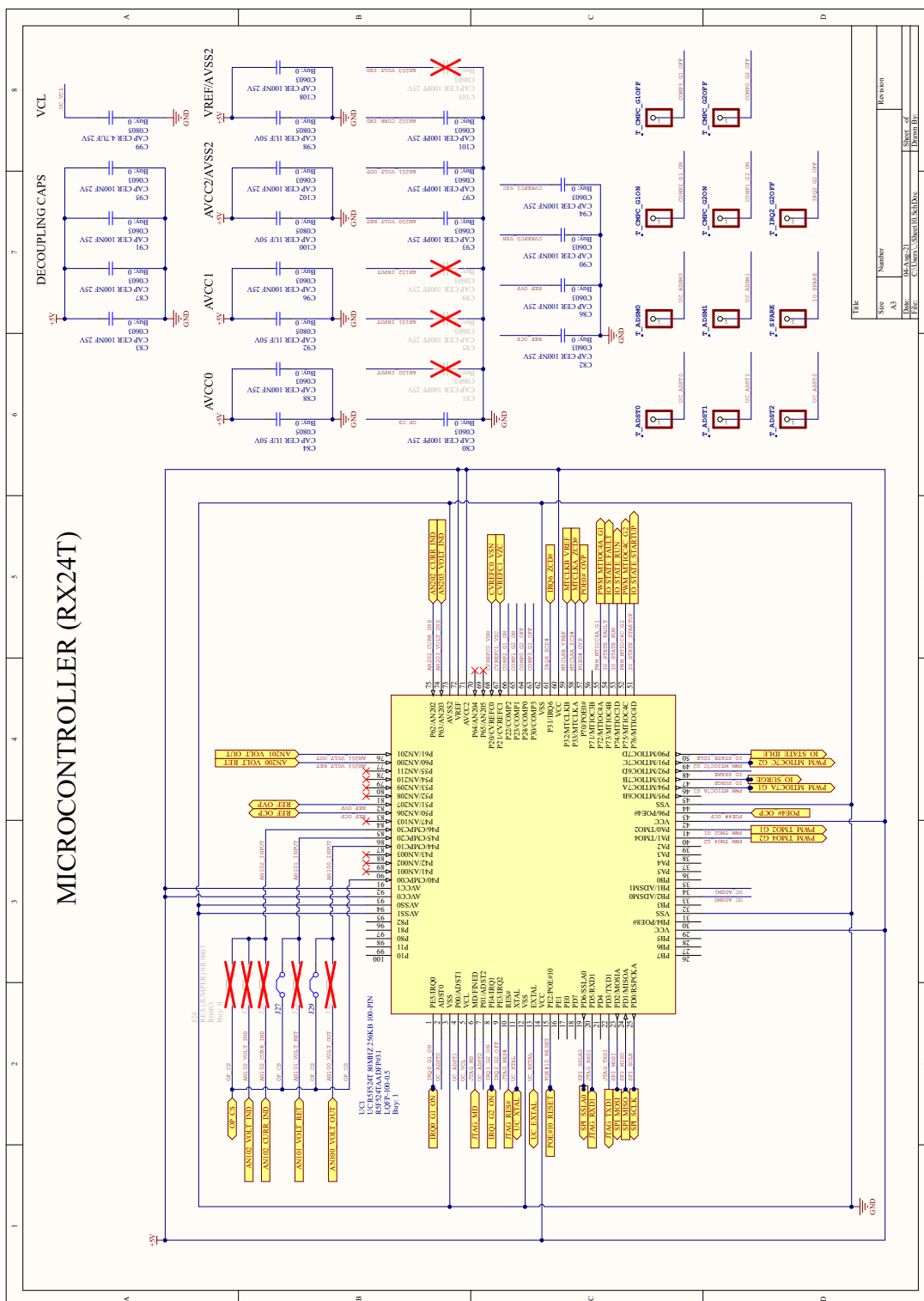


Figura B.9: Esquemático do Conversor, página 9, circuitos periféricos do microcontrolador.



