

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME BEN GOULART

PROJETO DE CONVERSORES *BUCK* COMPACTOS PARA OPERAÇÃO NO *POL*
UTILIZANDO O CIRCUITO INTEGRADO A5973AD

JOINVILLE

2021

GUILHERME BEN GOULART

**PROJETO DE CONVERSORES *BUCK* COMPACTOS PARA OPERAÇÃO NO *POL*
UTILIZANDO O CIRCUITO INTEGRADO *A5973AD***

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito final para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

JOINVILLE

2021

GUILHERME BEN GOULART

**PROJETO DE CONVERSORES *BUCK* COMPACTOS PARA OPERAÇÃO NO *POL*
UTILIZANDO O CIRCUITO INTEGRADO A5973AD**

Trabalho de Conclusão apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito final para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr

Membros:

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr

Marcus Vieira Soares, M.Eng.

Joinville, 14 de abril de 2021

À minha família, por todo apoio e amor.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Yales Rômulo de Novaes por me apresentar uma maneira fascinante de enxergar a eletrônica de potência, e por me incentivar a construir protótipos, que mais que resultados experimentais, permitiram uma experiência incrível de aplicação do conhecimento em diversas áreas da engenharia elétrica.

Aos meus pais Márcio e Daiane e ao meu irmão Gustavo que sempre estiveram ao meu lado me apoiando ao longo de toda a minha trajetória. Sou grato à minha família pelo apoio que sempre me deram durante toda a minha vida.

Aos amigos que fiz durante a graduação, pelos momentos que estudamos juntos e construímos o conhecimento.

A todos os meus professores do curso de da Universidade do Estado de Santa Catarina – Udesc pela excelência da qualidade técnica de cada um.

À Deus.

“The Engineer is a Mediator between the
Philosopher and the Working Mechanic, and
like an interpreter between two foreigners, must
understand the language of both, hence the
absolute necessity of possessing both practical
and theoretical knowledge” (Henry Palmer).

RESUMO

A proposta do presente trabalho visa o estudo de conversores c.c-c.c não isolados, destacando o conversor *buck*. Busca-se encontrar a influência do valor da indutância nos esforços dos semicondutores e na eficiência do sistema. Foram propostos dois conversores ambos operando a 500 kHz e tensão de entrada de 24 V , um com tensão de saída de 15 V e outro com tensão de saída de 5 V . Os conversores propostos utilizam apenas capacitores cerâmicos na saída e o sistema de controle estudado o PID tipo II. Após a etapa de cálculos, os conversores foram simulados no PSPICE. Além disso, realiza-se a construção dos conversores, buscando um comparativo dos resultados simulados e experimentais, tanto nas respostas dinâmicas quanto nos resultados estáticos. Os protótipos montados em laboratório permitiram a validação dos cálculos, apresentando níveis de rendimento e respostas dinâmicas condizentes com o previsto. Sendo que, para o conversor de maior tensão, a eficiência prática chegou a 92% e a elevação de temperatura no circuito integrado foi de $33\text{ }^{\circ}\text{C}$. Por fim são apresentadas informações adicionais coletadas dos resultados experimentais, assim como trabalhos futuros que deste advém.

Palavras-chave: Conversores no ponto de carga. Conversores distribuídos. *buck*. Controle PID. A5973AD

ABSTRACT

The proposal of this work aims at the study of non-isolated DC/DC converters, highlighting the buck converter. It seeks to find the influence of inductance on the semiconductors stress and the efficiency of the system. The proposed converters use only ceramic capacitors at the output and the control system studied was PID type. After the calculations step, the converters were simulated in the PSIM software. In addition, the converters are constructed, seeking a comparison of the simulated and experimental results, in dynamic and static responses. The prototypes assembled in the laboratory allowed the validation of the calculations, presenting levels of efficiency and dynamic responses consistent with the predicted. Finally, additional information collected from the experimental results is presented, as well as future work that comes from this.

Keywords: POL converters. buck converters. PID control . A5973AD.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Modelo de alocação de conversores, em (a) um sistema com conversor centralizando, em (b) um sistema com conversores operando no ponto de carga	18
Figura 2 – Conversor <i>buck</i>	20
Figura 3 – Etapas de operação do conversor <i>buck</i> operando em <i>CCM</i> : (a) primeira etapa de operação; (b) segunda etapa de operação	21
Figura 4 – Modelo do compensador <i>PID</i> e ganho teórico	23
Figura 5 – Modelo do capacitor eletrolítico de alumínio	25
Figura 6 – Diagrama de blocos do circuito integrado A5973AD	27
Figura 7 – Modelo térmico de resistores para uma placa típica com 4 camadas de cobre.	28
Figura 8 – Potência dissipada e rendimento de acordo com a indutância.	31
Figura 9 – Modelos térmicos usados: (a) circuito completo; (b) circuito simplificado	33
Figura 10 – Diagrama de controle	35
Figura 11 – Diagramas de Bode do modelo da planta V_o/D , do controle e do sistema em malha aberta para o conversor <i>buck</i> de 15 V	35
Figura 12 – Modelo do filtro LC secundário	36
Figura 13 – Circuito de partida suave implementado	37
Figura 14 – Simulação PSPICE dos conversores	37
Figura 15 – Simulação das formas de onda do conversor <i>buck</i> de 15 V em regime permanente	38
Figura 16 – Simulação da partida do conversor <i>buck</i> de 15 V com carga nominal	39
Figura 17 – Simulação do degrau de 50% para 100% da corrente nominal de saída no conversor <i>buck</i> de 15 V.	40
Figura 18 – Simulação do degrau de 100% para 50% da corrente nominal de saída do conversor <i>buck</i> de 15 V	40
Figura 19 – Diagramas de módulo e fase do conversor, do controle e do sistema em malha aberta para o <i>buck</i> de 5 V	44
Figura 20 – Simulação das formas de onda do conversor <i>buck</i> de 5 V em regime permanente	44
Figura 21 – Simulação da partida do conversor de 5 V com carga nominal	45
Figura 22 – Simulação do degrau de 10% para 80% da corrente nominal de saída no conversor <i>buck</i> de 5 V	46
Figura 23 – Simulação do degrau de 80% para 10% da corrente nominal de saída no conversor <i>buck</i> de 5 V.	46
Figura 24 – Protótipo montado em bancada	47
Figura 25 – Principais formas de onda medidas experimentalmente no conversor de 15 V	48
Figura 26 – Resultado experimental da partida do conversor de 15 V com carga nominal	49
Figura 27 – Resultado experimental do degrau 0% para 95% da corrente nominal de saída do conversor de 15 V	49

Figura 28 – Resultado experimental do degrau de 50% para 100% da corrente nominal de saída do conversor de 15 V	50
Figura 29 – Resultado experimental do degrau de 100% para 50% da corrente nominal de saída do conversor de 15 V	50
Figura 30 – Principais formas de onda medidas experimentalmente no conversor de 5 V	51
Figura 31 – Resultado experimental da partida do conversor de 5 V com carga 60% da carga nominal	52
Figura 32 – Resultado experimental do degrau de 10% para 80% da corrente nominal de saída do conversor de 5 V	52
Figura 33 – Resultado experimental do degrau de 80% para 10% da corrente nominal de saída do conversor de 5 V	52
Figura 34 – Temperaturas registradas experimentalmente nos conversores em função da corrente de saída	53
Figura 35 – Resultado experimental da regulação de tensão dos conversores em função da corrente de saída	54
Figura 36 – Eficiência experimental dos conversores em função da corrente de saída . .	54
Figura 37 – Forma de onda experimental da tensão na chave do conversor de 5 V operando em condução descontínua	57
Figura 38 – Esquemático usado para as simulações dos conversores <i>buck</i>	64
Figura 39 – Esquemático usado para as simulações dos conversores <i>buck</i>	65

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resistências térmicas típicas	28
Tabela 2 – Especificações do projeto a ser construído	29
Tabela 3 – Potência dissipada nos componentes escolhidos para o conversor de 15 V . .	32
Tabela 4 – Especificações do controle desejado e valores implementado para o conversor de 15 V	34
Tabela 5 – Comparação entre os resultados teóricos e simulados para o conversor <i>buck</i> de 15 V	39
Tabela 6 – Potência dissipada nos componentes escolhidos para o conversor de 5 V . .	41
Tabela 7 – Especificações do controle desejado e valores implementado para o conversor de 5 V	43
Tabela 8 – Comparação entre os resultados teóricos e simulados para o conversor <i>buck</i> de 5 V	45
Tabela 9 – Resultados obtidos experimentalmente e limites de tensão teóricos em função da tolerância dos resistores do comando	55
Tabela 10 – Preço dos componentes para o conversor construído e para o conversor sugerido pelo fabricante	58

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

TJB	<i>Transistor de junção bipolar</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CCM	<i>Continuous conduction mode</i>
CI	Circuito integrado
DCR	Resistência para corrente contínua
GND	<i>Ground</i>
MF	Margem de fase
MLCC	<i>Multilayer ceramic capacitor</i>
PID	Proporcional, integral derivativo
PMOS	Transistor de efeito de campo canal P
POL	<i>Point of load</i>
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitor
C_{out}	Capacitor de saída
I_{out}	Corrente de saída
ID_{ef}	Valor eficaz da corrente no diodo
Is_{ef}	Valor eficaz da corrente na chave
IL_{max}	Valor máximo da corrente no indutor
IL	Corrente no Indutor
D_z	Diodo zener
f	Frequência
f_s	Frequência de chaveamento
f_{plc}	Frequencia de ressonância do indutor com capacitor
f_p	Frequência do polo
f_z	Frequência do zero
$^{\circ}C$	Graus Celsius
L	Indutor
L_{crit}	Indutância critica
Q	Interruptor
T	Período
T_s	Período de chaveamento
P_{disp}	Potência dissipada
P_{CI}	Potência dissipada pelo circuito integrado
D	Razão cíclica
R_o	Resistência da carga
$R_{DS(on)}$	Resistência interna da chave em condução
R_s	Resistência série
ESR	Resistência série do capacitor
R_L	Resistência série do indutor
θ_{SA}	Resistência térmica da superfície para o ambiente
θ_{SATL}	Resistência térmica da superfície para o <i>top layer</i>
θ_{SABL}	Resistência térmica da superfície para o <i>botton layer</i>

θ_{VIAS}	Resistência térmica das vias
θ_{FR-4}	Resistência térmica do substrato FR-4
θ_{CA}	Resistência térmica entre a cápsula e o ambiente
θ_{JC}	Resistência térmica entre a junção e cápsula
$\theta_{CA_{max}}$	Resistência térmica máxima entre a cápsula e o ambiente
$\theta_{JC_{max}}$	Resistência térmica máxima entre a junção e a cápsula
T_A	Temperatura ambiente
$T_{C_{max}}$	Temperatura máxima na cápsula
$T_{J_{max}}$	Temperatura máxima na junção
T_C	Temperatura na cápsula
T_J	Temperatura na junção
T_a	Tempo aberto do interruptor
T_C	Tempo de condução do interruptor
V_i	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
V_d	Tensão no Diodo
ΔI_L	Variação da corrente do indutor
ΔV_O	Variação da tensão de saída
ΔT_{placa}	Variação de temperatura na placa de circuito impresso

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO	17
1.2	OBJETIVOS	18
1.3	ESTRUTURA	19
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1	CONVERSORES DISTRIBUÍDOS <i>POL</i>	20
2.2	CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO <i>BUCK</i>	20
2.3	COMPENSADORES	23
2.4	CAPACITORES	24
2.4.1	Capacitor eletrolítico	25
2.4.2	Capacitores cerâmicos multicamadas	25
2.5	INDUTOR	26
2.6	CIRCUITO INTEGRADO	26
2.7	DISSIPACÃO TÉRMICA	27
3	ESTUDO DOS CONVERSORES	29
3.1	CONVERSOR <i>BUCK</i> DE 15 V	29
3.1.1	Cálculo do rendimento do conversor em função da Indutância	29
3.1.2	Seleção dos componentes	31
3.1.3	Cálculo da dissipação térmica	32
3.1.4	Projeto do sistema de controle	33
3.1.5	Filtro de saída	36
3.1.6	Inicialização com carga	36
3.1.7	Simulação do conversor	37
3.2	CONVERSOR <i>BUCK</i> DE 5 V	41
3.2.1	Cálculo da dissipação térmica	41
3.2.2	Projeto do sistema de controle	42
3.2.3	Simulação do conversor	42
4	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	47
4.1	LAYOUT E PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	47
4.2	PRINCIPAIS RESULTADOS DINÂMICOS DO CONVERSOR DE 15 V	48
4.3	PRINCIPAIS RESULTADOS DINÂMICOS DO CONVERSOR DE 5 V	51
4.4	RESULTADOS ESTÁTICOS DOS CONVERSORES	53
5	DISCUSSÕES	55
5.1	COMPARATIVO ENTRE OS CONVERSORES CONSTRUÍDOS E O SUGERIDO PELO FABRICANTE	57

6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	59
6.1	TRABALHOS FUTUROS	59
6.1.1	Perdas	59
6.1.2	Conversor <i>buck-boost</i>	59
	REFERÊNCIAS	61
	 ANEXOS	 63
	ANEXO A – SIMULAÇÃO	64
A.1	ESQUEMÁTICO DAS SIMULAÇÕES	64
A.2	CONFIGURAÇÕES DE CONVERGÊNCIA	64
A.3	ARQUIVO .NET DAS SIMULAÇÕES	65

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a contextualização e a motivação para o desenvolvimento do trabalho, assim como os objetivos e, por fim, a estrutura do documento.

teórica das vantagens da utilização conversores distribuídos, com destaque para a topologia *buck*. Assim como uma breve revisão do controlador PID, além de uma análise das perdas nos elementos passivos.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

Com o avanço da microeletrônica, existem cada vez mais circuitos que necessitam de baixas tensões de alimentação. Com isso os conversores c.a-c.c centralizados estão sendo progressivamente substituídos por sistemas que fazem o uso de uma etapa c.c-c.c descentralizada, perto do ponto de uso da energia. O aumento da necessidade de conversores no ponto de carga, se dá pelo fato de que muitos circuitos integrados estão com uma notória tendência de trabalhar com tensões de alimentação cada vez menores, mantendo a potência e elevando consideravelmente a corrente (BROWN; SILICONIX, 2002).

Para o sistema centralizado, a necessidade de tensões baixas na carga é um grande problema, pois, devido ao aumento das correntes, torna-se necessária grande área nas placas de circuito impresso (BROWN; SILICONIX, 2002). Quando ocorre uma variação da corrente de saída, a regulação de tensão pode ser prejudicada, tanto pela indutância parasita dos condutores que alimentam a carga quanto pela resistência parasita do percurso (KING, 2000). Sendo assim, havendo grandes distâncias entre o conversor e a carga, existe uma redução na eficiência do sistema, visto que, por toda a trilha existirão perdas pelo efeito Joule.

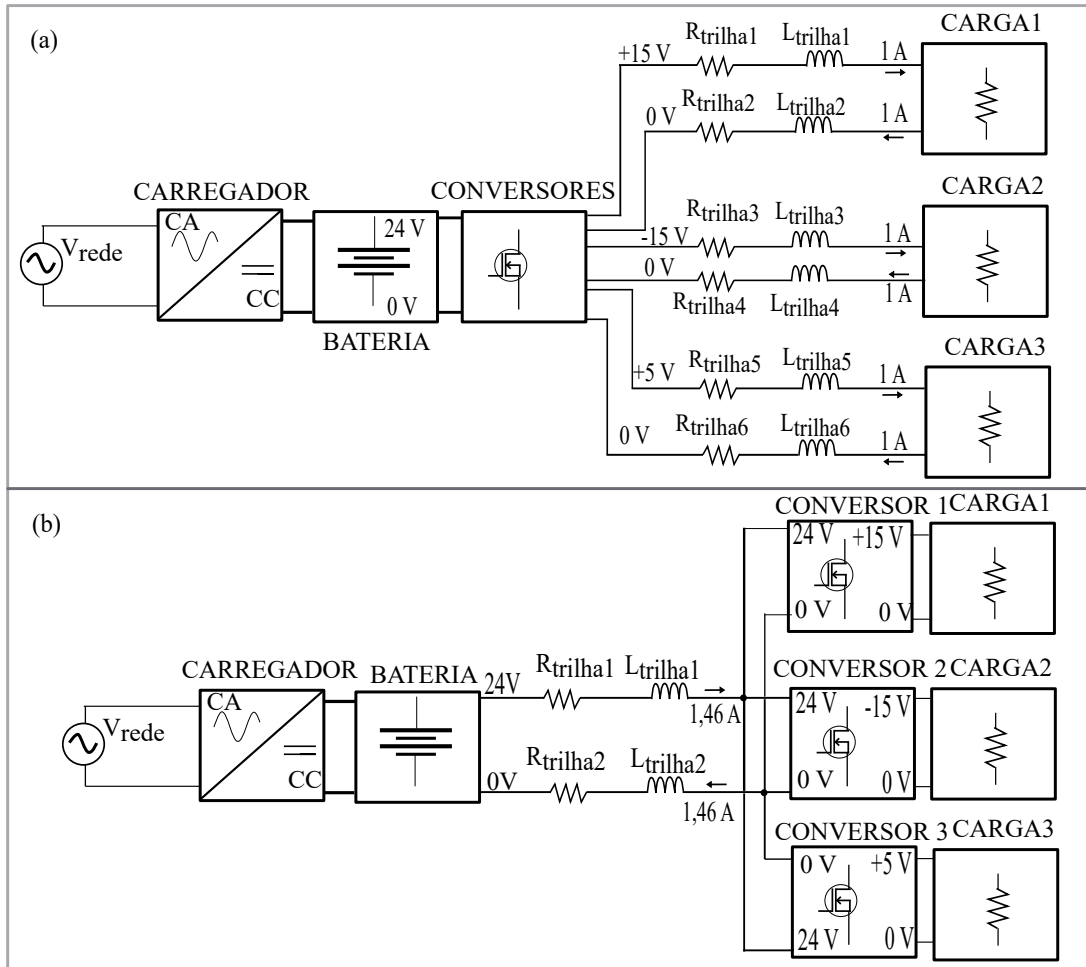
Assim, uma alternativa viável para minimizar alguns problemas dos conversores centralizados é uma descentralização, levando barramentos com uma tensão maior do que a necessária na carga e então perto de cada carga conversores secundários, reduzindo assim as distâncias submetida às por baixas tensões, cuja corrente é naturalmente maior. Esses conversores operando próximo a carga são denominados de *PoL* (Point of Load).

Com as demandas de energia aumentando combinadas com o desejo por menor tamanho e maior eficiência, a busca de conversores *PoL* que alcancem maior densidade de energia e eficiência é uma necessidade para atender às demandas dos sistemas. A maioria dos *POLs* são conversores abaixadores não isolados, muitas vezes tendo uma grande redução de tensão, por exemplo: entrada de 28 V para saída de 1,2 V (KING, 2000).

A Figura 1 exemplifica em (a) um sistema no qual a bateria está distante das cargas, com conversores alocados próximos a fonte de alimentação. Para fornecer energia a três cargas separadas, é necessário que seis trilhas ou condutores percorram uma grande distância, acrescentando resistência e indutância ao circuito. Em (b) é possível observar o mesmo sistema, contudo a conversão é realizada o mais próximo possível do ponto de utilização da energia. Dessa forma, para o maior percurso (bateria até carga) a energia é transmitida na mesma tensão da bateria,

reduzindo a corrente total em relação ao primeiro caso, e dessa forma são necessários apenas dois condutores.

