

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

LUCCA BOEING COSTA

MODELAGEM E TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSOR ESTÁTICO CC–CC
REVERSÍVEL EM CORRENTE

JOINVILLE

2024

LUCCA BOEING COSTA

**MODELAGEM E TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC
REVERSÍVEL EM CORRENTE**

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

Orientador: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE

2024

LUCCA BOEING COSTA

**MODELAGEM E TÉCNICAS DE CONTROLE DE CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC
REVERSÍVEL EM CORRENTE**

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

Orientador: Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

BANCA EXAMINADORA:

Orientador:

Sérgio Vidal Garcia de Oliveira, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Ademir Nied, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Alessandro Luiz Batschauer, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, 05 de julho de 2024

AGRADECIMENTOS

Ao concluir esta etapa da vida, gostaria de expressar minha profunda gratidão a todas as pessoas que me apoiaram e incentivaram ao longo desta jornada.

Primeiramente, agradeço à minha família, pelo amor incondicional, paciência e apoio inabalável. Vocês foram minha fonte de força nos meus momentos mais fracos. Aos meus pais, agradeço por sempre acreditarem em mim e me encorajarem a seguir meus sonhos. A minha irmã, por mostrar interesse no que eu faço e me fazer sorrir, quando eu estava precisando.

Aos meus amigos, que foram uma rede de suporte imprescindível durante todo este processo. Obrigado pelas palavras de encorajamento, pelas conversas motivadoras e por dedicarem o pouco de tempo livre que têm para me socorrer. Vocês tornaram essa caminhada mais leve e divertida.

Um agradecimento especial ao meu orientador, professor Sérgio. Sua orientação, paciência e conhecimento foram fundamentais para a realização deste trabalho. Sou grato por suas valiosas sugestões, críticas construtivas e pelo incentivo constante. Seu compromisso com a excelência acadêmica e sua dedicação em me guiar foram essenciais para o sucesso deste projeto.

Por fim, agradeço a todos os professores e colegas que, direta ou indiretamente, contribuíram para a minha formação acadêmica e para a realização deste trabalho. Cada um de vocês teve um papel importante nesta conquista.

A todos, meu sincero obrigado.

*“Keep your expectations low and you will never
be disappointed.”* (KRATOS, [2018])

RESUMO

O presente TCC tem como objetivo o estudo e a modelagem de um conversor cc-cc reversível em corrente, assim como o projeto e aplicação de controle digital para uma operação mais versátil, confiável e segura. Este trabalho desenvolveu e validou experimentalmente o conversor para aplicação em acumuladores de energia, focando no controle de carga de baterias e na manutenção da alimentação de uma carga primária. A pesquisa abordou desde a revisão teórica e modelagem matemática, passando pelas simulações, até a implementação prática e testes experimentais. Os resultados demonstraram que o conversor atende às especificações de controle de tensão e corrente, comprovando a eficiência do sistema desenvolvido.

Palavras-chave: Conversor cc-cc. Veículo Elétrico. Controle Digital. Banco de bateria.

ABSTRACT

The present undergraduate thesis aims to study and model a reversible DC-DC converter in current, as well as the design and application of digital control for a more versatile, reliable, and secure operation. This study developed and experimentally validated a bidirectional DC-DC converter for energy storage systems, focusing on battery charge control and maintaining supply for a primary load. The research covered theoretical review, mathematical modeling, simulations, practical implementation, and experimental testing. Results confirmed that the converter meets the voltage and current control specifications, proving the efficiency of the developed system.

Keywords: DC-DC Converter. Electric Vehicle. Digital Control. Battery Bank.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Topologias e quadrantes de operação	17
Figura 2 – Conversor bidirecional com três braços	17
Figura 3 – Etapas de operação da operação no 1º quadrante	18
Figura 4 – Etapas de operação da operação no 2º quadrante	20
Figura 5 – Formas de onda para o 3º modo de operação	21
Figura 6 – Circuito com a inclusão de resistências parasitas	21
Figura 7 – Circuitos equivalentes com resistências parasitas	22
Figura 8 – Gráfico do valor médio da corrente no indutor em função de D	23
Figura 9 – Sistema em malha fechada	24
Figura 10 – Diagrama de blocos para controle modo tensão	25
Figura 11 – Diagrama de blocos para controle em cascata de tensão e corrente	26
Figura 12 – Circuito do conversor Buck com interruptor conduzindo	29
Figura 13 – Circuito do conversor Buck com interruptor bloqueado	31
Figura 14 – Circuito do conversor Boost com interruptor conduzindo	33
Figura 15 – Circuito do conversor Boost com interruptor bloqueado	34
Figura 16 – Diagrama de blocos do controle digital.	37
Figura 17 – Tensão no barramento E, na bateria e corrente no indutor durante os modos de operação	38
Figura 18 – Diagrama de Bode da planta $G_{vd}(s) \cdot H_{em}$ na operação Buck	41
Figura 19 – Resposta em frequência do controlador de tensão na operação Buck	41
Figura 20 – Resposta em frequência da FTMA de tensão na operação Buck	42
Figura 21 – Degrau aplicado a FTMF da malha de tensão na operação Buck	42
Figura 22 – Diagrama de Bode da planta $G_{id}(s) \cdot H_{L}$ na operação Buck	43
Figura 23 – Resposta em frequência do controlador de corrente na operação Buck	44
Figura 24 – Resposta em frequência da FTMA de corrente na operação Buck	44
Figura 25 – Degrau aplicado a FTMF da malha de corrente na operação Buck	45
Figura 26 – Resposta em frequência da FTMF de corrente para a operação Buck	45
Figura 27 – Diagrama de Bode da planta $G_{vi}(s) \cdot H_{em} \cdot FTMF_i $ para a operação Buck	46
Figura 28 – Resposta em frequência do controlador de tensão na operação Buck	47
Figura 29 – Resposta em frequência da FTMA de tensão na operação Buck	47
Figura 30 – Degrau aplicado a FTMF da malha de tensão na operação Buck	48
Figura 31 – Diagrama de Bode da planta $G_{Id}(s) \cdot H_{L}$ na operação Boost	49
Figura 32 – Resposta em frequência do controlador de corrente na operação Boost	50
Figura 33 – Resposta em frequência da FTMA de corrente na operação Boost	50
Figura 34 – Degrau aplicado a FTMF da malha de corrente na operação Boost	51
Figura 35 – Resposta em frequência da FTMF de corrente para a operação Boost	51
Figura 36 – Diagrama de Bode da planta $G_{vi}(s) \cdot H_E \cdot FTMF_i $ para a operação Boost	52

