

Ana Laís Rui Oliveira

**Análise e projeto de um conversor CC–CC *interleaved* de
alto ganho e eficiência para células a combustível**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica com Ênfase em Eletrônica, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

**São Carlos
2019**

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

R532a Rui-Oliveira, Ana Laís
 Análise e projeto de um conversor CC-CC interleaved
 de alto ganho e eficiência para células a combustível /
 Ana Laís Rui-Oliveira; orientador Ricardo Quadros. São
 Carlos, 2019.

 Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
 ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
 Carlos da Universidade de São Paulo, 2019.

 1. Fontes alternativas de energia. 2. Geração
 distribuída. 3. Micro-rede. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Ana Lais Rui Oliveira

Título: "Análise e projeto de um conversor CC-CC interleaved de alto ganho e eficiência para células a combustível"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 07/06/2019,

com NOTA 10,0 (dez, zero), pela Comissão Julgadora:

Prof. Associado Ricardo Quadros Machado - Orientador - SEL/EESC/USP

Mestre Rafael Fernando Quirino Magossi - Centro Federal de Educação Tecnológica, Campus Nova Friburgo (CEFET-RJ)

Mestre Rafael Guedes Lang - Doutorando - SEL/EESC/USP

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino

Este trabalho é dedicado a todas as mulheres nas áreas de ciências, que lutam contra preconceitos e quebram barreiras diariamente. Que nossa contribuição se torne cada vez maior.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, Tânia Maria Queiroz Rui Oliveira e Jairo Antunes de Oliveira, que estiveram ao meu lado em todas as conquistas que tive na minha vida, me inspirando com suas próprias realizações e bom caráter a ser a melhor pessoa que eu posso ser, em todos os aspectos da vida.

Também gostaria de agradecer à minha irmã, Ana Laura Rui Oliveira, que me mostrou o que era amizade verdadeira e companheirismo desde o meu primeiro dia de vida, e por ser a pessoa em quem me inspiro diariamente para ser uma pessoa mais forte.

Agradeço ao meu namorado, Murilo Furlan, que conheci nesta faculdade, por ter ficado ao meu lado todos esses anos, sendo a pessoa em quem eu podia me apoiar nos piores momentos e a pessoa com quem eu mais queria estar em todos os bons momentos, e por nunca ter me deixado esquecer do meu potencial. Obrigada pela amizade, companheirismo e por todas as lembranças.

Agradeço ao Rafael Magossi por ter visto potencial em mim e ter sido um amigo muito especial e inspirador, e por toda a ajuda dada a mim não apenas nesta pesquisa, mas sempre que precisei. Obrigada por ser tão compreensivo e paciente.

Agradeço a todos os amigos que fiz em São Carlos e que estiveram ao meu lado nesses anos de faculdade, se tornando parte muito grande de mim. Um agradecimento especial ao Guilherme Segato, João Victor Montanha, João Mário Kunzle e Arthur Demarchi, por terem cuidado de mim como se fossem minha família.

Agradeço a todos os integrantes do grupo Warthog Robotics pela amizade e por todo o conhecimento, ajuda e experiências que me proporcionaram ao longo da graduação.

Agradeço ao professor Ricardo Quadros Machado por ter me dado o prazer e honra de ser sua orientanda nesta pesquisa.

Agradeço às pessoas do LFAPE pela ajuda e conhecimento que me passaram ao longo deste projeto. Em especial, gostaria de agradecer ao Mateus Siqueira Quinalia e ao Guilherme Fuzato.

Agradeço também às pessoas da graduação e secretaria da elétrica, que me ajudaram e auxiliaram nesses anos, principalmente ao João Paulo Pereira Carmo e à Jussara Ramos Zoia. Agradeço a todos os professores, tanto da elétrica quanto dos outros institutos, pelos ensinamentos e contribuições à minha formação.

Por fim, agradeço à EESC por ter me proporcionado experiências que levarei para minha vida toda, pessoas que sentirei a falta todos os dias e por todas as amizades verdadeiras que fiz ao longo desses anos de graduação.

*“O estudo, a busca da verdade e da beleza são domínios
em que nos é consentido sermos crianças por toda a vida.”*

Albert Einstein

RESUMO

OLIVEIRA, A. **Análise e projeto de um conversor CC–CC *interleaved* de alto ganho e eficiência para células a combustível**. 2019. 88p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2019.

As fontes alternativas de energia se mostram cada vez mais atrativas devido ao seu baixo impacto ambiental. As células a combustível são uma fonte alternativa de energia que utilizam o hidrogênio e o oxigênio como fontes primárias de energia, produzindo usualmente em sua saída energia elétrica, calor e água. Entretanto, o nível de tensão na saída da célula a combustível é baixo em comparação ao nível de tensão do sistema de distribuição. Sendo assim, torna-se necessário o uso de um conversor CC–CC elevador para interfacear a célula combustível e o inversor do sistema de distribuição. Como as células a combustível são conhecidas na literatura por fornecerem correntes elevadas em seus terminais, o uso de conversores CC–CC *interleaved* elevadores é o mais indicado, pois permitem dividir a corrente entre múltiplas fases deste conversor. Portanto, no presente projeto de pesquisa é estudado um conversor CC–CC *interleaved* elevador de alto ganho e eficiência com um número reduzido de armazenadores e chaves em relação aos conversores mais conhecidos na literatura, como o IBVM. No presente projeto de pesquisa é obtido o modelo do conversor compacto para avaliação do ganho frente à inclusão de resistências parasitas, o dimensionamento dos armazenadores e chaves, além de simulações a fim de realizar comparações com um conversor CC–CC *interleaved* elevador IBVM.

Palavras-chave: Fontes alternativas de energia; geração distribuída; micro-rede.

ABSTRACT

OLIVEIRA, A. **Analysis and design of a high gain and efficiency *interleaved* DC - DC converter for fuel cells**. 2019. 88p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2019.

Alternative energy sources are becoming increasingly attractive because of their low environmental impact. Fuel cells are an alternative energy source that uses hydrogen and oxygen as primary sources of energy, usually producing electricity, heat, and water at its output. However, the voltage level at the fuel cell output is low compared to the voltage level of the distribution system. Therefore, it is necessary to use a DC-DC converter to interface the fuel cell and the inverter of the distribution system. As fuel cells are known in the literature for providing high currents at their terminals, the use of elevating DC-DC converters is the most appropriate technique because they allow to divide the current between multiple phases of the converter. Thereby, in the present research project is studied a DC-DC *interleaved* converter of high gain and efficiency with a small number of storehouses and keys in comparison to the IBVM converters, mostly known in the literature. In the present research project the model of the compact converter is obtained for the evaluation of the gain with the inclusion of parasite resistances, the design of the storage components and keys, besides simulations, in order to make comparisons with a IBVM lifter DC – DC *interleaved* converter.

Keywords: Alternative energy sources; distributed generation; micro-network.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Ilustração da técnica <i>interleaved</i>	27
Figura 2 – Conversor IBVM.	28
Figura 3 – Conversor proposto sem perdas.	29
Figura 4 – Intervalos de chaveamento do conversor proposto.	31
Figura 5 – Subintervalo 1.	32
Figura 6 – Subintervalo 2.	33
Figura 7 – Subintervalo 4.	34
Figura 8 – Variação do ganho para ciclo de trabalho variando de 0 a 0,9.	37
Figura 9 – Ciclo de trabalho x ganho.	37
Figura 10 – Comparação entre as respostas obtidas no PSIM e a função de transferência do modelo de pequenos sinais para uma variação de 0,01 no ciclo de trabalho.	40
Figura 11 – Comparação entre o diagrama de Bode obtido no PSIM e através função de transferência do modelo de pequenos sinais.	40
Figura 12 – Curva de eficiência do conversor com os parâmetros mostrados na Tabela 2.	41
Figura 13 – Diagrama de Nyquist do conversor proposto.	41
Figura 14 – Diagramas de polos e zeros do conversor proposto em malha aberta.	42
Figura 15 – Diagrama de polos e zeros do conversor proposto com realimentação unitária.	42
Figura 16 – Efeito da perda de condução resistiva r_{C1} na eficiência do conversor.	45
Figura 17 – Efeito da perda de condução resistiva r_{C2} na eficiência do conversor.	45
Figura 18 – Efeito da perda de condução resistiva r_{D1} na eficiência do conversor.	46
Figura 19 – Efeito da perda de condução resistiva r_{D2} na eficiência do conversor.	46
Figura 20 – Efeito da perda de condução resistiva r_{L1} na eficiência do conversor.	47
Figura 21 – Efeito da perda de condução resistiva r_{L2} na eficiência do conversor.	47
Figura 22 – Efeito da carga R_o na eficiência do conversor.	48
Figura 23 – Efeito da perda de condução resistiva r_{C1} no ganho do conversor.	48
Figura 24 – Efeito da perda de condução resistiva r_{C2} no ganho do conversor.	49
Figura 25 – Efeito da perda de condução resistiva r_{D1} no ganho do conversor.	49
Figura 26 – Efeito da perda de condução resistiva r_{D2} no ganho do conversor.	50
Figura 27 – Efeito da perda de condução resistiva r_{L1} no ganho do conversor.	50
Figura 28 – Efeito da perda de condução resistiva r_{L2} no ganho do conversor.	51
Figura 29 – Efeito da carga R_o no ganho do conversor.	51
Figura 30 – Efeito da perda de condução resistiva r_{S1} no ganho do conversor.	52
Figura 31 – Efeito da perda de condução resistiva r_{S2} no ganho do conversor.	52

Figura 32 – Tensão de saída com variação da carga em Malha Fechada simulada no Simulink.	54
Figura 33 – Variação do ciclo de trabalho para variação da carga em malha fechada simulada no Simulink.	54
Figura 34 – Tensão de saída com variação da carga em malha fechada simulada no PSIM.	55
Figura 35 – Variação do ciclo de trabalho para variação da carga em malha fechada simulada no PSIM.	55
Figura 36 – Tensão de saída com variação da tensão de entrada em malha fechada simulada no PSIM.	56
Figura 37 – Variação do ciclo de trabalho para variação da tensão de entrada em malha fechada simulada no PSIM.	56
Figura 38 – Diagrama de polos e zeros do conversor proposto com o controlador e realimentação unitária.	57
Figura 39 – Carga utilizada.	58
Figura 40 – Esquemático do conversor no Proteus.	59
Figura 41 – PCB <i>layout</i> do conversor no Proteus.	59
Figura 42 – Protótipo do conversor.	60
Figura 43 – Diodo e MOSFET utilizados, respectivamente.	60
Figura 44 – Diodo e MOSFET utilizados, respectivamente.	61
Figura 45 – Driver de base do MOSFET.	61
Figura 46 – STM32 F3-Discovery.	62
Figura 47 – Sistema completo com conversor e ARM.	62
Figura 48 – Corrente de entrada dos indutores no osciloscópio.	63
Figura 49 – Corrente de entrada dos indutores no PSIM.	63
Figura 50 – Tensão de saída em marrom e corrente de entrada em azul no osciloscópio.	64
Figura 51 – Tensão de saída em azul e corrente de entrada em marrom no PSIM.	64
Figura 52 – Curva do ganho em função do ciclo de trabalho experimental.	65
Figura 53 – Pinos utilizados para geração do PWM.	83
Figura 54 – Configurações do TIMER1.	84
Figura 55 – Configurações do TIMER1.	85
Figura 56 – Configurações do TIMER2.	86
Figura 57 – TIMER1 e TIMER2.	87
Figura 58 – Configuração do clock.	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Temperaturas, potência, áreas de aplicações e vantagens das células a combustível	26
Tabela 2 – Parâmetros do conversor	39
Tabela 3 – Valores experimentais obtidos e calculados.	65

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EESC	Escola de Engenharia de São Carlos
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
USP	Universidade de São Paulo
USPSC	Campus USP de São Carlos

LISTA DE SÍMBOLOS

Δ	Diferença
K_p	Constante proporcional
K_i	Constante integradora
\dot{X}	Modelo médio
P	Potência
i	Corrente
I	Corrente média
η	Rendimento
C	Capacitância
L	Indutância
V_g	Tensão da fonte
\dot{x}	Modelo em espaço de estados
D	Duty-cycle
G	Ganho
C(s)	Controlador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	Células a combustível	25
1.2	Conversores CC-CC	27
1.2.1	Conversor IBVM	28
1.2.2	Conversor proposto	29
2	DESENVOLVIMENTO	31
2.1	Subintervalos	31
2.1.1	Subintervalo 1	31
2.1.2	Subintervalo 2	32
2.1.3	Subintervalo 3	34
2.1.4	Subintervalo 4	34
2.2	Modelo médio do conversor CC-CC	35
2.3	Modelo de Pequenos Sinais	37
2.4	Projeto dos componentes ativos e passivos do conversor	43
2.5	Comparação do conversor proposto com o IBVM	44
2.6	Análise e operação em malha fechada	44
2.6.1	Controle no modo tensão	53
2.7	Resultados Experimentais	57
2.7.1	Materiais utilizados	57
2.7.2	Resultados obtidos	58
3	CONCLUSÃO	67
	REFERÊNCIAS	69
	APÊNDICES	71
	APÊNDICE A – CÓDIGO GERADO ATRAVÉS DO STMCUBEMX PARA GERAÇÃO DOS PWM	73
	APÊNDICE B – PINOS E CONFIGURAÇÕES DE CLOCK E TI- MERS	83

1 INTRODUÇÃO

Após a revolução industrial (1850-1914), a demanda por energia elétrica aumentou, principalmente na forma de combustíveis fósseis. Porém, a necessidade da produção de energia em grande escala para suprir a demanda energética da sociedade causou diversos problemas ambientais devido aos combustíveis fósseis, desde sua extração até a sua queima. A necessidade de produzir uma quantidade de energia cada vez maior combinada ao interesse do uso de fontes com menor impacto ambiental têm estimulado o desenvolvimento de sistemas de geração distribuída utilizando energias renováveis (FUZATO, 2015).

Atualmente, com essa crescente demanda energética, há um largo investimento na produção de energia. Embora dentre as fontes de energia renováveis as fontes de energia fotovoltaica e eólica têm apresentado vastos investimentos em escala global, com aproximadamente 70% dos investimentos totais, podem-se destacar, também, as células a combustível como uma fonte de energia renovável em expansão (FUZATO, 2015; HUANG; ZHANG; JIANG, 2006).

1.1 Células a combustível

As células a combustível convertem energia química diretamente em energia elétrica com alta eficiência e baixa emissão de poluentes, utilizando o hidrogênio como combustível. É um sistema com emissão nula de poluentes pois não emite nenhum gás nocivo e só produz água e calor como perdas das reações (STEELE; HEINZEL, 2001; CARRASCO et al., 2006; DAS; TAN; YATIM, 2017).

As células a combustível são classificadas em diferentes grupos, de acordo com suas propriedades químicas e temperatura de operação. Kirubakaran, Jain e Nema (2009) classificou as células a combustível em 6 principais grupos, baseados na escolha do combustível e do eletrólito. Em Das, Tan e Yatim (2017) é possível encontrar a Tabela 1, que mostra um resumo das características operacionais e especificações técnicas de diferentes tipos de células a combustível e suas áreas de aplicações.

Uma aplicação das células a combustível que ganhou popularidade nos últimos anos foi na tecnologia veicular, devido à sua alta eficiência, confiabilidade e por ser uma fonte de energia limpa. Os veículos elétricos podem ser classificados em três tipos: veículo elétrico a bateria (BEV), veículo elétrico a célula a combustível (FCEV) e veículo elétrico híbrido com células a combustível (FCHEV) (DAS; TAN; YATIM, 2017).

Tipicamente, um veículo elétrico híbrido com células a combustível (FCHEV, em inglês) consiste na utilização da célula a combustível combinada a um sistema de armazenamento composto por uma bateria/ultracapacitor como fonte de energia.

Tipo de célula a combustível	Eletrólito comum	Combustível	Tensão da célula	Temperatura de operação (°C)	Potência do sistema (kW)	Eficiência elétrica (%)	Aplicações	Vantagens
AFC	Solução aquosa de hidróxido de potássio embebida numa matriz	H ₂ puro	1,0	90-100	10-100	60	Militar, espacial	Reação catódica mais rápida em eletrólitos alcalinos, leva a um maior desempenho, pode usar uma variedade de catalisadores. Maior eficiência global com CHP, maior tolerância a impurezas no hidrogênio
PAFC	Ácido fosfórico líquido embebido numa matriz	H ₂ puro	1,1	150-200	50-1000	>40	Geração distribuída	
SOFC	Zircônia estabilizada com ítria	H ₂ , CO, C _H ₄, outros	0,8-1,0	600-1000	<1-3000	35-43	Potência auxiliar, utilidade elétrica, larga geração distribuída	
MCFC	Solução líquida de carbonato de lítio, sódio e/ou potássio, embebida em matriz	H ₂ , CO, C _H ₄, outros	0,7-1,0	600-700	<1-1000	45-47	Utilidade elétrica, larga geração distribuída	Alta eficiência, flexibilidade de combustível, pode usar uma variedade de catalisadores, adequado para CHP
PEMFC	Polímero orgânico sólido ácido poli-perfluorosulfônico	H ₂ puro	1,1	50-100	<1-250	53-58	Potência reserva, energia portátil, pequena geração distribuída, transportes	Eletrólito sólido reduz a corrosão e problemas de gerenciamento de eletrólitos, baixa temperatura, rápido início
DMFC	Membrana polimérica sólida	C _H ₃OH	0,2-0,4	60-200	0,001-100	40	Celulares, computadores e outros dispositivos portáteis	Custo reduzido devido a ausência de reformadores de combustível

FCHEVs apresentam um grande número de benefícios ambientais, como baixo nível de poluição, baixo nível de barulho, baixa temperatura do sistema, produção de água, economia de combustíveis fósseis devido a alta eficiência e boa carga parcial (DAS; TAN; YATIM, 2017; HEGAZY; MIERLO; LATAIRE, 2012).

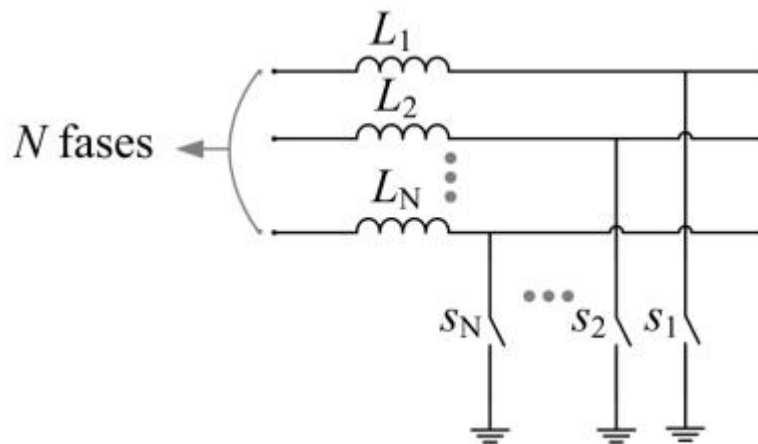
As células a combustível são fontes de energia renovável que operam em baixa e média potência com baixas tensões, tornando-se necessário o uso de um conversor eletrônico de potência para aumentar sua tensão de saída (SHAHIN et al., 2010). Esses conversores são apropriados para aplicações com conexão à rede de energia já que, quanto maior a tensão no barramento CC do inversor que conecta o sistema à rede de energia, menor será a relação entre o número de espiras do transformador responsável pela isolamento galvânica (MAGOSS, 2017).

1.2 Conversores CC-CC

O emprego da célula a combustível como fonte principal exige o aumento e regulação de sua tensão de saída para conectá-la à rede (SHAHIN et al., 2010). Nesse contexto, a topologia correta e perdas parasitas dos componentes passivos são fatores chave em termos de eficiência, ganho e nível de potência transmitida.

Entre as mais importantes estruturas de conversores CC-CC, a técnica *interleaved* oferece muitas vantagens, como a divisão de corrente entre as fases, *ripple* de corrente sobre a fonte reduzido (que é proporcional ao número de fases) e o uso de semicondutores mais baratos e indutores de menor volume e peso (LEE et al., 2000; HEGAZY; MIERLO; LATAIRE, 2012; FUZATO et al., 2016). Essa técnica é o resultado da conexão de conversores CC-CC em paralelo, conforme mostra a Figura 1, sendo que, em geral, o filtro de saída é compartilhado pelas N fases empregadas (FUZATO, 2015).

Figura 1: Ilustração da técnica *interleaved*.



Fonte: Fuzato (2015).

O uso de células multiplicadoras de tensão em cascata com conversores boost *interleaved* permite ao conversor CC-CC alcançar ganhos de tensão mais elevados do que o boost (ERICKSON, 2000). Em Fuzato et al. (2016), os autores descrevem o uso de um conversor boost *interleaved* com multiplicador de tensão na saída (IBVM, da sigla em inglês) aplicado como interface eletrônica para sistemas com células a combustível.