Fonte: O autor (2021).

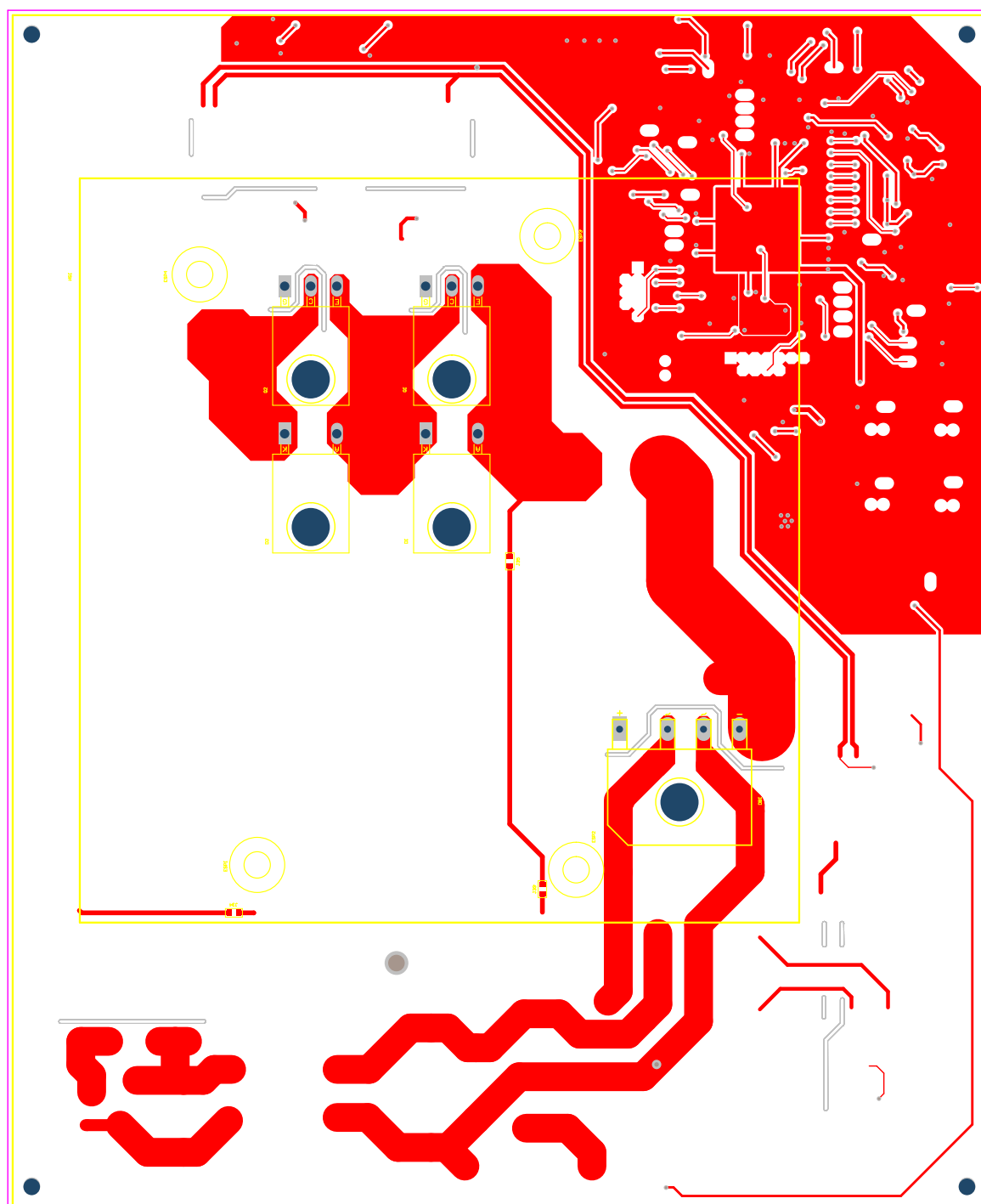
Fonte: O autor (2021).