Figura 37 – Resposta em frequência do controlador de tensão na operação Boost	53
Figura 38 – Resposta em frequência da FTMA de tensão na operação Boost	53
Figura 39 – Degrau aplicado a FTMF da malha de tensão na operação Boost	54
Figura 40 – Circuito simulado para controle	55
Figura 41 – Fluxograma de controle	56
Figura 42 – Simulação de carga da bateria	58
Figura 43 – Simulação de ondulação da tensão E pela fonte de entrada, da tensão crescente no barramento E_m durante a carga das baterias e da forma de onda da corrente no indutor para a operação Buck	58
Figura 44 – FFT da tensão no barramento e da corrente no indutor	59
Figura 45 – Simulação para queda de tensão no barramento E	59
Figura 46 – Detalhe da transição de modo de operação	60
Figura 47 – Simulação para a aplicação de um degrau de carga de +50% no instante 0.1 s e a aplicação do degrau inverso no instante 0.15 s na operação Boost	61
Figura 48 – Corrente no indutor, referência de corrente e razão cíclica do interruptor S_1 para o degrau de carga	61
Figura 49 – Simulação de carga da bateria	62
Figura 50 – Simulação de ondulação na fonte de entrada para a operação Buck	62
Figura 51 – FFT da tensão no barramento e da corrente no indutor	63
Figura 52 – Placa de desenvolvimento NUCLEO-H753ZI	65
Figura 53 – Configuração de <i>clocks</i> do MCU	66
Figura 54 – Interface de configuração de pinos e periféricos do MCU	66
Figura 55 – Tensão E e razão-cíclica com 25% de carga em regime	68
Figura 56 – Tensão E_m e corrente no indutor com 25% de carga em regime	68
Figura 57 – Tensão E e razão-cíclica com 75% de carga em regime	69
Figura 58 – Tensão E_m e corrente no indutor com 75% de carga em regime	69
Figura 59 – Tensão E e corrente no indutor para o degrau de aumento de carga experimental	70
Figura 60 – Tensão E e corrente no indutor para degrau de diminuição de carga experimental	71
Figura 61 – Resultados experimentais da tensão E_m e corrente no indutor com carga de 15 Ω	72
Figura 62 – Resultados experimentais da tensão E_m e corrente no indutor com carga de 22,5 Ω	72
Figura 63 – Tensão E_m e corrente no indutor para o degrau de aumento de carga experimental	73
Figura 64 – Tensão E_m e corrente no indutor para o degrau de diminuição de carga experimental	74
Figura 65 – Tensão E_m e corrente no indutor para degrau de aumento e diminuição de carga experimental	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de projeto para o controle do conversor	39
---	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-digital converter</i> (Conversor analógico-digital)
DAC	<i>Digital-to-analog converter</i> (Conversor digital-analógico)
DPWM	<i>Digital pulse-width modulation</i> (Modulação por largura de pulso digital)
DSP	<i>Digital signal processor</i> (Processador digital de sinais)
FFT	<i>Fast Fourier transform</i> (Transformada rápida de Fourier)
FPU	<i>Floating point unit</i> (Unidade de ponto flutuante)
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
FTMF _i	Função de transferência de malha fechada interna
MCU	<i>Microcontroller unit</i> (Unidade de microcontrolador)
NVIC	<i>Nested vector interrupt control</i> (Controle de interrupção vetorial aninhado)
PID	Proporcional integral derivativo
PWM	<i>Pulse-width modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
S/H	Amostrador <i>sample and hold</i>
SAR	<i>Successive-approximation ADC</i> (ADC de aproximações sucessivas)
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
Udesc	Universidade do Estado de Santa Catarina
ZOH	<i>Zero-order hold</i> (Retentor de ordem zero)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	14
1.2	OBJETIVO GERAL	15
1.3	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	15
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	16
2.1	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS	16
2.2	CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE	18
2.2.1	Operação no primeiro quadrante $E > E_m$ (Buck)	18
2.2.1.1	<i>Ganho estático para a operação no 1º quadrante</i>	18
2.2.2	Operação no segundo quadrante (Boost)	19
2.2.2.1	<i>Ganho estático para a operação no 2º quadrante</i>	19
2.2.3	Operação no primeiro e segundo quadrante (interruptores complementares)	20
3	MODELAGEM DO CONVERTOR E ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO	24
3.1	CONTROLE MODO TENSÃO	24
3.2	CONTROLE EM CASCATA DE TENSÃO E CORRENTE	25
3.3	ESPECIFICAÇÕES DO COMPENSADOR	26
3.4	MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE	26
3.4.1	Modelagem da operação Buck	29
3.4.2	Modelagem da operação Boost	32
4	CONTROLE DIGITAL	37
4.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	38
4.2	PROJETO DE CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO COM FILTRO	39
4.2.1	Malha de tensão para a operação Buck	39
4.2.2	Malha de corrente para a operação Buck	41
4.2.3	Controle em cascata para a operação Buck	44
4.2.4	Controle em cascata para a operação Boost	48
5	SIMULAÇÕES EM MALHA FECHADA	55
5.1	LÓGICA DE PROGRAMAÇÃO PARA CONTROLE	55
5.2	CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE PARA A OPERAÇÃO BUCK E CASCATA PARA A OPERAÇÃO BOOST	57
5.3	CONTROLE CASCATA PARA A OPERAÇÃO BUCK	61

6	IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE EM MICRO-CONTROLADOR	64
6.1	ESCOLHA DE UMA PLATAFORMA	64
6.2	EXEMPLO DE IMPLEMENTAÇÃO NA PLATAFORMA STM32	64
6.3	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLE	67
7	CONCLUSÃO	76
	REFERÊNCIAS	77
	APÊNDICE A – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA PSIM	79
	APÊNDICE B – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA STM32	82

1 INTRODUÇÃO

A aplicabilidade dos conversores estáticos de potência é vasta e abrange áreas como eletrônica, automação industrial, geração e transmissão de energia, sistemas de energia renovável e muitas outras. Esses dispositivos desempenham um papel crucial na conversão eficiente e confiável da energia elétrica, contribuindo para a melhoria da eficiência energética, controle de sistemas elétricos e uso sustentável dos recursos.

No contexto da crescente importância dos conversores estáticos de potência, há um enfoque na aplicabilidade desses dispositivos em um cenário cada vez mais orientado para a eficiência energética e a sustentabilidade. No entanto, é na esfera do ecossistema de veículos com armazenadores de energia elétrica de grande capacidade que sua importância se destaca de maneira marcante, desempenhando um papel crucial na redução do impacto ambiental associado ao setor de transporte. Este estudo visa investigar a vertente de controle desses dispositivos, buscando adaptabilidade, confiabilidade e, sobretudo, segurança operacional nos sistemas. À medida que a demanda por soluções mais eficientes cresce, tanto em veículos quanto em estações de carregamento, que enfrentam desafios decorrentes das limitações das redes de transmissão, a compreensão aprofundada das topologias dos conversores cc-cc torna-se imperativa (DUNG et al., 2019). A análise dessas topologias não apenas permite identificar oportunidades de melhoria de eficiência, mas também delineia seu papel crucial em um futuro que depende cada vez mais da eletrônica de potência para mitigar os impactos ambientais. Assim, este estudo contribui não apenas para a compreensão teórica desses conversores, mas também para a implementação prática de sistemas mais sustentáveis e eficientes, alinhando-se com as demandas emergentes da sociedade contemporânea.