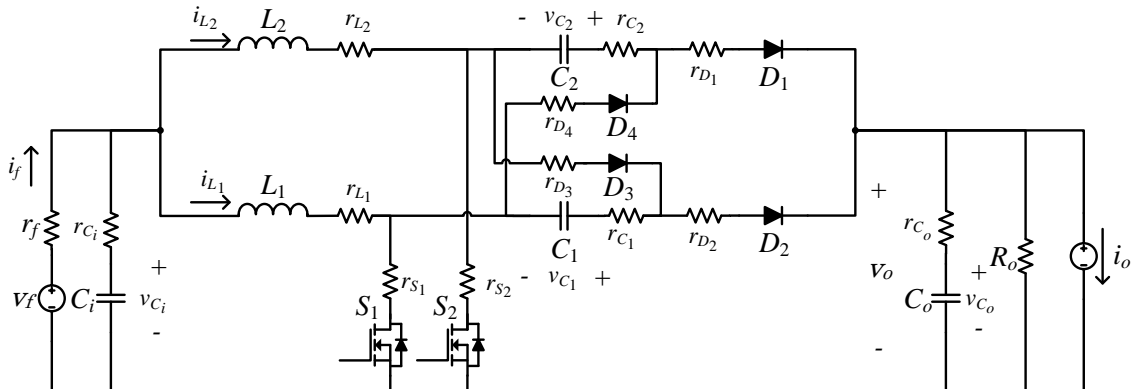
1.2.1 Conversor IBVM

O conversor IBVM, mostrado na Figura 2, é um conversor boost *interleaved* de duas fases, com a corrente dividida entre essas duas fases, em série com uma célula que dobra a tensão. O ganho ideal de tensão desse conversor pode ser obtido considerando-se que o conversor boost *interleaved* apresenta o mesmo ganho de um conversor boost como descrito em Erickson (2000). Quando o boost *interleaved* é colocado em série com uma célula multiplicadora de tensão, o ganho de tensão, que é expresso em função do ciclo de trabalho, é dobrado.

Os resultados apresentados para o conversor IBVM aplicado em sistemas de geração distribuída com células a combustível mostram que, com a inserção das resistências parasitas, existe um ciclo de trabalho máximo para que o ganho do conversor se mantenha dobrado, além de ser possível notar que as resistências parasitas dos capacitores da célula multiplicadora apresentam um impacto menor no ganho de tensão do que as resistências parasitas da fonte, indutores e das chaves (FUZATO, 2015).

Por mais que o conversor IBVM tenha se mostrado satisfatoriamente eficiente, com eficiência acima de 95%, ele ainda apresenta um número elevado de chaves passivas e capacitores flutuantes, podendo provocar uma queda na eficiência do conversor devido às resistências parasitas e perdas de comutação. Levando os fatores citados anteriormente em consideração, o presente projeto de pesquisa propõe o estudo de um conversor boost *interleaved* que possui o mesmo ganho do conversor de Fuzato et al. (2016), mas com menos componentes.

Figura 2: Conversor IBVM.

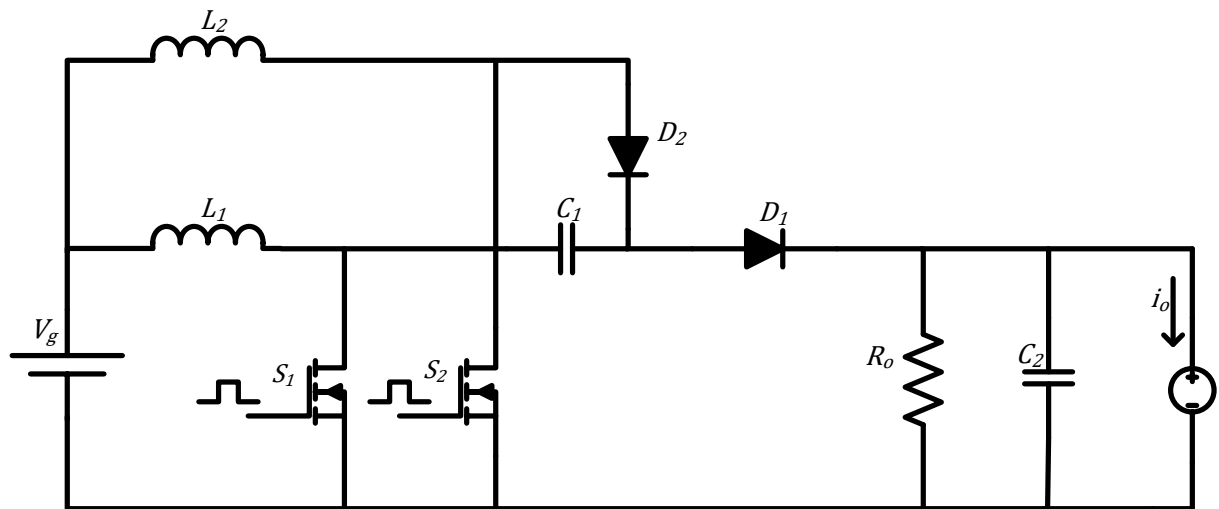


Fonte: Fuzato et al. (2016).

1.2.2 Conversor proposto

O conversor proposto nesta pesquisa, já apresentado em [Zhou L.W. \(2012\)](#), está mostrado na Figura 3. Ele funciona em quatro subintervalos de chaveamento, e como é possível observar, apresenta menos componentes que o conversor IBVM citado anteriormente. A modelagem e o estudo detalhados do conversor serão abordados nos próximos capítulos, assim como sua construção e teste experimental.

Figura 3: Conversor proposto sem perdas.

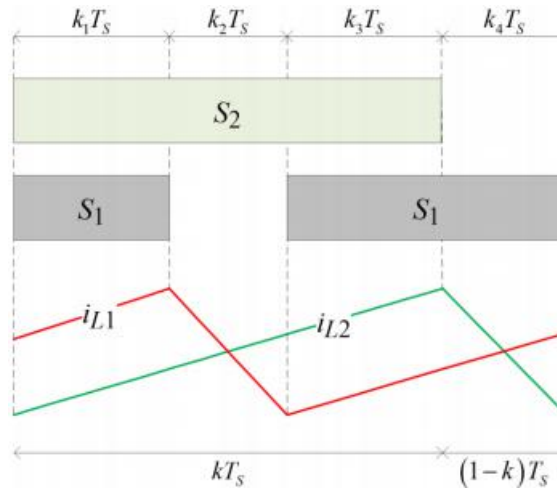


Fonte: Próprio autor.

2 DESENVOLVIMENTO

A metodologia apresentada nesta seção será utilizada para obter o modelo em espaço de estados do conversor CC–CC proposto com inclusão das resistências parasitas dos armazenadores e chaves. Como o conversor utiliza duas fases, as mesmas operam defasadas de 180° entre si. Desse modo, quando o o conversor operar com um ciclo de trabalho superior a 0,5, haverá quatro subintervalos de chaveamento distintos, como mostrado na Figura 4, estudados separadamente a fim de se obter as equações que modelarão o conversor compacto.

Figura 4: Intervalos de chaveamento do conversor proposto.



Fonte: Fuzato (2015).

2.1 Subintervalos

Os quatro subintervalos são descritos a seguir, assim como as equações e matrizes para construção do sistema no espaço de estados.

2.1.1 Subintervalo 1

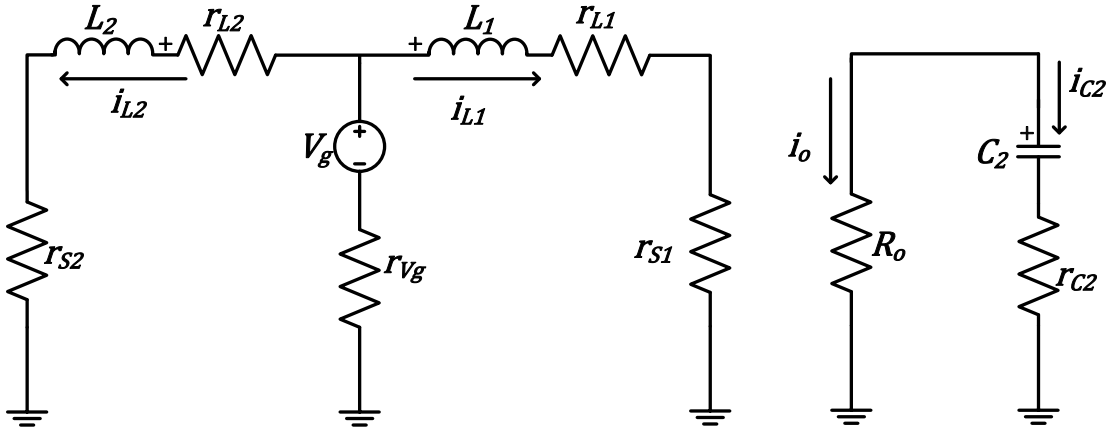
No primeiro subintervalo, no qual as duas chaves estão fechadas, ambos os diodos estão polarizados reversamente e, portanto, estão cortados. O circuito resultante pode ser visualizado na Figura 5. Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff nas malhas dos dois indutores e a lei das correntes no circuito do capacitor de saída obtém-se as seguintes equações:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1} - \frac{i_{L1}(r_{L1} + r_{S1})}{L_1} - \frac{r_{Vg}(i_{L1} + i_{L2})}{L_1} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_g}{L_2} - \frac{i_{L2}(r_{L2} + r_{S2})}{L_2} - \frac{r_{Vg}(i_{L1} + i_{L2})}{L_2} \quad (2.2)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{C_2(R_o + r_{C2})} \quad (2.3)$$

Figura 5: Subintervalo 1.



Fonte: Próprio autor.

Assim (2.1), (2.2) e (2.3) podem então ser rearranjadas na forma matricial $\dot{x} = A_1x + B_1u$, onde

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{S1}+r_{Vg})}{L_1} & -\frac{r_{Vg}}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{r_{Vg}}{L_2} & -\frac{(r_{L2}+r_{S2}+r_{Vg})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(r_{C2}+R_o)} \end{bmatrix} \text{ e } B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Para:

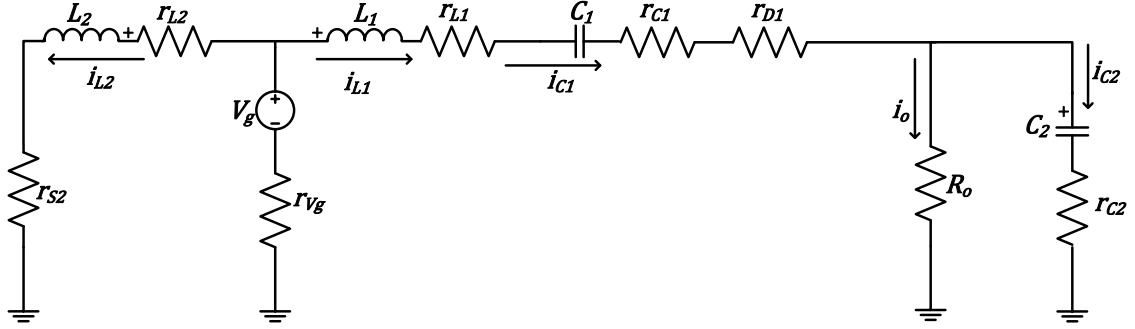
$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \text{ e } u = v_g$$

2.1.2 Subintervalo 2

Durante o segundo subintervalo, a chave S_2 permanece fechada e o diodo D_1 está conduzindo, resultando no circuito mostrado na Figura 6. Aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff nas malhas que se encontram os dois indutores, é possível obter as equações

para as tensões nos indutores, como mostrado em (2.4) e (2.5). Já ao aplicar-se a lei das correntes no circuito do capacitor de saída, obtém-se a equação para a corrente deste capacitor, como mostrado em (2.6). A equação da corrente do capacitor C_1 , como mostrado em (2.7), pode ser obtida apenas igualando-se a corrente do capacitor C_1 à corrente do indutor L_1 .

Figura 6: Subintervalo 2.



Fonte: Próprio autor.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{v_{C2}}{L_1} - \frac{i_{L1}(r_{L1} + r_{C1} + r_{D1})}{L_1} - \frac{r_{Vg}(i_{L1} + i_{L2})}{L_1} - \frac{i_{L2}r_{C2}}{L_1} \quad (2.4)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_g}{L_2} - \frac{r_{S2}i_{L2}}{L_2} - \frac{r_{Vg}(i_{L1} + i_{L2})}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} \quad (2.5)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} - \frac{v_{C2} + i_{C2}r_{C2}}{R_o C_2} \quad (2.6)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1} \quad (2.7)$$

Assim (2.4), (2.5), (2.6) e (2.7) podem então ser rearranjadas na forma matricial $\dot{x} = A_2x + B_2u$, onde

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{C1}+r_{D1}+r_{L1}+r_{Vg}}{L_1} & -\frac{r_{C2}+r_{Vg}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{r_{Vg}}{L_2} & -\frac{r_{L2}+r_{S2}+r_{Vg}}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_o}{C_2(r_{C2}+R_o)} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(r_{C2}+R_o)} \end{bmatrix} \text{ e } B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Para:

$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \text{ e } u = v_g$$

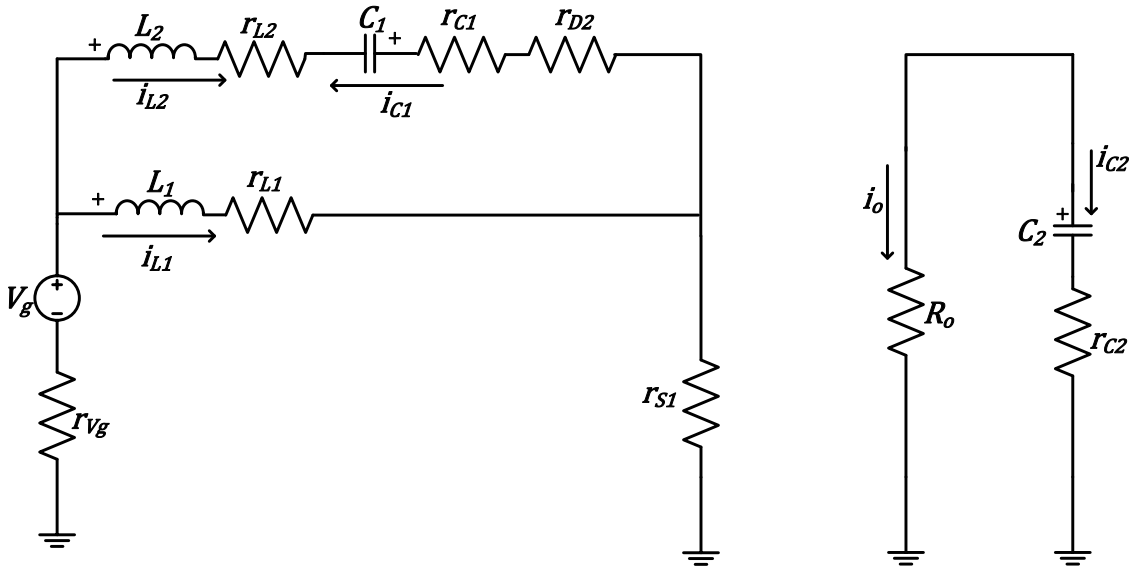
2.1.3 Subintervalo 3

Durante o terceiro subintervalo ambas as chaves permanecem fechadas e, consequentemente, as equações que representam esse subintervalo são idênticas às equações encontradas no primeiro subintervalo e, portanto, $A_3 = A_1$ e $B_3 = B_1$.

2.1.4 Subintervalo 4

Durante o quarto subintervalo, a chave S_1 permanece fechada e o diodo D_2 está conduzindo, resultando no circuito mostrado na Figura 7. Aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff nas malhas que se encontram os indutores, é possível obter as equações para as tensões nos indutores, como mostrado em (2.8) e (2.9). Aplicando-se a lei das correntes no circuito do capacitor de saída, obtém-se a equação para este capacitor, como mostrado em (2.10). Já a equação da corrente do capacitor C_1 , como mostrado em (2.11), é obtida igualando-se a corrente do capacitor C_1 à corrente do indutor L_2 .

Figura 7: Subintervalo 4.



Fonte: Próprio autor.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1} - \frac{(r_{S1} + r_{Vg})(i_{L1} + i_{L2})}{L_1} - \frac{i_{L1}r_{L1}}{L_1} \quad (2.8)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_g}{L_2} + \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{(r_{S1} + r_{Vg})(i_{L1} + i_{L2})}{L_2} - \frac{i_{L2}(r_{L2} + r_{D2} + r_{C1})}{L_2} \quad (2.9)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{v_{C2}}{C_2(R_o + r_{C2})} \quad (2.10)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \quad (2.11)$$

Assim (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11) podem então ser rearranjadas na forma matricial $\dot{x} = A_4x + B_4u$, onde

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}+r_{S1}+r_{Vg}}{L_1} & -\frac{r_{S1}+r_{Vg}}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{r_{S1}+r_{Vg}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R_o+r_{C2})} \end{bmatrix} \text{ e } B_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Para:

$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \text{ e } u = v_g$$

2.2 Modelo médio do conversor CC-CC

Uma vez obtidas as matrizes de espaço de estados que representam os circuitos de cada subintervalo de chaveamento, a matriz média que representa todo o sistema pode ser obtida através da combinação linear das matrizes de cada subintervalo, ponderadas pelo período relativo a cada subintervalo de chaveamento. Assim, o operador médio é definido como sendo $D_i = T_i/T_s$, onde T_i é o período decorrido do intervalo e T_s o período total resultante de todos os subintervalos de chaveamento. A modelagem média do conversor CC-CC pode ser obtida, então, multiplicando o operador médio de cada subintervalo pelas respectivas matrizes, como mostrado em 2.12. Como as matrizes de entrada B_i são iguais para todos os subintervalos e o operador médio de cada subintervalo é um valor entre 0 e 1 e cuja soma resulta em 1, então $B = B_i, \forall i \in \{1, 2, 3, 4\}$ resultante da modelagem média não varia.

$$\dot{x} = \left(\sum_{i=1}^4 A_i D_i \right) x + \left(\sum_{i=1}^4 B_i D_i \right) u = \left(\sum_{i=1}^4 A_i D_i \right) x + Bu \quad (2.12)$$

Sabe-se que o período que uma das chaves permanece aberta é $(1 - D)T_s$, sendo T_s o período total e D o ciclo de trabalho. Visto que o chaveamento entre as fases do conversor possui defasagem de 180° , tem-se que $D_1T_s + D_2T_s = \frac{1}{2}T_s$ e $D_3T_s + D_4T_s = \frac{1}{2}T_s$. Sendo assim, D_2 e D_4 são iguais a $(1 - D)$, o que resulta em $D_1 = D_3 = \frac{1}{2} - (1 - D) = D - \frac{1}{2}$. Pode-se concluir, portanto, que a operação matricial que fornece a matriz de estados médias do conversor quando $A_1 = A_3$ é mostrada em (2.13).

$$\begin{aligned}
A &= \sum_{i=1}^4 A_i D_i \\
&= A_1 \left(D - \frac{1}{2} \right) + A_2(1 - D) + A_3 \left(D - \frac{1}{2} \right) + A_4(1 - D) \\
&= (-A_1 + A_2 + A_4) + D(2A_1 - A_2 - A_4)
\end{aligned} \tag{2.13}$$

A modelagem média pode ser utilizada para encontrar o ganho do conversor. Através da equação (2.13), é possível encontrar a matriz A resultante.

Escolhendo-se o vetor de saída y como sendo a tensão no capacitor de saída, podemos escrever matricialmente $y = Cx$, onde $C = \begin{bmatrix} \frac{r_{C2}R_o(1-D)}{r_{C2}+R_o} & 0 & 0 & \frac{R_o}{r_{C2}+R_o} \end{bmatrix}$. Assim, a função de transferência do ganho de tensão pode ser obtida por:

$$M(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B. \tag{2.14}$$

Por simplicidade no cálculo do ganho, escolheu-se a entrada do sistema como sendo um degrau unitário, isso é $U(s) = 1/s$, que representa a fonte de tensão na entrada do circuito. Assim, pelo teorema do valor final, sabe-se que o valor em regime permanente de uma função temporal é igual ao valor obtido fazendo-se o limite da frequência (s) da mesma função no domínio da frequência multiplicada pela frequência tender a zero. Portanto, o ganho do conversor será dado por:

$$m = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} M(s) = -CA^{-1}B. \tag{2.15}$$

Substituindo-se as matrizes de estado encontradas anteriormente na equação (2.15) pode-se obter o ganho do conversor proposto:

$$m = \frac{-(2R_oV_g(D-1)(r_{C1}r_{C2}+r_{C1}R_o+r_{C2}R_o+R_o^2-Dr_{C1}R_o+Dr_{C2}R_o))}{(r_{C1}+R_o)(r_{C2}+R_o)(2r_{C1}+r_{C2}+r_{D1}+r_{D2}+r_{L1}+r_{L2}+3r_{S1}+4r_{V_g}+R_o+D^2R_o-2Dr_{C1}-Dr_{C2}-Dr_D-Dr_{D2}-2Dr_{S1}+Dr_{S2}-2DR_o)} \tag{2.16}$$

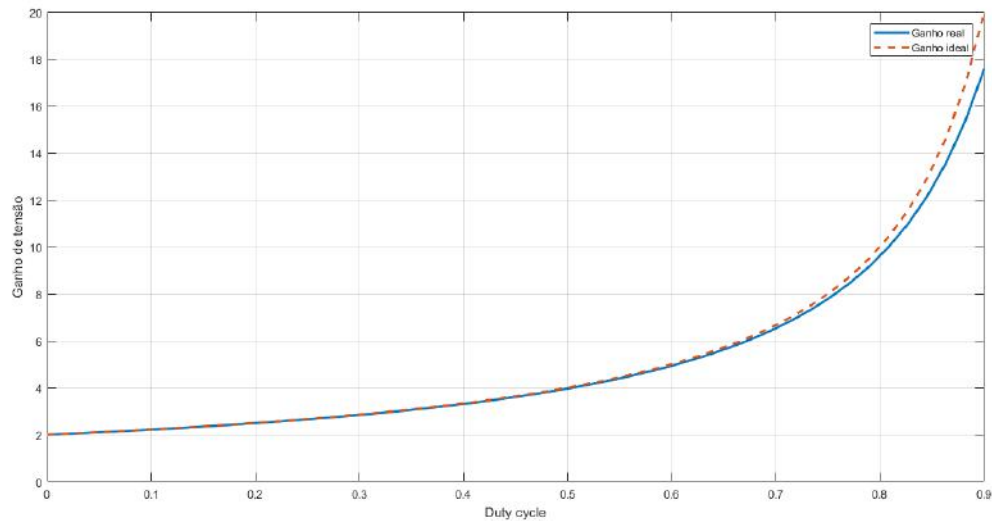
Para comparação com o ganho ideal, foram zeradas todas as resistências parasitas do circuito e, desse modo, foi possível obter um novo ganho, ideal:

$$m_{ideal} = \frac{2}{1-D} \tag{2.17}$$

Que é semelhante ao ganho ideal esperado para este circuito e igual ao ganho ideal do conversor IBVM. Foi plotado um gráfico para comparação dos ganhos ideal (sem perdas) e real (com perdas), mostrado na Figura 8. Os ganhos apresentaram comportamentos semelhantes. A partir da Figura 9 pode-se observar que o ganho do conversor real para

um ciclo de trabalho unitário não tende ao infinito como o teórico, por causa das perdas dos componentes.