Figura 1 – Modelo de alocação de conversores, em (a) um sistema com conversor centralizando, em (b) um sistema com conversores operando no ponto de carga



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Dada a importância de utilizar o conversor no ponto de carga, para o *buck* tradicional a maneira mais direta de melhorar a densidade de potência, é aumentar a frequência de chaveamento, permitindo redução de volume no indutor de saída e nos capacitores (REN et al., 2004). O problema prático com o aumento da frequência de chaveamento é uma redução na eficiência como resultado de perdas maiores, limitando as soluções baseadas em silício na faixa de algumas centenas de quilohertz (Reusch; Strydom, 2013)

1.2 OBJETIVOS

Devido aos fatores expostos na contextualização, este trabalho tem como objetivo principal apresentar resultados práticos da construção de um conversor CC/CC não isolado do tipo abaixador de tensão, com dimensões compatíveis à operação no ponto de carga (*PoL*).

Como objetivos específicos tem-se:

- Realizar uma revisão bibliográfica de técnicas de conversão para topologias *buck*.
- Modelar, projetar e dimensionar os elementos dos conversores.
- Discriminar principais perdas envolvidas na conversão.
- Aplicar técnica de controle capaz de estabilizar os conversores sem capacitores eletrolíticos na saída.
- Identificar componentes comerciais que supram as necessidades do projeto.
- Simular os conversores.
- Validar o projeto dos conversores através da comparação dos resultados computacionais com experimentais.

1.3 ESTRUTURA

O presente documento foi dividido em seis capítulos, sucintamente descritos a seguir. O capítulo 2, apresenta uma fundamentação teórica abordando o tema do trabalho, com os tópicos: conversores distribuídos, conversor abaixador de tensão, uma breve revisão sobre os elementos passivos do circuito de potência e dissipação térmica, além de uma análise sobre o circuito integrado.

No capítulo 3, o leitor encontra a parte de projeto e especificações dos conversores, necessária para a etapa de construção. O capítulo 4, aborda a construção prática e os resultados obtidos experimentalmente em laboratório, tanto nos aspectos dinâmicos quanto nos estáticos.

A análise dos resultados e avaliação do funcionamento do projeto experimental com relação ao teórico e simulado, é tema do capítulo 5. Por fim no capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho e estudos futuros que deste advém.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo é apresentada a base teórica das vantagens da utilização dos conversores distribuídos, com destaque para a topologia *buck*, assim como uma breve revisão do controlador PID, além de uma análise das perdas nos elementos passivos.

2.1 CONVERSORES DISTRIBUÍDOS *POL*

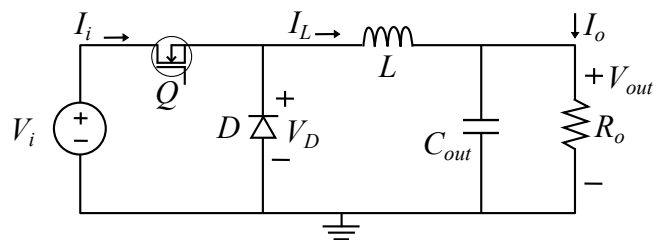
Os conversores CC/CC não isolados são amplamente utilizados em sistemas de potência distribuídos. Usualmente, esses conversores são alocados o mais próximo possível da carga, sendo então chamados de conversores *Point Of Load (PoL)*. Os conversores construídos com componentes discretos usualmente operam com frequências na ordem de 100 kHz a 600 kHz com a finalidade de alcançar um rendimento aceitável (LEE; LI, 2013).

Sendo assim, o aumento da frequência de chaveamento permite a redução do volume do indutor de saída e dos capacitores. O problema prático com o aumento da frequência de chaveamento é uma redução na eficiência como resultado de perdas de chaveamento maiores, limitando as soluções baseadas em silício (Si) na faixa de algumas centenas de quilohertz (Reusch; Strydom, 2013). Sabendo que as perdas nos elementos ativos e passivos variam de acordo com a topologia, a seguir é apresentada uma revisão sobre o conversor *buck*.

2.2 CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO *BUCK*

Uma topologia simples de conversor abaixador de tensão é o chamado: conversor *buck*, apresentado na Figura 2, onde a tensão de saída depende da razão cíclica (D) da chave e será, idealmente, no máximo igual à tensão de entrada.

Figura 2 – Conversor *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A topologia pode ter três modos distintos de operação quanto à corrente no indutor. Quando dentro de um período de chaveamento a corrente no indutor permanece nula por um tempo, o modo de condução é chamado de descontínuo (*DCM*). Quando a respectiva corrente nunca assume valor nulo, o conversor está operando no que se chama de modo de condução contínuo (*CCM*), que por sua vez é a mais usual. Por fim, o limite entre esses dois modos de condução é chamado de condução crítica (*CrCm*), nesse modo, logo após se anular, a corrente volta a ter uma derivada de corrente positiva.

A indutância capaz de estabelecer o modo de condução crítico, depende da frequência de chaveamento (fs), e é representada pela equação (1), sendo que qualquer valor de indutância maior que a crítica vai garantir o modo de condução contínuo, e valores menores farão o conversor trabalhar em modo descontínuo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

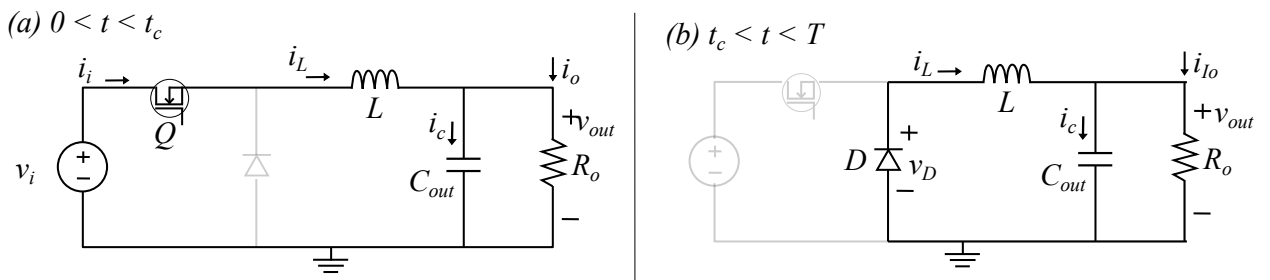
$$L_{crit} = \frac{V_i(1-D)D}{2 \cdot fs \cdot I_o} \quad (1)$$

Ou então, quando o valor da indutância é conhecido, a carga capaz de estabelecer o modo de condução crítico é dada pela equação (2), sendo que, quando a resistência da carga é maior que a crítica, o conversor opera em *DCM*.

$$R_{crit} = \frac{2 \cdot L \cdot fs}{1-D} \quad (2)$$

Enquanto o conversor opera no modo de condução contínuo, idealmente, a tensão de saída não é afetada por variações de corrente na carga sendo que o ganho estático é a tensão de saída dividida pela tensão de entrada. O conversor possui basicamente duas etapas de operação, na primeira, que dura Δt_c segundos, a chave está fechada e a corrente flui da fonte para o indutor, conforme indicado na Figura 3(a). Depois desse tempo a chave abre e permanece assim por Δt_d segundos, até o final do período (T). Nessa segunda etapa, o diodo passa a conduzir e a corrente no indutor, que estava no seu valor máximo, é reduzida até o valor mínimo. A Figura 3(b) mostra o funcionamento dessa etapa.

Figura 3 – Etapas de operação do conversor *buck* operando em *CCM*: (a) primeira etapa de operação; (b) segunda etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Considerando que a variação de corrente no indutor seja dada pela equação (3), é possível encontrar os esforços e, conseqüentemente, as perdas de cada elemento em relação ao valor da indutância.

$$\Delta IL(L) = \frac{(V_{in} - V_o)t_c}{L} \quad (3)$$

O valor eficaz da corrente no indutor é obtida através da expressão descrita na equação (4)

$$IL_{ef}(L) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_c} \left(IL_{min} + \frac{(V_i - V_o)t}{L} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_a} \left(IL_{max} - \frac{V_o}{L} \times t \right)^2 dt \right)} \quad (4)$$

Considerando então uma carga puramente resistiva, e o valor da tensão de saída constante, toda variação de corrente do indutor será absorvida pelo capacitor de saída. O valor eficaz da corrente do diodo pode ser calculada conforme equação (5).

$$ID_{ef}(L) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_a} \left(IL_{max} - \frac{V_o \cdot t}{L} \right)^2 dt} \quad (5)$$

Já o valor eficaz da corrente no interruptor pode ser calculado pela equação (6)

$$IS_{ef}(L) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_c} \left(IL_{min} + \frac{(V_i - V_o)t}{L} \right)^2 dt \right)} \quad (6)$$

Sendo assim, o valor médio da corrente no diodo pode ser aproximado por (7)

$$ID_{md} = (1 - D) \cdot I_o \quad (7)$$

Por fim, o valor eficaz da corrente no capacitor pode ser aproximado por (8)

$$IC_{ef}(L) = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{V_o(V_i - V_o)}{L \cdot f_s \cdot V_i} \quad (8)$$

A função de transferência do conversor *buck* operando em modo de condução contínuo é representada por (9), sendo $R_2 = R_d + R_t - R_L$ (POMILIO, 2020).

$$F(s) = \frac{\frac{R_o \cdot (1 + s \cdot C \cdot R_s)}{L \cdot C(R_o + R_s)}}{s^2 + s \left[\frac{C(R_o \cdot R_2 + R_o \cdot R_s + R_s \cdot R_2) + L}{L \cdot C \cdot (R_o + R_s)} \right] + \frac{R_o + R_2}{L \cdot C(R_o + R_s)}} \quad (9)$$

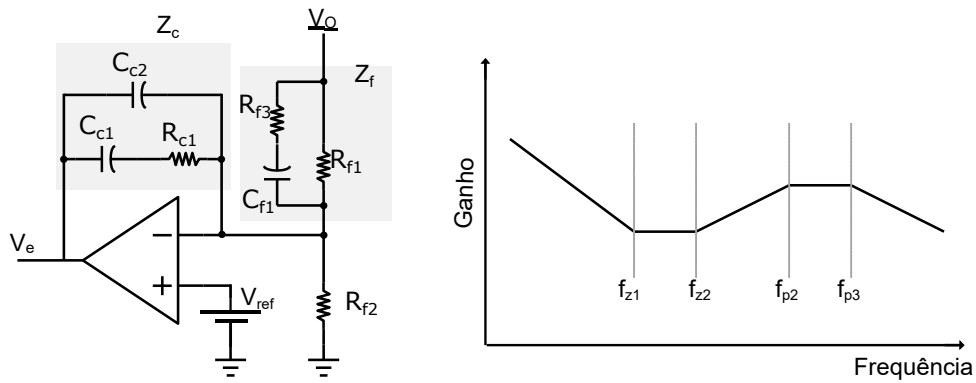
Essa função de transferência mostra que a planta possui um zero, que depende da resistência série do capacitor. Quando o projeto utiliza capacitores cerâmicos é comum que o zero incluído esteja acima da frequência de chaveamento (QIAO M. PARTO, 2002), sendo assim, o resistor série do indutor (R_L) pode ser mantido no modelo e o do capacitor (R_s) retirado. Em (10) tem-se a função de transferência de saída em função da razão cíclica (BARBI, 2015), considerando apenas a resistência do indutor e desprezando os demais elementos parasitas.

$$\frac{\bar{V}_c(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{V}{L \cdot C \left[s^2 + s \left(\frac{1}{C \cdot R_o} + \frac{R_L}{L} \right) + \frac{1}{L \cdot C} \right]} \quad (10)$$

2.3 COMPENSADORES

Os conversores c.c-c.c normalmente precisam de um sistema de controle que deve ser projetado de acordo com a planta, garantido margens de ganho e de fase adequadas. Admitindo que o zero incluído pelo capacitor cerâmico multicamadas pode estar acima da frequência de chaveamento, um sistema de compensação capaz de manter a planta estável nessa condição é o proporcional, integral derivativo (PID). Esse compensador insere no sistema três polos e dois zeros. Uma forma de implementar esse controle é utilizando um amplificador operacional de transcondutância conforme apresentado na Figura 4 e, ao lado direito do filtro, a imagem exemplifica o ganho teórico, mostrando a influência dos polos e zeros.

Figura 4 – Modelo do compensador *PID* e ganho teórico



Fonte: adaptado de (QIAO M. PARTO, 2002)

Quando as impedâncias Z_f e Z_c são muito maiores que o ganho do amplificador é possível aproximar a função de transferência, conforme apresentado em (11)

$$H(s) = \frac{1}{s \cdot R_{11} \cdot (C_{C1} + C_{C2})} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{p2}}\right) \left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{p3}}\right)} \quad (11)$$

Sendo assim as frequências dos zeros estão representadas por (12) e (13). O primeiro polo está na origem e os outros dois estão nas frequências calculadas em (14) e (15).

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot C_{C1}} \quad (12)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{f3} \cdot (R_{f1} + R_{f3})} \quad (13)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{f3} \cdot C_{f3}} \quad (14)$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot \frac{C_{C1} \cdot C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}}} \quad (15)$$

$$(16)$$

Esse tipo de compensador é usualmente desenvolvido alocando os polos e raízes de maneira a ajustar a frequência de cruzamento desejada e margem de fase suficiente (QIAO M. PARTO, 2002). Uma maneira de realizar essa alocação é escolhendo um valor inicial de R_{C1} , em seguida, os elementos passivos podem ser calculados conforme indicado nas equações (17) até (22). A variável V_{ref} em (22) é a tensão de referência da entrada não inversora do amplificador operacional de transcondutância.

$$C_{f1} = \frac{V_{ganho} \cdot 2\pi \cdot f_{plc} \cdot L \cdot C}{V_i \cdot R_{c1}} \quad (17)$$

$$C_{C1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{z1} \cdot R_{c1}} \quad (18)$$

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{p3} \cdot R_{c1}} \quad (19)$$

$$R_{f3} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{f1} \cdot f_{p2}} \quad (20)$$

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{f1} \cdot f_{z2}} \quad (21)$$

$$R_{f2} = \frac{V_{ref}}{V_o - V_{ref}} \quad (22)$$

2.4 CAPACITORES

Os dispositivos de armazenamento de energia são caracterizados basicamente pela quantidade de energia que acumulam por unidade de massa (ou volume) e a rapidez com que são capazes de transferir essa energia (FERREIRA; POMILIO, 2005). A densidade de energia geralmente é expressada de duas formas (DONEV, 2018).

- Volumétrica, indica quanta energia o sistema contém comparado ao seu volume, tipicamente expressa em (Wh/L)
- Gravimétrica, indica a quantidade de energia que o sistema contém em comparação com sua massa, tipicamente expressa em (Wh/kg).

O capacitor de saída tem um papel fundamental na regulação de tensão, sendo submetido no conversor buck a um valor eficaz de corrente, no modo contínuo, referente à variação de corrente do indutor, ou no modo descontínuo, valores ainda mais elevados.

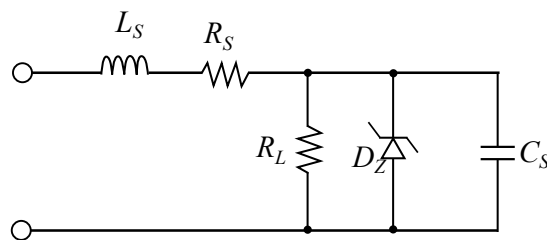
Sabendo que capacitores são componentes críticos em muitos sistemas pulsados, tanto na eletrônica de potência quanto no processamento de sinais, podendo contribuir com mais de 25% do volume e peso dos dispositivos (ZOU et al., 2012), é importante entender os elementos parasitas de diferentes tipos de capacitores. Dentre as tecnologias existentes, neste trabalho são estudados os capacitores eletrolíticos de alumínio, capacitores eletrolíticos de tântalo e os cerâmicos multicamadas.

2.4.1 Capacitor eletrolítico

Os capacitores eletrolíticos são capazes de transferir energia rapidamente, o que os torna aptos a suprir picos de potência (FERREIRA; POMILIO, 2005). São os mais utilizados e difundidos no ramo da eletrônica de potência por oferecerem uma boa densidade volumétrica de energia e um preço baixo relativo às tecnologias concorrentes (JORDAN, 2011). Entre os capacitores eletrolíticos se destacam os de alumínio e os de tântalo.

O capacitor eletrolítico de alumínio pode ser modelado da maneira representada na Figura 5. Dentre os elementos destacados, é importante ressaltar que quando uma corrente com valor eficaz diferente de zero circula pelo capacitor, o elemento parasita que concentra a perda de energia é o resistor R_s (DUBILIER, 2011), e é importante observar também que devido à indutância L_s podem ocorrer picos de tensão nos terminais do capacitor. O resistor R_L é o responsável pela perda CC do componente e, por fim, o diodo D_z está representando as limitações de que o capacitor tem uma polaridade e uma máxima tensão segura de operação.

Figura 5 – Modelo do capacitor eletrolítico de alumínio



Fonte: Adaptado de (DUBILIER, 2011)

Por outro lado, o capacitor de tântalo oferece uma densidade de volume muito maior, contudo, tipicamente não suportam picos de tensão, seu preço é muito elevado se comparado ao de alumínio, e por fim, sua capacitância decai de forma acentuada para altas frequências. (JORDAN, 2011).

2.4.2 Capacitores cerâmicos multicamadas

São construídos com finas camadas de um material cerâmico metalizado. Seu preço reduziu ao longo dos anos, uma vez que os metais preciosos que eram utilizados em sua construção estão sendo substituídos por metais de baixo custo (JORDAN, 2011). Os capacitores cerâmicos multicamadas, além de não retratarem polaridade, apresentam em seu modelo matemático uma resistência em série usualmente dez vezes menor que os capacitores eletrolíticos de alumínio com a mesma capacitância. Apresentam, também, uma indutância série L_s menor que faz com que essas duas características permitam cumprir os requisitos de projeto usando capacitâncias menores, visto que as perdas de condução e a sobretensão são naturalmente menores.

2.5 INDUTOR

O indutor é responsável por armazenar energia na forma eletromagnética. Para sua construção é comum a utilização de núcleos ferromagnéticos por disporem de uma boa permeabilidade magnética e baixa condutividade elétrica. Contudo, os indutores apresentam duas principais fontes de perdas, no cobre e no núcleo por histerese (VALCHEV; BOSSCHE, 2018).

A resistência do fio usado para construir as espiras do indutor causa uma perda da forma $I^2 R$ onde I é o valor eficaz da corrente que circula pelo condutor.

Em altas frequências a resistência do cobre aumenta pelo fenômeno conhecido como efeito *skin* e consequentemente a perda é agravada. Tal efeito é gerado pois, quando uma corrente CA passa pelo condutor, o campo magnético gerado a partir da corrente elétrica que circula pelo condutor faz com que a densidade de corrente do mesmo se desloque em direção à superfície do condutor. Isso é um resultado direto da lei de Faraday, dessa forma, a corrente terá uma menor área útil efetiva para passar em relação à seção total do condutor, aumentando a resistência efetiva do condutor chamada de R_{ac} (HURLEY; WÖLFLE, 2013). Existe, inclusive, um acréscimo na resistência devido ao campo gerado por condutores próximos.

Além disso, um elemento magnético que sofre uma variação do fluxo magnético apresenta perdas relacionadas a histerese e, quando o material é condutor, perdas por correntes induzidas. A perda por histerese está relacionada com a energia necessária para deslocar as paredes dos domínios magnéticos. Além das perdas por histerese, o material apresenta perdas por correntes Foucault, as quais são geradas através das correntes induzidas no núcleo ferromagnético, quando este é percorrido por um fluxo magnético variável no tempo. A variação do fluxo produz um campo elétrico ao longo de um "caminho" fechado (Lei de Faraday) e como este "caminho" possui uma condutividade elétrica associada, formam-se anéis de corrente (MEURER, 2005).