No âmbito dos conversores estáticos de potência, a introdução e implementação do controle digital desempenham um papel fundamental na otimização e aprimoramento desses sistemas. A transição para o controle digital oferece uma série de vantagens significativas, permitindo uma maior flexibilidade, precisão e resposta dinâmica em comparação com métodos de controle analógicos convencionais. A capacidade de ajustar rapidamente os parâmetros do sistema em tempo real contribui para a melhoria da eficiência operacional, especialmente em condições variáveis de carga e demanda. Além disso, o controle digital possibilita a implementação de algoritmos avançados, como controle preditivo e técnicas de modulação mais sofisticadas, que maximizam a eficiência do conversor. No contexto dos veículos elétricos e híbridos, onde a eficiência energética é crucial, o controle digital desempenha um papel estratégico na gestão eficiente da energia, aumentando a autonomia e reduzindo as emissões (HEGAZY; MIERLO; LATAIRE, 2011). Ao explorar as potencialidades do controle digital nos conversores estáticos de potência, este estudo contribui para o desenvolvimento de soluções mais inteligentes, adaptáveis e eficazes, alinhando-se com as demandas contemporâneas por tecnologias mais avançadas e sustentáveis.

A maioria das aplicações que utilizam conversores cc-cc segue um único sentido de

transferência de energia, indo da fonte para a carga. No entanto, existem várias aplicações, como veículos de tração elétrica, fontes de alimentação ininterrupta, entre outros, que demandam a capacidade de transferir energia em ambas as direções. Portanto, essas aplicações requerem um conversor que possa realizar essa transferência bidirecional de energia.

Em teoria, é possível usar dois conversores unidirecionais independentes em paralelo para alcançar a transferência bidirecional de energia. No entanto, essa abordagem apresenta desvantagens em termos de tamanho, custo e complexidade dos circuitos de controle, devido à duplicação dos conversores. Portanto, é mais vantajoso modificar um conversor unidirecional para torná-lo bidirecional.

A maioria das topologias de conversores cc–cc bidirecionais opera com dispositivos de comutação que permitem o fluxo de corrente em ambas as direções. Esses conversores multi quadrante são desenvolvidos a partir de dois dispositivos de comutação unidirecionais, como o MOSFET e IGBT, que possuem diodos em antiparalelo para permitir o fluxo de energia na direção oposta ao interruptor, possibilitando o controle do sentido da corrente por meio dos interruptores.

Na topologia mais simples de conversor reversível em potência, combina-se dois conversores unidirecionais, um Buck e um Boost, conhecido por sua capacidade de operar em dois quadrantes.

1.1 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Neste contexto, este trabalho está diretamente ligado ao estudo e projeto de controle de conversores cc–cc bidirecionais, dividido em sete capítulos, descritos de maneira sucinta a seguir.

No segundo capítulo é apresentada uma revisão das topologias de conversores bidirecionais cc–cc e técnicas de controle utilizadas. São discutidas as classificações dos conversores baseadas nos quadrantes de operação, e são apresentadas topologias como o conversor bidirecional com três braços, incluindo benefícios e desafios associados a cada configuração.

No terceiro capítulo, é abordada a modelagem dinâmica do conversor bidirecional cc–cc nos seus diferentes modos de operação. São discutidas as técnicas de controle, como controle em modo tensão, controle em cascata de tensão e corrente, e a importância da avaliação da estabilidade.

No quarto capítulo é feito o projeto de controle para cada uma das plantas elencadas, assim como as considerações necessárias para a aplicação do controle digital e a estratégia de operação a ser implementadas.

No quinto capítulo são feitas simulações para a validação dos modelos e compensadores adotados com um aprofundamento nas etapas do código utilizado e no circuito montado no ambiente de simulação. Os resultados são mostrados graficamente e são feitas observações quanto a dinâmica dos circuitos.

O sexto capítulo apresenta os resultados obtidos em laboratório com a implementação do

controle em um microcontrolador. É mostrado o desempenho do conversor em diferentes condições de carga, incluindo gráficos de tensão e corrente no indutor, demonstrando o desempenho do controle proposto.

O último capítulo contempla a conclusão, retoma os objetivos do trabalho, destacando a viabilidade das estratégias de controle implementadas e os resultados experimentais positivos. Também sugere possíveis melhorias e direções para trabalhos futuros.

1.2 OBJETIVO GERAL

Realizar o estudo, projeto e validação do controle digital aplicado a um conversor bidirecional em corrente para aplicação na carga de baterias.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos são:

- Estudar com base em uma revisão bibliográfica dos conceitos e fundamentos sobre conversores CC-CC as características em regime permanente e sob perturbações;
- Realizar a modelagem dinâmica do conversor em condução contínua;
- Projetar controladores digitais para as malhas selecionadas;
- Validar os cálculos numéricos por meio de simulações;
- Implementar experimentalmente o controle digital no conversor.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é feita uma revisão bibliográfica sobre a topologia de conversor bidirecional utilizado e sobre técnicas de controle que podem ser utilizadas nestes conversores.

2.1 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS

Segundo MARTINS (2018), os conversores cc-cc bidirecionais podem ser classificados quanto ao número de quadrantes do plano tensão por corrente onde podem operar. O conversor em questão opera em apenas dois destes quadrantes por ser reversível em apenas um dos parâmetros, o da corrente. Os dois quadrantes de operação podem ser descritos como a superposição de dois conversores de um único quadrante, como mostra a Figura 1.

A configuração A apresenta valores médios de tensão e corrente positivos, e dessa forma, opera no primeiro quadrante. Neste caso o fluxo de potência ocorre apenas da fonte para a carga e o conversor apresenta sentido único de energia.

Para a configuração B, o fluxo de potência é realizado da carga para a fonte, o que ocorre devido ao fato do valor médio da corrente ser negativo. Neste caso o conversor está operando no segundo quadrante e caso a carga seja capaz de fornecer energia, estaria ocorrendo a frenagem regenerativa da máquina.