Figura 8: Variação do ganho para ciclo de trabalho variando de 0 a 0,9.

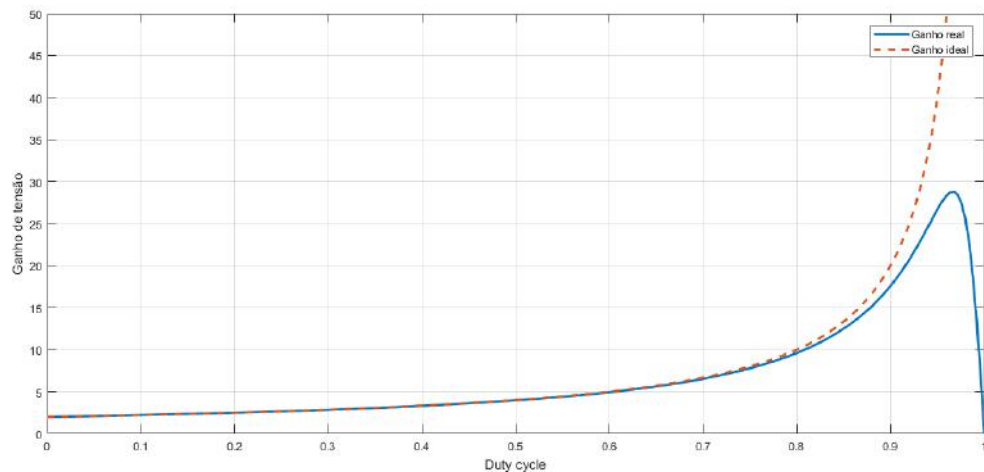


Fonte: Próprio autor.

2.3 Modelo de Pequenos Sinais

Um conversor CC-CC é um sistema que se comporta de forma não-linear. Desse modo, ao serem inseridas perturbações na entrada do sistema, $u = U + \hat{u}$, elas se propagarão para o vetor de estados, $x = X + \hat{x}$, no qual X é o valor médio CC do vetor de estados e \hat{x} é o valor CA proveniente da perturbação. Da mesma maneira tem-se, na saída, $y = Y + \hat{y}$.

Figura 9: Ciclo de trabalho x ganho.



Fonte: Próprio autor.

Sem o efeito da perturbação, o conversor proposto poderia ser descrito pela relação matricial de (2.18), a representação de um sistema no espaço de estados.

$$\dot{x} = Ax + Bu = [(-A_1 + A_2 + A_4) + D(2A_1 - A_2 - A_4)]x + Bu \quad (2.18)$$

Assim, ao inserir as perturbações no vetor de estados, no vetor de entrada, no vetor de saída e assumindo que o ciclo de trabalho D se modifica de ciclo em ciclo em torno do ponto de linearização, tem-se $d = D + \hat{d}$, onde D é o valor médio, em regime permanente, e \hat{d} é o valor CA em torno do ponto de linearização, e, desse modo, pode-se encontrar a equação (2.19).

$$\dot{X} + \hat{x} = [(-A_1 + A_2 + A_4) + (D + \hat{d})(2A_1 - A_2 - A_4)](X + \hat{x}) + B(U + \hat{u}) \quad (2.19)$$

Em regime permanente os valores das variáveis de estado são constantes e, conseqüentemente, a derivada do vetor de estados em regime permanente é igual a zero. Desse modo, é possível obter as equações (2.20), (2.21) e (2.22).

$$\dot{X} = 0 \quad (2.20)$$

$$0 = AX + BU \quad (2.21)$$

$$X = -A^{-1}BU \quad (2.22)$$

A aproximação de pequenos sinais consiste em assumir que o valor CA da perturbação é muito menor do que o valor médio das variáveis, de modo que a modelagem realizada seja válida para pequenas excursões de sinais em torno do ponto linearizado. Desse modo, pode-se obter a equação (2.23) considerando-se a variação do termo CC nula (2.20) e que os valores dos produtos entre variáveis CA são muito pequenos, ou seja, $\hat{x}\hat{d} \ll 1$.

$$\hat{x} = [(-A_1 + A_2 + A_4) + D(2A_1 - A_2 - A_4)]\hat{x} + B\hat{u} + (2A_1 - A_2 - A_4)X\hat{d} = A\hat{x} + B\hat{u} + F\hat{d} \quad (2.23)$$

Assumindo-se que o valor CA do ciclo de trabalho \hat{d} é uma nova entrada do sistema, a matriz $A = [(-A_1 + A_2 + A_4) + D(2A_1 - A_2 - A_4)]$ e que a matriz F , resultante da operação matricial $(2A_1 - A_2 - A_4)X$ pode ser incorporada à matriz de entradas, tem-se uma nova matriz de entradas, $B' = \begin{bmatrix} B & F \end{bmatrix}$, conforme mostra em (2.24).

$$\hat{x} = A\hat{x} + B\hat{u} + F\hat{d} = A\hat{x} + \begin{bmatrix} B & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u} \\ \hat{d} \end{bmatrix} = A\hat{x} + B'\hat{u}' \quad (2.24)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace na equação (2.24), é possível obter a equação (2.25). Isolando-se então o vetor de estados, é possível chegar na equação (2.26).

$$s\hat{x} = A(\hat{x}) + B'u' \quad (2.25)$$

$$\hat{x} = (sI - A)^{-1}B'u' \quad (2.26)$$

São de interesse apenas as funções de transferência nas quais a entrada é a variação do ciclo de trabalho em torno do ponto linearizado. Desse modo, basta fazer em (2.24) $\hat{u} = 0$, isto é, $\hat{x}(s)$ calculado para $\hat{u} = 0$ e assim, obtém-se a equação (2.27).

$$\hat{x}(s) = (sI - A)^{-1}F\hat{d} \quad (2.27)$$

A saída, em tensão, é obtida através da combinação linear das variáveis do vetor pelo uso da matriz de saída C_V , assumindo que a matriz $D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = D = 0$. A matriz C_V simbólica está mostrada abaixo.

$$\hat{v}_o = C_V\hat{x}(s) \quad (2.28)$$

$$C_V = \begin{bmatrix} -\frac{r_{C2}R_o(D-1)}{R_{C2}+R_o} & 0 & 0 & \frac{R_or_{C2}}{r_{C2}+R_o} \end{bmatrix}.$$

Dessa forma, é obtida a função de transferência de tensão de saída, (2.29).

$$G_V(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \quad (2.29)$$

Utilizando-se os parâmetros mostrados na Tabela 2 e uma frequência de chaveamento escolhida de $25kHz$, foi construído o modelo no PSIM. Foi colocado o sistema para trabalhar com um ciclo de trabalho médio de 0,75. Quando o sistema atingiu o regime, foi colocada uma variação de 0,01 no ciclo de trabalho, de modo que este fosse para 0,76. Captou-se, então, a resposta obtida no PSIM e a função de transferência do modelo de pequenos sinais para uma variação no ciclo de trabalho de 0,01. A comparação está mostrada na Figura 10.

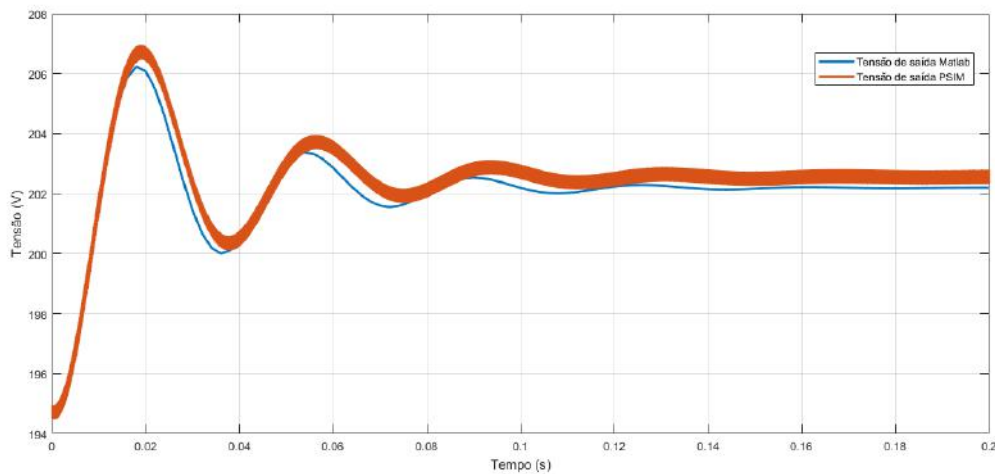
Tabela 2: Parâmetros do conversor

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_g	25V	r_{C1}	$29m\Omega$
r_{Vg}	0Ω	r_{C2}	$29m\Omega$
L_1	1mH	r_{S1}	$24m\Omega$
L_2	1mH	r_{S2}	$24m\Omega$
r_{L1}	$9m\Omega$	r_{D1}	$24m\Omega$
r_{L2}	$9m\Omega$	r_{D2}	$24m\Omega$
C_1	$10\mu F$	R_o	62,5 Ω
C_2	$1000\mu F$	D	0,75

A função de transferência encontrada para esses parâmetros é dada por:

$$G_V = \frac{-11740s^3 + 2,355 \cdot 10^7 s^2 - 1,459 \cdot 10^{11} s + 2,991 \cdot 10^{14}}{s^4 + 102,5s^3 + 1,257 \cdot 10^7 s^2 + 8,638 \cdot 10^8 s + 4,01 \cdot 10^{11}}$$

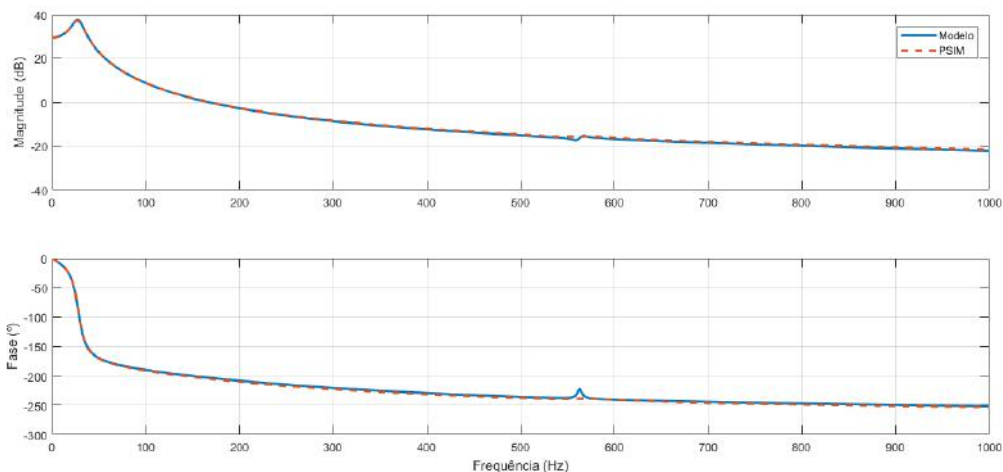
Figura 10: Comparação entre as respostas obtidas no PSIM e a função de transferência do modelo de pequenos sinais para uma variação de 0,01 no ciclo de trabalho.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 11 mostra a comparação entre o Diagrama de Bode obtido com os dados do PSIM e o obtido no MATLAB, utilizando o modelo de pequenos sinais.

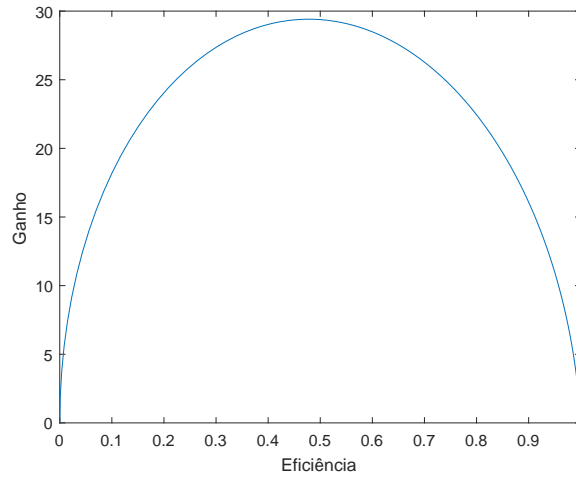
Figura 11: Comparação entre o diagrama de Bode obtido no PSIM e através função de transferência do modelo de pequenos sinais.



Fonte: Próprio autor.

A curva mostrada na Figura 12 mostra a relação entre o ganho e a eficiência do conversor. Pode-se notar que o maior ganho não está na maior eficiência e vice versa. É de interesse uma alta eficiência, assim como um ganho com valor razoavelmente alto. Através dessa curva é possível escolher um ponto que satisfaça os interesses do projetista em relação ao ganho e eficiência do conversor.

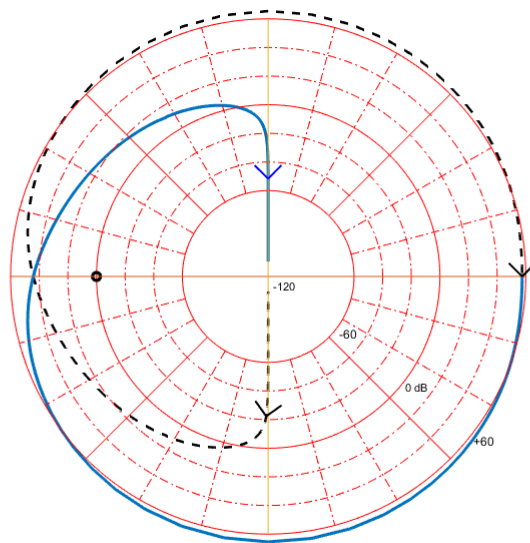
Figura 12: Curva de eficiência do conversor com os parâmetros mostrados na Tabela 2.



Fonte: Próprio autor.

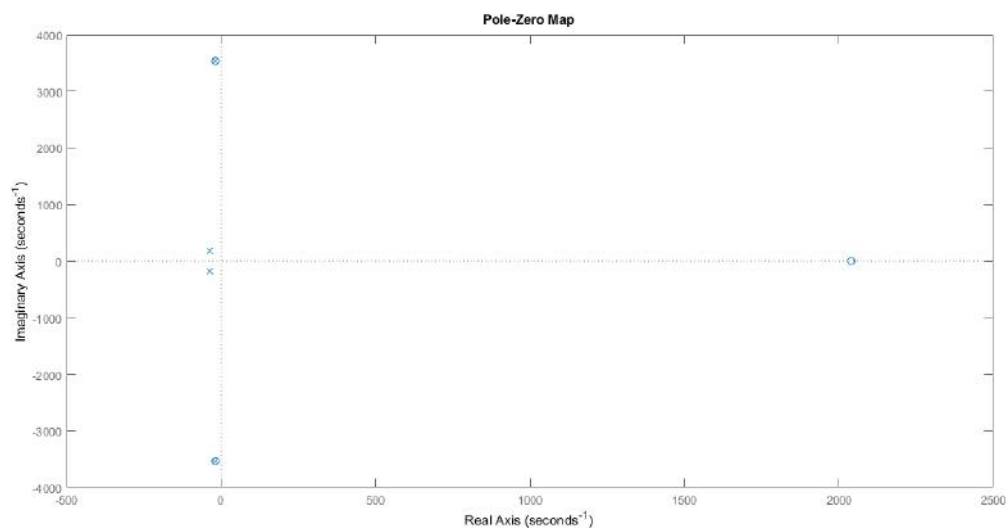
A Figura 13 mostra o Diagrama de Nyquist do sistema. Como não há polos no semi-plano direito da função de transferência de malha aberta e o número de envoltimentos do ponto -1 é igual a 2, então há 2 polos instáveis para o sistema realimentado, de acordo com o critério da estabilidade de Nyquist. O diagrama de polos e zeros é mostrado na Figura 14. Para visualização, o sistema foi realimentado e o diagrama de polos e zeros de malha fechada está mostrado na Figura 15. Pode-se notar que existe um zero no semi-plano direito. Isto ocorre pois trata-se de um sistema de fase não mínima.

Figura 13: Diagrama de Nyquist do conversor proposto.



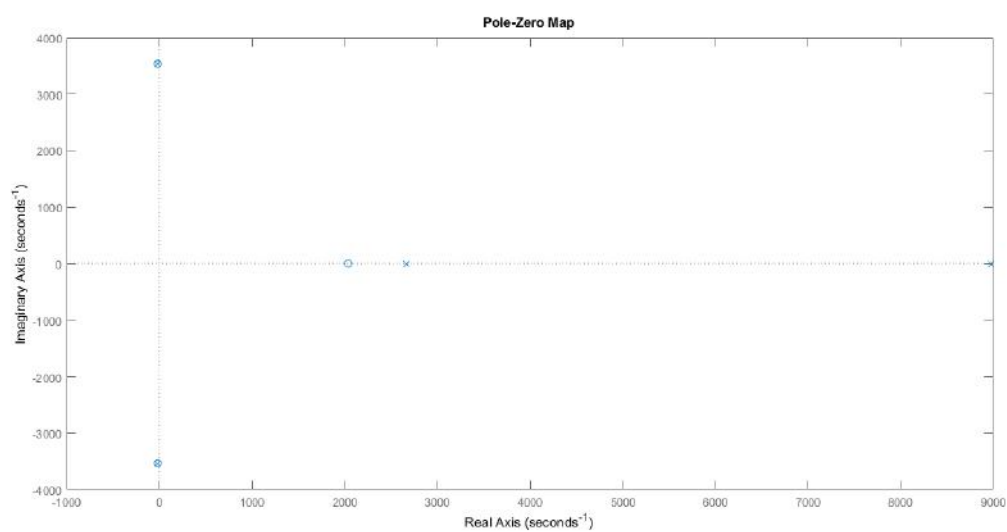
Fonte: Próprio autor.

Figura 14: Diagramas de polos e zeros do conversor proposto em malha aberta.



Fonte: Próprio autor.

Figura 15: Diagrama de polos e zeros do conversor proposto com realimentação unitária.



Fonte: Próprio autor.

2.4 Projeto dos componentes ativos e passivos do conversor

Foram calculados os *ripples*, sem perdas, das correntes nos indutores L_1 e L_2 , mostrados em (2.30) e (2.31).

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_g D T_s}{2L_1} \quad (2.30)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_g D T_s}{2L_2} \quad (2.31)$$

Também foram calculadas as correntes médias nas chaves, através do desenvolvimento da equação (2.32), para a chave S_1 , na qual $i_1(0) = I_{L1} - \Delta i_{L1}$.

$$I_{S1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(\frac{V_g}{L_1} t + i_1(0) \right) dt \quad (2.32)$$

Desse modo, é possível obter a equação (2.33). A corrente média I_{L1} já foi obtida simbolicamente através do MATLAB, e o *ripple* Δi_{L1} também é conhecido. A corrente média no indutor L_1 está mostrada em (2.34).

$$I_{S1} = \frac{V_g D^2 T_s}{2L_1} + i_1(0) D \quad (2.33)$$

$$I_{L1} = \frac{2V_g}{2r_{C1}+r_{C2}+r_{D1}+r_{D2}+r_{L1}+r_{L2}+3r_{S1}+4r_{Vg}+R_o+D^2R_o-2Dr_{C1}-Dr_{C2}-Dr_{D1}-Dr_{D2}-2Kr_{S1}+Dr_{S2}-2DR_o} \quad (2.34)$$

Semelhantemente, foi calculada a corrente média na chave S_2 , que está mostrada em (2.35). A corrente média no indutor L_2 também já foi obtida simbolicamente no MATLAB e está mostrada em (2.36) e o *ripple* no indutor L_2 também é conhecido, mostrado em (2.31).

$$I_{S2} = \frac{V_g D^2 T_s}{2L_2} + i_2(0) D \quad (2.35)$$

$$I_{L2} = \frac{2V_g}{2r_{C1}+r_{C2}+r_{D1}+r_{D2}+r_{L1}+r_{L2}+3r_{S1}+4r_{Vg}+R_o+D^2R_o-2Dr_{C1}-Dr_{C2}-Dr_{D1}-Dr_{D2}-2Kr_{S1}+Dr_{S2}-2DR_o} \quad (2.36)$$

Os *ripples* de tensão nos capacitores podem ser desprezados.