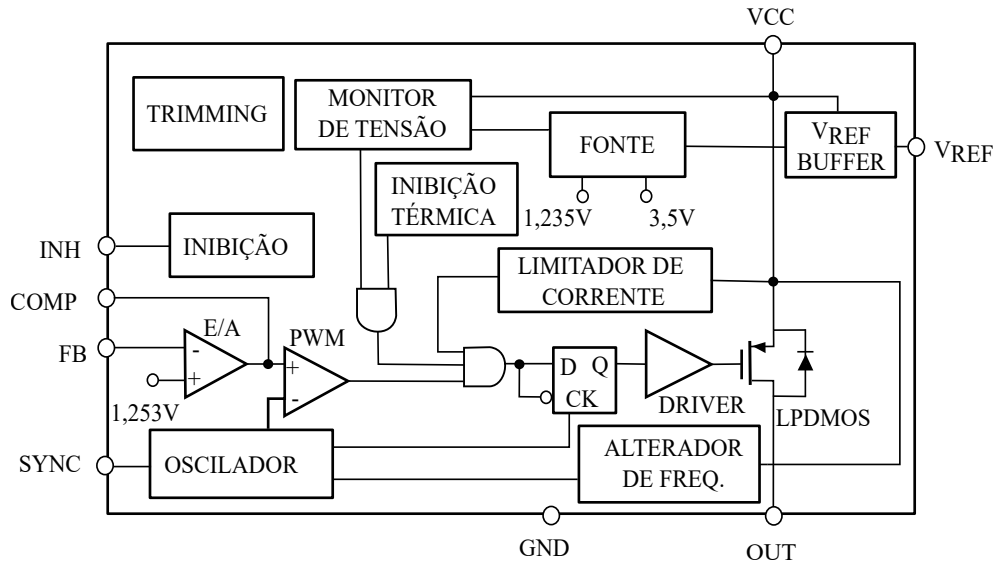
2.6 CIRCUITO INTEGRADO

Dada a necessidade da redução de tamanho dos conversores, a utilização de circuitos integrados que precisam de poucos componentes externos é vantajosa. Por isso o CI utilizado para o projeto dos conversores é o *A5973AD* fabricado pela *STMicroelectronics*, que pode fornecer até 1,5 A como valor médio da corrente de saída, admitindo uma tensão de alimentação entre 4 V e 36 V e possui frequência de chaveamento fixa em 500 kHz.

Dentre as vantagens de escolher esse circuito integrado se destacam os fatos de que: necessita de poucos componentes externos, é pequeno (encapsulamento *HSP8- exposed pad*), possui proteções contra desconexão do pino de *feedback*, curto circuito e térmica (150 ± 10 °C), além de possuir uma boa transferência térmica (40 °C/W esse valor depende do *layout*).

Além de uma boa capacidade de transferência térmica, o circuito integrado apresenta um bom rendimento. Enquanto está desabilitado consome uma corrente de apenas 100 μA , e quando operante, o transistor de saída *P-MOS* apresenta um $R_{DS(on)}$ de 250 m Ω para 25 °C e tempo de subida e descida de tensão da chave de aproximadamente 70 ns.

Figura 6 – Diagrama de blocos do circuito integrado A5973AD



Fonte: adaptado de (STMICROELECTRONICS, 2014)

Na realimentação, o pino de *feedback* é internamente ligado à entrada inversora de um amplificador operacional de transcondutância, a saída do amplificador passa por uma rede de compensação externa, em seguida é comparada com a portadora e, por fim, o resultado da comparação serve de comando para a chave conforme apresentado na Figura 6. Essa configuração permite que os zeros e os polos da malha de realimentação possam ser alocados conforme a necessidade do projeto.

2.7 DISSIPACÃO TÉRMICA

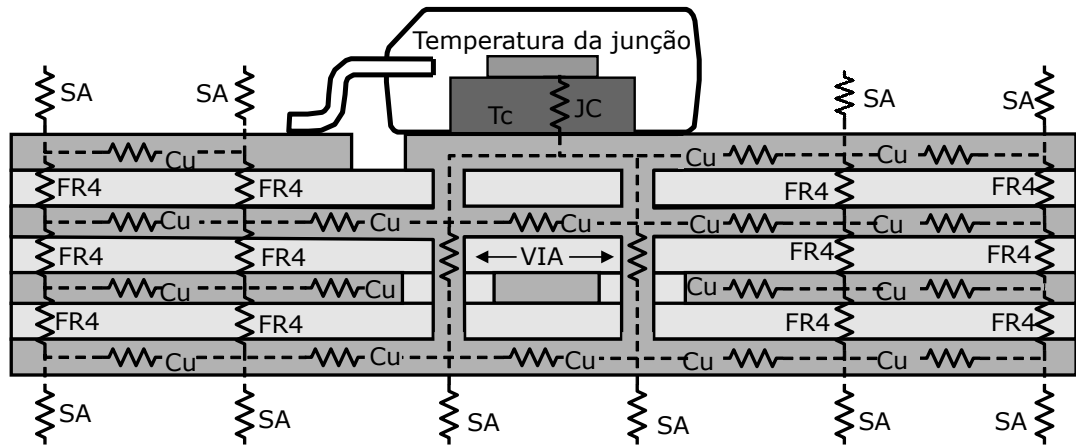
Todos os componentes estão submetidos a variações térmicas e, infelizmente o equacionamento do modelo térmico preciso se torna difícil, devido à complexidade da matemática envolvida na análises dos fluidos em geometrias complexas. Contudo o modelo de resistores é muito útil para as estimativas do tamanho da placa ou fluxo de ar necessário. Com o objetivo de encontrar a resistência térmica da placa para o ambiente (θ_{CA}) é possível criar um modelo, associando as resistências demonstradas na Figura 7.

Após associar as resistências, é possível determinar os valores de cada elemento, tendo como base os parâmetros típicos contidos na Tabela 1.

Os fabricantes de semicondutores geralmente disponibilizam a máxima temperatura segura na junção e a resistência da mesma para cápsula (θ_{JC}). Portanto para dimensionar a dissipação, é necessário encontrar o valor máximo de resistência térmica da cápsula para o ambiente (θ_{CA}). Por fim, comparando os limites com os resultados do modelo, observa-se a hipótese de o projeto estar ou não atendendo os requisitos.

É possível realizar uma verificação inicial da área necessária para dissipação das perdas. Segundo (FISCHER, 2018) considerando a temperatura na superfície da placa de circuito

Figura 7 – Modelo térmico de resistores para uma placa típica com 4 camadas de cobre.



Fonte: Adaptado de (INSTRUMENTS, 2010).

Tabela 1 – Resistências térmicas típicas

Nome	valor	Descrição	Condições
θ_{cu}	$71,4^{\circ}\text{C}/\text{W}$	Resistência lateral do cobre plano	Altura = 1 cm, largura = 1 cm, camada com 0,0035 cm de cobre, condutividade do cobre de $(\lambda_{cu}) = 4 \text{ W} / (\text{cm}^{\circ}\text{C})$
θ_{VIA}	$261^{\circ}\text{C}/\text{W}$	Resistência térmica típica de uma via de 12 mil	Tamanho da via = 0,165 cm, camada com 0,00175 cm de cobre, furo com raio de 0,01524 cm, condutividade do cobre de $(\lambda_{cu}) = 4 \text{ W} / (\text{cm}^{\circ}\text{C})$
θ_{SA}	$1000^{\circ}\text{C}/\text{W}$	Resistência térmica da superfície de 1 cm quadrado de pcb para o ambiente devido a convecção natural do ar	1 cm quadrado, aproximação de primeira ordem do coeficiente de transferência de calor da placa para o ar por convecção natural é $(h) = 0,001 \text{ W} (\text{cm}^2 \text{ }^{\circ}\text{C})$
θ_{FR4}	$13,9^{\circ}\text{C}/\text{W}$	Resistência térmica vertical do substrato FR-4	1 cm quadrado, espessura de 0,032 cm, condutividade térmica $(\lambda_{FR4}) = 0,0023 \text{ W} / (\text{cm}^{\circ}\text{C})$

Fonte: Adaptado de (INSTRUMENTS, 2010)

impresso uniforme, para um potencia dissipada P_{disp} e máxima temperatura de junção T_{jmax} , a área da placa de circuito impresso necessária é definida por (23) e o coeficiente de transferência de calor h , de uma face da PCI para o ar com o uso de convecção natural é $h = \frac{10 \text{ W}}{\text{m}^2 \text{ K}}$.

$$A_{PCI} = \frac{P_{disp}}{2(T_{jmax} - T_A - \theta_{JC}P_{disp})h} \quad (23)$$

3 ESTUDO DOS CONVERSORES

Este capítulo tem como objetivo apresentar o projeto de dois conversores de topologia *buck*, ambos operando no modo de condução contínuo. As principais especificações adotadas são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações do projeto a ser construído

Parâmetro	Primeiro conversor	Segundo conversor
Tensão de entrada (V_i)	$24 \pm 3 V$	$24 \pm 3 V$
Tensão de saída nominal (V_o)	15 V	5 V
Corrente de saída (I_o)	1 A	1 A
Frequência de comutação (f_s)	500 kHz	500 kHz
Ondulação máxima da tensão de saída ΔV_o	0,5 %	0,5 %

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

3.1 CONVERSOR *BUCK* DE 15 V

O cálculo simplificado da razão cíclica para a tensão de entrada nominal está representado em (24).

$$D = \frac{V_o}{V_i} = 0,625 \quad (24)$$

Já a razão cíclica mínima do conversor consiste na divisão da tensão nominal de saída pela máxima tensão de entrada. Com esse valor é possível encontrar a menor indutância que garante modo de condução contínua. Dessa forma, realizando uma varredura da indutância como variável nas equações dos esforços e perdas, é possível encontrar uma aproximação do valor que gera o melhor rendimento para o conversor, além de permitir uma visualização da influência do indutor sobre os outros componentes.

3.1.1 Cálculo do rendimento do conversor em função da Indutância

Nesta subseção é apresentado rendimento do conversor. Começando com as perdas no interruptor. O circuito integrado *A5973AD* possui um interruptor interno do tipo *PMOS*. O tempo de descida e de subida da corrente na chave é aproximadamente igual 70 ns e a resistência de condução da chave R_{DSon} varia de 250 mΩ até 500 mΩ, conforme a temperatura. Portanto, para

obter uma maior precisão foi elaborada uma regressão linear a fim de encontrar uma aproximação da resistência para a temperatura de 110 °C, conforme mostrado na equação 25.

$$R_{chave}(T_j) = \frac{(0,5 - 0,25) \cdot T_j}{150 - 25} + 0,2 = 420 m\Omega \quad (25)$$

Sendo assim a perda por condução do interruptor *PMOS* é definida por (26)

$$P_{cond}(L) = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(IL_{min}(L) + \frac{IL_{max}(L) - IL_{min}(L)}{D \cdot T_s} \cdot t \right)^2 \cdot R_{DS_{on}} dt \quad (26)$$

Já a perda causada pelo chaveamento no interruptor *PMOS* pode ser calculada com (27)

$$P_{sw}(L) = V_i \cdot IL_{max}(L) \cdot T_{fall} \frac{f_s}{2} + V_i \cdot IL_{min}(L) \cdot T_{rise} \frac{f_s}{2} \quad (27)$$

O circuito integrado possui uma corrente quiescente de 5 mA, portanto prevendo uma tensão de alimentação de 24 V, são mais 120 mW de perdas no sistema. Por outro lado, o diodo sugerido pelo fabricante do circuito integrado é o STPS340, um diodo rápido que suporta 40 V, 3 A. Por possuir uma corrente de recuperação reversa de apenas 2 mA, as perdas de comutação do diodo serão desconsideradas. A equação (28) demonstra o cálculo das perdas do diodo, conforme sugerido pelo fabricante.

$$P_{diodo}(L) = 0,042 \cdot ID_{md} + 0,05 \cdot ID_{ef}(L)^2 \quad (28)$$

Para o cálculo de perdas no indutor, são feitas duas considerações com o objetivo de auxiliar nas escolhas.

1. A potência dissipada no núcleo sendo igual a perda no cobre, portando a dissipação total de energia do indutor foi considerada como o dobro da potência dissipada pelo efeito Joule.
2. Para encontrar uma função da resistência com diversos valores de indutância, foi realizada uma regressão linear entre os núcleos da *Coilcraft*, o *MSS1583 – 684* que possui uma indutância de 680 μH e resistência de 655 $m\Omega$ e o núcleo *MSS5131 – 103* que apresenta 10 μH e resistência série de 70 $m\Omega$, conforme apresentado na equação (29).

$$R_{cobre}(L) = 61,27 \cdot 10^{-3} + \frac{(655 - 70)10^{-3}}{(680 - 10)10^{-6}} \cdot L \quad (29)$$

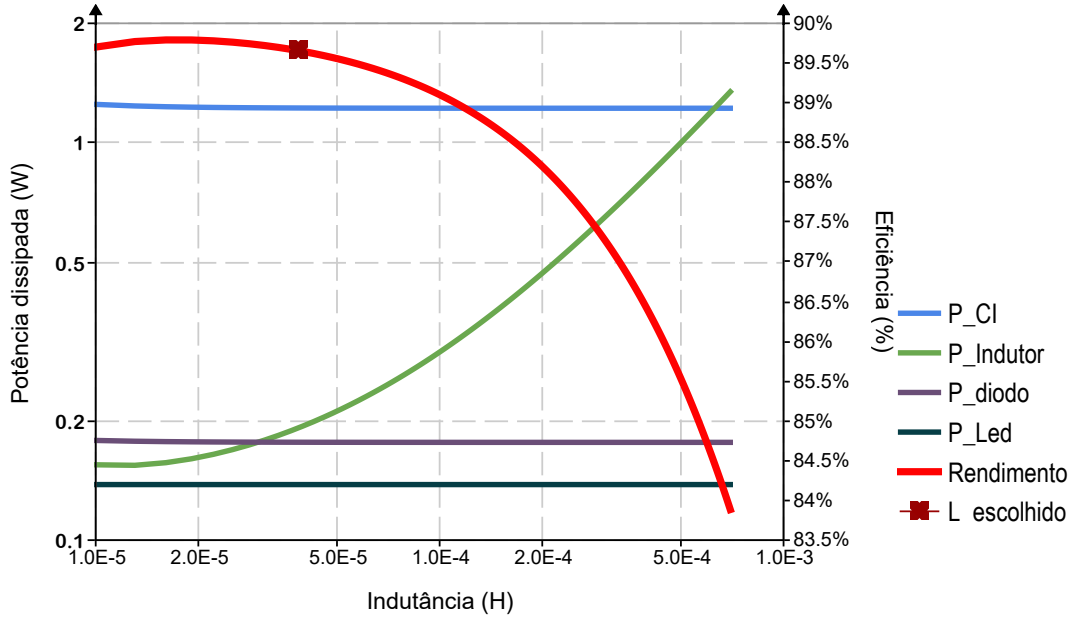
Sendo assim, a perda no cobre do indutor é representada por (30).

$$P_{cobre}(L) = R_{cobre}(L) \cdot IL_{ef}(L)^2 \quad (30)$$

3.1.2 Seleção dos componentes

A Figura (8) mostra a potência dissipada nos principais elementos do projeto e, em vermelho, apresenta a curva de eficiência do conversor de acordo com a indutância.

Figura 8 – Potência dissipada e rendimento de acordo com a indutância.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Observando a curva de rendimento da Figura (8), o limite do valor da indutância para que o conversor opere em CCM e ainda a ondulação de corrente ΔI_L , foi selecionado o núcleo *MSS1038 – 393MLC* da *Coilcraft*, com $39 \mu H$, $2 A$, e máxima resistência série de $112 m\Omega$, e o diodo foi adotado o sugerido pelo fabricante do circuito integrado.

Sendo assim, a ondulação de corrente no indutor é dada por (31).

$$\Delta I_L = (V_i - V_o) \cdot \frac{D}{f_s \cdot L} = 388 \text{ mA} \quad (31)$$

Optou-se por utilizar dois capacitores cerâmicos multi camadas (*MLCC*) em paralelo, cada um com $10 \mu F$, fabricados pela TDK, o código do componente é *C2012X5R1V106M085*, Portanto, a ondulação da tensão de saída do conversor é definida por (32).

$$\Delta V_o = \frac{V_i(1-D)D}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} = 3,6 \text{ mV} \quad (32)$$

Recalculando todas as perdas com o indutor selecionado, as potências dissipadas estão representadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Potência dissipada nos componentes escolhidos para o conversor de 15 V

componente	origem da perda	potência dissipada	perdas relativas
circuito integrado	polarização	0,120 W	0,80%
	chaveamento	0,840 W	5,60%
	condução	0,264 W	1,76%
indutor	joule e magnética	0,224 W	1,49%
diodo	condução	0,176 W	1,17%
led	joule no resistor e emitida pelo led	0,138 W	0,92%
total		1,761 W	11,74%

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Sendo assim, dadas as considerações adotadas, o rendimento previsto para o conversor operando com a potência nominal é representada por (33)

$$Rendimento = \frac{15}{15 + 1,761} = 89,8\% \quad (33)$$

3.1.3 Cálculo da dissipação térmica

Considerando a temperatura ambiente de $T_a = 35^\circ C$, a potência dissipada pelo circuito integrado $P_{CI} = 1,224 W$ e, respeitando a máxima temperatura de junção para o circuito integrado de $T_J = 150^\circ C$, foi adotada como margem de segurança, a operação com a junção a no máximo $T_{J_{max}} = 110^\circ C$. O fabricante não disponibilizou no catálogo a resistência térmica da junção para a cápsula. Sendo o modelo de encapsulamento o *HSP8 – EXPOSED PAD*, foi adotado o valor $\theta_{jc} = 10^\circ C / W$. Sendo assim, a máxima temperatura da cápsula e resistência cápsula-ambiente estão rerepresentadas por (34) e (35) respectivamente.

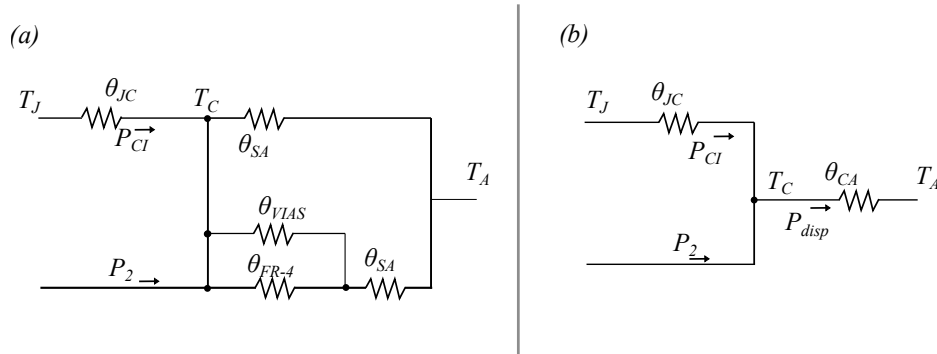
$$T_{C_{max}} = T_{J_{max}} - P_{CI} \cdot \theta_{jc} = 97,57^\circ C \quad (34)$$

$$\theta_{CA_{max}} = \frac{T_{C_{max}} - T_A}{P_{dis}} = \frac{98,4 - 35}{1,7} = 35,64 \frac{^\circ C}{W} \quad (35)$$

O modelo térmico utilizado para representar o sistema está apresentado na Figura 9, sendo a potência indicada por P_{CI} a perda total de energia no circuito integrado e, P_2 , a soma de todas as outras potências dissipadas. Em (a) está indicado cada uma resistência calculada individualmente e em (b) o sistema simplificado com as devidas associações.