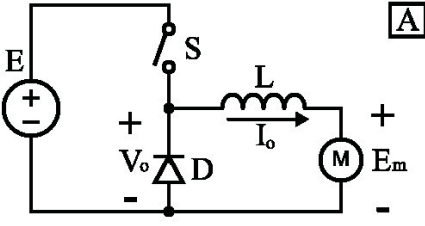
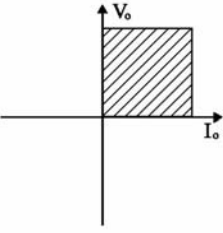
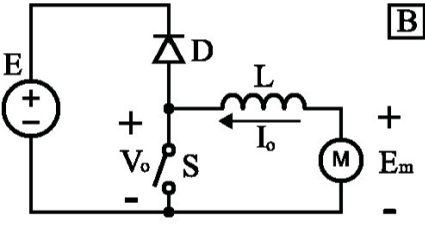
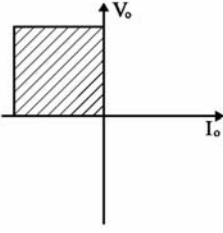
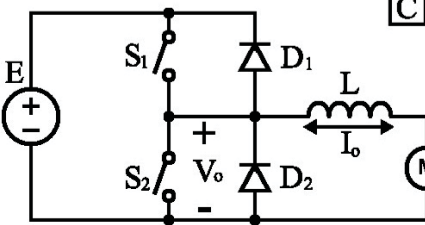
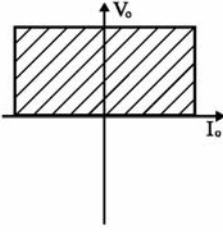
A configuração de C nada mais é que a combinação de A e B, e dessa forma pode operar no primeiro e segundo quadrante. Nesse conversor o valor médio da tensão é sempre positivo e a corrente pode ser positiva ou negativa, possibilitando o fluxo de potência nos dois sentidos.

MAYER (2014) realiza um estudo e projeto de um conversor bidirecional em corrente com três braços para aplicação em um sistema elétrico de tração de veículos elétricos. A topologia apresentada pode ser vista na Figura 2. Essa estrutura é muito semelhante ao conversor bidirecional em corrente com apenas um braço, mas com alguns benefícios, como a redução do valor da indutância e da capacitância, e por consequência um reduzido tamanho físico destes componentes, além de redução do valor médio de corrente nos indutores e valor eficaz de corrente nos capacitores. Em contrapartida, essa estrutura possui seis semicondutores bidirecionais em corrente, sendo que o conversor bidirecional em corrente com um braço possui apenas quatro, porém, processa apenas um terço da potência da estrutura mostrada na Figura 2.

BALDASSI (2015) apresenta a modelagem e técnica de controle analógico aplicada a topologia de conversor da Figura 2 visto que na etapa experimental, as correntes não se dividiram igualmente entre os indutores devido às limitações dos componentes e as não idealidades presentes. O compensador implementado possui quatro malhas, uma malha externa de tensão e três malhas internas de corrente nos indutores.

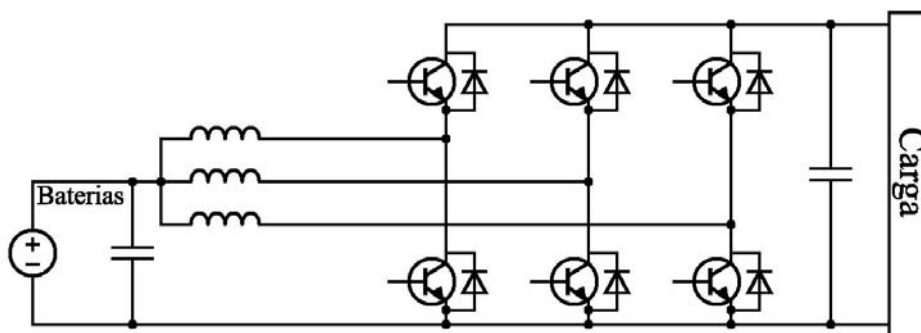
BORCHARDT (2020) apresenta um estudo composto da modelagem, projeto e simulação de controle de um conversor bidirecional em corrente de um braço. Este trabalho se limita a experimentação em malha aberta, sem a utilização do controle projetado, o qual foi verificado apenas por simulação. O controle digital implementado utiliza a técnica de cancelamento de

Figura 1 – Topologias e quadrantes de operação

Quadrante	Configuração	Plano $V_o \times I_o$
Primeiro		
Segundo		
Dois quadrantes reversibilidade em corrente		

Fonte: Adaptado de MARTINS (2018).

Figura 2 – Conversor bidirecional com três braços



Fonte: Adaptado de MAYER (2014).

polos e zeros.

Dessa maneira é feita a análise da topologia escolhida por BORCHARDT (2020) para o projeto já implementado. É importante ressaltar que o conversor funciona conforme desejado em malha aberta, porém apenas em regime permanente com carga e fonte constantes. O intuito deste trabalho é concluir a implementação do controlador digital especificado assim como comparar sua resposta dinâmica as simulações.

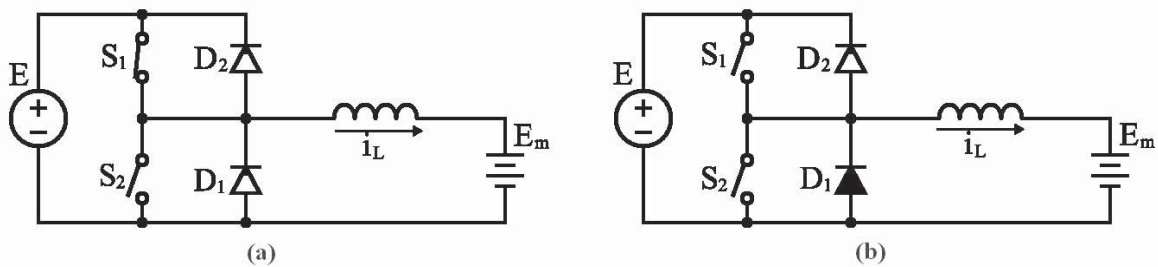
2.2 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE

O conversor cc-cc bidirecional em corrente possui diversas aplicações, como, por exemplo, na alimentação de um motor de corrente contínua onde se deseja tração e frenagem. Quando ocorre a tração, a corrente é transferida da fonte para o motor. Já quando ocorre a frenagem regenerativa, a corrente sai do motor em direção à fonte. O conversor cc-cc bidirecional em corrente possui três modos de funcionamento, o modo tração, onde o conversor funciona como Buck, o modo de frenagem regenerativa, onde o conversor funciona como Boost, e o terceiro modo, onde os interruptores do conversor funcionam complementarmente (MARTINS, 2018).

2.2.1 Operação no primeiro quadrante $E > E_m$ (Buck)

Neste modo, o interruptor S_2 é mantido aberto enquanto o interruptor S_1 comuta periodicamente. Para este modo de operação existem duas etapas, que podem ser observadas na Figura 3. A análise feita considera os elementos semicondutores como ideais.

Figura 3 – Etapas de operação da operação no 1º quadrante



Fonte: Adaptado de MARTINS (2018).

A primeira etapa (a) ocorre quando o interruptor S_1 está conduzindo, e assim a fonte E é conectada a carga E_m e a corrente no indutor L cresce linearmente. A segunda etapa (b) ocorre quando S_1 é bloqueado e a corrente do indutor decresce e flui através do diodo D_2 chamado de diodo de roda livre. Neste modo de funcionamento, o diodo D_1 e o interruptor S_2 não conduzem corrente em nenhuma das etapas. Observa-se que neste modo de operação, o circuito funciona como um Conversor Buck.