Uma vez verificado que as matrizes de estado, o modelo médio e o modelo de pequenos sinais estavam adequados, baseando-se nos parâmetros da Tabela 2, gerou-se as superfícies de ganho e eficiência desse conversor, mostradas nas Figuras 16-31.

As Figuras 16-22 mostram os efeitos das perdas e da carga na eficiência do conversor. Já as Figuras 23-31 mostram os efeitos das perdas e da carga no ganho do conversor.

Através da observação dessas figuras, é possível concluir quais componentes influenciam mais na eficiência e ganho do conversor quando apresentarem perdas mais altas e, assim, investir em componentes melhores caso a influência seja maior para que a eficiência ou ganho não sejam prejudicados com as altas perdas do componente.

Pode-se observar que as resistências parasitas dos indutores e das chaves exercem uma grande influência no ganho do conversor, ao contrário das resistências parasitas dos capacitores e diodos, que influenciam no ganho do conversor, mas não de forma tão drástica. Desse modo, para construção deste conversor, é interessante investir em indutores e chaves com baixas resistências parasitas para que o ganho do conversor não fique comprometido.

2.5 Comparação do conversor proposto com o IBVM

Para fins de comparação, foram simulados os conversores IBVM e o proposto no PSIM, utilizando os mesmos valores para os componentes e uma frequência de $50kHz$. Foi observada a eficiência, η , de ambos os conversores. Para o primeiro, a eficiência foi de 92,28%. Já para o conversor proposto, com as mesmas perdas e ciclo de trabalho, foi encontrada uma eficiência de 94,61%. A eficiência para o conversor proposto calculada no MATLAB através dos valores médios dos estados de tensão e corrente foi de 97,18%, valor próximo ao encontrado no PSIM.

Conversor IBVM:

$$P_{saida} = \frac{V_o^2}{R_o} \approx 616,23W \quad (2.37)$$

$$P_{entrada} = V_g I_g \approx 667,75W \quad (2.38)$$

$$\eta = \frac{P_{saida}}{P_{entrada}} \approx 92,28\% \quad (2.39)$$

Conversor proposto:

$$P_{saida} = \frac{V_o^2}{R_o} \approx 618,55W \quad (2.40)$$

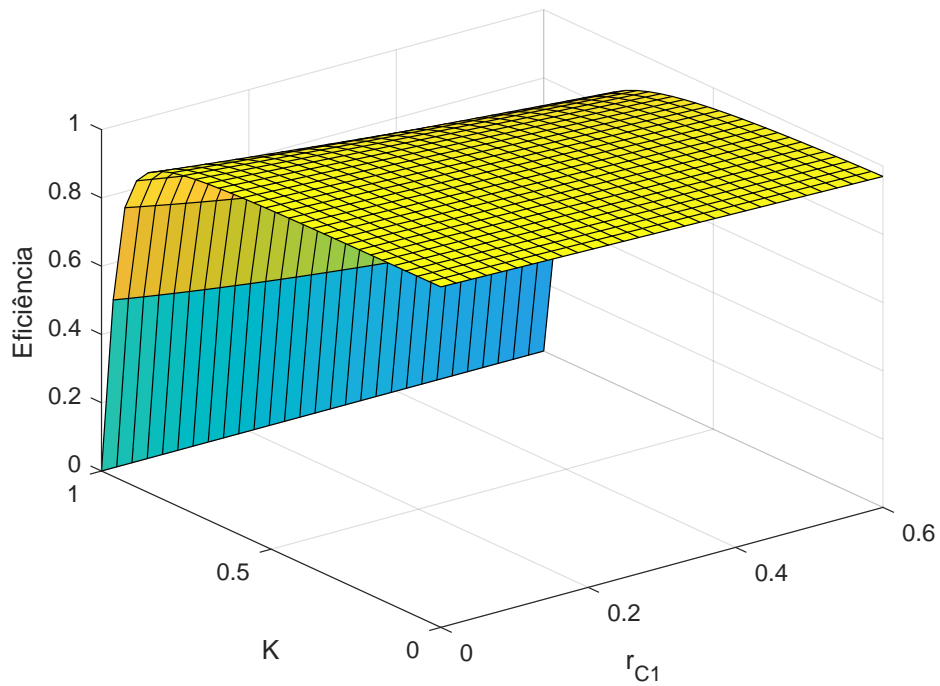
$$P_{entrada} = V_g I_g \approx 653,75W \quad (2.41)$$

$$\eta = \frac{P_{saida}}{P_{entrada}} = 94,61\% \quad (2.42)$$

2.6 Análise e operação em malha fechada

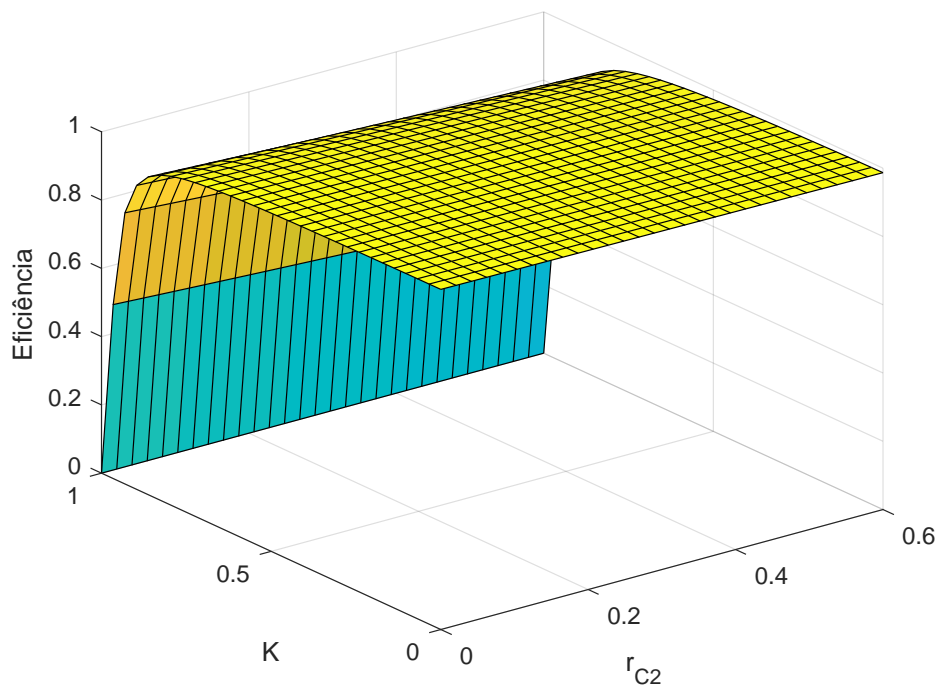
Para certas aplicações, o conversor CC-CC funciona como uma fonte de tensão e, assim, deveria manter a tensão da saída fixa em um valor pré-definido, não importando a corrente demandada pela carga ou a tensão de entrada. Para que isso seja possível, a tensão de saída é regulada por meio de controladores que atuam no ciclo de trabalho do conversor CC-CC, ajustando seu valor constantemente para manter a tensão de saída em seu valor fixo.

Figura 16: Efeito da perda de condução resistiva r_{C1} na eficiência do conversor.



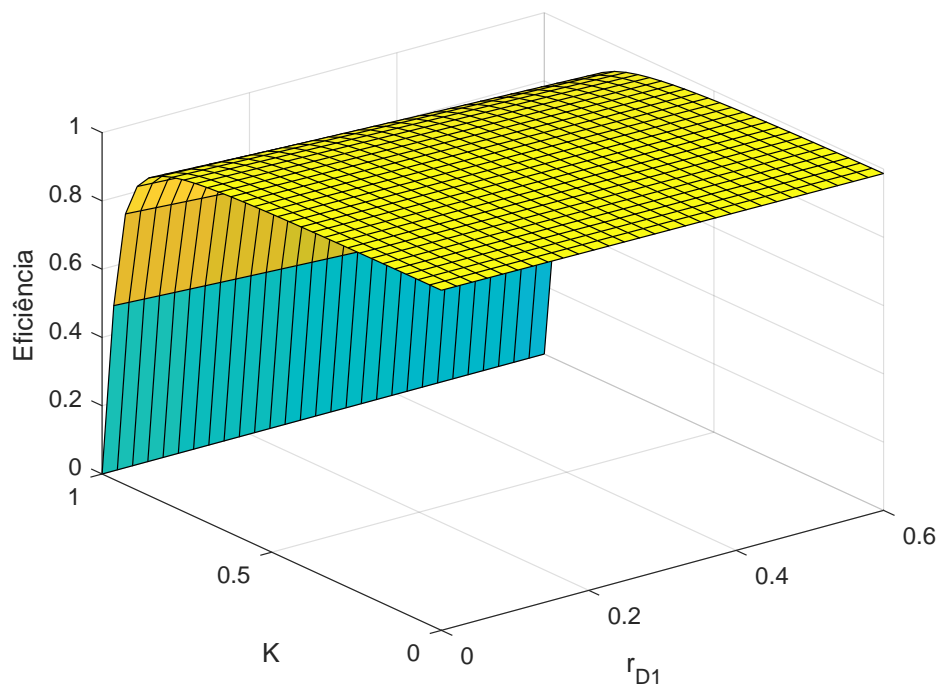
Fonte: Próprio autor.

Figura 17: Efeito da perda de condução resistiva r_{C2} na eficiência do conversor.



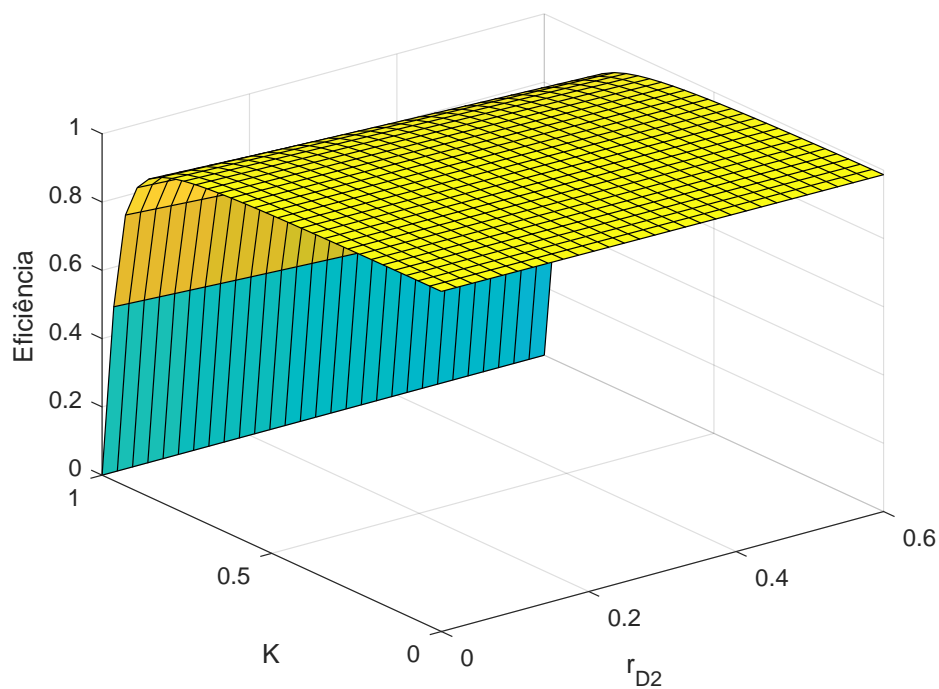
Fonte: Próprio autor.

Figura 18: Efeito da perda de condução resistiva r_{D1} na eficiência do conversor.



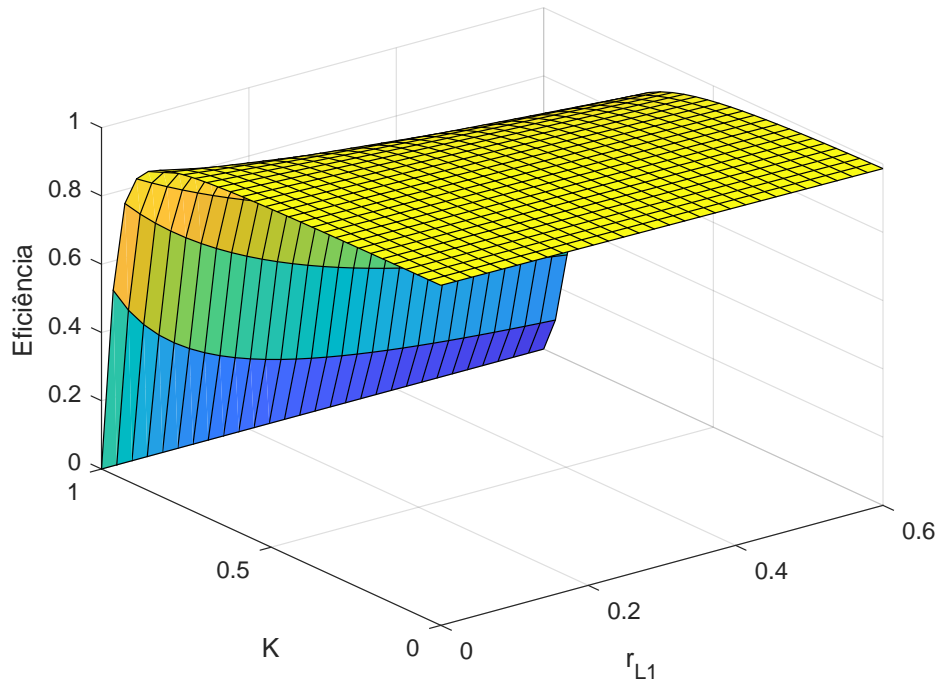
Fonte: Próprio autor.

Figura 19: Efeito da perda de condução resistiva r_{D2} na eficiência do conversor.



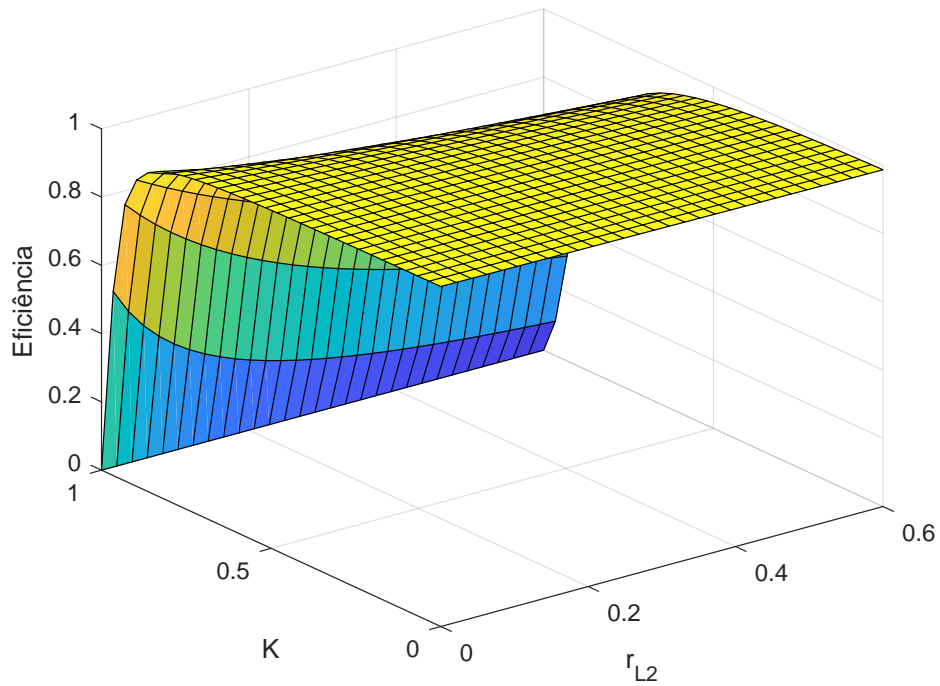
Fonte: Próprio autor.

Figura 20: Efeito da perda de condução resistiva r_{L1} na eficiência do conversor.



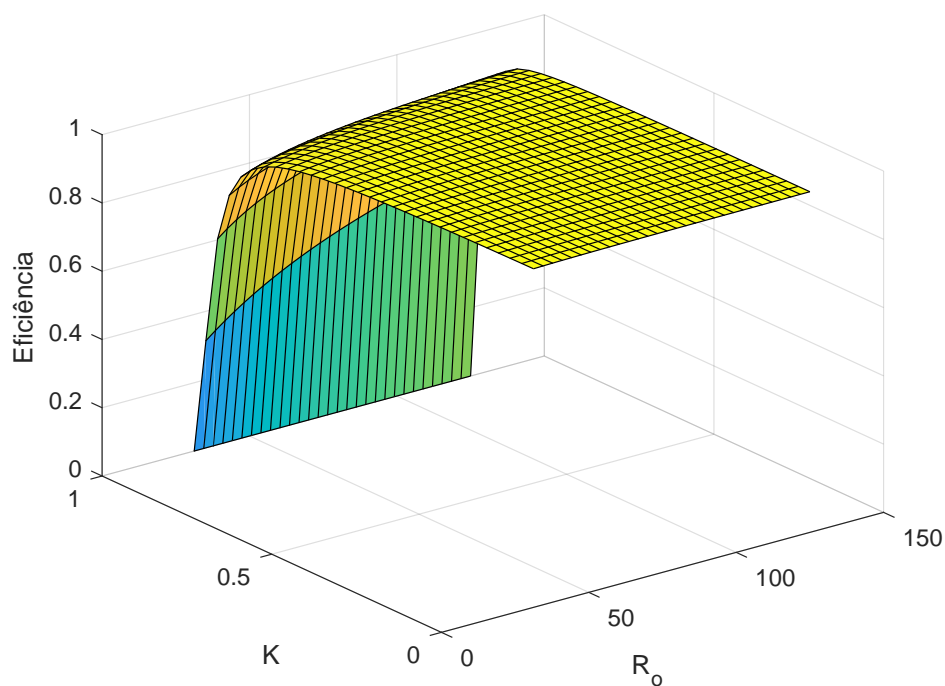
Fonte: Próprio autor.

Figura 21: Efeito da perda de condução resistiva r_{L2} na eficiência do conversor.



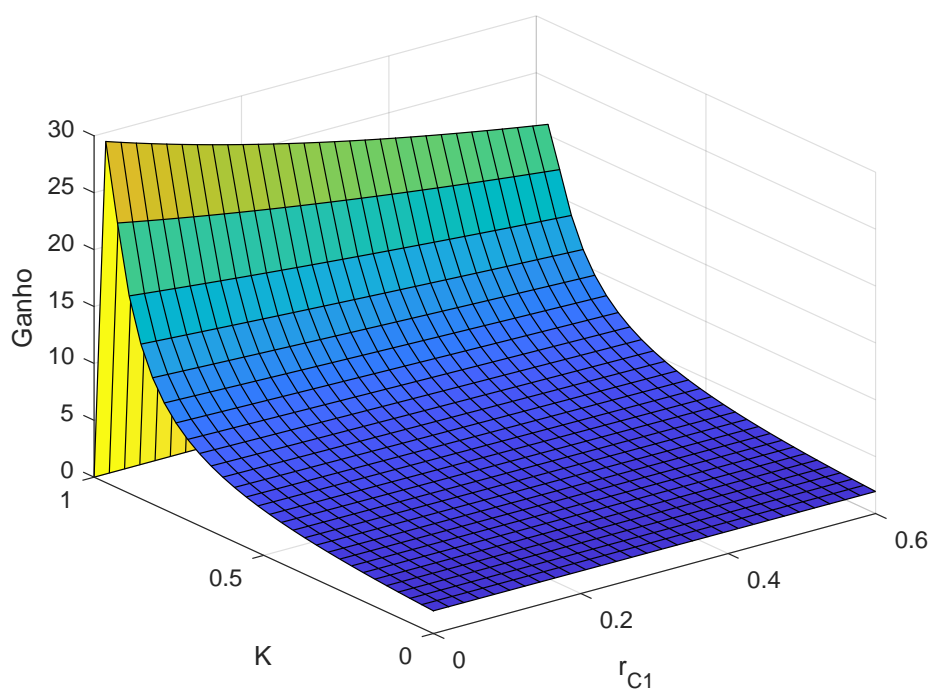
Fonte: Próprio autor.

Figura 22: Efeito da carga R_o na eficiência do conversor.