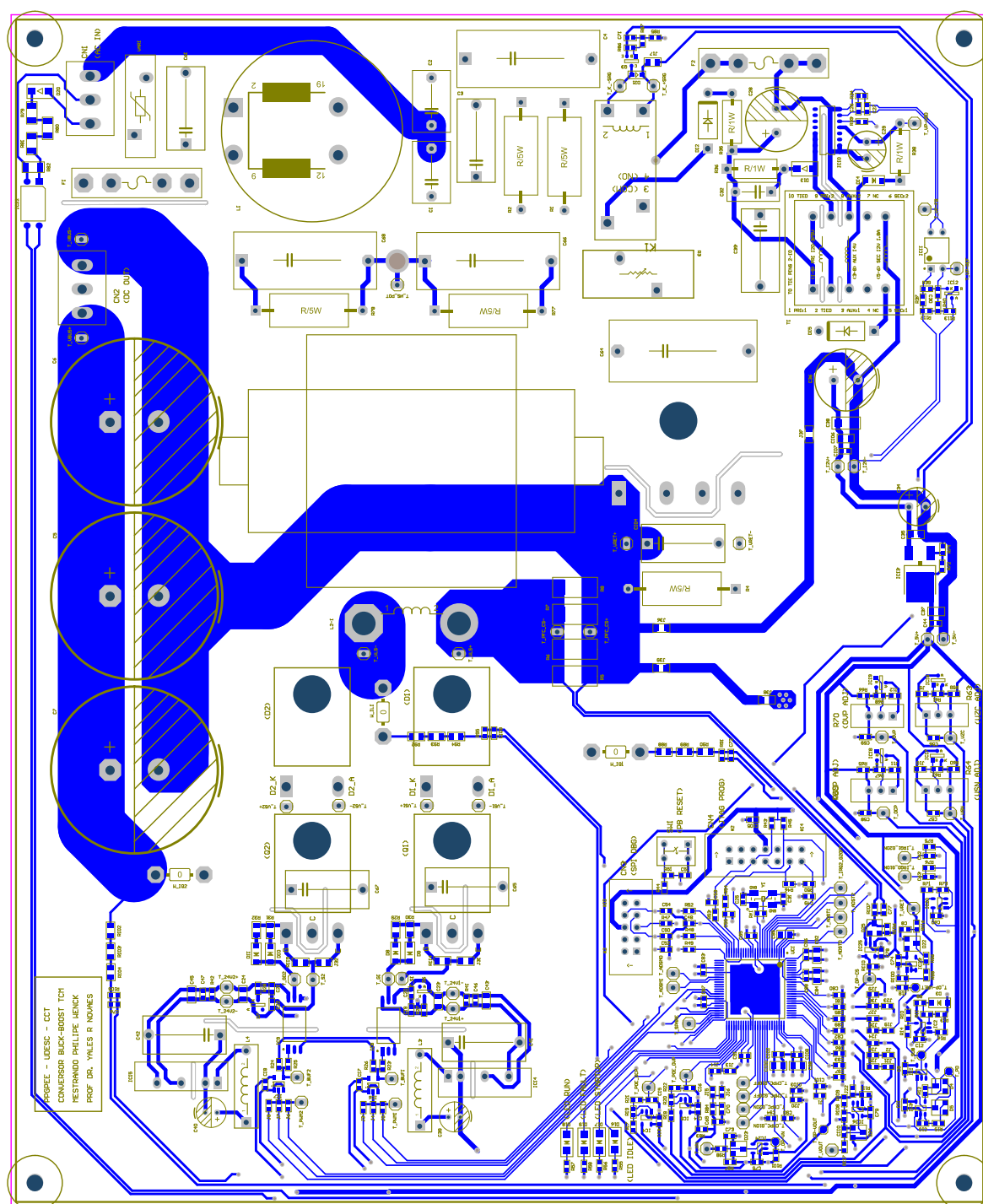


## APÊNDICE C – *LAYOUT* DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Figura C.1: *Layout* da PCI, vista de cima.