Pode-se observar que quando o interruptor S_1 está acionado, a corrente no indutor cresce linearmente e quando o interruptor é aberto, a corrente no indutor decresce linearmente. Verifica-se ainda que o valor máximo de tensão sobre o indutor é a diferença de tensão entre E e E_m . Já o valor máximo de tensão sobre o interruptor e sobre o diodo é o valor de tensão da fonte E .

2.2.1.1 Ganho estático para a operação no 1º quadrante

O ganho estático é definido como a relação entre o valor médio da tensão de saída pelo valor médio da tensão de entrada. No primeiro modo de operação a equação do ganho estático

pode ser obtida através da equação do valor médio da tensão sobre o indutor que deve ser zero em regime permanente (MARTINS, 2018).

$$v_{Lmed} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L \cdot dt \quad (1)$$

Para a primeira etapa, que inicia em 0 até t_c , o valor da tensão sobre o indutor será o valor da tensão na fonte E subtraída do valor da tensão na fonte E_m . Já para a etapa que vai de t_c até T , o valor da tensão sobre o indutor será apenas o valor de tensão na fonte E_m com polaridade invertida. Definindo a razão cíclica como sendo:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (2)$$

O valor médio da tensão sobre o indutor pode ser escrito de acordo com a equação (3).

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} (E - E_m) \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (-E_m) \cdot dt = 0 \quad (3)$$

A solução implica que:

$$(E - E_m) \cdot D = E_m \cdot (1 - D) \quad (4)$$

Logo a equação do ganho estático pode ser definida como:

$$M_{VDC_{buck}} = \frac{E_m}{E} = D \quad (5)$$

Onde M_{VDC} é o ganho estático e representa a relação entre os valores médios de E e E_m .

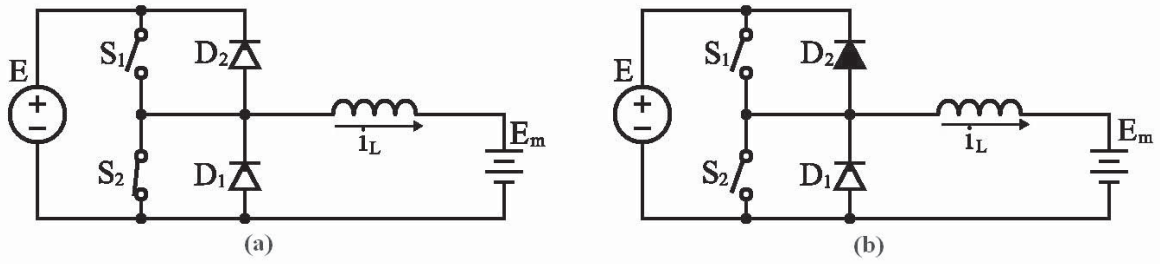
2.2.2 Operação no segundo quadrante (Boost)

Neste modo, o interruptor S_1 é mantido bloqueado enquanto o interruptor S_2 comuta periodicamente. Para este modo de operação existem duas etapas, que podem ser observadas na Figura 4. A primeira etapa ocorre quando o interruptor S_2 é posto em condução e ocorre a acumulação de energia no indutor L através da fonte de tensão E_m . Nesse momento o valor da tensão sobre o interruptor S_2 é zero, o valor da tensão sobre o diodo D_1 é igual ao valor da tensão da fonte E , e sobre o indutor existe uma tensão igual a $-E_m$. A segunda etapa ocorre quando S_2 é bloqueado e a energia armazenada no indutor L , juntamente com a energia da fonte E_m , são desviadas para a fonte E através do diodo D_1 . Nesse momento o valor da tensão sobre o interruptor S_2 é igual à fonte E , o valor da tensão sobre o diodo D_1 é zero, e sobre o indutor existe uma tensão igual a $(E - E_m)$. Pode-se observar que neste modo de operação a corrente no indutor é negativa, caracterizando um Conversor Boost.

2.2.2.1 Ganho estático para a operação no 2º quadrante

No segundo modo de operação o conversor opera como Boost e a equação do ganho estático pode ser obtida da mesma forma que no primeiro quadrante (MARTINS, 2018).

Figura 4 – Etapas de operação da operação no 2º quadrante



Fonte: Adaptado de MARTINS (2018).

Utilizando a equação (6), para a primeira etapa (a), que inicia em 0 até t_c , a tensão sobre o indutor será a tensão da fonte E_m com polaridade invertida. Já para a etapa que vai de t_c até T (b), a tensão sobre o indutor será a tensão da fonte E_m subtraída da tensão na fonte E .

A tensão média sobre o indutor pode ser escrita como:

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} (-E_m) \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (E - E_m) \cdot dt = 0 \quad (6)$$

Resolvendo a equação, obtém-se:

$$E_m \cdot D = (E - E_m) \cdot (1 - D) \quad (7)$$

Logo a equação do ganho estático pode ser definida como:

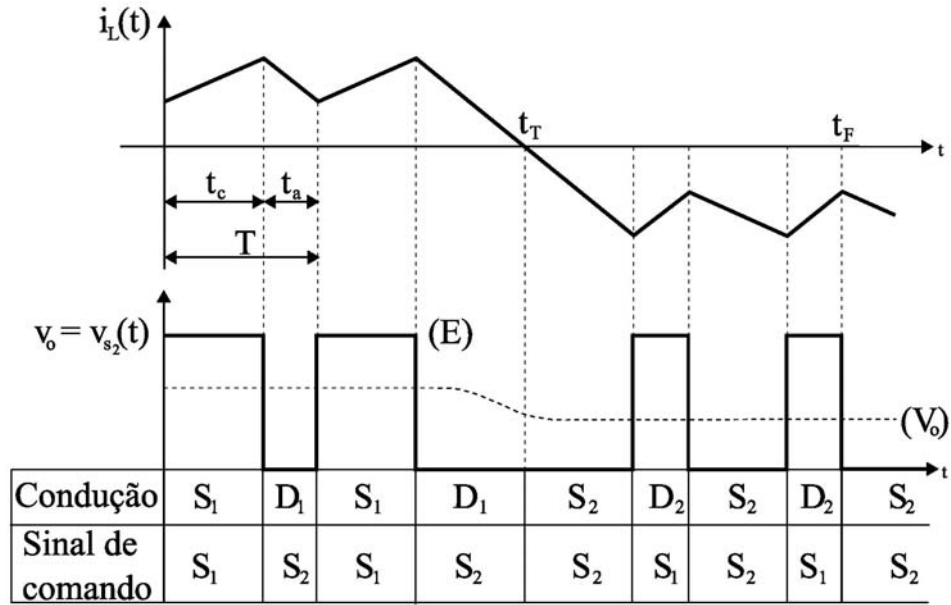
$$M_{VDC_{boost}} = \frac{E}{E_m} = \frac{1}{1 - D} \quad (8)$$