Foi considerado que o tamanho mínimo necessário para alocação dos componentes é de $A_{pcb} = 3 \times 4 cm$, uma quantidade mínima de $N_{vias} = 12$ vias e o material de substrato o *FR-4*, as resistências térmicas, da superfície para o ambiente, de uma camada para a outra através do

Figura 9 – Modelos térmicos usados: (a) circuito completo; (b) circuito simplificado



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

substrato e das vias, estão representadas em (36), (37), (38) respectivamente.

$$\theta_{SA_{BL}} = \theta_{SA_{TL}} = \frac{1000}{A_{pcb}} = \frac{1000}{12} = 88,3 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (36)$$

$$\theta_{FR-4} = \frac{13,9}{A_{pcb}} = \frac{13,9}{12} = 1,15 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (37)$$

$$\theta_{VIAS} = \frac{261}{N_{vias}} = \frac{261}{12} = 21,75 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (38)$$

Sendo assim a resistência térmica equivalente do projeto é de $\theta_{CA} = 31,45 \text{ } ^{\circ}C / W$, atendendo a necessidade do circuito integrado, que é o componente mais sensível. É possível, também, calcular a elevação de temperatura na placa e na junção, representadas por (39) e (40) respectivamente.

$$\Delta T_{placa} = \theta_{CA} \cdot P_{disp} = 55,39 \text{ } ^{\circ}C \quad (39)$$

$$T_{J_{max}} = \theta_{JC} \cdot P_{CI} + \theta_{CA} \cdot P_{dis} + T_a = 102,63 \text{ } ^{\circ}C \quad (40)$$

Para esse modelo matemático foi considerado que os elementos dissipam toda a energia perdida na placa de circuito impresso, o que de fato não ocorre devido às parcelas de calor trocadas diretamente com o ar e pela radiação que emitem. Mesmo assim, o cálculo da temperatura máxima na junção mostrou que o sistema consegue dissipar o calor sem necessidade de elementos adicionais.

3.1.4 Projeto do sistema de controle

Com o intuito de analisar a estabilidade do sistema em malha fechada, foi analisada a resposta em frequência do sistema em malha aberta. Para a capacitância de saída foi optado por

um arranjo de dois capacitores cerâmicos multicamadas em paralelo que, associados, resultam em uma resistência série de $ESR = 10\text{ m}\Omega$ e capacitância equivalente de $C = 20\text{ }\mu\text{F}$. Sendo assim, o zero que a capacitância equivalente inclui no sistema está acima da frequência de chaveamento, conforme calculado em (41).

$$f_{zcap} = \frac{1}{2\pi \cdot ESR \cdot C} = 795\text{ kHz} \quad (41)$$

Já o conjunto, capacitor e indutor, inclui um polo duplo na frequência calculada por (42)

$$f_{plc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 5,7\text{ kHz} \quad (42)$$

O sistema de controle adotado foi o PID por: possuir um polo na origem, permitir a inclusão de dois zeros e dois polos em frequências ajustáveis e ainda, por possibilitar o ajuste de ganho. Com os gráficos de ganho e de fase da planta, representados na Figura 11, foram escolhidas frequências para os polos e zeros do controlador. Em seguida, foram calculados os valores dos elementos do controle e selecionados componentes comerciais. A Tabela 4 mostra um comparativo entre os valores que foram usados de base para os cálculos e os que foram implementados com os componentes disponíveis.

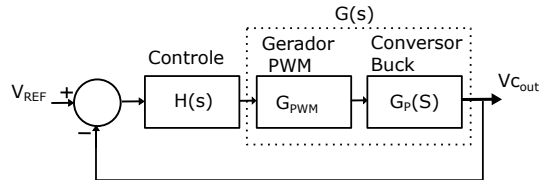
Tabela 4 – Especificações do controle desejado e valores implementado para o conversor de 15 V

Nome	valores de referência	valores implementados	descrição
f_{z1}	$\frac{f_{plc}}{5} = 3,8\text{ kHz}$	3,29 kHz	frequência do primeiro zero do controlador
f_{z2}	$f_{plc} = 5,7\text{ kHz}$	4,86 kHz	frequência do segundo zero do controlador
f_{p2}	300 kHz	272 kHz	frequência do segundo polo do controlador
f_{p3}	700 kHz	726 kHz	frequência do terceiro polo do controlador
V_{ganho}	0,1	0,1	Variável que permite ajuste de ganho do controlador
R_{C1}	220 Ω	220 Ω	resistor do controle
C_{f3}	390 pF	390 pF	capacitor do controle
C_{c1}	190,4 nF	220 nF	capacitor do controle
C_{c2}	1,03 nF	1 nF	capacitor do controle
R_{f3}	1 K Ω	1,5 K Ω	resistor do controle
R_{f1}	52,8 k Ω	(100 k 47 k) = 82,45 k Ω	resistor do controle
R_{f2}	4,716 k Ω	(8,2 k 68 k) = 7,31 k Ω	resistor do controle
V_O	15 V	15,09 V	tensão de saída do conversor

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

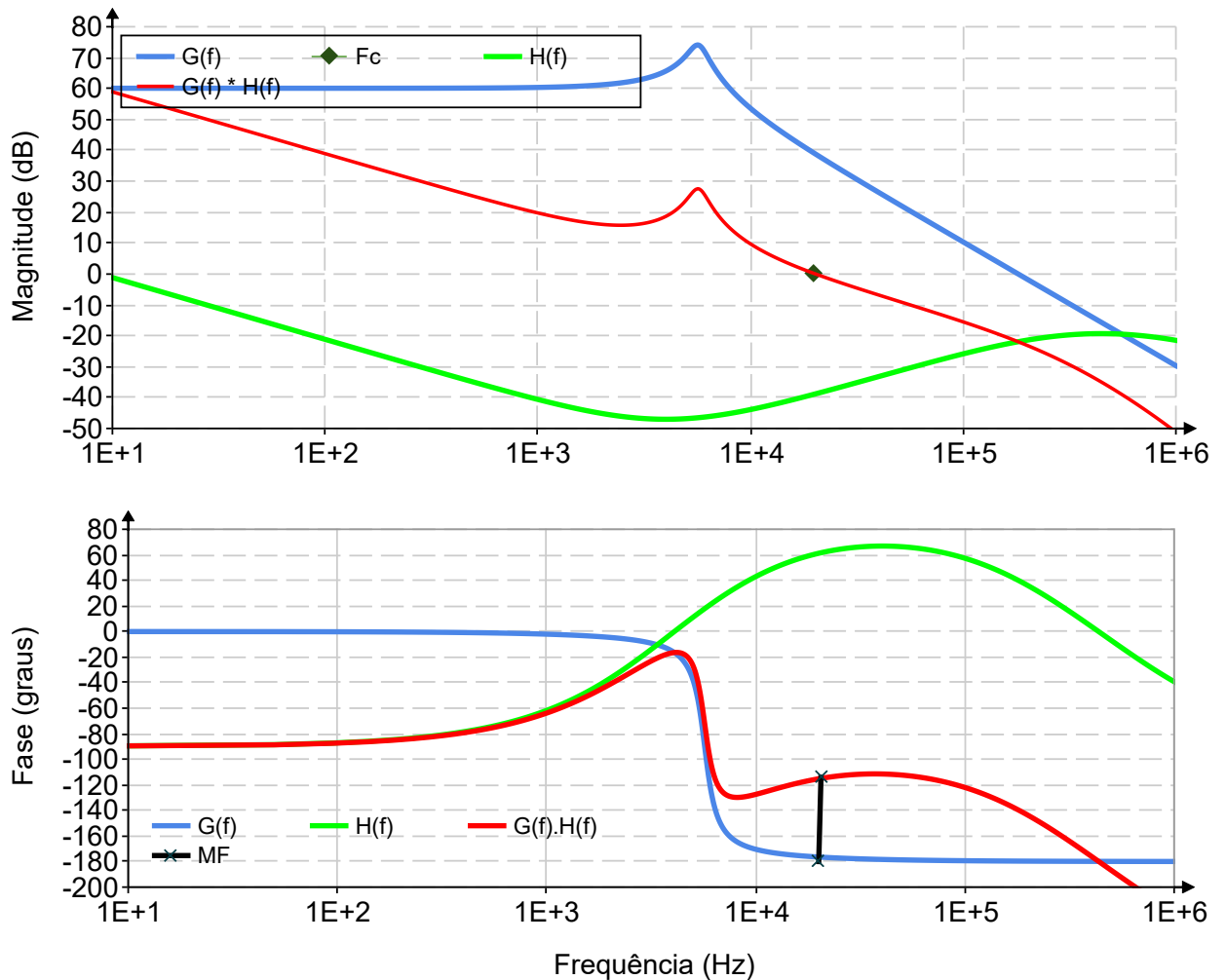
Depois de estabelecidos os componentes do controle, conforme o diagrama de controle da Figura 10, foi possível plotar: o diagrama de Bode da planta $V_o/D \cdot G(s)$, do controle $H(s)$ e da função de transferência da planta com o controlador ($G(s) \cdot H(s)$), representados na Figura (11).

Figura 10 – Diagrama de controle



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 11 – Diagramas de Bode do modelo da planta V_o/D , do controle e do sistema em malha aberta para o conversor *buck* de 15 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

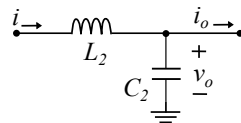
Graficamente é possível extrair que o valor da frequência de cruzamento por zero decibéis $f_c = 20 \text{ kHz}$ e a margem de fase $MF = 180^\circ - 114^\circ = 66^\circ$, portanto o sistema implementado

é estável.

3.1.5 Filtro de saída

Depois do sistema de controle ser projetado, foi adicionado um filtro LC apresentado na Figura 12 a montante com a carga, posterior ao sistema de *feedback* do circuito integrado. A finalidade dessa adição é filtrar correntes harmônicas de alta frequência. Para desconsiderar esse estágio nos cálculos do controle, o indutor e o capacitor escolhidos foram pelo menos trinta vezes menores do que os modelados na planta.

Figura 12 – Modelo do filtro LC secundário



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Sendo assim, o indutor escolhido foi o *ME3215-102MLB* do fabricante *Coilcraft*, que apresenta indutância $L_2 = 1 \mu F$, e o capacitor utilizado foi um cerâmico com capacitância $C_2 = 200 nF$. A frequência de ressonância do filtro é calculada em (43).

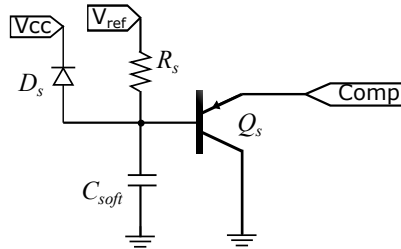
$$f_{plc2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_2}} = 355,8 \text{ kHz} \quad (43)$$

3.1.6 Inicialização com carga

Ao energizar o conversor, como o capacitor de saída não está carregado, o sistema de controle tende a saturar a razão cíclica, podendo causar correntes destrutivas no estágio de potência, dependendo do valor das impedâncias entre V_i e V_o . O circuito integrado estudado possui um pino de compensação, que é utilizado pelo controle para dar estabilidade ao sistema. Limitando a velocidade com que a tensão nesse pino aumenta durante a inicialização, limita-se consequentemente a velocidade inicial do controle. Contudo, foram encontradas algumas dificuldades no equacionamento dos componentes que impõem esse limite. O obstáculo se deu pelo fato de que o fabricante não deixa claro no catálogo, os níveis de tensão da onda portadora, que é comparada com a tensão de *feedback* para gerar o comando do interruptor de saída.

Por outro lado, existe no catálogo um exemplo de partida suave, que utiliza um transistor de junção bipolar para limitar o *slew rate* do pino de compensação. O circuito externo sugerido foi implementado com algumas alterações. A primeira modificação foi um aumento no valor da capacitância (C_{soft}) e da resistência (R_s), componentes que definem *slew rate* da tensão no pino de compensação, com a finalidade de diminuir ainda mais os esforços de corrente e tensão na inicialização. A segunda modificação foi o acréscimo do diodo (D_s) que descarrega o capacitor quando a alimentação de entrada é desligada, garantindo assim que caso o conversor precise partir várias vezes em um curto período de tempo, em todas as inicializações os esforços serão limitados. A Figura 13 mostra o circuito implementado.

Figura 13 – Circuito de partida suave implementado



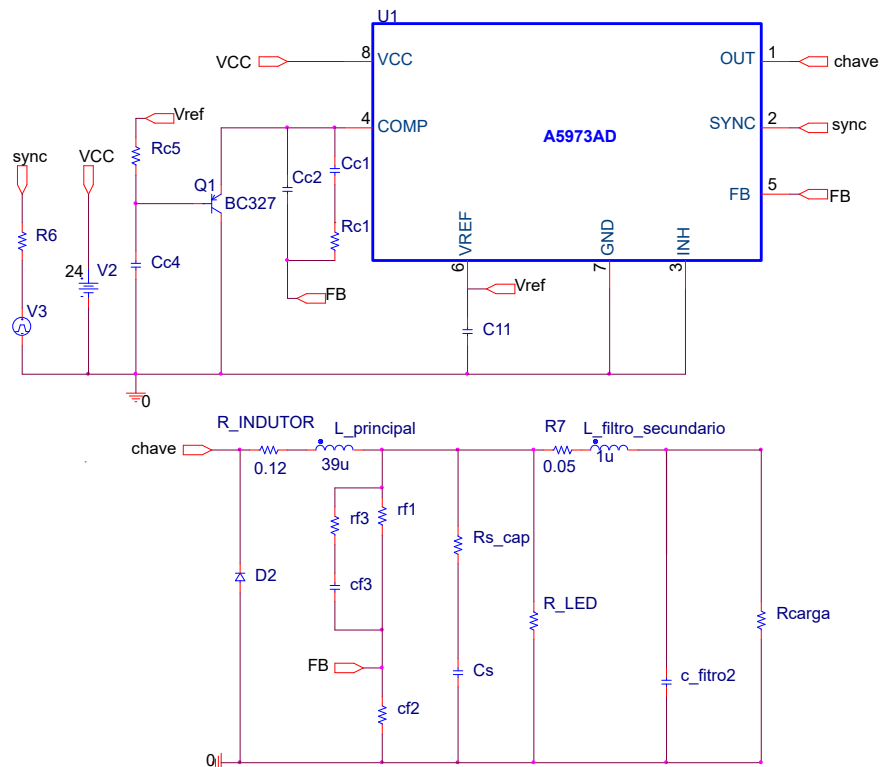
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Os componentes utilizados foram: diodo 1n4148, capacitor $C_{soft} = 220\text{ nF}$, resistor $R_s = 470\text{ k}\Omega$ e transistor Q_s BC806.

3.1.7 Simulação do conversor

Para conferir o funcionamento do projeto antes da montagem, foram realizadas simulações usando o *software* OrCAD™ PSPICE. O modelo disponibilizado pelo fabricante do circuito integrado A5973AD não tem oscilador interno, portanto foi necessário adicionar uma fonte externa com a frequência de operação, ligada ao pino de sincronização. Além disso, para as simulações foram considerados os componentes passivos selecionados e o acréscimo de algumas não idealidades. A montagem da simulação é apresentada na Figura 14.

Figura 14 – Simulação PSPICE dos conversores

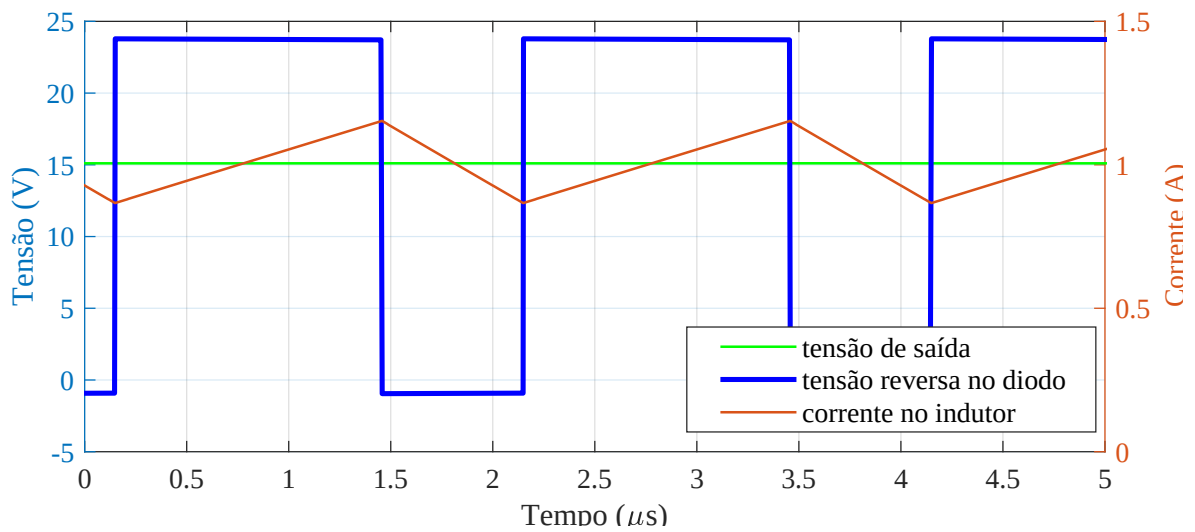


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

As formas de onda do conversor operando em regime permanente são apresentadas na Figura 15. É possível observar que a tensão de saída está de acordo com o esperado e a corrente máxima no indutor se enquadra nos limites do interruptor (1,5 A).

Contudo, nas simulações são incluídas não idealidades, que alteram um pouco as dinâmicas de funcionamento do conversor. Por exemplo, para compensar a queda de tensão no resistor série do indutor a razão cíclica imposta pelo sistema de controle é maior que a esperada, como quase todos os cálculos teóricos dependem desse valor, os erros entre os resultados teóricos e os resultados simulados, apresentados na Tabela 5, são admissíveis.

Figura 15 – Simulação das formas de onda do conversor *buck* de 15 V em regime permanente



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A partida do conversor com carga nominal está apresentada na Figura 16. É possível observar que não ocorrem níveis de corrente destrutivos no indutor e que a sobretensão na carga é pequena.

Para obter a resposta do conversor a distúrbios de corrente na carga, foi simulado um degrau de 50% para 100% da corrente nominal de saída, apresentado na Figura 17. A ondulação de tensão observada foi de aproximadamente $\Delta V_o = 1 \text{ V}$. Já a frequência de oscilação da tensão é de 5,7 kHz, o que coincide com a frequência de ressonância do indutor com capacitor (f_{plc}) calculada em (42).

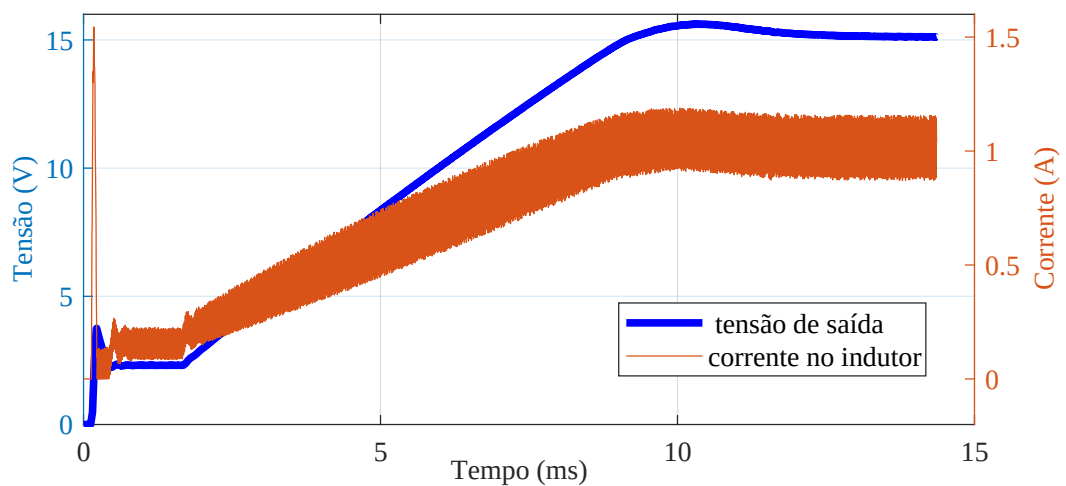
Outro distúrbio de carga analisado foi o de 100% para 50% da corrente nominal de saída, apresentado na Figura 18. A tensão máxima observada na carga é de aproximadamente 15,8 V

Para os dois degraus, o sistema de controle se apresentou estável e com tempo de acomodação satisfatório.