Fonte: O autor (2021).

Figura C.2: *Layout da PCI, vista de baixo.*

Fonte: O autor (2021).

**ANEXO A – PROJETO DA FONTE AUXILIAR**



## eDesignSuite

Untitled

### Converter Specifications

**IC:** VIPER27HD**Topology:** isolated flyback**Input:** 85 Vac - 265 Vac**Output 1:** 12 V (2 %) - 6 W

### Operating Conditions

**@VinAC - min 85 V / max 265 V:** 85V**@Pout - min 0 W / max 6 W:** 6W**@Ta - min 25 °C / max 125 °C:** 25°C

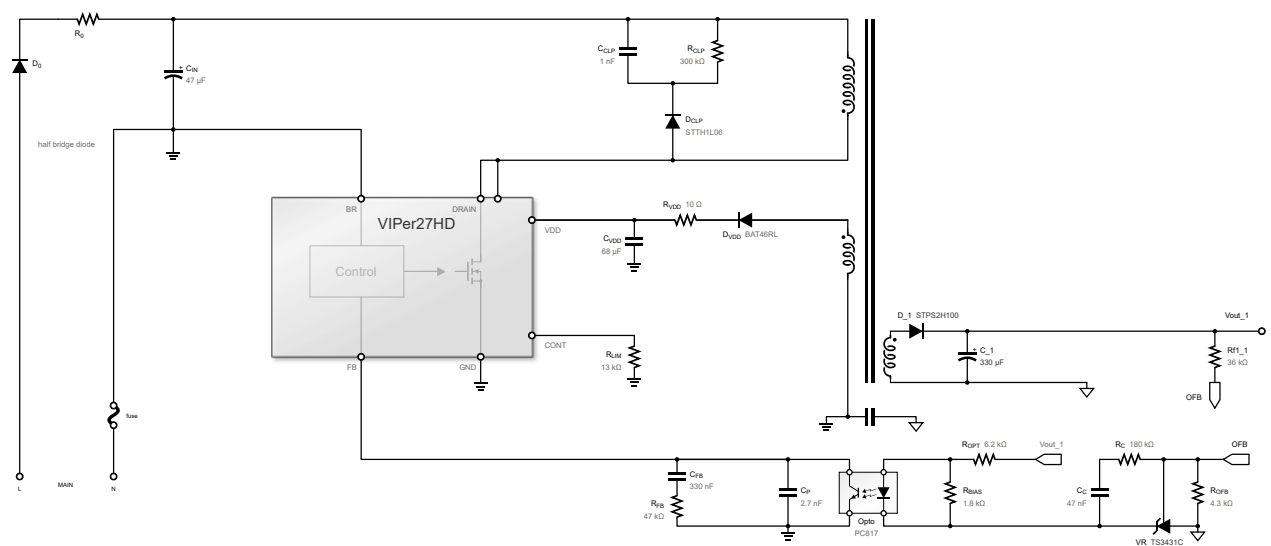
### Actuals

**Tj:** 76.1 °C**Rthja:** 80 °C/W**fsw:** 115 kHz**burst mode:** off**conduction mode:** discontinuous





### Transformer Specifications

**Isat:**  $\geq 560$  mA    **Lp:** 750  $\mu$ H  $\pm 10\%$     **Leakage:**  $\leq 22.5$   $\mu$ H**Primary:****Irms:**  $\geq 144$  mA**Out1:****Irms:**  $\geq 1.05$  A    **Pri/Out1 turn ratio:** 8.72**Aux:****Irms:**  $\geq 25$  mA    **Pri/Aux turn ratio:** 8.195