2.2.3 Operação no primeiro e segundo quadrante (interruptores complementares)

Neste modo, os interruptores S_1 e S_2 conduzem e bloqueiam complementarmente. Este modo de operação é muito utilizado, pois é possível inverter o fluxo de corrente sem descontinuidades e de forma suave apenas variando a razão cíclica de operação. Na Figura 5 pode-se observar o comportamento da corrente no indutor para uma variação da razão cíclica de operação. Percebe-se que no intervalo de 0 a t_c a corrente é positiva e dessa forma, flui de E para E_m . No intervalo de t_T até t_F ocorre uma mudança na razão cíclica, o que pode ser observado a partir dos sinais de comando S_1 e S_2 , e a corrente no indutor passa a ser negativa, fazendo com que o fluxo de energia ocorra da fonte E_m para a fonte E .

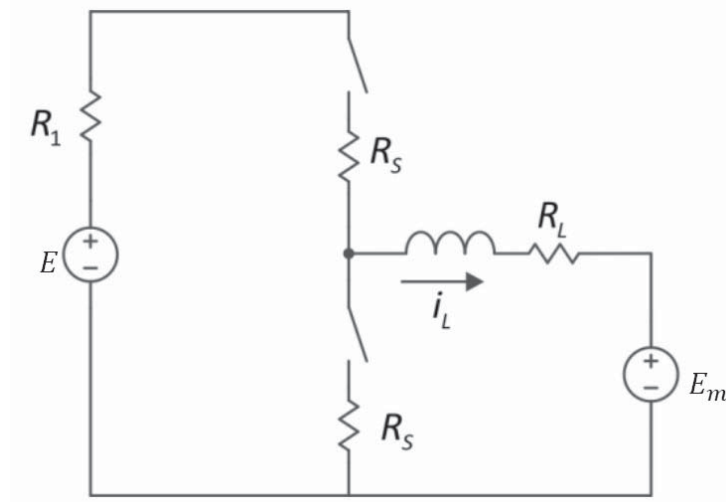
Para fazer a análise do conversor no modo de operação com interruptores complementares, deve-se primeiramente considerar as resistências responsáveis pelas perdas de condução, como mostra a Figura 6. Neste caso, R_1 é a resistência interna da fonte E , R_L é a resistência do indutor L somada a resistência interna da fonte E_m e R_S é a resistência dos semicondutores. Deve-se ainda considerar que o valor da fonte E_m será sempre menor que o valor da fonte E e o conversor está operando em regime permanente (BARBI, 2014).

Figura 5 – Formas de onda para o 3º modo de operação



Fonte: Adaptado de BARBI (2014).

Figura 6 – Circuito com a inclusão de resistências parasitas



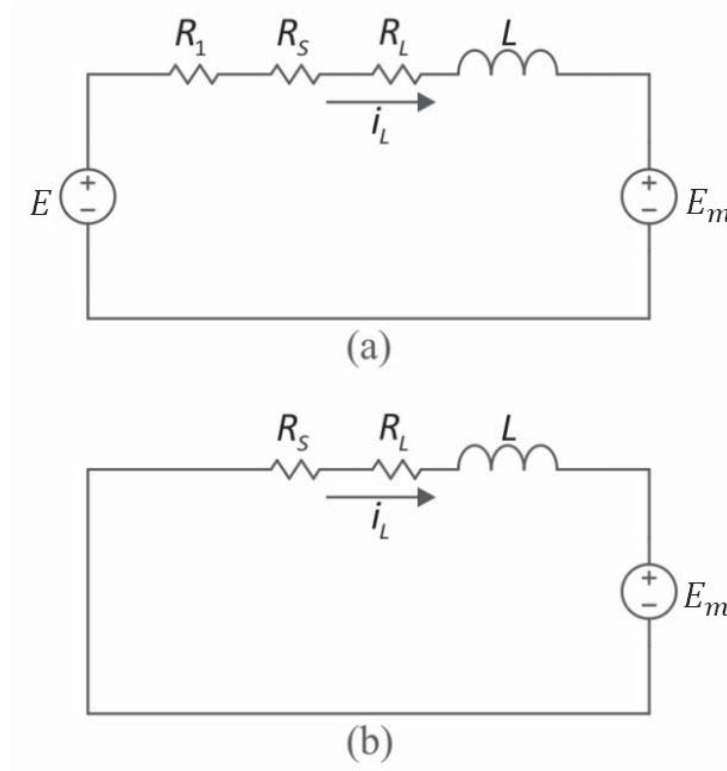
Fonte: Adaptado de BARBI (2014).

Para este conversor, existem dois intervalos de tempo distintos, um que varia de 0 até DT , onde o interruptor S_1 está conduzindo e S_2 bloqueado, e outro que varia de DT até T , onde S_1 está bloqueado e S_2 está conduzindo. Os circuitos equivalentes para esses dois intervalos de tempo podem ser vistos na Figura 7, onde (a) representa o circuito para o intervalo $(0, DT)$ e (b) representa o circuito para o intervalo (DT, T) .

Equacionando os circuitos da Figura 7, obtém-se respectivamente:

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = -(R_1 + R_S + R_L) \cdot i_L + E - E_m \quad (9)$$

Figura 7 – Circuitos equivalentes com resistências parasitas



Fonte: Adaptado de BARBI (2014).

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = -(R_S + R_L) \cdot i_L - E_m \quad (10)$$

Pode-se então fazer a multiplicação da equação (9) por d e da equação (10) por $(1 - d)$, o que resulta em:

$$d \cdot L \cdot \frac{di_L}{dt} = -d \cdot (R_1 + R_S + R_L) \cdot i_L + d \cdot E - d \cdot E_m \quad (11)$$

$$(1 - d) \cdot L \cdot \frac{di_L}{dt} = -(1 - d) \cdot (R_S + R_L) \cdot i_L - (1 - d) \cdot E_m \quad (12)$$

Como o circuito está operando em regime permanente:

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (13)$$

Substituindo a equação (13) em (11) e (12), obtém-se:

$$0 = -d \cdot (R_1 + R_S + R_L) \cdot i_L + d \cdot E - d \cdot E_m \quad (14)$$

$$0 = -(1 - d) \cdot (R_S + R_L) \cdot i_L - (1 - d) \cdot E_m \quad (15)$$

A soma das equações (14) e (15) resulta em:

$$0 = -(d \cdot R_1 + R_S + R_L) \cdot I_L + d \cdot E - E_m \quad (16)$$

Dessa forma, é possível obter uma equação para o valor médio da corrente no indutor em função da razão cíclica d .