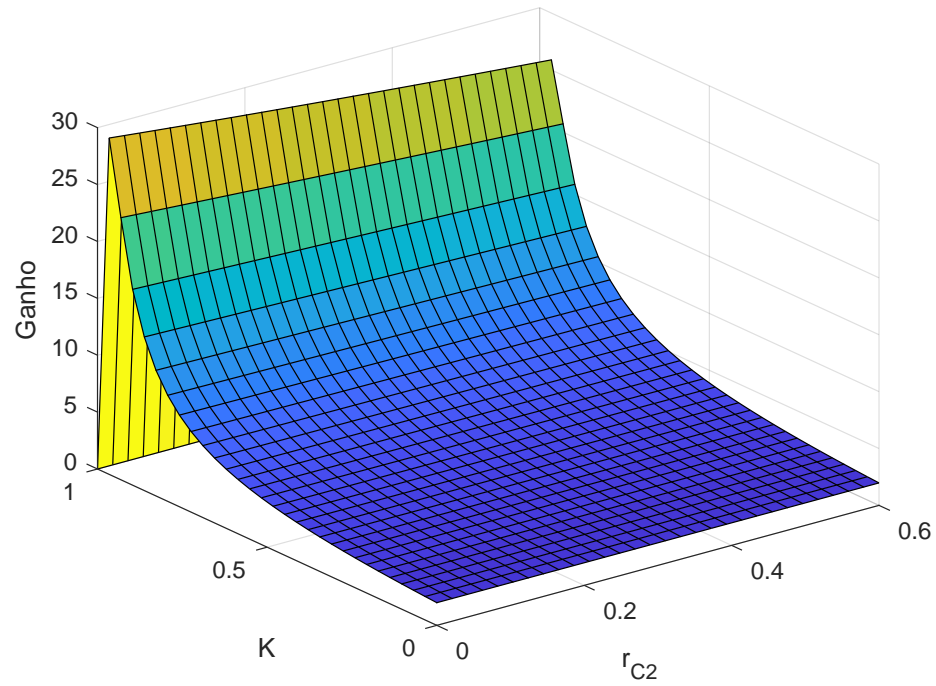
Fonte: Próprio autor.

Figura 23: Efeito da perda de condução resistiva r_{C1} no ganho do conversor.



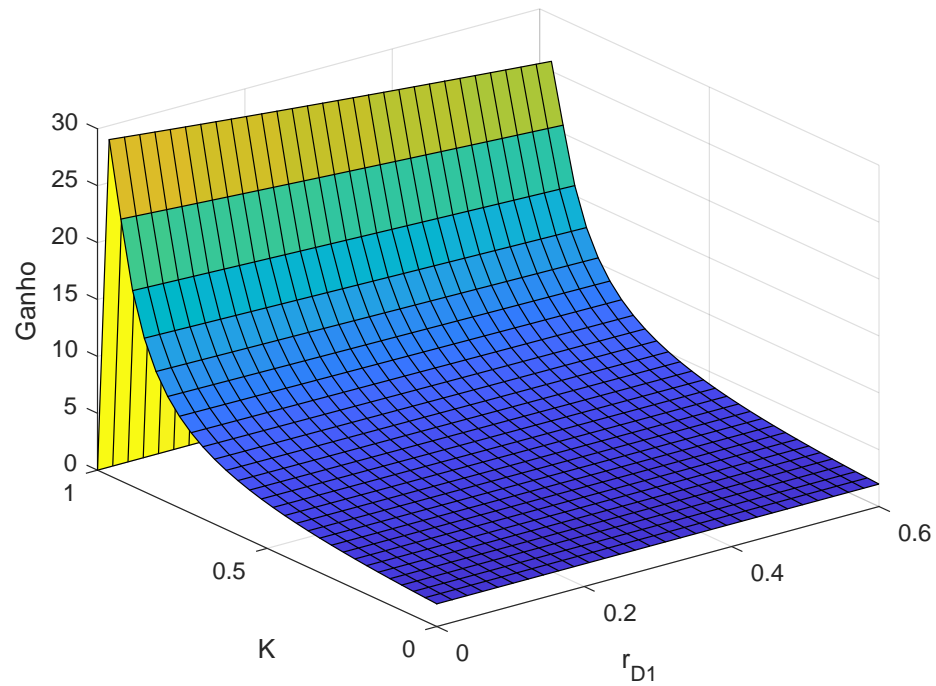
Fonte: Próprio autor.

Figura 24: Efeito da perda de condução resistiva r_{C2} no ganho do conversor.



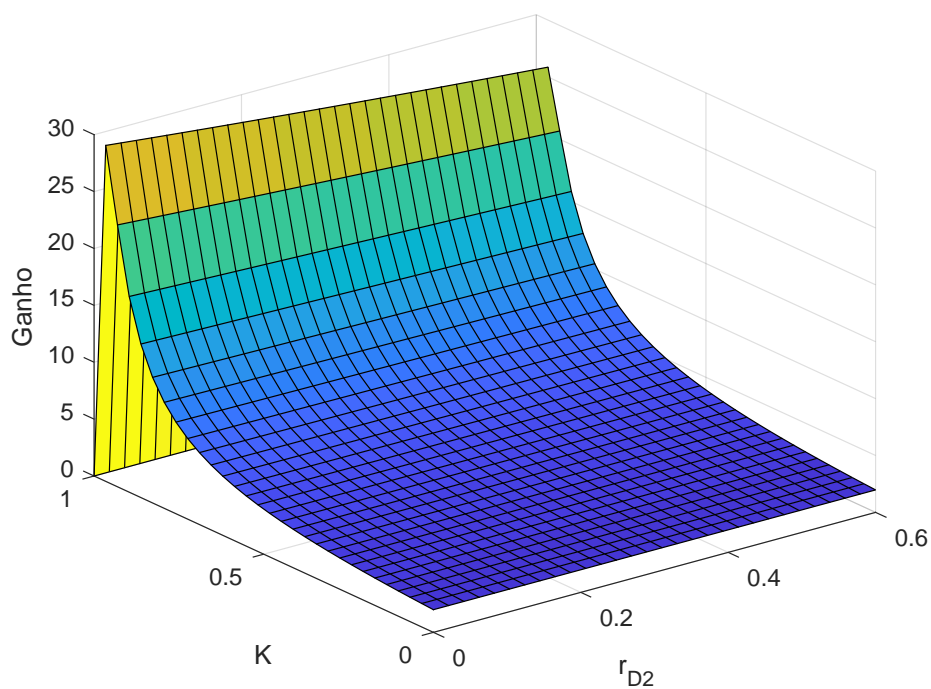
Fonte: Próprio autor.

Figura 25: Efeito da perda de condução resistiva r_{D1} no ganho do conversor.



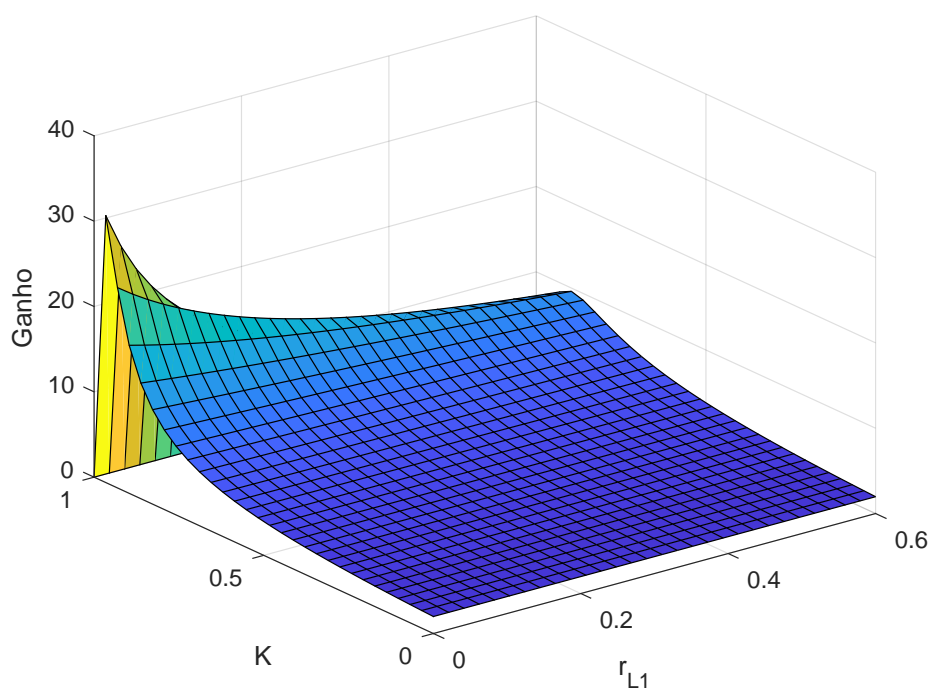
Fonte: Próprio autor.

Figura 26: Efeito da perda de condução resistiva r_{D2} no ganho do conversor.



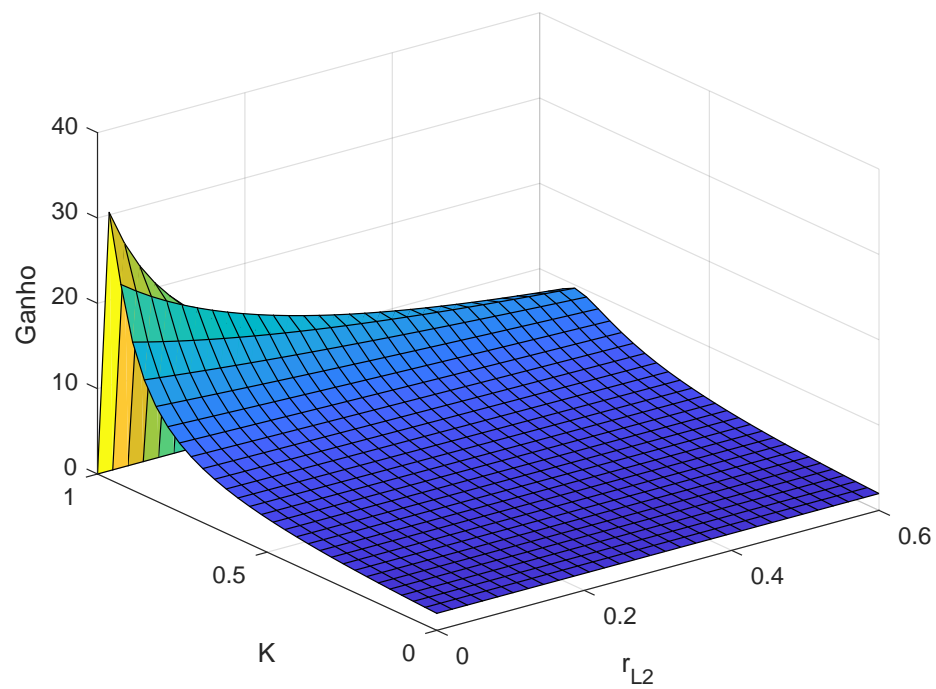
Fonte: Próprio autor.

Figura 27: Efeito da perda de condução resistiva r_{L1} no ganho do conversor.



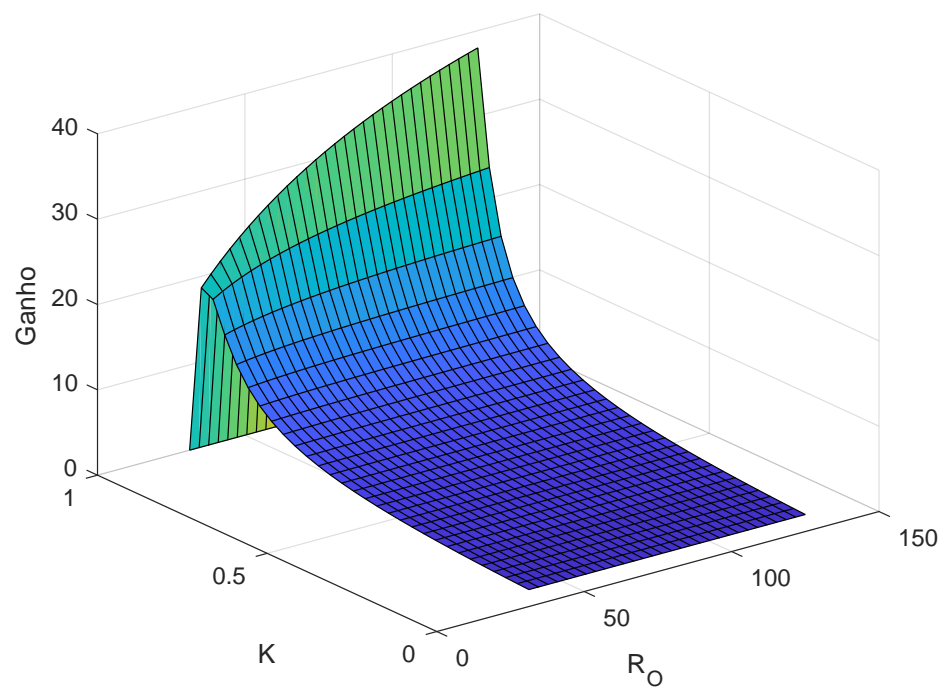
Fonte: Próprio autor.

Figura 28: Efeito da perda de condução resistiva r_{L2} no ganho do conversor.



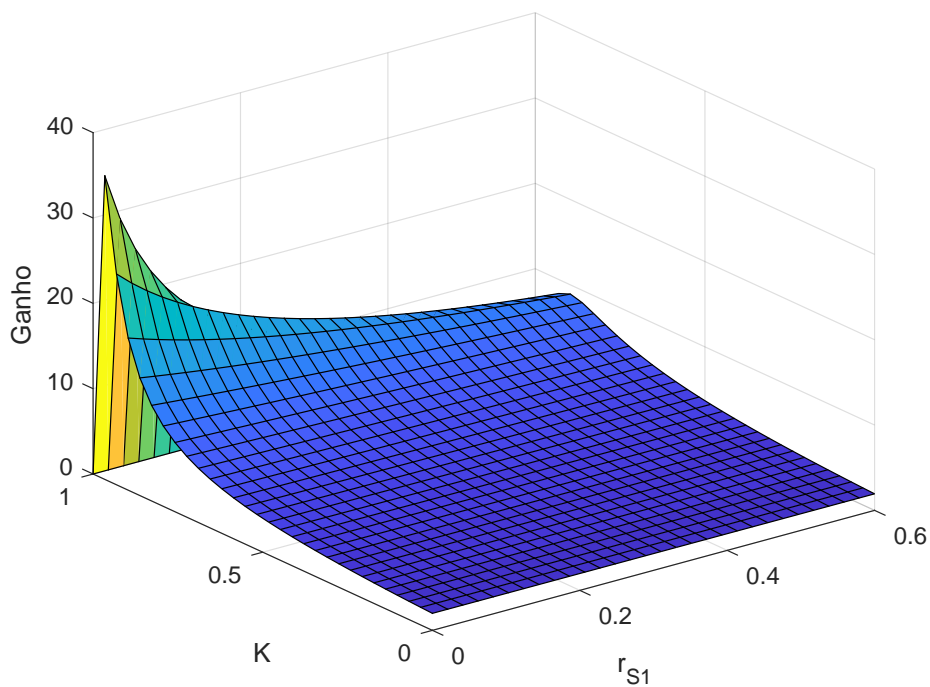
Fonte: Próprio autor.

Figura 29: Efeito da carga R_o no ganho do conversor.



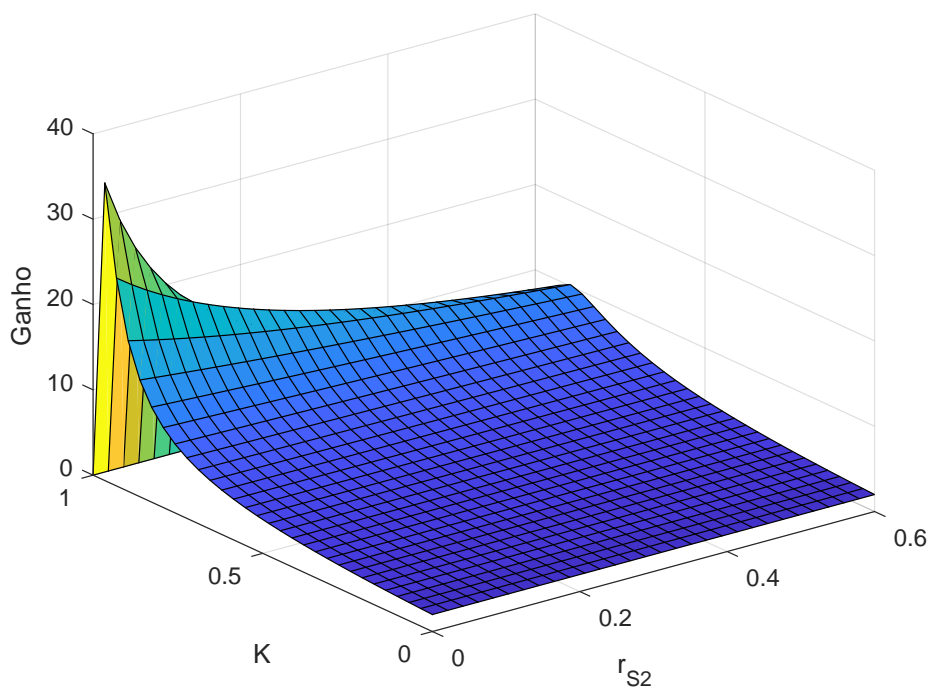
Fonte: Próprio autor.

Figura 30: Efeito da perda de condução resistiva r_{S1} no ganho do conversor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 31: Efeito da perda de condução resistiva r_{S2} no ganho do conversor.



Fonte: Próprio autor.

2.6.1 Controle no modo tensão

No modo tensão de controle, a corrente que flui pelos indutores não é utilizada como variável de controle. Utilizando-se o SISO tool do Matlab, foi possível construir um controlador do tipo proporcional integrador (PI) para a tensão de saída do conversor. O controlador está mostrado em (2.43).

Para a construção do controlador, foram observados o duty-cycle e a tensão de saída para variações na carga e tensão de entrada. Desse modo, foi possível ajustar os valores das constantes K_p e K_i de modo que o controlador ajustasse o duty-cycle para que a tensão de saída permanecesse constante mesmo com variações na carga e tensão de entrada.

$$C(s) = K_p + K_i \cdot \frac{1}{s} \quad (2.43)$$

Com $K_p = 0,000111$ e $K_i = 0.0394$.

Foi simulado o circuito em malha fechada, tanto no PSIM quanto no Simulink, para observar seu funcionamento. Pode-se observar, primeiramente com a simulação do Simulink, na Figura 32, que a tensão de saída permaneceu em 250V mesmo com alteração da carga, ou seja, o controlador está funcionando corretamente.

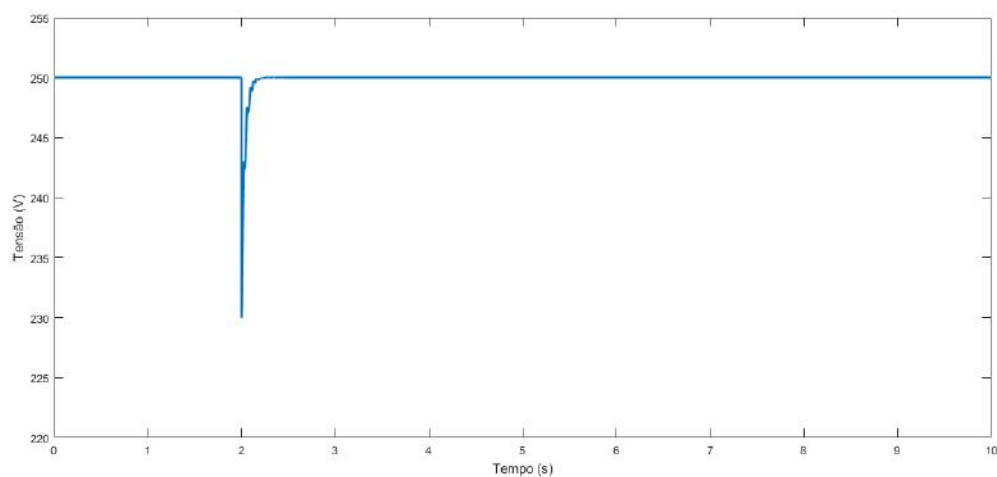
A Figura 33 mostra o ajuste no ciclo de trabalho feito pelo controlador para que, mesmo com uma mudança na carga, a saída permaneça na tensão desejada.

Já na simulação do PSIM, pode-se observar nas Figuras 34 e 36 que a tensão de saída permanece constante mesmo com uma alteração no valor da carga e alteração do valor da tensão de entrada, validando o funcionamento correto do controlador.

As Figuras 35 e 37 mostram os ajustes do ciclo de trabalho feitos pelo controlador para que, mesmo com a mudança na carga ou na tensão de entrada, a saída permaneça na tensão desejada.

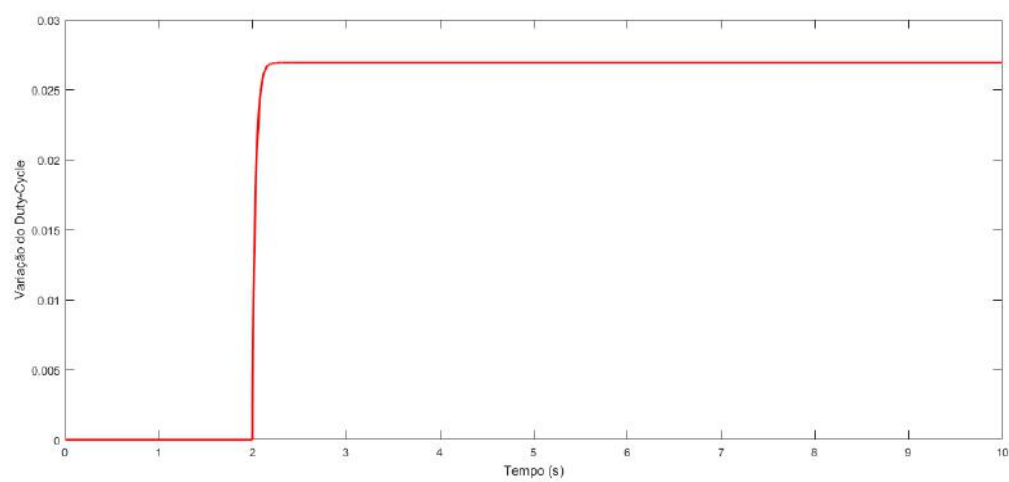
Foi construído no Matlab o diagrama de polos e zeros do sistema em malha fechada com realimentação unitária para estudar a estabilidade dos polos com o controlador. Pode-se observar na Figura 38 que, diferentemente da Figura 15, todos os polos permanecem no semi-plano esquerdo e, portanto, o sistema é estável em malha fechada com o controlador construído. Um dos zeros ainda continua no semi-plano direito por se tratar de um sistema de fase não mínima.