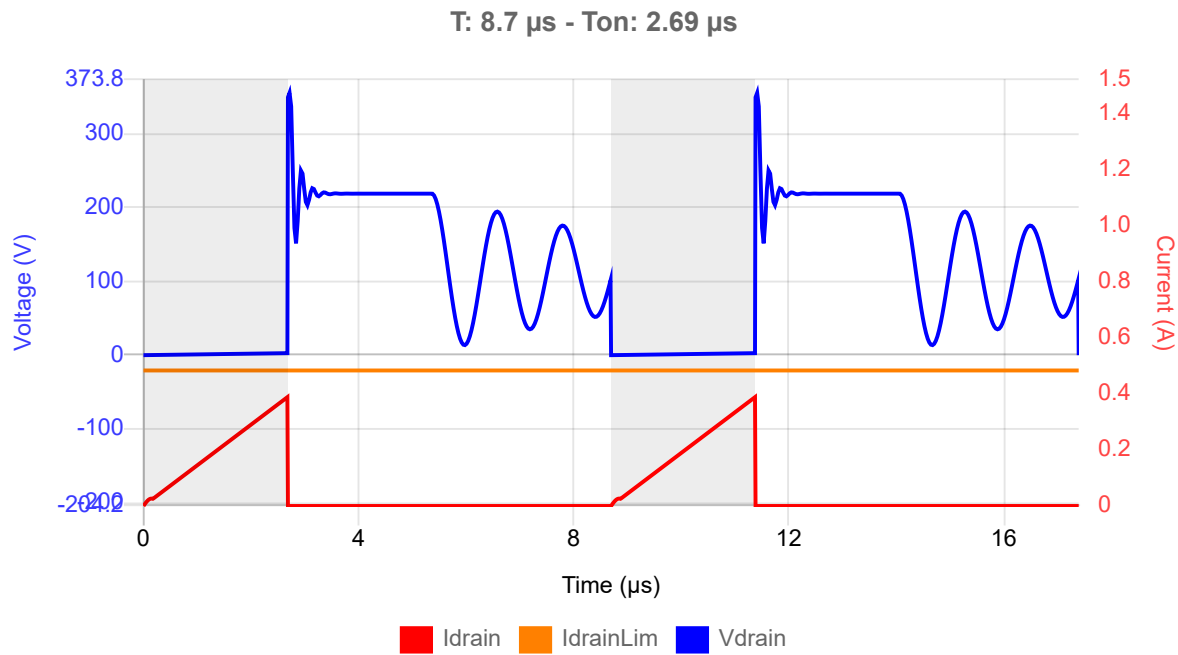
Circuit - Schematic



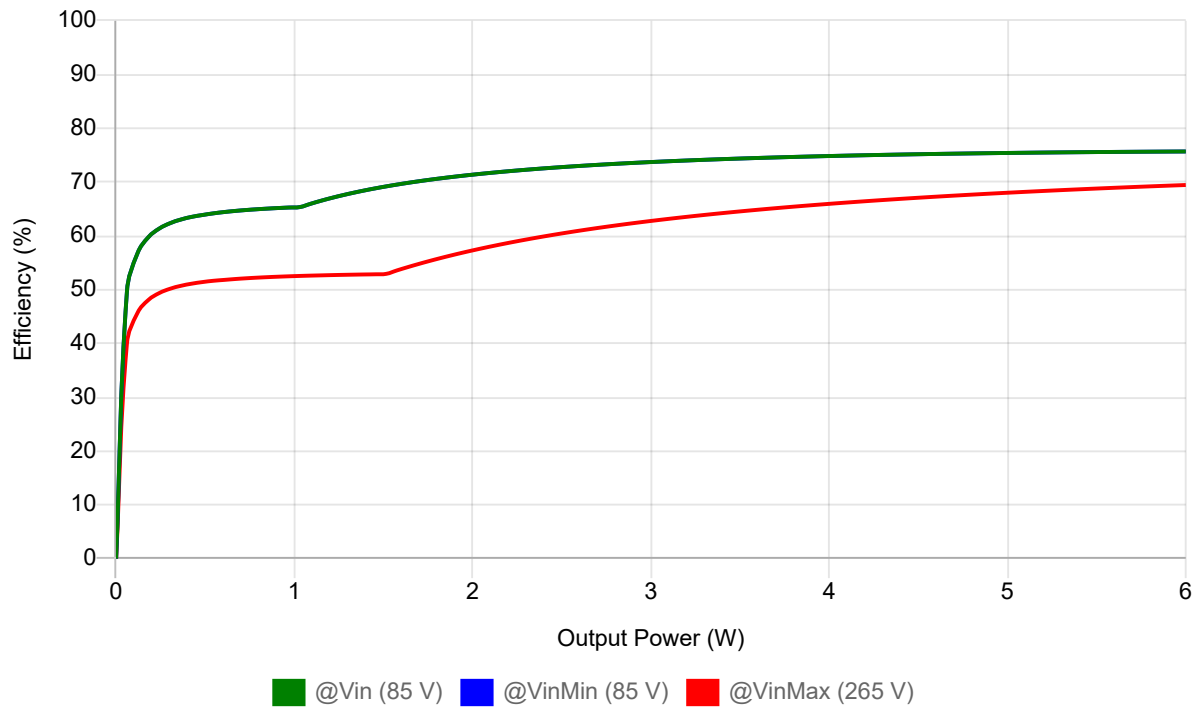
## Circuit - BOM

Type	Ref		Value	Description
IC 	IC	VIPer27HD	- SO 16-N	
Capacitor	Cin	47 $\mu$ F	393.5 V - 20%	
Diode	Dbridge	Half bridg...	228.79 mA, 562.15 V -	
Resistor	Rlim	13 k $\Omega$	13 k $\Omega$	
Resistor	Rclp	300 k $\Omega$	300 k $\Omega$	
Capacitor	Cclp	1 nF	1 nF	
Diode 	Dclp	STTH1L06	1 A, 1 kV - STMicroelectronics	
Diode 	Dvdd	BAT46RL	150 mA, 100 V - STMicroele...	
Capacitor	Cvdd	68 $\mu$ F	35 V - 20% - Würth Elektro...	
Resistor	Rvdd	10 $\Omega$	10 $\Omega$	
OptoCoupler	Opto	PC817		
Resistor	Rbias	1.8 k $\Omega$	1.8 k $\Omega$	
Voltage Re...	VR	TS3431C	1.24 V - STMicroelectronics	
Resistor	Ropt	6.2 k $\Omega$	6.2 k $\Omega$	
Resistor	Rofb	4.3 k $\Omega$	4.3 k $\Omega$	
Diode 	D_1	STPS2H100	2 A, 100 V - STMicroelectro...	
Capacitor	C_1	330 $\mu$ F	25 V - 20% - Würth Elektro...	
Resistor	Rf1_1	36 k $\Omega$	36 k $\Omega$	
Capacitor	Cc	47 nF	47 nF	
Capacitor	Cp	2.7 nF	2.7 nF	
Resistor	Rc	180 k $\Omega$	180 k $\Omega$	
Capacitor	Cfb	330 nF	330 nF	
Resistor	Rfb	47 k $\Omega$	47 k $\Omega$	
Transformer	T		Ideal Transformer	