Tabela 5 – Comparação entre os resultados teóricos e simulados para o conversor *buck* de 15 V

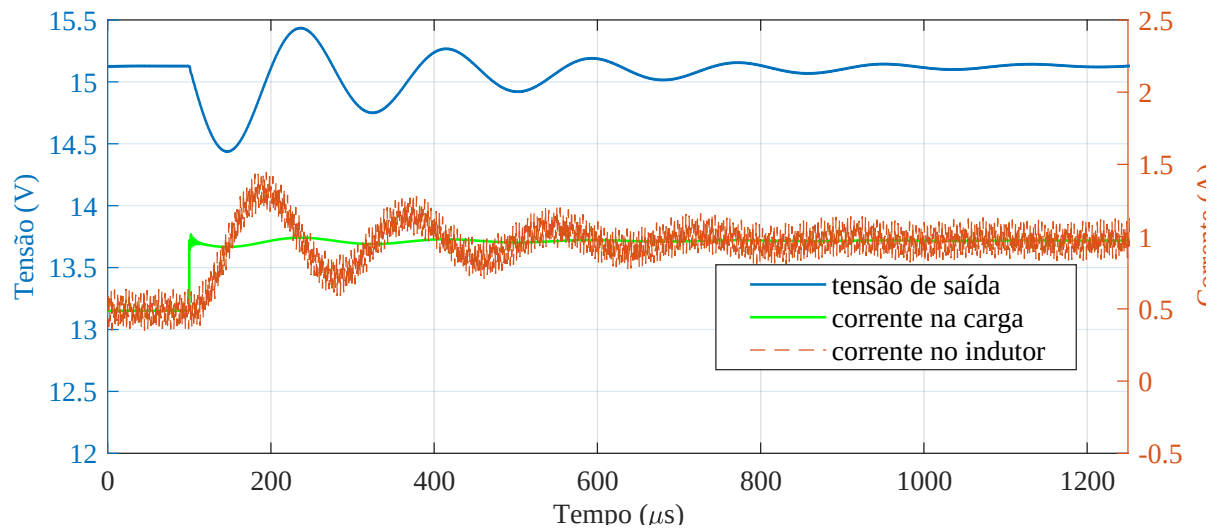
descrição	simbolo	valor teórico	valor simulado	erro
ciclo de trabalho	D	62,5%	66,0%	5,27%
tensão na saída	V_o	15,09 V	15,11 V	0,16%
ondulação de tensão na carga	ΔV_o	3,6 mV	4,5 mV	19,8%
Valor eficaz da corrente no indutor	$I_{S_{ef}}$	793,3 mA	794,8 mA	0,19%
valor médio da corrente no interruptor	$I_{S_{md}}$	625,0 mA	616,9 mA	1,30%
ondulação de corrente no indutor	ΔIL	288,5 mA	281,9 mA	2,33%
valor eficaz da corrente no indutor	$I_{L_{ef}}$	1003,0 mA	1016,8 mA	1,36%
valor médio da corrente indutor	$I_{L_{md}}$	1000,0 mA	1013,5 mA	1,33%
valor eficaz da corrente no diodo	$I_{D_{ef}}$	614,1 mA	592,4 mA	3,66%
valor médio da corrente no diodo	$I_{D_{md}}$	375,0 mA	345,1 mA	8,67%
calor eficaz da corrente no capacitor	$I_{C_{ef}}$	83,3 mA	83,4 mA	0,2%

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 16 – Simulação da partida do conversor *buck* de 15 V com carga nominal

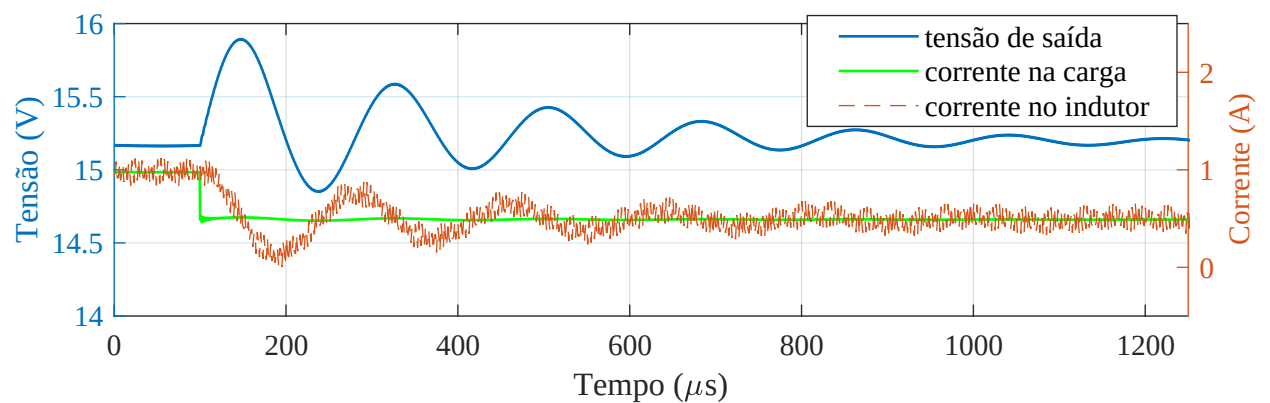
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 17 – Simulação do degrau de 50% para 100% da corrente nominal de saída no conversor *buck* de 15 V.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 18 – Simulação do degrau de 100% para 50% da corrente nominal de saída do conversor *buck* de 15 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

3.2 CONVERSOR BUCK DE 5 V

Os resultados teóricos e simulados do primeiro conversor serviram de base para o projeto do segundo, o *buck* com tensão de saída de 5 V. Com a finalidade de facilitar a lista de compras, foi optado por verificar a possibilidade mantendo-se parte dos componentes do estágio de potência. Portanto, a análise parte de um valor fixo de indutância ($L = 39 \mu H$). Como os procedimentos de cálculo são os mesmos, para algumas análises, serão apresentadas apenas as variáveis utilizadas e os resultados obtidos.

Com a tensão de saída desejada de 5 V e a tensão nominal de alimentação de 24 V, a razão cíclica esperada é de $D = 0,208$ e a ondulação de corrente no indutor é definida por (44).

$$\Delta IL = (V_i - V_o) \cdot \frac{D}{f \cdot L} = 202 \text{ mA} \quad (44)$$

Com os dois capacitores cerâmicos multicamadas em paralelo, resultando em um valor de capacitância equivalente de $20 \mu F$, a ondulação da tensão de saída do conversor é definida por (45).

$$\Delta V_o = \frac{V_i(1-D)D}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} = 2,537 \text{ mV} \quad (45)$$

As potências dissipadas nos principais componentes estão apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 – Potência dissipada nos componentes escolhidos para o conversor de 5 V

componente	origem da perda	potência dissipada	perdas relativas
circuito integrado	polarização	0,128 W	2,40%
	chaveamento	0,840 W	16,80%
	condução	0,088 W	1,76%
indutor	joule e magnética	0,224 W	4,48%
diodo	condução	0,372 W	7,44%
led	joule no resistor e emitida pelo led	0,012 W	0,25%
total		1,65 W	33,12%

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Sendo assim, dadas as considerações adotadas, o rendimento previsto para o conversor operando com a potência nominal é representada por (46).

$$\text{Rendimento} = \frac{5}{5 + 1,65} = 75,2\% \quad (46)$$

3.2.1 Cálculo da dissipação térmica

Considerando novamente a temperatura ambiente de $T_A = 35^\circ C$, a potência dissipada pelo circuito integrado $P_{CI} = 1,05 \text{ W}$, junção a no máximo $T_{J_{max}} = 110^\circ C$ e o valor

$\theta_{jc} = 10^\circ\text{C} / \text{W}$. A máxima temperatura da cápsula e resistência da cápsula ambiente estão rerepresentadas por (47) e (48) respectivamente.

$$T_{C_{max}} = T_{J_{max}} - P_{CI} \cdot \theta_{jc} = 99,5^\circ\text{C} \quad (47)$$

$$\theta_{CA} = \frac{T_{C_{max}} - T_a}{P_{dis}} = \frac{99,5 - 35}{1,05} = 38,9 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (48)$$

Considerando que os dois conversores podem utilizar o mesmo projeto físico, alterando apenas os componentes do comando, pode-se utilizar a resistência térmica $\theta_{CA} = 31,45^\circ\text{C} / \text{W}$ calculada em 3.1.3 como parâmetro. Dadas as considerações, o projeto que satisfaz as especificações de dissipação térmica do primeiro conversor, com certeza atende a necessidade do segundo. A elevação de temperatura na placa está representada por (49).

$$\Delta T_{placa} = \theta_{CA} \cdot P_{disp} = 51,52^\circ\text{C} \quad (49)$$

A temperatura máxima na junção está indicada por (50).

$$T_{J_{Max}} = \theta_{JC} \cdot P_{CI} + \theta_{CA} \cdot P_{dis} + T_C = 97,51^\circ\text{C} \quad (50)$$

3.2.2 Projeto do sistema de controle

Com o conhecimento prévio da planta, o sistema de controle adotado foi novamente o PID. Escolheram-se as frequências para os polos e zeros do controlador, em seguida foram calculados os valores dos componentes do controle e selecionados componentes comerciais. A Tabela 7 mostra um comparativo entre os valores que foram usados de base para os cálculos e os que foram implementados com os componentes disponíveis.

Depois de estabelecidos os componentes do controle foi possível plotar: o diagrama de Bode do modelo V_i/D do conversor $G(f)$, do controle $H(f)$ e a função de transferência da planta e com o controle ($G(f) \cdot H(f)$), representados na Figura 19.

Graficamente é possível extrair que o valor da frequência de cruzamento por zero decibéis $f_c = 50 \text{ kHz}$ e a margem de fase $MF = 180^\circ - 118^\circ = 62^\circ$, portanto o sistema implementado é estável.

Depois do sistema de controle ser projetado, foi adicionado o mesmo filtro LC em série com a carga, e posterior ao sistema de *feedback* explicado em 3.1.5.

3.2.3 Simulação do conversor

O circuito simulado em SPICE para o conversor de 5 V foi o mesmo usado para o primeiro conversor, representado na Figura 14, alterando apenas os componentes de comando. O funcionamento do circuito em regime permanente é apresentado na Figura 20.

Tabela 7 – Especificações do controle desejado e valores implementado para o conversor de 5 V

Nome	valores de referência	valores implementados	descrição
f_{z1}	$\frac{f_{plc}}{2} = 2,8 \text{ kHz}$	3,29 kHz	frequência do primeiro zero do controlador
f_{z2}	$f_{plc} = 5,7 \text{ kHz}$	3,97 kHz	frequência do segundo zero do controlador
f_{p2}	170 kHz	151 kHz	frequência do segundo polo do controlador
f_{p3}	350 kHz	726 kHz	frequência do terceiro polo do controlador
V_{ganho}	0,05	0,05	Variável que permite ajuste de ganho do controlador
R_{C1}	220 Ω	220 Ω	resistor do controle
C_{f3}	264 pF	390 pF	capacitor do controle
C_{c1}	253 nF	220 nF	capacitor do controle
C_{c2}	2,06 nF	1 nF	capacitor do controle
R_{f3}	3,54 k Ω	2,7 k Ω	resistor do controle
R_{f1}	100 k Ω	100 k Ω	resistor do controle
R_{f2}	34,4 k Ω	33 k Ω	resistor do controle
V_O	5 V	4,96 V	tensão de saída do conversor

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A comparação, entre os valores teóricos e simulados, dos principais parâmetros do conversor é apresentada na Tabela 8.

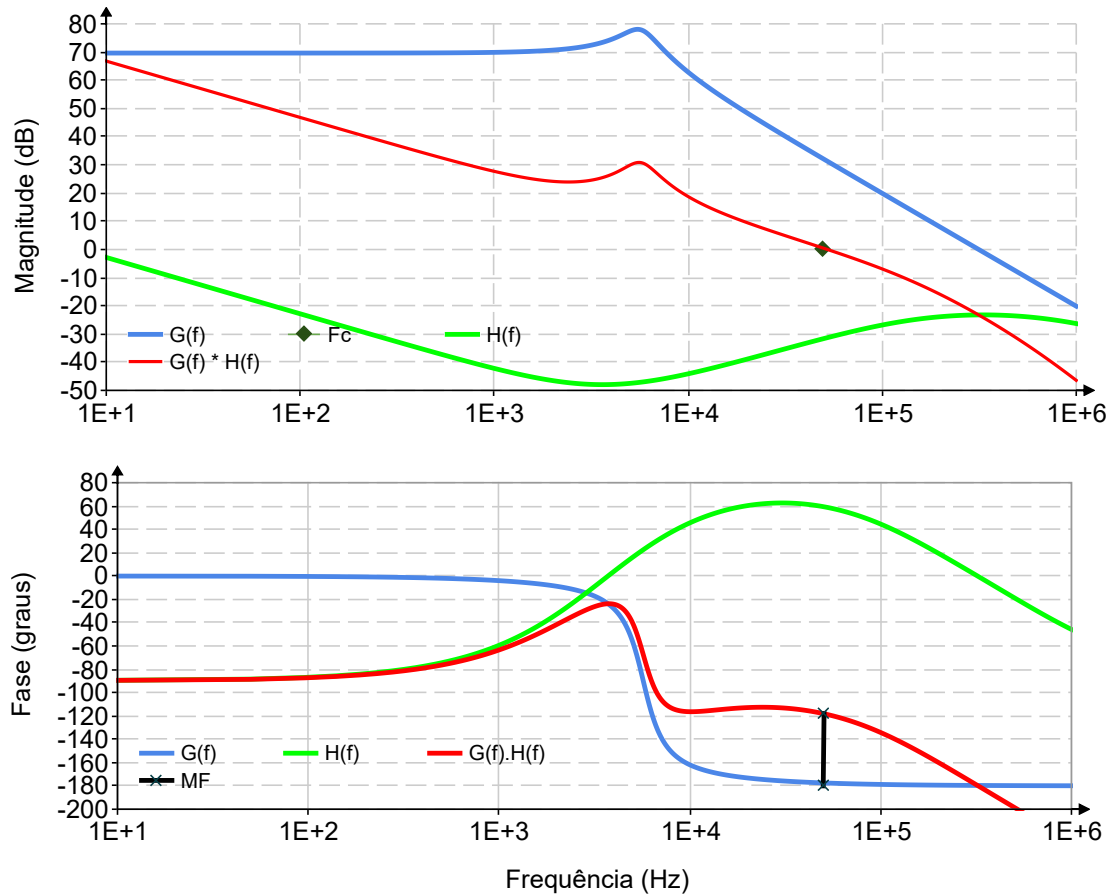
A partida do conversor com carga nominal está rerepresentada na Figura ???. É possível observar que não ocorrem níveis de corrente destrutivos no indutor e nem atuação da proteção contra curto-circuito. Contudo, a tensão de saída atinge um valor de aproximadamente 6.8 V

Para obter a resposta do conversor a distúrbios na corrente de saída, foi simulado um degrau de 10% para 80% da corrente nominal de saída, apresentado na Figura 22.

Outro distúrbio de carga analisado foi o de 80% de carga para 10% da corrente nominal de saída, apresentado na Figura 23.

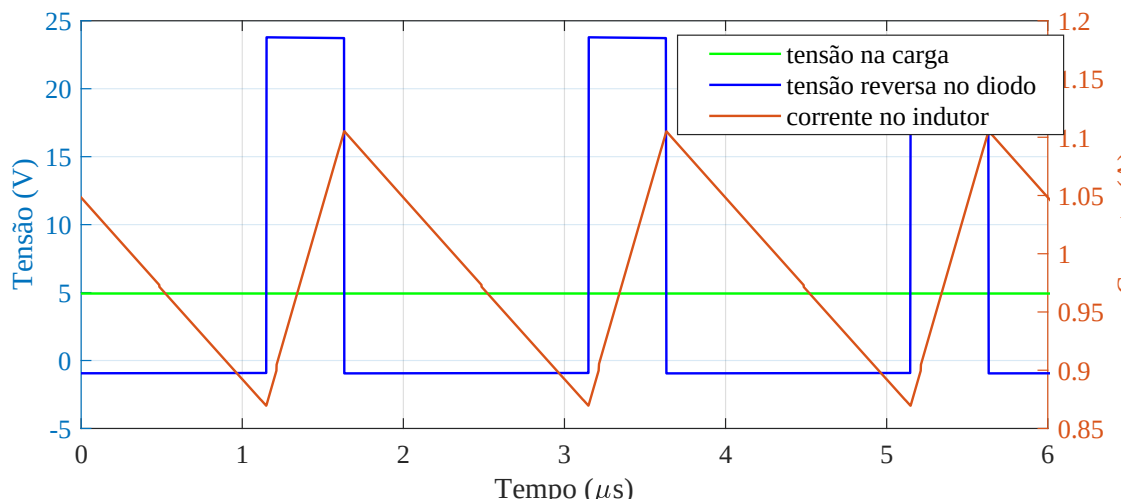
Comparando as respostas das simulações dos dois conversores, o primeiro apresenta um controle mais lento, conseqüentemente, o segundo apresenta um tempo de acomodação menor.