Figura 32: Tensão de saída com variação da carga em Malha Fechada simulada no Simulink.



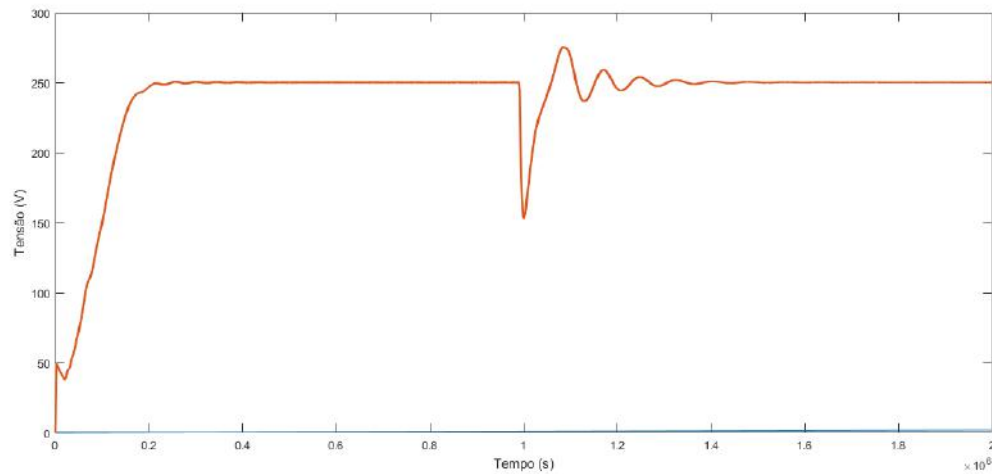
Fonte: Próprio autor.

Figura 33: Variação do ciclo de trabalho para variação da carga em malha fechada simulada no Simulink.



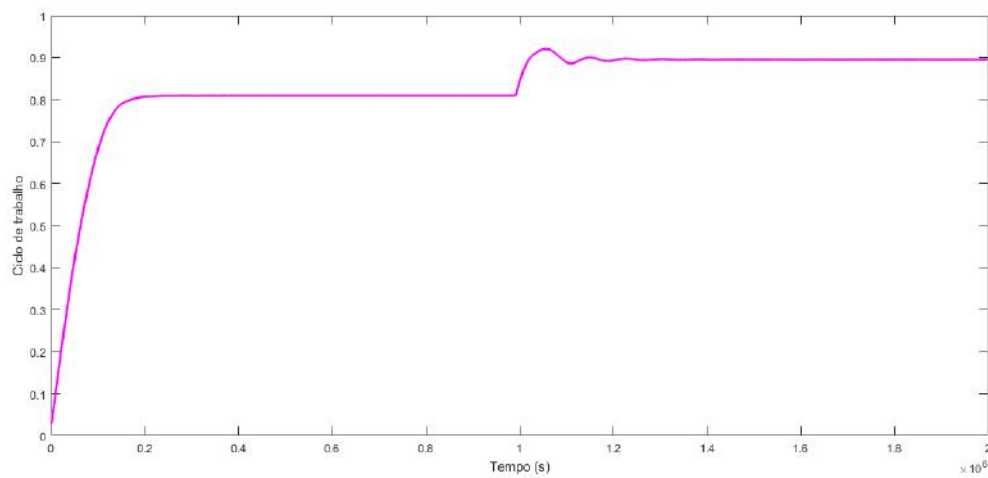
Fonte: Próprio autor.

Figura 34: Tensão de saída com variação da carga em malha fechada simulada no PSIM.



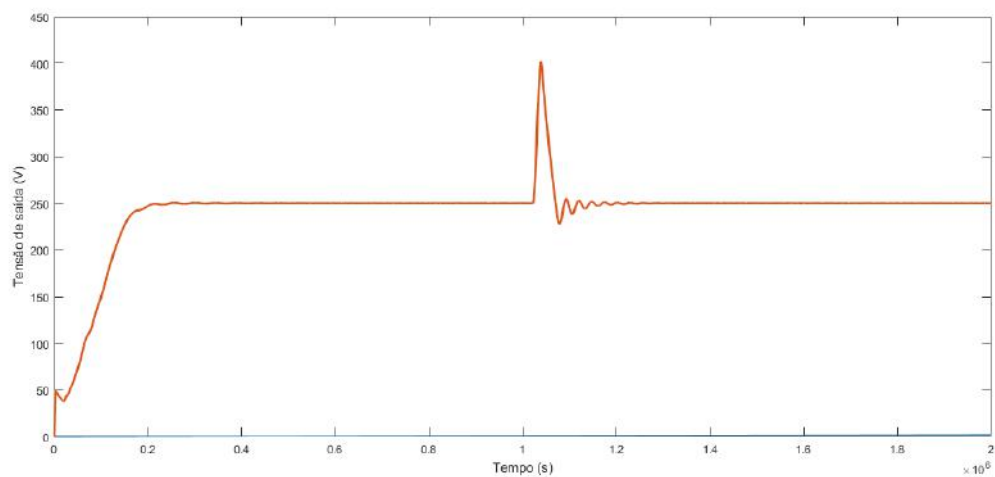
Fonte: Próprio autor.

Figura 35: Variação do ciclo de trabalho para variação da carga em malha fechada simulada no PSIM.



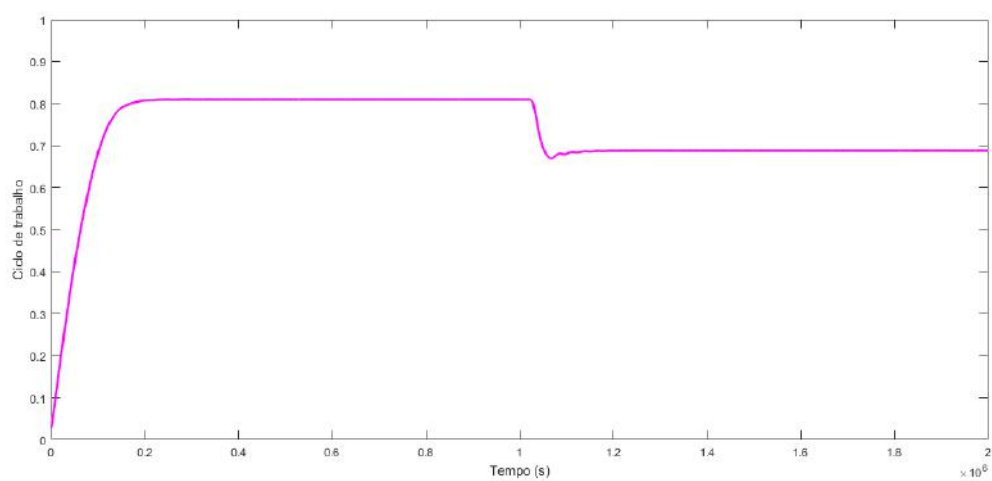
Fonte: Próprio autor.

Figura 36: Tensão de saída com variação da tensão de entrada em malha fechada simulada no PSIM.



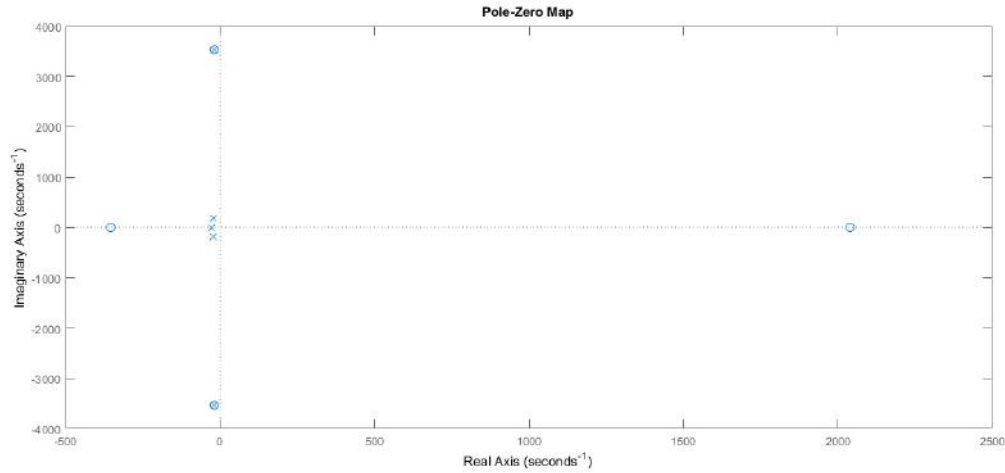
Fonte: Próprio autor.

Figura 37: Variação do ciclo de trabalho para variação da tensão de entrada em malha fechada simulada no PSIM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 38: Diagrama de polos e zeros do conversor proposto com o controlador e realimentação unitária.



Fonte: Próprio autor.

2.7 Resultados Experimentais

Nesta seção serão apresentados os materiais e métodos utilizados para a obtenção dos resultados experimentais com o conversor.

2.7.1 Materiais utilizados

Foi utilizada a carga mostrada na Figura 39, que possui diversas resistências conectadas em paralelo por meio das chaves fixadas na tampa do dispositivo, o que torna possível variar a potência de operação do conversor de modo dinâmico para obtenção dos resultados.

Foi utilizada uma fonte de bancada para a tensão de entrada do conversor. Para a construção do esquemático e PCB do conversor foi utilizado o *software* Proteus Design Suite. O esquemático e o *layout* da PCB podem ser observados nas Figuras 40 e 41.

Na Figura 42 está mostrado o protótipo do conversor proposto. Foi utilizado um diodo DSEI 2X31-06C, com encapsulamento SOT-227B e MOSFETs IRF4668PbF, com encapsulamento TO-247AC, como mostrado nas Figuras 43 e 44. O encapsulamento do diodo facilita a conexão do componente ao circuito impresso, o qual é feito através de parafusos, não havendo a necessidade de soldar o componente. Já os MOSFETs foram soldados no circuito impresso, assim como os capacitores, o diodo de proteção em paralelo com o capacitor C_1 e os drivers dos MOSFETs.

Foi utilizado um driver de base do MOSFET, mostrado na Figura 45, para que fosse possível conectar à PCB o ARM utilizado para programar os PWM. O ARM utilizado foi o STM32 F3-Discovery, que foi programado para gerar dois PWM de valores iguais,

Figura 39: Carga utilizada.



Fonte: Próprio autor.

porém defasados de 180° . Ele está mostrado na Figura 46.

Para a programação do PWM com frequência de $25kHz$ foram utilizados os *softwares* STM32CubeMX e o Keil uVision 5. O código gerado está apresentado no Apêndice A ao final do trabalho e as configurações de clock e pinos mostradas no Apêndice B.

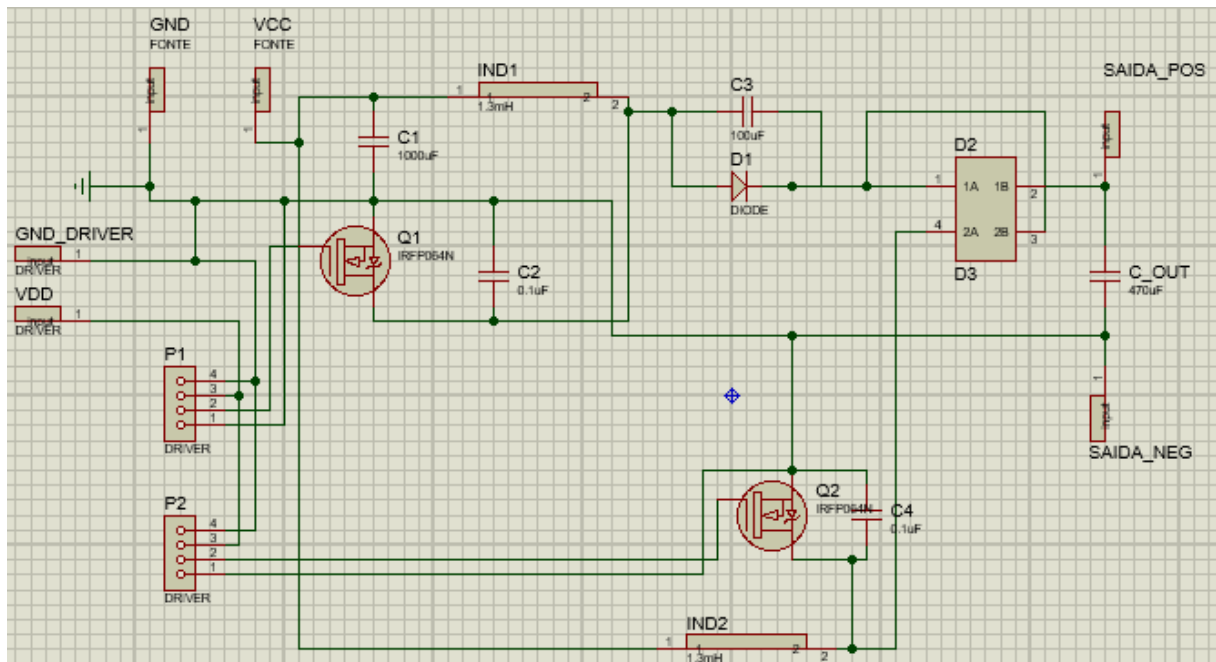
A Figura 47 mostra o sistema todo conectado: a PCB do conversor e os drivers de base dos MOSFETs.

2.7.2 Resultados obtidos

A Figura 48 mostra as correntes de entrada dos indutores medidas com o osciloscópio e a Figura 49 mostra as correntes simuladas no PSIM. A Figura 50 mostra a tensão de saída e a corrente de entrada obtidas com o osciloscópio e a Figura 51 mostra a tensão de saída e corrente de entrada simuladas no PSIM. A Figura 52 mostra o ganho experimental, obtido através da variação no valor do ciclo de trabalho e observando-se as tensões de entrada e saída através de um multímetro.

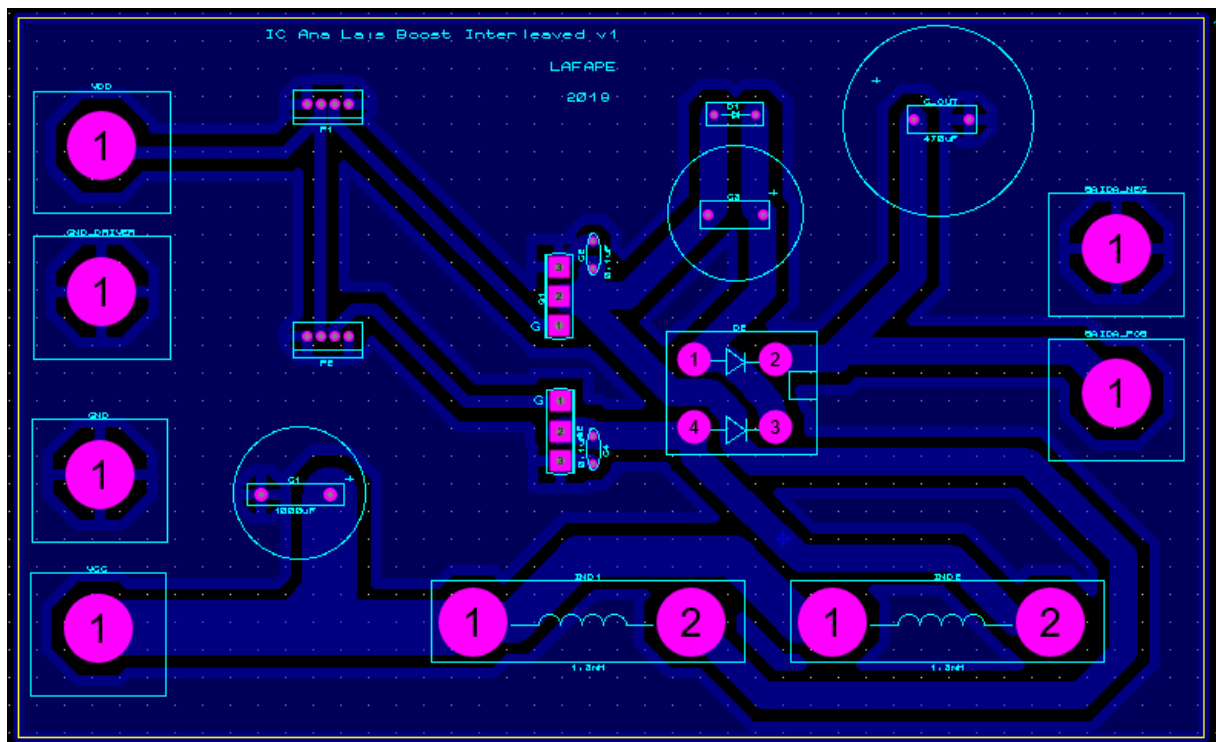
Como foram utilizados valores baixos de tensão de entrada, o ganho e a eficiência do conversor ficaram bastante limitados graças às perdas do sistema, que influenciaram bastante neste caso. A Tabela 3 mostra os valores experimentais de tensão de entrada, saída, ganho, eficiência e potências de entrada e saída para diferentes valores de ciclo de trabalho, que foi variado de um valor de 0,05 por vez. A carga utilizada foi de $323,2\Omega$.

Figura 40: Esquemático do conversor no Proteus.



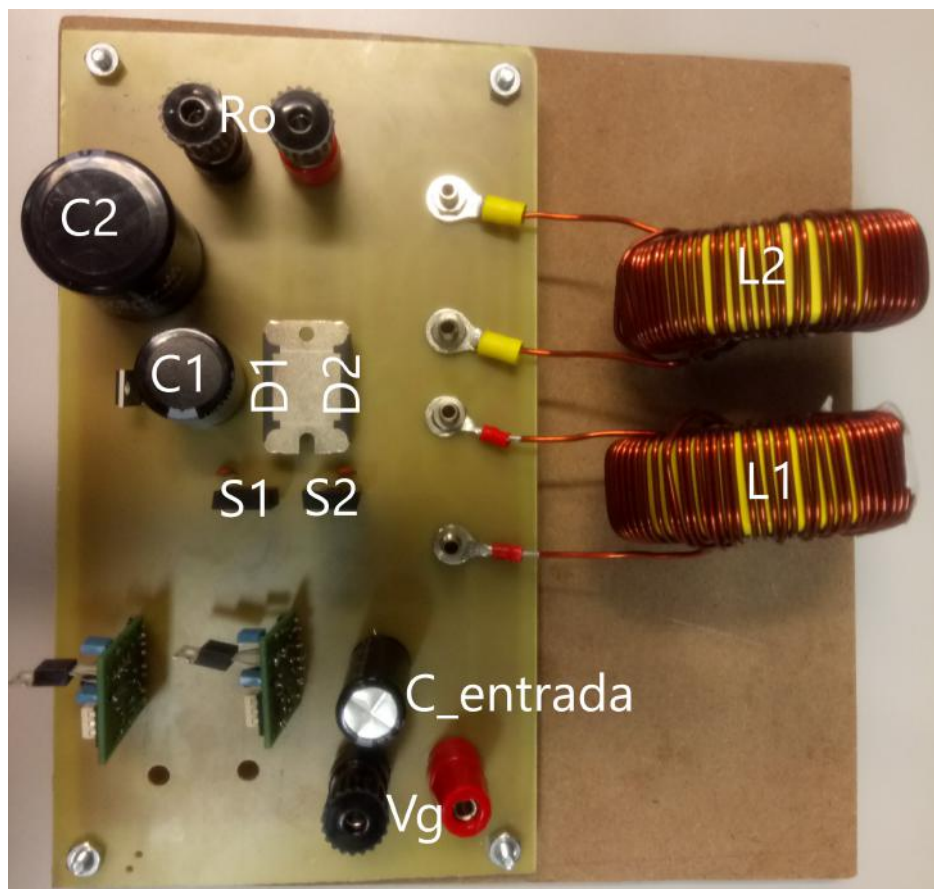
Fonte: Próprio autor.

Figura 41: PCB *layout* do conversor no Proteus.



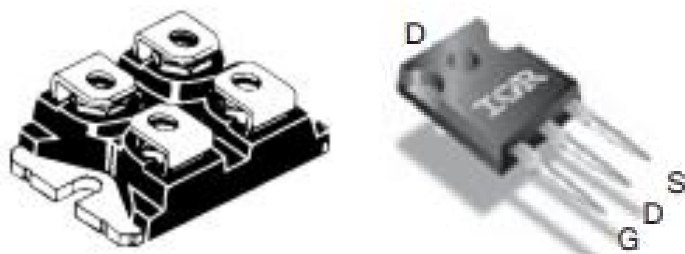
Fonte: Próprio autor.