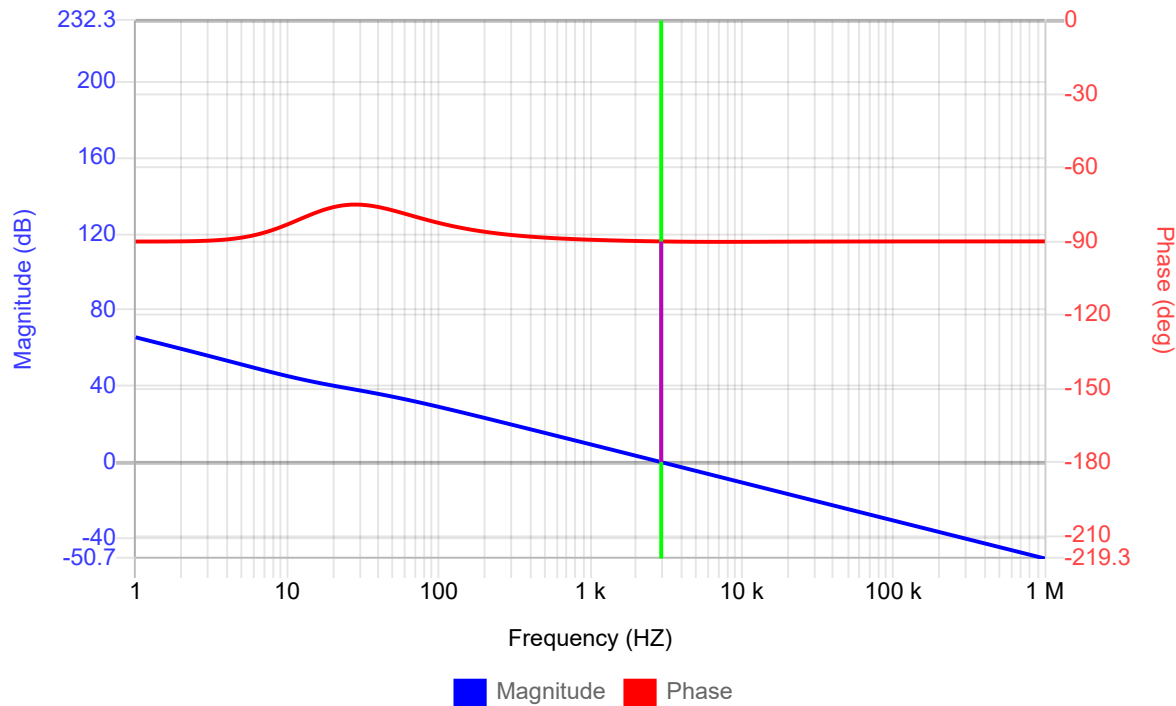
Simulation



Efficiency: 75.7 %

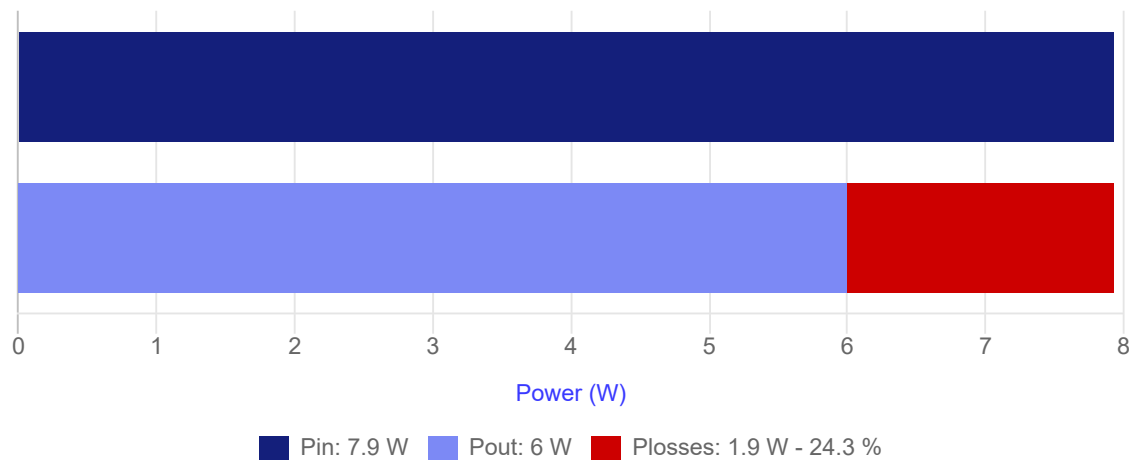


Bode:  $f_c = 2.94\text{ kHz}$  - phase margin =  $90^\circ$





Efficiency: 75.7 %



Losses details