Figura 19 – Diagramas de módulo e fase do conversor, do controle e do sistema em malha aberta para o *buck* de 5 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 20 – Simulação das formas de onda do conversor *buck* de 5 V em regime permanente



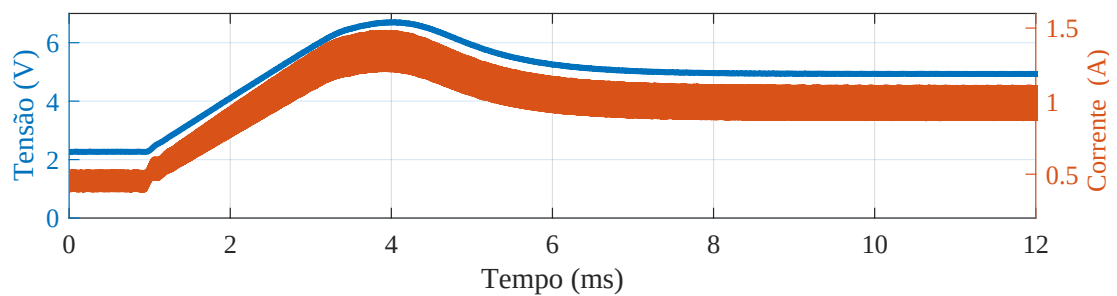
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Tabela 8 – Comparação entre os resultados teóricos e simulados para o conversor *buck* de 5 V

descrição	simbolo	valor teórico	valor simulado	erro
ciclo de trabalho	D	20,8%	24,2%	13,85%
tensão na saída	V_o	4,96 V	4,95 V	0,49%
ondulação de tensão na carga	ΔV_o	2,53 mV	2,60 mV	2,40%
valor eficaz da corrente no indutor	$I_{S_{ef}}$	457,2 mA	493,8 mA	7,42%
valor médio da corrente no interruptor	$I_{S_{md}}$	208,3 mA	242,6 mA	14,15%
ondulação de corrente no indutor	ΔI_L	202,9 mA	235,3 mA	13,75%
valor eficaz da corrente no indutor	$I_{L_{ef}}$	1002,0 mA	1000,7 mA	0,13%
valor médio da corrente no indutor	$I_{L_{md}}$	1000,0 mA	998,4 mA	0,16%
valor eficaz da corrente no diodo	$I_{D_{ef}}$	891,3 mA	871,5 mA	2,27%
valor médio da corrente no diodo	$I_{D_{md}}$	791,6 mA	755,7 mA	4,75%
valor eficaz da corrente no capacitor	$I_{C_{ef}}$	58,6 mA	68,6 mA	14,56%

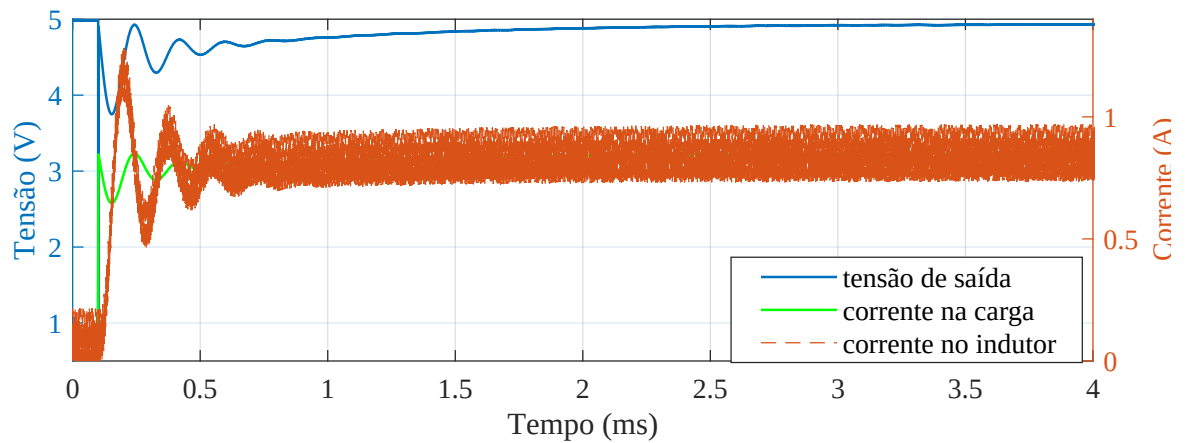
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 21 – Simulação da partida do conversor de 5 V com carga nominal



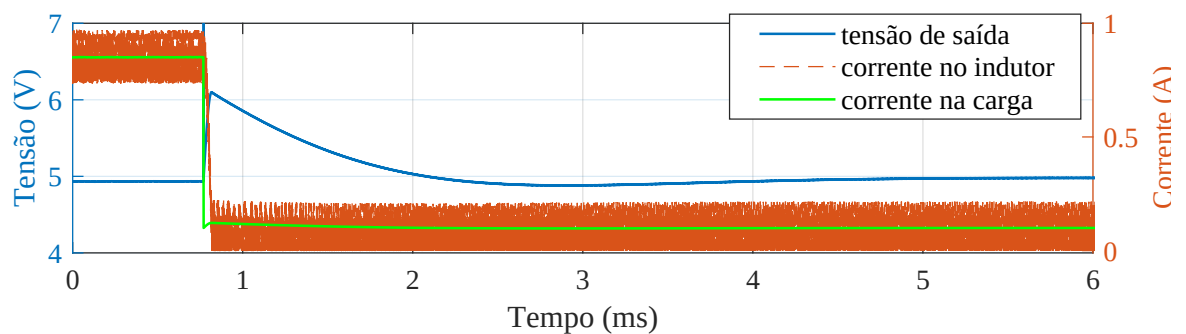
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 22 – Simulação do degrau de 10% para 80% da corrente nominal de saída no conversor *buck* de 5 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 23 – Simulação do degrau de 80% para 10% da corrente nominal de saída no conversor *buck* de 5 V.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

4 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

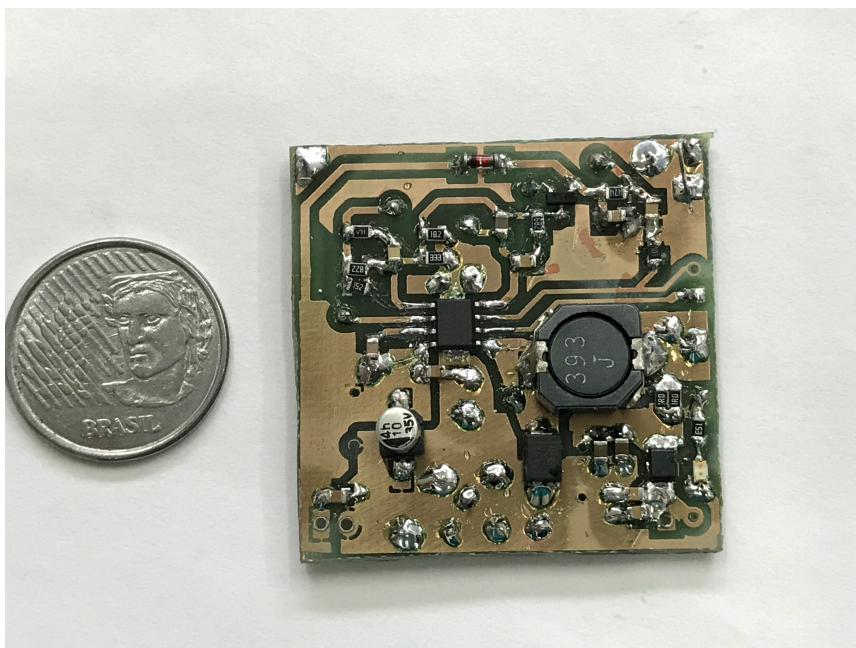
Neste capítulo, os resultados experimentais coletados de testes laboratoriais dos conversores construídos são apenas apresentados. Posteriormente, todas as discussões dos resultados são realizadas no capítulo 5.

Tanto o *buck* de 15 V quanto o de 5 V utilizaram o mesmo projeto físico, a diferença entre eles se restringe apenas no controle. As formas de ondas nesse capítulo são provenientes de medições com osciloscópio, que foram capturadas em arquivos de pontos e tratadas com o *software* Matlab®. As medições de corrente foram adquiridas de forma indireta através da tensão em resistores *shunt* conhecidos. Para o indutor, foi adicionado um resistor de 0,5 Ω , que foi curto-circuitado nos ensaios de eficiência e regulação de tensão.

4.1 LAYOUT E PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Com os elementos de potência e controle do conversor devidamente projetados, parte-se para a etapa de execução. Para o projeto da placa de circuito impresso foram tomados alguns cuidados apresentados a seguir. Para o circuito de potência buscou-se a menor distância possível entre os componentes. Já para o circuito de comando, destaca-se a busca da distância da parte de potência e a utilização de componentes *smd*, para minimizar os efeitos de interferências eletromagnéticas e indutâncias parasitas. Por fim, foram observados os parâmetros de projeto, na seção de dissipação térmica, adicionando uma malha de *GND* em ambas as faces e vias de passagem para melhorar a transferência de calor. Na Figura 24, pode-se verificar a foto do protótipo construído.

Figura 24 – Protótipo montado em bancada

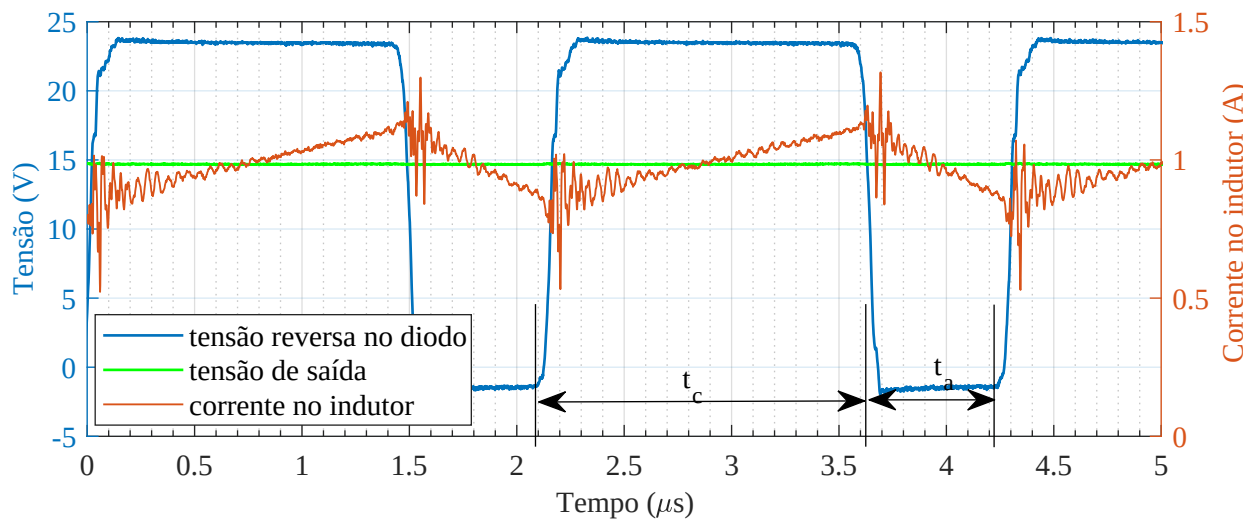


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

4.2 PRINCIPAIS RESULTADOS DINÂMICOS DO CONVERSOR DE 15 V

A Figura 25, apresenta a operação em regime permanente do conversor com 100% de carga, em azul está a tensão reversa no diodo, em verde a tensão medida na saída e em laranja a corrente do indutor, por conta da escala usada no osciloscópio a ondulação da tensão de saída não aparece de com boa resolução mas é da ordem de 2,4 V.

Figura 25 – Principais formas de onda medidas experimentalmente no conversor de 15 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Através da forma de onda da chave é possível encontrar a frequência de operação (51).

$$f = \frac{1}{T_a + T_c} = \frac{1}{2,14 \mu s} = 467 KHz \quad (51)$$

É possível encontrar também a razão cíclica (52), que está ligeiramente maior que o valor calculado devido as não idealidades dos componentes.

$$D = \frac{T_c}{T_s} = \frac{1,524}{2,14} = 0,712 \quad (52)$$

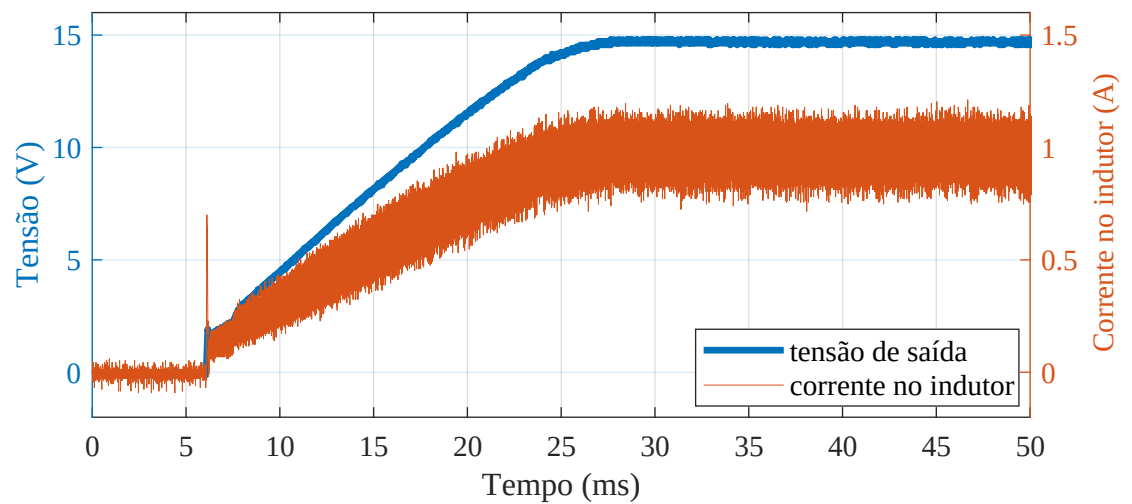
A partida do conversor com 100% de carga está apresentada na Figura (26).

A resposta a uma variação brusca na corrente de saída, de 0% para 95% da corrente nominal, pode ser observada na Figura 27.

A resposta a uma variação brusca na corrente de saída, de 50% para 100% da corrente nominal, pode ser observada na Figura 28.

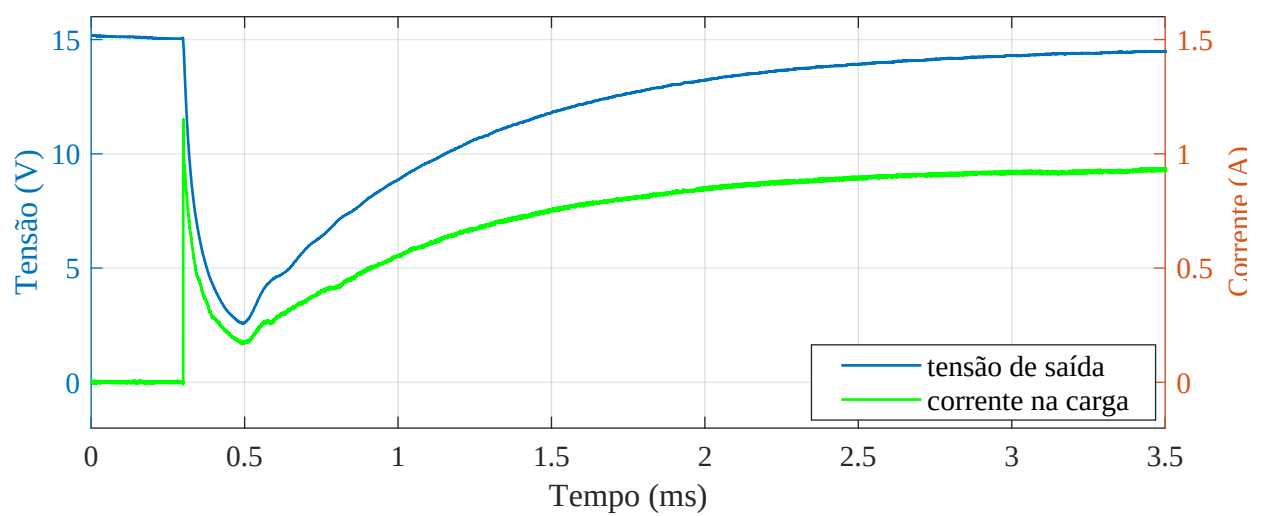
A resposta a uma variação brusca na corrente de saída, de 100% para 50% da corrente nominal, pode ser observada na Figura 29.

Figura 26 – Resultado experimental da partida do conversor de 15 V com carga nominal



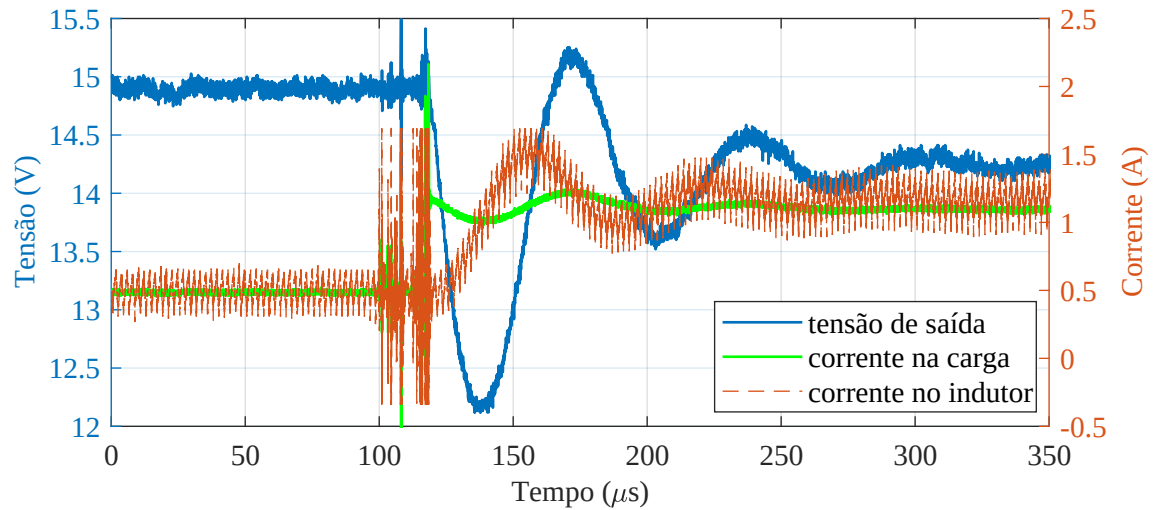
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 27 – Resultado experimental do degrau 0% para 95% da corrente nominal de saída do conversor de 15 V



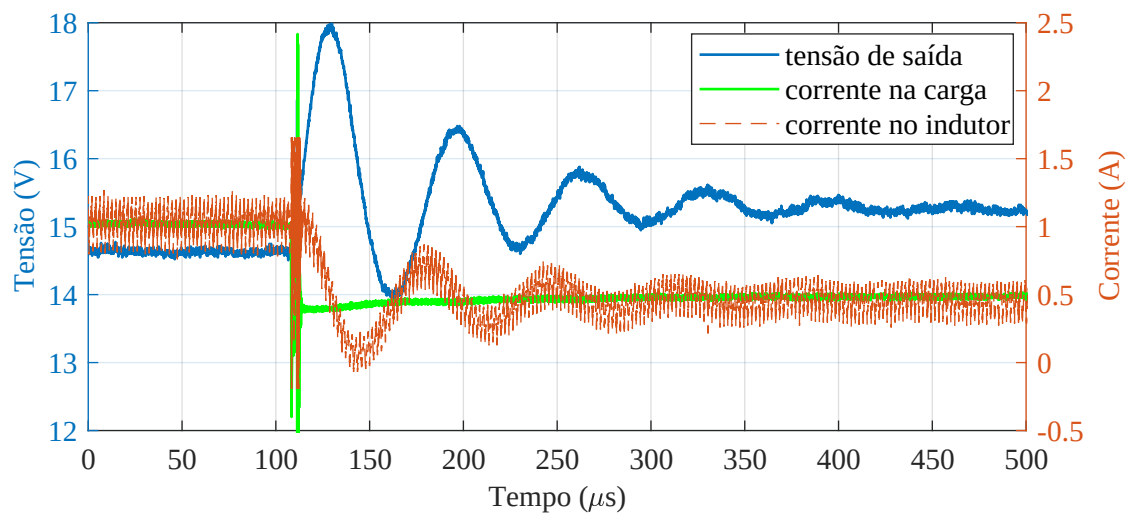
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 28 – Resultado experimental do degrau de 50% para 100% da corrente nominal de saída do conversor de 15 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 29 – Resultado experimental do degrau de 100% para 50% da corrente nominal de saída do conversor de 15 V

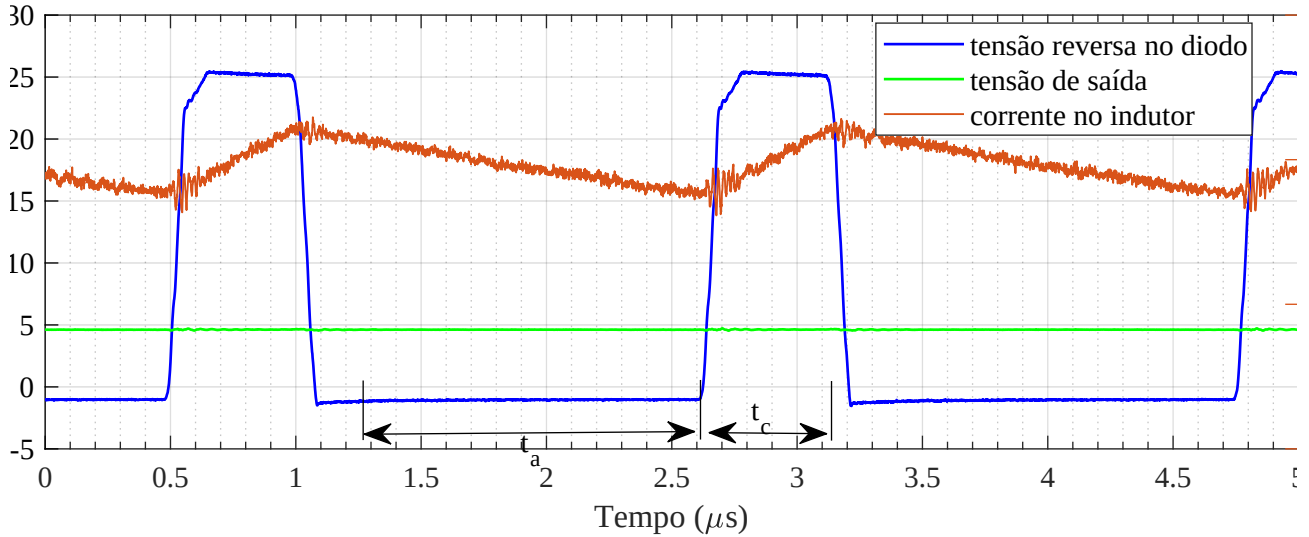


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

4.3 PRINCIPAIS RESULTADOS DINÂMICOS DO CONVERSOR DE 5 V

A Figura 30 apresenta a operação em regime permanente do conversor de 5 V com carga nominal

Figura 30 – Principais formas de onda medidas experimentalmente no conversor de 5 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Através da forma de onda da tensão na chave é possível encontrar a frequência de operação (53).

$$f = \frac{1}{T_a + T_c} = \frac{1}{2,145 \mu s} = 467 KHz \quad (53)$$

E também a razão cíclica (54), que está ligeiramente maior que o valor calculado ($D = 0,208$), devido as não idealidades dos componentes.