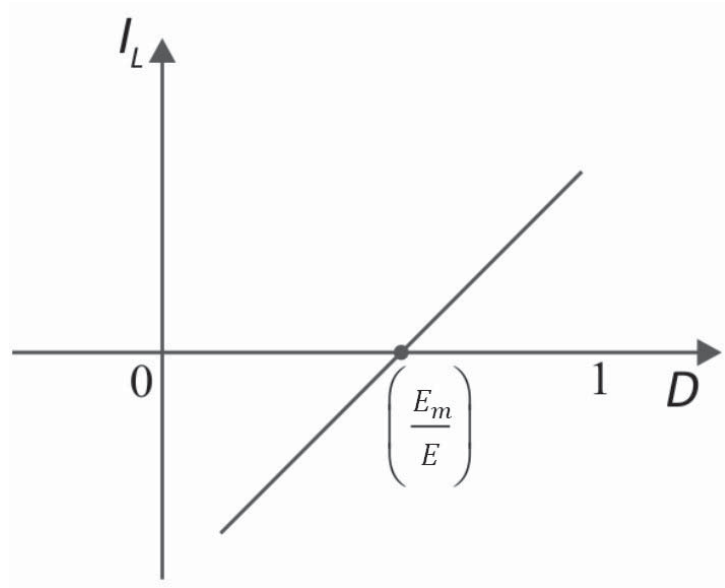
$$I_{L_{med}} = \frac{d \cdot E - E_m}{d \cdot R_1 + R_S + R_L} \quad (17)$$

Considerando ainda o valor médio da corrente no indutor igual a zero, ou seja $I_{L_{med}} = 0$, obtém-se:

$$D_0 = \frac{E_m}{E} \quad (18)$$

A partir da análise das equações (17) e (18), percebe-se que a corrente será positiva para $D > D_0$ e dessa forma o fluxo de potência será de E para E_m , e a corrente será negativa para $D < D_0$, e assim o fluxo de potência será de E_m para E . O gráfico que representa o valor médio da corrente em função de D é apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Gráfico do valor médio da corrente no indutor em função de D

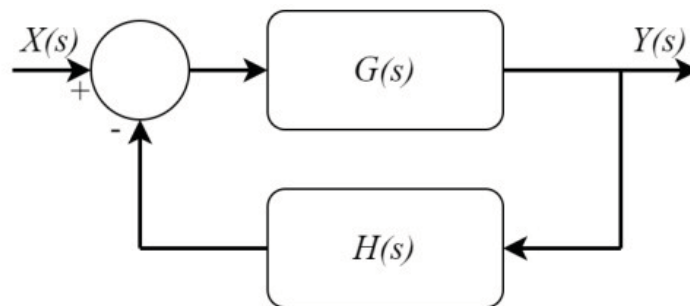


Fonte: Adaptado de BARBI (2014).

3 MODELAGEM DO CONVERSOR E ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO

Ao se trabalhar com controle analógico ou digital é muito importante saber avaliar a estabilidade de um sistema. Uma das ferramentas mais utilizadas para se avaliar a estabilidade é o critério de Nyquist. Este critério determina a estabilidade de um sistema de malha fechada com base na resposta em frequência de malha aberta e nos polos de malha aberta (DAMASCENO, 2008). A Figura 9 mostra um sistema em malha fechada onde $Y(s)$ é a variável a ser controlada, $X(s)$ é a referência, $H(s)$ é a função de transferência do sensor responsável pela leitura do sinal $Y(s)$ e $G(s)$ é a função de transferência da planta, controlador e modulador.

Figura 9 – Sistema em malha fechada



Fonte: Adaptado de DAMASCENO (2008).

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (19)$$

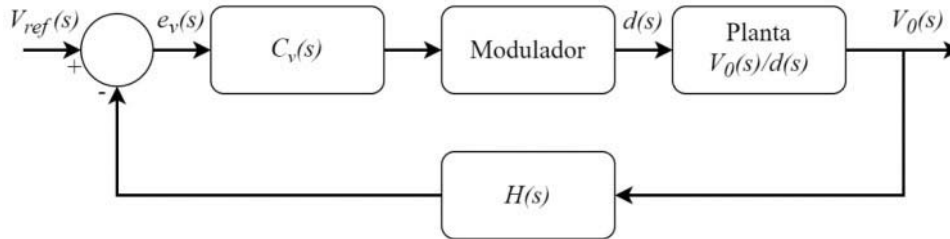
O sistema será estável se os polos da equação (19), ou seja, as raízes de $1 + G(s) \cdot H(s)$ tiverem parte real negativa e, por consequência, estiverem todos no semi-plano esquerdo do plano s . O critério de Nyquist relaciona a resposta em frequência de malha aberta com o número de polos e zeros situados no semi-plano direito do plano s , o que facilita a análise, visto que não é necessário obter efetivamente os polos de malha fechada, sendo a análise de estabilidade feita graficamente.

Para um sistema de fase mínima, as margens de fase e de ganho devem ser positivas para que o sistema seja estável. Margens negativas indicam instabilidade. Margens de fase e de ganho apropriadas protegem contra variações nos componentes do sistema e são especificadas por valores positivos definidos. Os dois valores limitam o comportamento do sistema de malha fechada nas proximidades da frequência de ressonância (DAMASCENO, 2008).

3.1 CONTROLE MODO TENSÃO

O circuito de controle por modo tensão pode ser observado na Figura 10. A partir de um circuito de condicionamento de sinal, representado pela função $H(s)$, pode-se medir o valor da tensão V_o . Um circuito muito utilizado para fazer a medição de tensão é um divisor de tensão

Figura 10 – Diagrama de blocos para controle modo tensão



Fonte: Adaptado de BORCHARDT (2020).

resistivo, que altera os níveis da tensão de saída para níveis de tensão compatíveis com os circuitos de controle (DAMASCENO, 2008).

Depois do sinal $Y(s)$ ser condicionado, este é comparado com uma tensão de referência V_{ref} . A diferença entre o valor da tensão lida pelo sensor e o valor de referência é chamado de sinal de erro e_v . O objetivo é fazer o sinal de erro igual a zero, e para isso é necessário a implementação de um compensador C_v na malha de realimentação. O sinal gerado pelo controlador passa então pelo modulador, para gerar o sinal de PWM com a razão cíclica desejada, que será utilizado para acionar os interruptores do conversor.