Figura 42: Protótipo do conversor.



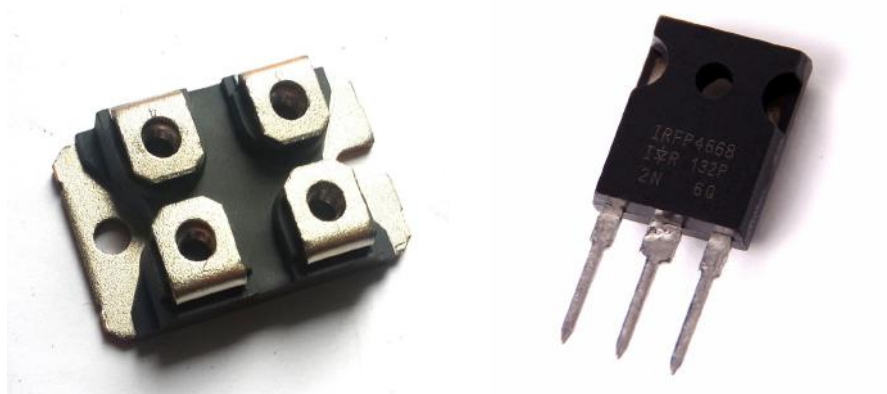
Fonte: Próprio autor.

Figura 43: Diodo e MOSFET utilizados, respectivamente.



Fonte: Datasheets dos componentes. Disponíveis em: <<http://www.farnell.com/datasheets/89380.pdf>> e <<https://www.infineon.com/dgdl/irfp4668pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c8528201d>>. Acesso em: 19 jul. 2018.

Figura 44: Diodo e MOSFET utilizados, respectivamente.



Fonte: Próprio autor.

Figura 45: Driver de base do MOSFET.



Fonte: Próprio autor.

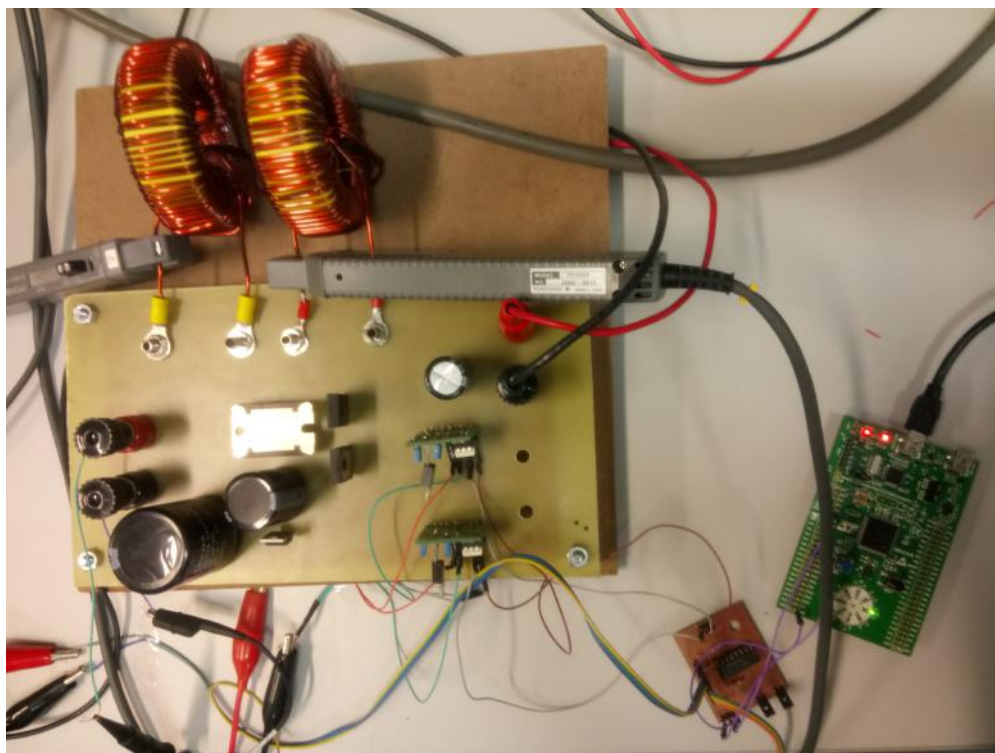
As potências foram calculadas através da medição das correntes e tensões de entrada e saída através de multímetros. Como pode-se observar na Tabela 3, ambas as potências de entrada e saída permaneceram com baixos valores e, desse modo, a influência das resistências parasitas no ganho foi alta.

Figura 46: STM32 F3-Discovery.



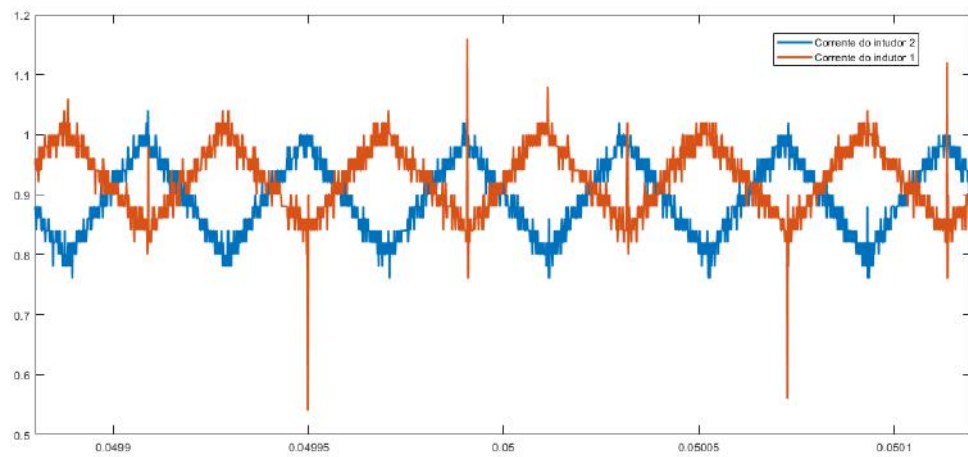
Fonte: Próprio autor.

Figura 47: Sistema completo com conversor e ARM.



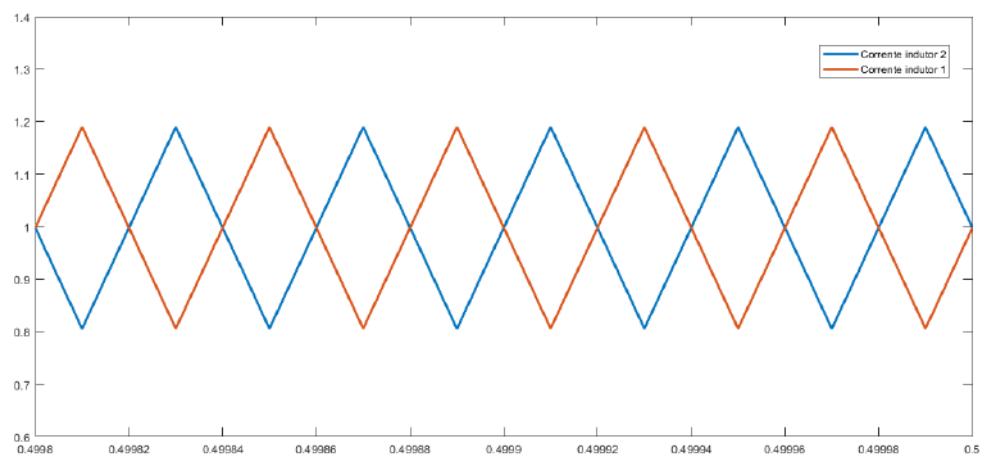
Fonte: Próprio autor.

Figura 48: Corrente de entrada dos indutores no osciloscópio.



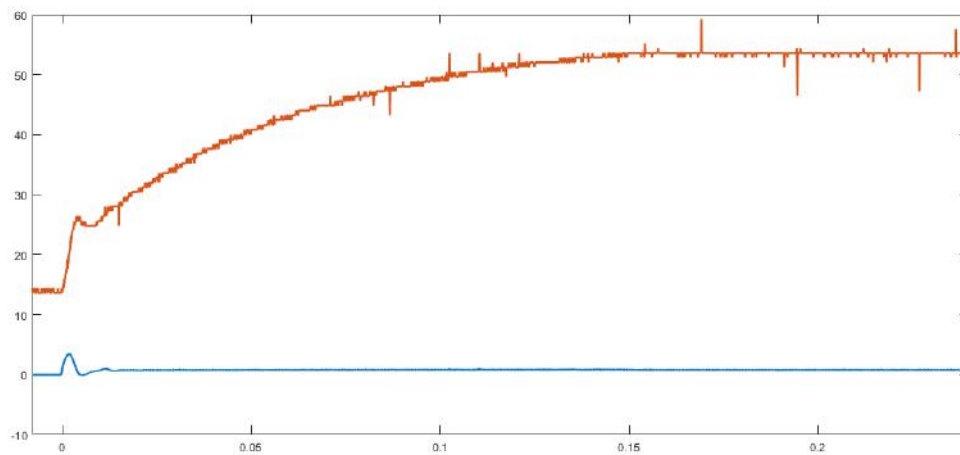
Fonte: Próprio autor.

Figura 49: Corrente de entrada dos indutores no PSIM.



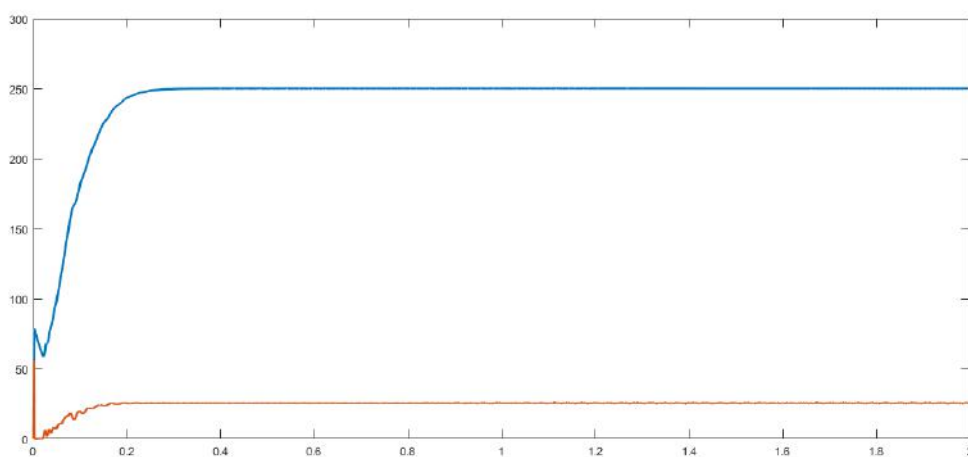
Fonte: Próprio autor.

Figura 50: Tensão de saída em marrom e corrente de entrada em azul no osciloscópio.



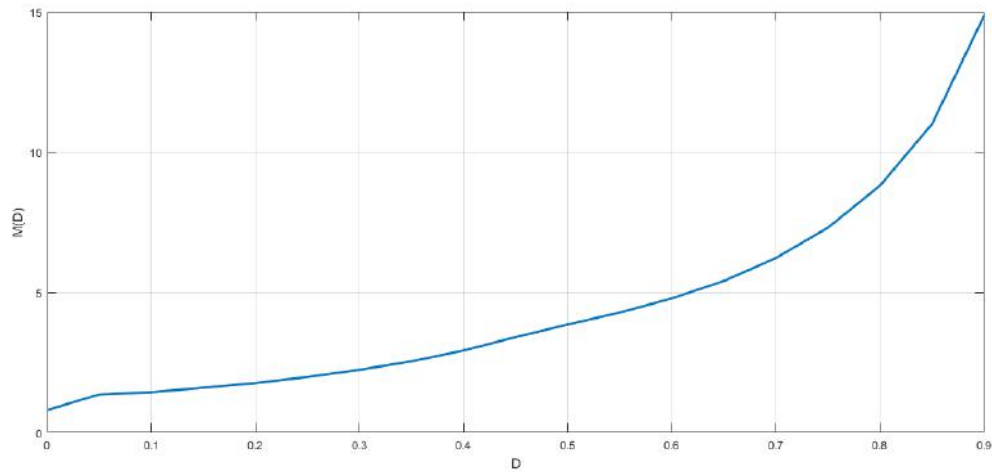
Fonte: Próprio autor.

Figura 51: Tensão de saída em azul e corrente de entrada em marrom no PSIM.



Fonte: Próprio autor.

Figura 52: Curva do ganho em função do ciclo de trabalho experimental.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3: Valores experimentais obtidos e calculados.

Tensão de entrada (V)	Tensão de saída (V)	Ciclo de trabalho	Potência de saída (W)	Potência de entrada (W)	Eficiência (%)	Ganho
5,06	4,05	0	0,050750309	0	0	0,800395
5,06	6,86	0,05	0,145605198	0,253	0,575515	1,355731
5,25	7,56	0,1	0,176836634	0,2625	0,673663	1,44
5,23	8,36	0,15	0,216242574	0,3138	0,68911	1,59847
5,13	9,05	0,2	0,2534112	0,4104	0,617474	1,764133
5,1	10,1	0,25	0,315625	0,459	0,687636	1,980392
5,06	11,31	0,3	0,395780012	0,5566	0,711067	2,235178
5,06	12,85	0,35	0,510898824	0,7084	0,721201	2,539526
5,09	14,89	0,4	0,685990408	0,9162	0,748734	2,925344
5,06	17,21	0,45	0,9164112	1,1638	0,78743	3,401186
5,02	19,32	0,5	1,15489604	1,4056	0,821639	3,848606
4,97	21,25	0,55	1,3971612	1,6401	0,851876	4,275654
4,85	23,19	0,6	1,6639112	1,9885	0,836767	4,781443
4,79	25,87	0,65	2,070720606	2,4429	0,847649	5,400835
4,89	30,42	0,7	2,863169554	3,3741	0,848573	6,220859
4,84	35,34	0,75	3,864219059	4,5496	0,849354	7,301653
4,76	41,9	0,8	5,431961634	6,426	0,84531	8,802521
4,6	50,6	0,85	7,921905941	9,43	0,840075	11
3,7	55	0,9	9,359529703	11,655	0,803048	14,86486

3 CONCLUSÃO

Esta monografia apresentou a modelagem média e de pequenos sinais do conversor proposto considerando as resistências parasitas de todos os componentes e da fonte. Foi também realizada uma análise detalhada do ganho e da eficiência do conversor proposto com relação à influência das resistências parasitas.

Foi possível concluir que o conversor proposto apresenta uma eficiência maior, como calculado na seção 2.5, quando comparada à eficiência do conversor IBVM, o que pode ser explicado devido à sua maior simplicidade, ou seja, um número menor de componentes em sua composição.

Os modelos médio e de pequenos sinais obtidos com o estudo do conversor foram validados através de comparações das simulações no PSIM e MATLAB, como mostrado nas seções 2.2 e 2.3.

Foi possível observar que as perdas que mais influenciam no ganho do conversor compacto são as das chaves e indutores, quando comparadas à influência das perdas dos capacitores e diodos. Desse modo, é possível concluir que as resistências parasitas das chaves e indutores têm um papel importante em evitar uma redução drástica do ganho do conversor. Para construção de um conversor compacto, é importante investir nesses componentes para que seja possível obter um ganho maior de tensão.

Foi projetado um controlador para manter a tensão de saída do conversor constante e simulado o sistema em malha fechada para verificar sua estabilidade. Como demonstrado na seção 2.6, com o controlador o sistema em malha fechada é estável e a tensão de saída do conversor constante.

Foi projetada e construída a PCB do conversor proposto e testada em malha aberta para obtenção do ganho e eficiência, como mostrado na seção 2.7. Pode-se concluir, pela Tabela 3, que a eficiência máxima alcançada com o conversor, com uma baixa tensão de entrada, foi de aproximadamente 84,94%. Essa eficiência não apresentou um valor baixo, já que o conversor estava sendo utilizado com baixa potência e as perdas neste caso exercem uma maior influência na eficiência do conversor.

Também foi possível observar que o comportamento das formas de onda das correntes dos indutores em regime permanente foram próximos aos simulados, assim como a corrente de entrada e tensão de saída, como mostrado na seção 2.7.

Para trabalhos futuros, contempla-se construir um conversor para funcionar em altas potências e a implementação do sistema de controle para mitigar os efeitos das perturbações e incertezas paramétricas inerentes ao conversor.

REFERÊNCIAS

- CARRASCO, J. M. et al. Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources : A Survey. **Ieee Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, 2006. ISSN 0278-0046.
- DAS, H. S.; TAN, C. W.; YATIM, A. Fuel cell hybrid electric vehicles: A review on power conditioning units and topologies. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier Ltd, v. 76, n. March, p. 268–291, 2017. ISSN 13640321.
- ERICKSON, R. W. DC-DC Power Converters. **Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering**, p. 19, 2000.
- FUZATO, G. H. F. Análise de um Conversor Boost Interleaved com Multiplicador de Tensão para Sistemas de Geração Distribuída que Utilizam Células a Combustível como Fonte Primária. p. 143, 2015.
- FUZATO, G. H. F. et al. Voltage gain analysis of the interleaved boost with voltage multiplier converter used as electronic interface for fuel cells systems. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 9, p. 1842–1851, 2016. ISSN 17554535 (ISSN).
- HEGAZY, O.; MIERLO, J. V.; LATAIRE, P. Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved DC/DC converter for fuel cell hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4445–4458, 2012. ISSN 08858993.
- HUANG, X.; ZHANG, Z.; JIANG, J. Fuel cell technology for distributed generation: An overview. **2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, v. 2, n. August 2006, p. 1613–1618, 2006.
- KIRUBAKARAN, A.; JAIN, S.; NEMA, R. K. A review on fuel cell technologies and power electronic interface. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 13, n. 9, p. 2430–2440, 2009. ISSN 13640321.
- LEE, P. W. et al. Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 4, p. 787–795, 2000. ISSN 02780046.
- MAGOSSI, R. F. Q. **Algoritmo MPPT de um painel fotovoltaico baseado no equivalente de Thévenin obtido por medições**. São Carlos - SP, Brasil, 2017. 61 p.
- SHAHIN, A. et al. High voltage ratio DC-DC converter for fuel-cell applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 3944–3955, 2010. ISSN 02780046.
- STEELE, B. C.; HEINZEL, A. Materials for fuel-cell technologies. **Nature**, v. 414, n. November, p. 345–352, 2001. ISSN 0028-0836.
- ZHOU L.W., Z. B. L. Q. High step-up converter with capacity of multiple input. **IET Power Electronics**, p. 524—531, 2012.