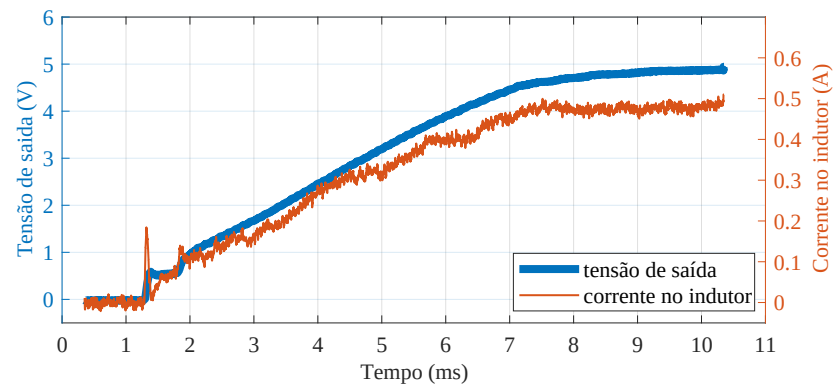
$$D = \frac{T_c}{T_s} = \frac{0,561}{2,145} = 0,261 \quad (54)$$

A partida do conversor com 60% de carga está apresentada na Figura 31.

A resposta a uma variação brusca na corrente de saída, de 10% para 80% da corrente nominal, pode ser observada na Figura 32.

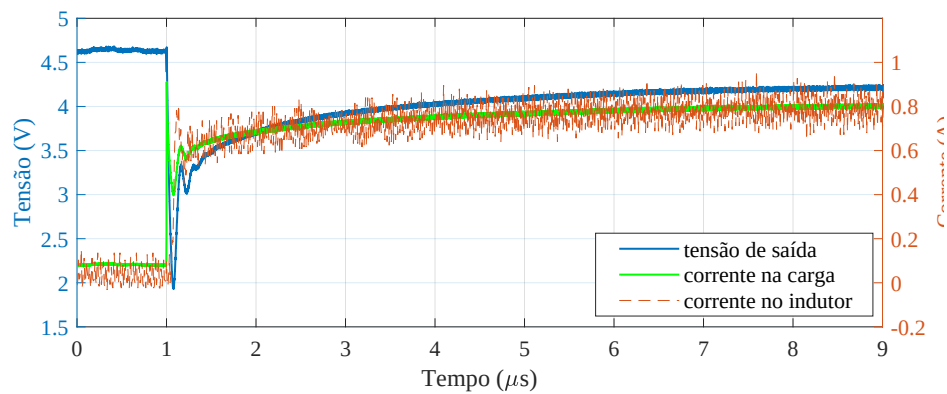
A resposta a uma variação brusca na corrente de saída, de 80% para 10% da corrente nominal, pode ser observada na Figura 33.

Figura 31 – Resultado experimental da partida do conversor de 5 V com carga 60% da carga nominal



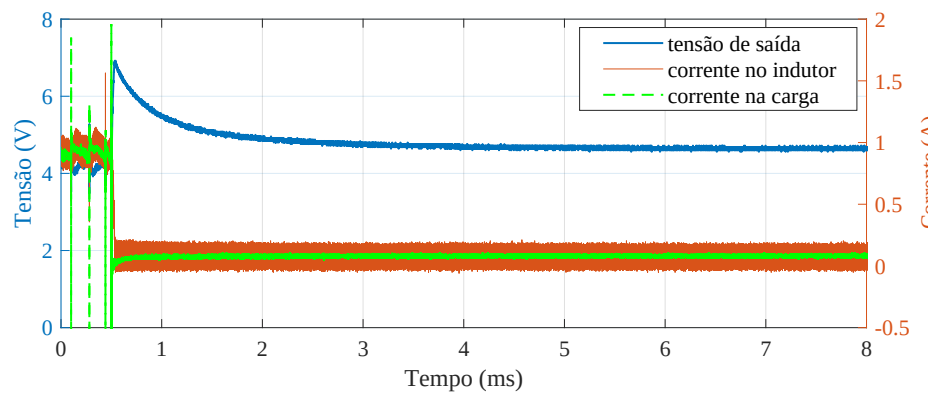
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 32 – Resultado experimental do degrau de 10% para 80% da corrente nominal de saída do conversor de 5 V



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 33 – Resultado experimental do degrau de 80% para 10% da corrente nominal de saída do conversor de 5 V



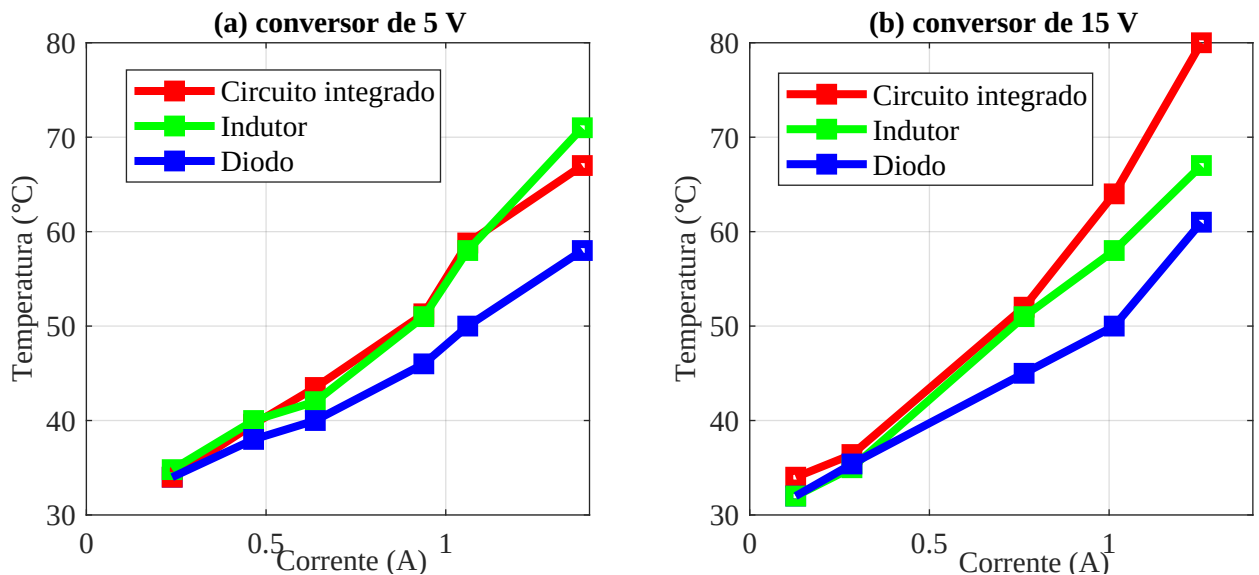
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

4.4 RESULTADOS ESTÁTICOS DOS CONVERSORES

Foram realizados testes de variação de carga, variando-se a carga e aguardando a estabilização térmica, a temperatura da sala estava em 23 °C, os resultados obtidos são apresentados a seguir.

Para a verificação da temperatura dos componentes, foi usado um termômetro infravermelho com índice de emissividade ajustado em 0,95. A temperatura máxima registrada nos principais componentes dos conversores, em função da corrente de saída, é apresentada na Figura 34.

Figura 34 – Temperaturas registradas experimentalmente nos conversores em função da corrente de saída

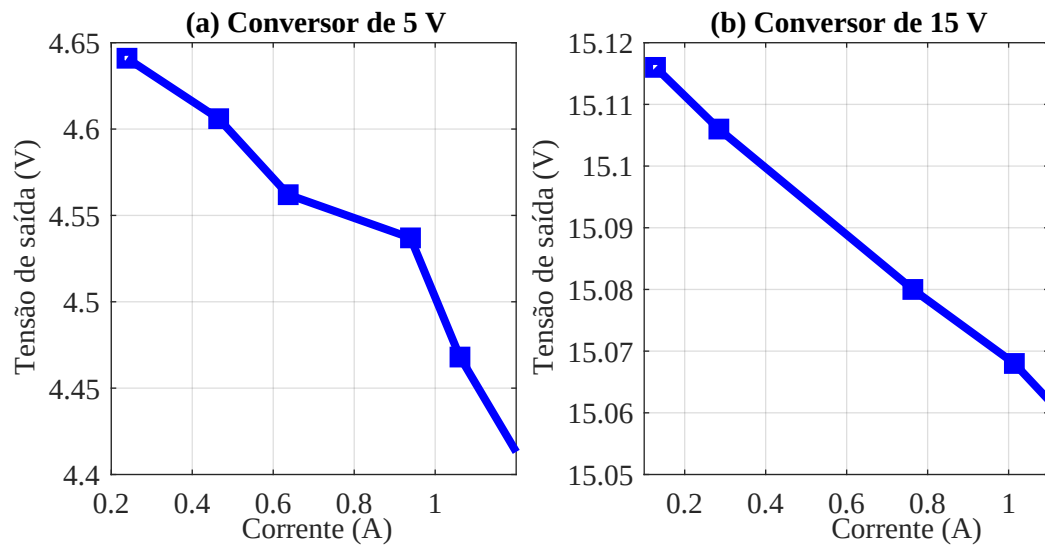


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A regulação de tensão em função da corrente de saída está apresentada na Figura 35.

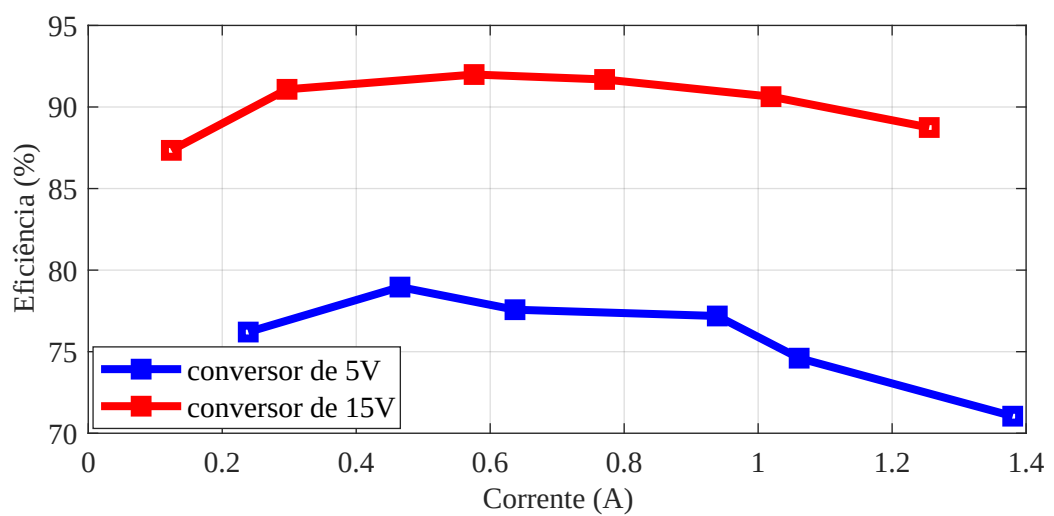
Por fim, com o auxílio de um wattímetro, foi possível plotar a curva de eficiência em função da corrente de saída dos conversores, representada na Figura 36. .

Figura 35 – Resultado experimental da regulação de tensão dos conversores em função da corrente de saída



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 36 – Eficiência experimental dos conversores em função da corrente de saída



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

5 DISCUSSÕES

Neste capítulo serão apresentadas análises e discussões complementares sobre o funcionamento e aplicações dos conversores.

O erro inserido no ganho estático dos conversores está diretamente relacionado com a tolerância que os componentes do controle possuem. Uma vez que a acurácia, dos resistores e capacitores, impactam diretamente na precisão e custos do protótipo, em aplicações com cargas sensíveis, é importante realizar uma análise dos limites aceitáveis, sendo que a tensão mínima é estabelecida pela equação (55).

$$V_{o_{min}} = 1,23 \text{ V} \cdot \frac{R_1 \cdot (1 - \text{tolerância}_{\%}) + R_2 \cdot (1 + \text{tolerância}_{\%})}{R_2 \cdot (1 + \text{tolerância}_{\%})} \quad (55)$$

Já a tensão máxima em regime permanente é estabelecida pela equação (56).

$$V_{o_{max}} = 1,23 \text{ V} \cdot \frac{R_1 \cdot (1 + \text{tolerância}_{\%}) + R_2 \cdot (1 - \text{tolerância}_{\%})}{R_2 \cdot (1 - \text{tolerância}_{\%})} \quad (56)$$

Todos os resistores utilizados nos protótipos montados possuem 10% de tolerância. A Tabela 9 mostra um comparativo entre: os resultados obtidos, os limites calculados e os limites teóricos caso fosse optado por resistores de 1% de precisão.

Tabela 9 – Resultados obtidos experimentalmente e limites de tensão teóricos em função da tolerância dos resistores do comando

Conversor	Resultado obtido (V)	Limites de tensão para resistores com tolerância de 10% (V)	Limites de tensão para resistores com tolerância de 1% (V)
Conversor de 15 V	15,12	12,57 a 18,17	14,81 a 15,37
Conversor de 5 V	4,64	4,28 a 5,78	4,88 a 5,03

Fonte: Elaborado pelo autor.

Portanto, embora exista um erro considerável entre as tensões nominais de saída calculadas e as obtidas experimentalmente, os conversores montados operam dentro dos limites aceitáveis. A substituição dos componentes do controle por outros com maior precisão pode ser necessária, dependendo dos níveis aceitáveis na carga.

As tensões de saída dos conversores mostraram um caimento linear, causado principalmente por dois fatores.

- Corrente de saída. O indutor, do filtro LC adicionado em série com a carga, possui uma resistência série parasita. Quando a corrente exigida pela carga aumenta, a queda de tensão nesse elemento também cresce. O fato desse filtro não participar da malha de controle faz com que a queda de tensão não seja corrigida, prejudicando assim a regulação de tensão.

- Temperatura da junção. A regulação de tensão é afetada negativamente com o aumento da temperatura. Portanto, a tensão de saída pode ser prejudicada tanto pela temperatura ambiente quanto pela resistência térmica θ_{CA} que o projeto apresenta.

Embora essa resistência térmica entre a junção e o ambiente tenha sido calculada de forma simplificada, o maior erro entre o teórico e o prático se deu pelo fato de que o protótipo foi produzido de maneira artesanal. As vias de passagem entre as faces, que deveriam receber um tratamento químico para metalização, foram substituídas por furos. Infelizmente, embaixo do elemento que mais dissipa energia, o circuito integrado, não foram feitos furos, pois a ausência de material ou a rugosidade da superfície poderia afetar de forma mais drástica o contato entre o *pad* inferior do CI e a placa. Em outras regiões, onde foi possível, os furos das vias foram preenchidos com metais condutores estanhados em ambas as faces.

Apesar disso, os componentes não foram submetidos a temperaturas maiores que o previsto e não atingiram condições críticas, mesmo nos testes que foram realizados acima da potência nominal dos conversores.

Desta forma a eficiência dos dois conversores foi melhor do que o esperado. O conversor de 15 V chegou a 92% de eficiência na metade da potência nominal e 90,3% com a corrente máxima, sendo que o valor calculado do rendimento era de 89,8% para carga nominal. Já o conversor de 5 V teve em sua potência nominal uma eficiência prática de 76% enquanto o teórico era de 74,5%.

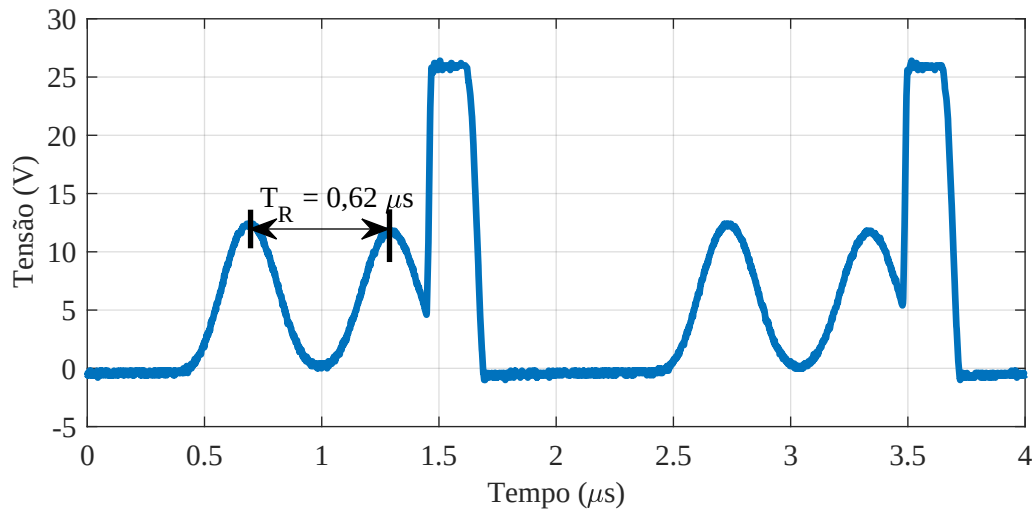
Para o conversor de maior tensão, as perdas por condução na chave foram maiores, por outro lado, o de 5 V, teve uma dissipação de energia maior no diodo. Dessa forma, ambos os conversores dissiparam níveis de potências muito similares. O que de fato faz com que um seja muito mais eficiente que o outro é na verdade, a potência entregue para a carga. Outro fator que pode ser observado é que devido a frequência de 500 kHz, as perdas de comutação da chave correspondem a maior parte da energia dissipada.

Entretanto, os resultados de resposta a distúrbios do conversor de 15 V mostram que o sistema está operando de forma sub-amortecida. Na resposta ao degrau de carga de 100% para 50%, além de uma sobre tensão maior que a simulada, o sistema apresentou uma frequência de oscilação menor, ambas as afirmações sugerem que o valor da indutância do circuito montado está maior do que o considerado. Isso pode ocorrer tanto pela variação do próprio indutor, quanto pela indutância parasita da placa.

Apesar de o rendimento obtida através de resultados experimentais ser maior que a teórica, existem perdas que não foram consideradas, como por exemplo, a energia dissipada devido a presença de capacitâncias parasitas. Essas não foram contabilizadas por falta de dados nos catálogos, tanto do circuito integrado, quanto do diodo. Contudo, experimentalmente, quando o conversor está operando em *DCM*, logo após o término da condução do diodo acontece um fenômeno de ressonância com uma frequência f_r , o fenômeno é apresentado na Figura 37.

Conhecendo o valor da indutância do circuito, com a frequência de ressonância experimental, é possível encontrar um valor de capacitância parasita equivalente, conforme calculado

Figura 37 – Forma de onda experimental da tensão na chave do conversor de 5 V operando em condução descontínua



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

em (57). A determinação da origem dessa capacitância e o cálculo de perdas nesse elemento está indicada como um trabalho futuro.

$$C_{parasita} = \frac{1}{L \cdot (2\pi \cdot f_r)^2} = 249 \text{ pF} \quad (57)$$

5.1 COMPARATIVO ENTRE OS CONVERSORES CONSTRUÍDOS E O SUGERIDO PELO FABRICANTE

No catálogo, o fabricante apresenta uma sugestão de projeto com um capacitor eletrolítico de alumínio no filtro de saída. No exemplo, o fabricante utiliza um capacitor de 330 μF e 35 V. Os conversores construídos e o sugerido são comparados nessa subseção, o capacitor considerado para as análises é o *ESH337M035AH2* fabricado pela *KEMET*

O capacitor em questão apresenta um resistência série de $ESR = 562 \text{ m}\Omega$ para 120 Hz e 20 °C, o que pode acrescentar perdas no conversor. Além disso, o diâmetro do componente é de 10 mm, então a área mínima necessária para sua alocação é de 78.54 mm^2 enquanto os capacitores cerâmico utilizados ocupam menos da metade dessa área.

Outro ponto relevante é que, no conversor construído, o maior componente é o indutor com 3,8 mm de altura, enquanto o maior componente do projeto sugerido é o capacitor com 16 mm de altura, considerando que deve existir uma distância entre a parte superior do capacitor e outras superfícies, para garantir o funcionamento da válvula de segurança (CHEMI-CON, 2021), a sugestão do fabricante ocupa um volume total maior.

Por fim, a Tabela 10 mostra um comparativo entre os preços para a montagem do conversor proposto no trabalho e o conversor sugerido pelo fabricante, é possível observar que apesar de mais compacto e eficiente, o projeto com o capacitor *MLCC* é um pouco mais caro ¹.

Tabela 10 – Preço dos componentes para o conversor construído e para o conversor sugerido pelo fabricante

imagem ilustrativa	componente	preço (un)	conversor construído		conversor sugerido	
			qte	Total	qte	Total
	A5973AD	\$ 1,680	1	\$ 1,68	1	\$ 1,68
	indutor primário MSS1038-393MLC	\$ 0,898	1	\$ 0,90	1	\$ 0,90
	capacitor cerâmico MLCC C2012X5R1V106M085AC	\$ 0,168	1	\$ 0,22	-	-
	capacitor eletrolítico de alumínio - 35V 330uF	\$ 0,094	-	-	1	\$ 0,09
	diodo	\$ 0,307	1	\$ 0,31	1	\$ 0,31
	Indutor secundário ME3215-102MLB	\$ 0,390	1	\$ 0,39	1	\$ 0,39
	resistores	\$ 0,026	10	\$ 0,26	9	\$ 0,23
	demais capacitores	\$ 0,104	8	\$ 0,83	7	\$ 0,73
total				\$ 4,59		\$ 4,33

Fonte: Elaborado pelo autor.

¹ Os valores apresentados na tabela 10 foram consultados em 07 de abril de 2021, no site <https://br.mouser.com>, tendo como base o preço para mil unidades de cada componente.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

As conclusões que serão expostas são baseadas principalmente na análise dos objetivos pré-determinados no capítulo introdutório deste documento. O objetivo de desenvolver conversores estáticos relativamente pequenos que possam operar próximo da carga, de maneira distribuída foi concluído com êxito, conforme exposto no capítulo 5. Neste capítulo ambos os conversores construídos validaram os projetos, demonstrando uma grande concordância com os cálculos teóricos e simulações numéricas.

Com a revisão bibliográfica foi possível modelar, projetar e dimensionar os conversores, utilizando um sistema de controle capaz de estabilizar a planta substituindo o capacitor eletrolítico por capacitores cerâmicos multicamadas, foram também selecionados componentes comerciais, que permitiram a montagem dos protótipos.

Para o objetivo de simular os conversores foi realizado o que se propôs, adicionando no perfil de simulações algumas não idealidades nos componentes, o que trouxe resultado mais aproximados dos experimentais. Sendo assim, para a validação dos projetos através da montagem experimental o objetivo foi alcançado com sucesso, a elevação de temperatura na prática foi próxima da calculada, e os resultados de eficiência foram melhores do que o esperado.

Entretanto, o trabalho de conclusão de curso envolveu áreas do conhecimento distintas, e pode principiar trabalhos futuros. Durante a execução dos projetos, novas ideias surgiram com relação a aplicação do circuito integrado e análises de perdas.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Para que o trabalho possa ter continuidade, algumas informações complementares que foram coletadas nos ensaios experimentais e, alguns tópicos a serem trabalhados são listados abaixo.

6.1.1 Perdas

Os cálculos das perdas teóricas podem ser aprimorados, pois, além do entendimento da origem da capacitância que gera a ressonância no conversor quando está operando em *DCM* e a influência dessa capacitância nas perdas, é possível estimar também a dissipação nos elementos de comando, assim como no núcleo do indutor.

6.1.2 Conversor *buck-boost*

Durante a execução do projeto, foi considerado a possibilidade da criação da topologia *buck-boost*. O fabricante do A5973AD mostra um exemplo de aplicação dessa topologia. Contudo, no exemplo o circuito integrado recebe como alimentação a diferença entre as tensões de entrada e saída. Sabendo que a máxima diferença de potencial operação admitida pelo CI é de 36 V.

Para a criação de um projeto que possa operar com a mesma fonte de entrada dos protótipos anteriores ($24 \pm 3 \text{ V}$), a máxima tensão de saída teoricamente seria de 9 V.

Todavia, equipamentos eletrônicos corriqueiramente necessitam de alimentações simétricas e seria interessante encontrar soluções para a utilização do mesmo circuito integrado na criação de uma versão de conversor capaz de entregar -15 V. Para contornar esse problema foi proposto a utilização de uma chave externa e um diodo zener capaz de garantir ao circuito integrado níveis seguros de tensão.

Por outro lado com a utilização o circuito integrado apenas como elemento de controle e uma chave externa como elemento do circuito de potência, tanto a proteção térmica quanto a proteção de corrente do CI deixam de atuar de maneira eficiente. O maior problema de não existir a proteção de curto circuito é que, para a topologia *buck-boost*, caso aconteça uma saturação da ação de controle, os níveis de corrente podem ser destrutivos, tanto para o interruptor quanto para o indutor.

Novamente, para solucionar essa preocupação adicional, o *driver* do interruptor pode prever a proteção da chave, ou então, a razão cíclica do comando deve ser limitada. Uma opção simples para isso é, limitar a tensão de saída do amplificador operacional de transcondutância com um valor menor que o pico de tensão da portadora.

A dificuldade encontrada foi que, internamente o gerador de *clock* é sincronizado com o circuito que gera a onda portadora, que por sua vez, é comparada com a malha de realimentação do *feedback*. Contudo, por mais que o fabricante tenha especificado as tensões de operação do amplificador, as tensões da onda portadora não estão presentes no catálogo.

Foi elaborado protótipo adicional a esse trabalho de conclusão de curso, assumindo que a tensão da portadora seria a mesma tensão de operação do *AmpOp*, sendo assim, foi adicionado um diodo zener que limitaria a razão cíclica em menos de 90%. Porém isso não é verdade e, a saturação do controle ocasionou a destruição da chave. A identificação dos níveis de tensão da portadora podem ser obtidos experimentalmente. Sendo assim, isso fica como sugestão para trabalhos futuros, assim como a elaboração de um *driver* eficiente para o interruptor externo.

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Modelagem de Conversores CC- CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: Edição dos autor, 2015. Citado na página 22.
- BROWN, Jess; SILICONIX, V. Point of load converters—the topologies converters and switching devices required for efficient conversion. In: **PCIM conference**. [S.l.: s.n.], 2002. Citado na página 17.
- CHEMI-CON, N. Precautions and guidelines (aluminum electrolytic capacitors). **CAT.**, No. E1001V, 2021. Disponível em: <<https://www.chemi-con.co.jp/products/relatedfiles/capacitor/catalog/al-precaution-e.pdf>>. Acesso em: 25 abr. 2021. Citado na página 57.
- DONEV, Jason. et al. Energy education - energy density. University D, 2018. Disponível em: <https://energyeducation.ca/encyclopedia/Energy_density>. Acesso em: 01 abr. 2021. Citado na página 24.
- DUBILIER, Cornell. Aluminum electrolytic capacitor application guide. **Technology**, v. 864, p. 1–22, 2011. Disponível em: <<https://www.cde.com/resources/catalogs/AEappGUIDE.pdf>>. Citado na página 25.
- ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. 2 edição. ed. Nova York: Springer Science & Business Media, 2007. Citado na página 21.
- FERREIRA, André Augusto; POMILIO, José Antenor. Estado da arte sobre a aplicação de supercapacitores em eletrônica de potência. **Eletrônica de Potência**, v. 10, n. 2, p. 25–32, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- FISCHER, Guilherme da Silva. **Extensão do one cycle control com modulação Leading-Edge para operação com baixa carga e baixa distorção harmônica total aplicada ao retificador bridgeless totem pole**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2018. 150 p. Citado na página 27.
- HURLEY, William G; WÖLFLE, Werner H. **Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. Citado na página 26.
- INSTRUMENTS, TEXAS. An-2020 thermal design by insight, not hindsight. **SNVA419C**, Dallas, Texas, 2010. Citado na página 28.
- JORDAN, D. Choosing a capacitor for use as a switch-mode power supply filter. **Defense Tech Briefs**, 2011. Disponível em: <<https://www.aerodefensetech.com/component/content/article/adt/features/articles/12259>>. Citado na página 25.
- KING, Brian M. Understanding the load-transient response of Idos. **Analog Applications Journal**, Texas Instruments Incorporated, p. 19–24, 2000. Citado na página 17.
- LEE, Fred C; LI, Qiang. High-frequency integrated point-of-load converters: Overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 9, p. 4127–4136, 2013. Citado na página 20.

MEURER, Evandro Jacob. **Estudo das perdas magnéticas interlaminares em máquinas elétricas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, SC, 2005. 122 p. Citado na página 26.

POMILIO, J. A. Modelagem de conversores: Modelo da chave pwm. **Notas de aula**, Fontes Chaveadas, Faculdade de Engenharia elétrica e de Computação - UNICAMP, p. 1–13, 2020. Disponível em: <<https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdffiles/it505/CAP9.pdf>>. Acesso em: 25 abr. 2021. Citado na página 22.

QIAO M. PARTO, P. AMIRANI R. Stabilizing buck converters with transconductance amplifiers. **EE Times**, El Segundo, Califórnia, International Rectifier, 2002. Disponível em: <<https://www.eetimes.com/stabilizing-buck-converters-with-transconductance-amplifiers>>. Acesso em: 10 nov. 2020. Citado 3 vezes nas páginas 22, 23 e 24.

REN, Yuancheng et al. Analysis of the power delivery path from the 12 v vr to the microprocessor. In: IEEE. **Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04**. [S.l.], 2004. v. 1, p. 285–291. Citado na página 18.

Reusch, D.; Strydom, J. Understanding the effect of pcb layout on circuit performance in a high frequency gallium nitride based point of load converter. In: **2013 Twent y-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 649–655. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 20.

STMICROELECTRONICS. **A5973AD**. 2014. Disponível em: <<https://www.st.com/en/power-management/a5973ad.html>>. Citado na página 27.

VALCHEV, Vencislav Cekov; BOSSCHE, Alex Van den. **Inductors and transformers for power electronics**. [S.l.]: CRC press, 2018. Citado na página 26.

ZOU, Chen et al. High temperature capacitors with high energy density. In: IEEE. **2012 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)**. [S.l.], 2012. p. 419–421. Citado na página 24.

ANEXOS

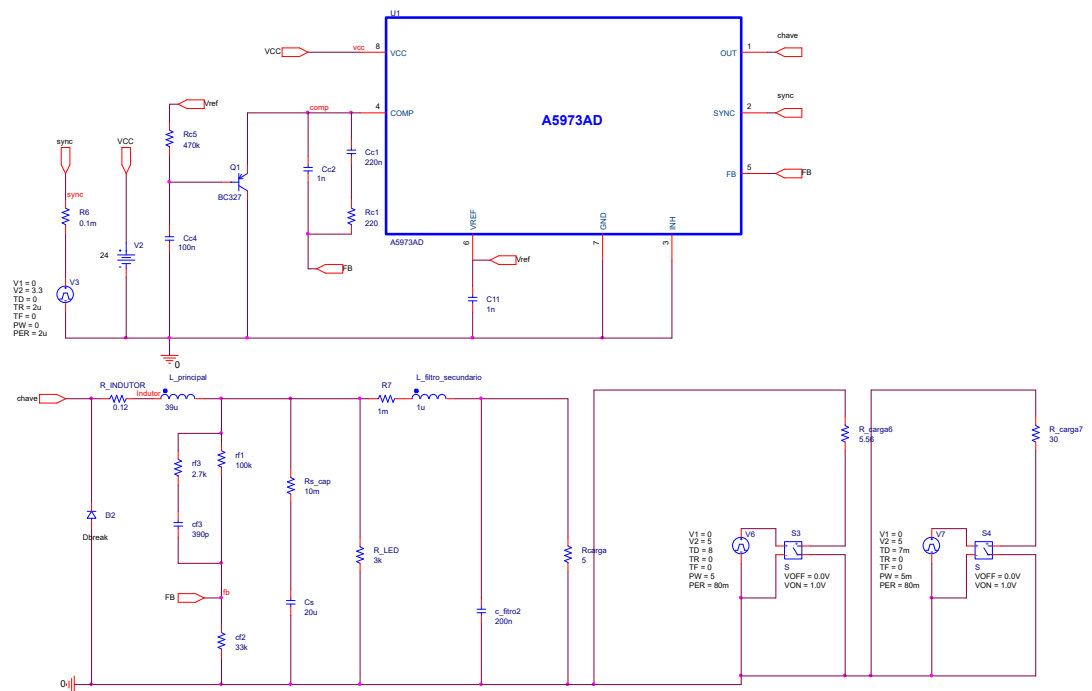
ANEXO A – SIMULAÇÃO

Neste anexo são apresentados os principais arquivos das simulações.

A.1 ESQUEMÁTICO DAS SIMULAÇÕES

O esquemático usado nas simulações é apresentado na Figura 38, sendo que os parâmetros dos componentes do controle e da carga foram alterados conforme o objetivo específico de cada simulação realizada.

Figura 38 – Esquemático usado para as simulações dos conversores *buck*

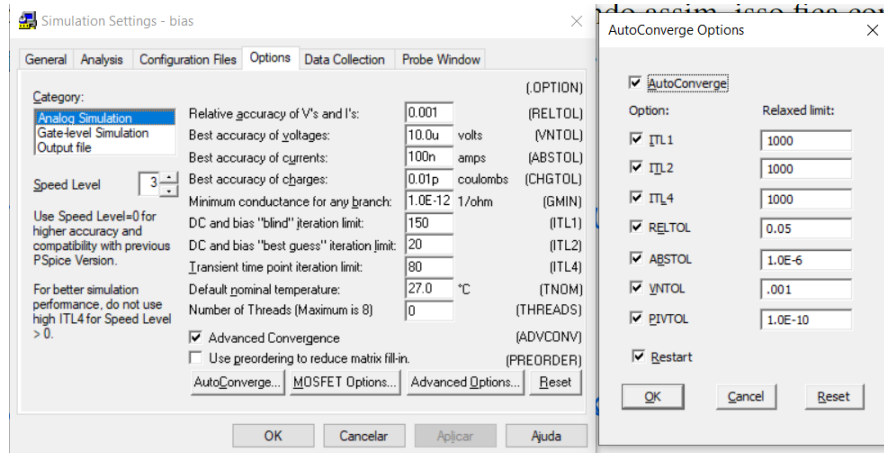


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A.2 CONFIGURAÇÕES DE CONVERGÊNCIA

Os parâmetros utilizados nas configurações e na função de auto convergência estão apresentados na Figura 39

Figura 39 – Esquemático usado para as simulações dos conversores *buck*



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A.3 ARQUIVO .NET DAS SIMULAÇÕES

```
* source BUCK_CERAMICO_CLOSED_LOOP1
.EXTERNAL OUTPUT sync
.EXTERNAL OUTPUT VCC
.EXTERNAL OUTPUT Vref
.EXTERNAL OUTPUT FB
.EXTERNAL OUTPUT chave
C_Cc2 COMP FB 1n IC=-0.110 TC=0,0
X_Q1 0 N100939 N100939 awbbc327 PARAMS:
+ V_V3 N115777 0
+PULSE 0 3.3 0 2u 0 0 2u
L_L_principal INDUTOR N100475 39u IC=1
R_rf3 N100873 N100475 2.7k TC=0,0
C_Cs N100985 0 20u IC=5 TC=0,0
R_Rc5 N100939 VREF 470k TC=0,0
V_V2 VCC 0 24
R_cf2 0 FB 33k TC=0,0
C_cf3 N100873 FB 390p IC=3.74 TC=0,0
C_c_fitro2 CARGA 0 200n IC=5 TC=0,0
R_R7 N100475 N1003570 1m TC=0,0
R_Rc1 FB N100969 220 TC=0,0
R_R6 N115777 SYNC 0.1m TC=0,0
R_R_LED N100475 0 3k TC=0,0
C_Cc4 N100939 0 100n IC=0.3 TC=0,0
C_C11 0 VREF 1n IC=3.3V TC=0,0
```

```

L_L_filtro_secundario N1003570 CARGA 1u IC=1A
R_rf1 FB N100475 100k TC=0,0
D_D2 0 CHAVE Dbreak
R_R_INDUTOR CHAVE INDUTOR 0.12 TC=0,0
R_Rs_cap N100475 N100985 10m TC=0,0
X_U1 COMP FB 0 0 CHAVE SYNC VCC VREF A5973AD
C_Cc1 COMP N100969 220n IC=-0.110 TC=0,0
R_R_carga6 0 N108124 5.56 TC=0,0
X_S3 N108130 0 N108124 0 SCHEMATIC1_S3
V_V6 N108130 0
+PULSE 0 5 8 0 0 5 80m
R_R_carga7 0 N108692 30 TC=0,0
X_S4 N108698 0 N108692 0 SCHEMATIC1_S4
V_V7 N108698 0
+PULSE 0 5 7m 0 0 5m 80m
R_Rcarga 0 CARGA 5 TC=0,0

.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
S_S3 3 4 1 2 _S3 RS_S3 1 2 1G
.MODEL _S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=1.0 Voff=0.0V Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S3

.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S4 3 4 1 2 _S4
RS_S4 1 2 1G
.MODEL _S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=1.0 Voff=0.0V Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S4

```