Apêndices

APÊNDICE A – CÓDIGO GERADO ATRAVÉS DO STMCUBEMX PARA GERAÇÃO DOS PWM

```

1      /**
2      ****
3      * @file           : main.c
4      * @brief          : Main program body
5      ****
6
7      ** This notice applies to any and all portions of this file
8      * that are not between comment pairs USER CODE BEGIN and
9      * USER CODE END. Other portions of this file, whether
10     * inserted by the user or by software development tools
11     * are owned by their respective copyright owners.
12     *
13     * COPYRIGHT(c) 2018 STMicroelectronics
14     *
15     * Redistribution and use in source and binary forms, with or
16     * without modification,
17     * are permitted provided that the following conditions are met:
18     *   1. Redistributions of source code must retain the above
19     *      copyright notice,
20     *      this list of conditions and the following disclaimer.
21     *   2. Redistributions in binary form must reproduce the above
22     *      copyright notice,
23     *      this list of conditions and the following disclaimer in
24     *      the documentation
25     *      and/or other materials provided with the distribution.
26     *   3. Neither the name of STMicroelectronics nor the names of
27     *      its contributors
28     *      may be used to endorse or promote products derived from
29     *      this software
30     *      without specific prior written permission.
31     *
32     * THIS SOFTWARE IS PROVIDED BY THE COPYRIGHT HOLDERS AND
33     * CONTRIBUTORS "AS IS"
34     * AND ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTIES, INCLUDING, BUT NOT
35     * LIMITED TO, THE
36     * IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A
37     * PARTICULAR PURPOSE ARE

```

```
29  * DISCLAIMED. IN NO EVENT SHALL THE COPYRIGHT HOLDER OR
    CONTRIBUTORS BE LIABLE
30  * FOR ANY DIRECT, INDIRECT, INCIDENTAL, SPECIAL, EXEMPLARY, OR
    CONSEQUENTIAL
31  * DAMAGES (INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, PROCUREMENT OF
    SUBSTITUTE GOODS OR
32  * SERVICES; LOSS OF USE, DATA, OR PROFITS; OR BUSINESS
    INTERRUPTION) HOWEVER
33  * CAUSED AND ON ANY THEORY OF LIABILITY, WHETHER IN CONTRACT,
    STRICT LIABILITY,
34  * OR TORT (INCLUDING NEGLIGENCE OR OTHERWISE) ARISING IN ANY
    WAY OUT OF THE USE
35  * OF THIS SOFTWARE, EVEN IF ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH
    DAMAGE.
36  *
37  *****
38  */
39  /* Includes -----*/
40  #include "stm32f3xx_hal.h"
41
42  /* USER CODE BEGIN Includes */
43
44  int aux;
45  int dc = 50;
46
47  /* USER CODE END Includes */
48
49  /* Private variables -----*/
50  TIM_HandleTypeDef htim1;
51  TIM_HandleTypeDef htim2;
52
53  /* USER CODE BEGIN PV */
54  /* Private variables -----*/
55
56  /* USER CODE END PV */
57
58  /* Private function prototypes -----*/
59  void SystemClock_Config(void);
60  static void MX_GPIO_Init(void);
61  static void MX_TIM1_Init(void);
62  static void MX_TIM2_Init(void);
63  void HAL_TIM_MspPostInit(TIM_HandleTypeDef *htim);
```

```
64
65
66
67 /* USER CODE BEGIN PFP */
68 /* Private function prototypes -----*/
69
70 /* USER CODE END PFP */
71
72 /* USER CODE BEGIN 0 */
73
74 /* USER CODE END 0 */
75
76 /**
77  * @brief The application entry point.
78  *
79  * @retval None
80  */
81 int main(void)
82 {
83     /* USER CODE BEGIN 1 */
84
85     /* USER CODE END 1 */
86
87     /* MCU Configuration -----*/
88
89     /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface
90        and the Systick. */
91     HAL_Init();
92
93     /* USER CODE BEGIN Init */
94
95     /* USER CODE END Init */
96
97     /* Configure the system clock */
98     SystemClock_Config();
99
100     /* USER CODE BEGIN SysInit */
101
102     /* USER CODE END SysInit */
103
104     /* Initialize all configured peripherals */
105     MX_GPIO_Init();
```

```
105  MX_TIM1_Init();
106  MX_TIM2_Init();
107  /* USER CODE BEGIN 2 */
108
109  /* USER CODE END 2 */
110
111  /* Infinite loop */
112  /* USER CODE BEGIN WHILE */
113      HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_2);
114
115      while(aux < 1004)
116      {
117          aux++;
118      }
119
120
121      HAL_TIM_PWM_Start(&htim2, TIM_CHANNEL_1);
122
123      while (1)
124      {
125
126
127          __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim1, TIM_CHANNEL_2, dc);
128          __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim2, TIM_CHANNEL_1, dc);
129          HAL_Delay(50);
130
131
132  /* USER CODE END WHILE */
133
134  /* USER CODE BEGIN 3 */
135
136  }
137  /* USER CODE END 3 */
138
139 }
140
141 /**
142  * @brief System Clock Configuration
143  * @retval None
144  */
145 void SystemClock_Config(void)
146 {
```

```

147
148 RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct;
149 RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct;
150 RCC_PeriphCLKInitTypeDef PeriphClkInit;
151
152     /**Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
153     */
154 RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSI;
155 RCC_OscInitStruct.HSISState = RCC_HSI_ON;
156 RCC_OscInitStruct.HSICalibrationValue = 16;
157 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
158 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSI;
159 RCC_OscInitStruct.PLL.PLLMUL = RCC_PLL_MUL16;
160 if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
161 {
162     _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
163 }
164
165     /**Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
166     */
167 RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK |
168                                RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
169                                | RCC_CLOCKTYPE_PCLK1 |
170                                RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
171
172 RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
173
174 RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
175 RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
176 RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
177
178
179 if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_2) !=
180     HAL_OK)
181 {
182     _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
183 }
184
185 PeriphClkInit.PeriphClockSelection = RCC_PERIPHCLK_TIM1;
186 PeriphClkInit.Tim1ClockSelection = RCC_TIM1CLK_HCLK;
187 if (HAL_RCCEx_PeriphCLKConfig(&PeriphClkInit) != HAL_OK)
188 {
189     _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
190 }
191

```

```
186     /**Configure the SysTick interrupt time
187     */
188     HAL_SYSTICK_Config(HAL_RCC_GetHCLKFreq()/1000);
189
190     /**Configure the SysTick
191     */
192     HAL_SYSTICK_CLKSourceConfig(SYSTICK_CLKSOURCE_HCLK);
193
194     /* SysTick_IRQn interrupt configuration */
195     HAL_NVIC_SetPriority(SysTick_IRQn, 0, 0);
196 }
197
198 /* TIM1 init function */
199 static void MX_TIM1_Init(void)
200 {
201
202     TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig;
203     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig;
204     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC;
205     TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig;
206
207     htim1.Instance = TIM1;
208     htim1.Init.Prescaler = 25;
209     htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
210     htim1.Init.Period = 100;
211     htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
212     htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
213     htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
214     if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
215     {
216         _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
217     }
218
219     sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
220     if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) !=
        HAL_OK)
221     {
222         _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
223     }
224
225     if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
226     {
```

```

227     _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
228 }
229
230 sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
231 sMasterConfig.MasterOutputTrigger2 = TIM_TRGO2_RESET;
232 sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
233 if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &
      sMasterConfig) != HAL_OK)
234 {
235     _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
236 }
237
238 sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
239 sConfigOC.Pulse = 50;
240 sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
241 sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPOLARITY_HIGH;
242 sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
243 sConfigOC.OCIdleState = TIM_OCIDLESTATE_RESET;
244 sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIDLESTATE_RESET;
245 if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_2
      ) != HAL_OK)
246 {
247     _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
248 }
249
250 sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
251 sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
252 sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
253 sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
254 sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
255 sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
256 sBreakDeadTimeConfig.BreakFilter = 0;
257 sBreakDeadTimeConfig.Break2State = TIM_BREAK2_DISABLE;
258 sBreakDeadTimeConfig.Break2Polarity = TIM_BREAK2POLARITY_HIGH;
259 sBreakDeadTimeConfig.Break2Filter = 0;
260 sBreakDeadTimeConfigAutomaticOutput =
      TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
261 if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &sBreakDeadTimeConfig
      ) != HAL_OK)
262 {
263     _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
264 }

```

```
265
266     HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);
267
268 }
269
270 /* TIM2 init function */
271 static void MX_TIM2_Init(void)
272 {
273
274     TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig;
275     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig;
276     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC;
277
278     htim2.Instance = TIM2;
279     htim2.Init.Prescaler = 25;
280     htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
281     htim2.Init.Period = 100;
282     htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
283     htim2.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
284     if (HAL_TIM_Base_Init(&htim2) != HAL_OK)
285     {
286         _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
287     }
288
289     sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
290     if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim2, &sClockSourceConfig) !=
        HAL_OK)
291     {
292         _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
293     }
294
295     if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim2) != HAL_OK)
296     {
297         _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
298     }
299
300     sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
301     sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
302     if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim2, &
        sMasterConfig) != HAL_OK)
303     {
304         _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
```



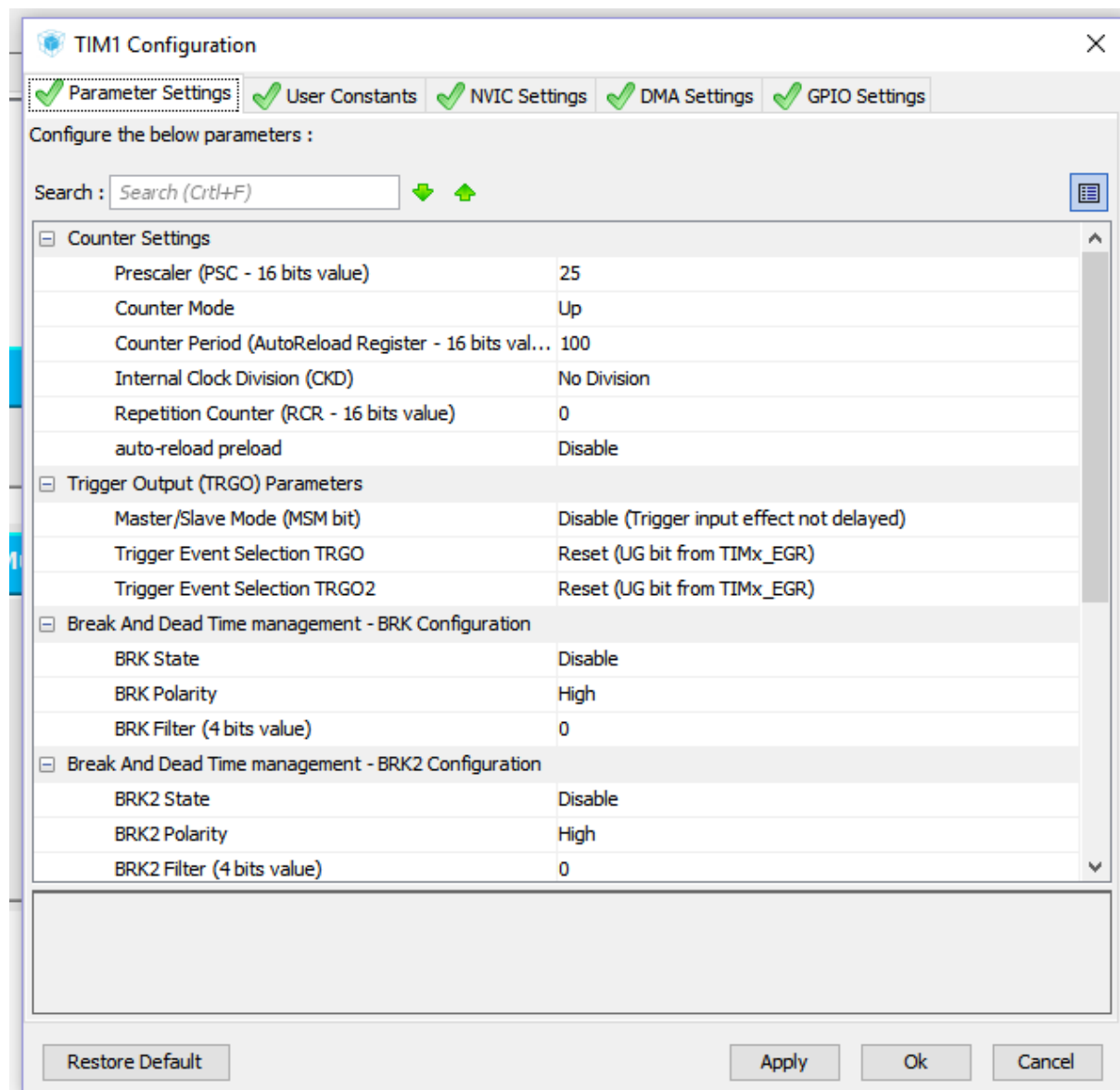
```

305     }
306
307     sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
308     sConfigOC.Pulse = 50;
309     sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
310     sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
311     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim2, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1
312         ) != HAL_OK)
313     {
314         _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
315     }
316
317     HAL_TIM_MspPostInit(&htim2);
318 }
319
320 /** Pinout Configuration
321 */
322 static void MX_GPIO_Init(void)
323 {
324
325     /* GPIO Ports Clock Enable */
326     __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
327     __HAL_RCC_GPIOE_CLK_ENABLE();
328
329 }
330
331 /* USER CODE BEGIN 4 */
332
333 /* USER CODE END 4 */
334
335 /**
336  * @brief This function is executed in case of error occurrence
337  *
338  * @param file: The file name as string.
339  * @param line: The line in file as a number.
340  * @retval None
341 */
342 void _Error_Handler(char *file, int line)
343 {
344     /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
345     /* User can add his own implementation to report the HAL error

```

```
        return state */
345 while(1)
346 {
347 }
348 /* USER CODE END Error_Handler_Debug */
349 }
350
351 #ifdef USE_FULL_ASSERT
352 /**
353  * @brief Reports the name of the source file and the source
354         line number
355  *          where the assert_param error has occurred.
356  * @param file: pointer to the source file name
357  * @param line: assert_param error line source number
358  * @retval None
359 */
359 void assert_failed(uint8_t* file, uint32_t line)
360 {
361     /* USER CODE BEGIN 6 */
362     /* User can add his own implementation to report the file name
363        and line number,
364        tex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n",
365            file, line) */
366     /* USER CODE END 6 */
367 }
368 #endif /* USE_FULL_ASSERT */
369
370 /**
371  * @}
372  */
373
374 /**
375  * @}
376  */
377
378 /** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics ***END OF FILE*** */
```


Figura 54: Configurações do TIMER1.



TIM1 Configuration

☒ Parameter Settings
 ☒ User Constants
 ☒ NVIC Settings
 ☒ DMA Settings
 ☒ GPIO Settings

Configure the below parameters :

Search :

☐ Counter Settings

Prescaler (PSC - 16 bits value)	25
Counter Mode	Up
Counter Period (AutoReload Register - 16 bits val...	100
Internal Clock Division (CKD)	No Division
Repetition Counter (RCR - 16 bits value)	0
auto-reload preload	Disable

☐ Trigger Output (TRGO) Parameters

Master/Slave Mode (MSM bit)	Disable (Trigger input effect not delayed)
Trigger Event Selection TRGO	Reset (UG bit from TIMx_EGR)
Trigger Event Selection TRGO2	Reset (UG bit from TIMx_EGR)

☐ Break And Dead Time management - BRK Configuration

BRK State	Disable
BRK Polarity	High
BRK Filter (4 bits value)	0

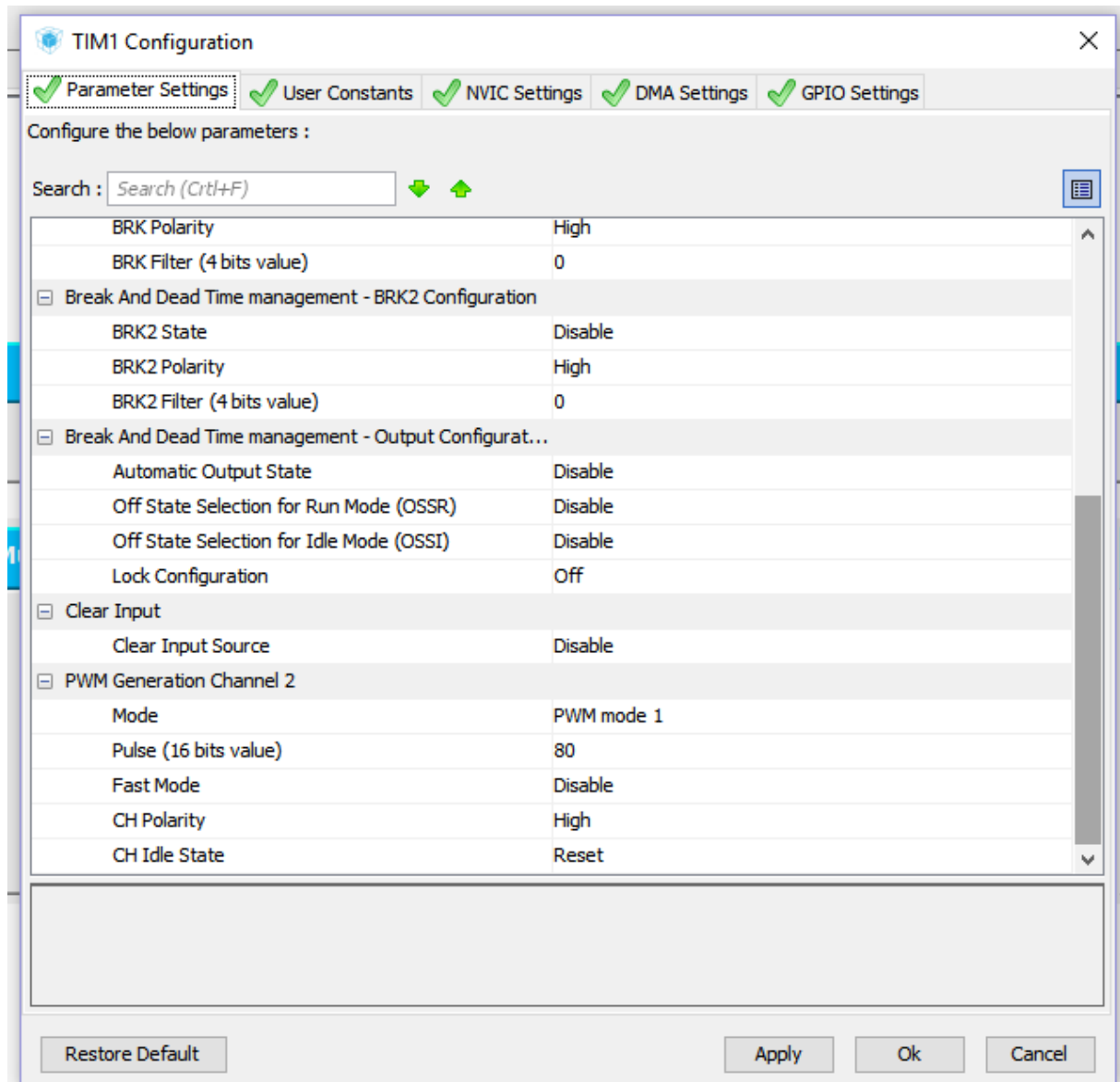
☐ Break And Dead Time management - BRK2 Configuration

BRK2 State	Disable
BRK2 Polarity	High
BRK2 Filter (4 bits value)	0

Restore Default Apply Ok Cancel

Fonte: Próprio autor.

Figura 55: Configurações do TIMER1.






Fonte: Próprio autor.

Figura 56: Configurações do TIMER2.

TIM2 Configuration

☒ Parameter Settings
 ☒ User Constants
 ☒ NVIC Settings
 ☒ DMA Settings
 ☒ GPIO Settings

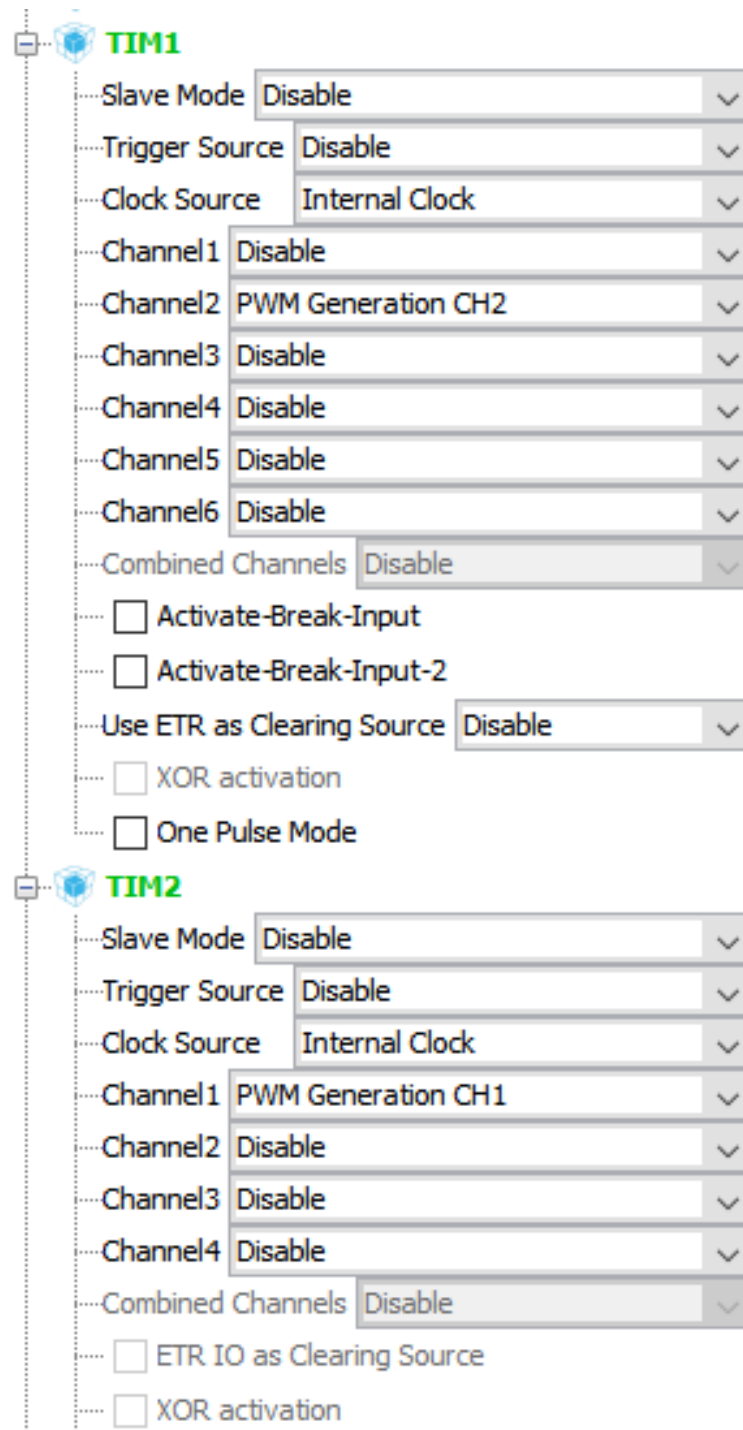
Configure the below parameters :

Search :   

Counter Settings	
Prescaler (PSC - 16 bits value)	25
Counter Mode	Up
Counter Period (AutoReload Register - 32 bits value)	100
Internal Clock Division (CKD)	No Division
auto-reload preload	Disable
Slave Mode Controller	Reset Mode
Trigger Output (TRGO) Parameters	
Master/Slave Mode (MSM bit)	Disable (Trigger input effect not delayed)
Trigger Event Selection TRGO	Reset (UG bit from TIMx_EGR)
Clear Input	
Clear Input Source	Disable
PWM Generation Channel 1	
Mode	PWM mode 1
Pulse (32 bits value)	80
Fast Mode	Disable
CH Polarity	High

Fonte: Próprio autor.

Figura 57: TIMER1 e TIMER2.



Fonte: Próprio autor.