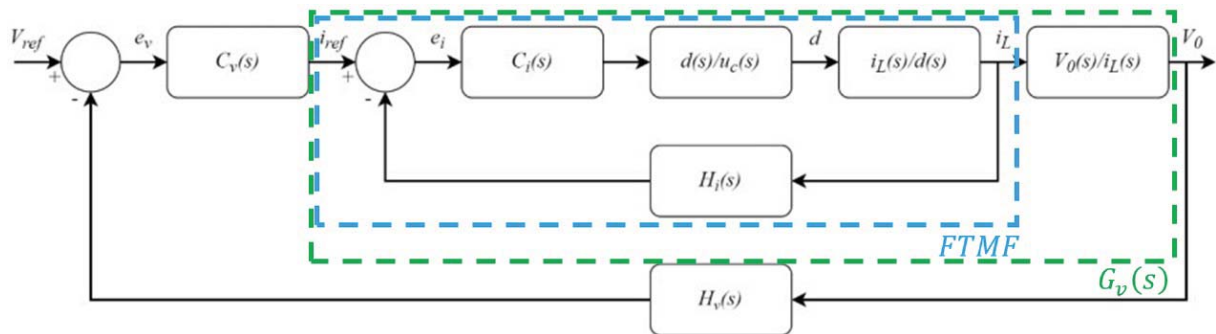
Existem situações em que o controle por modo de tensão não é adequado, como no caso do conversor Boost, que apresenta um zero no semiplano direito na planta de tensão de saída em função da razão cíclica. Isso resulta em um sistema de fase não mínima, tornando desafiador o controle por meio de uma simples malha de realimentação de tensão. Em tais casos, são requeridas outras técnicas de controle, como o controle em cascata de tensão e corrente, para lidar eficazmente com as complexidades do sistema.

3.2 CONTROLE EM CASCATA DE TENSÃO E CORRENTE

O controle em cascata possui duas realimentações, possuindo um laço de controle interno de corrente, que simplifica o laço externo de tensão. A Figura 11 mostra o diagrama de blocos para esse tipo de controle. A tensão de referência V_{ref} subtraída do sinal de realimentação da tensão de saída gera o erro e_v , que passa por um controlador de tensão C_v e gera a referência de corrente i_{ref} para a malha mais interna de corrente. Já na malha interna de corrente, ocorre a subtração da corrente de referência i_{ref} pelo valor da realimentação de corrente no indutor, gerando o sinal de erro e_i , que passa por um controlador de corrente C_i e tem como saída o sinal que irá gerar modulação por largura de pulso (PWM) para o acionamento dos interruptores (WENK, 2019).

Para o controle em cascata, a malha interna de corrente deve ser bem mais rápida que a malha de tensão, sendo a frequência de corte no mínimo dez vezes maior, o que permite considerar a malha de corrente como um ganho constante, dado pelo módulo da FTMF, no projeto da malha de tensão. Associando a FTMF a planta de tensão por corrente no indutor é obtida a função de transferência G_v de tensão.

Figura 11 – Diagrama de blocos para controle em cascata de tensão e corrente



Fonte: Adaptado de BORCHARDT (2020).

3.3 ESPECIFICAÇÕES DO COMPENSADOR

Há certos requisitos que são desejáveis ao desenvolver um controlador eficaz e confiável para conversores estáticos. Dos quais, pode-se citar:

- Ganho infinito em frequências baixas, garantindo o erro nulo em regime permanente;
- Ganho elevado até frequências próximas à frequência de chaveamento;
- Inclinação de -20 dB/dec na região da frequência de passagem por zero (f_c) da curva de ganho da função de transferência em malha aberta;
- Atenuação alta em altas frequências, amenizando os efeitos dos ruídos gerados pelo chaveamento;
- Margem de fase entre 45° e 90°;
- Frequência de corte (f_c) no máximo igual a 1/4 da frequência de chaveamento.

3.4 MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Conversores estáticos podem ser submetidos a vários tipos de perturbações, como oscilações na fonte de alimentação ou variações de carga, sendo que para se obter uma saída tanto de tensão como de corrente invariante a essas perturbações é necessária a implementação de um controle. No caso da utilização de PWM, é possível realizar o controle do conversor através da razão cíclica de condução dos interruptores. No projeto de controladores, geralmente se determina primeiramente a função de transferência do estágio de potência do conversor, o que é feito através da obtenção do modelo dinâmico para pequenos sinais, onde se consegue relacionar a tensão ou corrente de saída em função de uma variação da razão cíclica (ROSEMBACK, 2004).

O comportamento de conversores estáticos é não linear, o que torna necessária a utilização de métodos de linearização, onde são analisadas apenas pequenas variações em torno de um

ponto de operação fixo em regime permanente. A técnica de linearização utilizada por BARBI (2014) é denominada de média no espaço de estados. Essa técnica consiste em fazer a média ponderada dos estados do circuito em um período de chaveamento, onde o circuito pode ser descrito por duas topologias considerando o modo de condução contínuo, sendo uma referente ao interruptor conduzindo e outra referente ao interruptor bloqueado.

Em um conversor com apenas um interruptor, é possível determinar dois estados distintos, um com o interruptor conduzindo, dado pelo intervalo de tempo dT , e um estado com o interruptor bloqueado, dado pelo intervalo de tempo $(1 - d) \cdot T$, onde d é a razão cíclica e T o período de chaveamento. A equação (20) descreve o sistema em espaço de estados considerando o intervalo dT .

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1u \\ y = C_1x + E_1u \end{cases} \quad (20)$$

Onde x é um vetor que possui os estados do sistema, $\dot{x}$ é a derivada de x , A_1 é a matriz de estados, B_1 é a matriz de entrada, u é o vetor de entrada, C_1 é a matriz de saída, E_1 é a matriz de transmissão e y é o vetor de saída. Em conversores estáticos, geralmente se utilizam como estados da matriz x corrente em indutores e tensão sobre capacitores. Costumeiramente, se utiliza a variável D para representar a matriz de transmissão, mas como D já foi definida como razão cíclica, opta-se por utilizar a variável E para a matriz de transmissão. Da mesma forma que a equação (20), pode-se obter o sistema em espaço de estados para o intervalo de tempo $(1 - d) \cdot T$, conforme equação (21).

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2x + B_2u \\ y = C_2x + E_2u \end{cases} \quad (21)$$

Para fazer a média ponderada das equações (20) e (21), considerando um período de chaveamento, deve-se multiplicar as matrizes pelo seu respectivo intervalo de tempo e depois somar as matrizes resultantes, dessa forma, obtém-se a equação (22).

$$\begin{cases} \dot{x} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1 - d)] \cdot x + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1 - d)] \cdot u \\ y = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1 - d)] \cdot x + [E_1 \cdot d + E_2 \cdot (1 - d)] \cdot u \end{cases} \quad (22)$$

Como o intuito é obter um equivalente linear do circuito, deve-se restringir as variáveis das equações a perturbações pequenas em torno do ponto de operação. A equação (23) determina as variáveis do sistema como a soma de duas partes, onde as letras maiúsculas determinam valores constantes em regime permanente e as letras minúsculas acompanhadas do símbolo (^) determinam pequenas perturbações de forma que para uma dada variável $N \gg \hat{n}$.

$$\begin{aligned} d &= D + \hat{d} \\ x &= X + \hat{x} \\ y &= Y + \hat{y} \\ u &= U + \hat{u} \end{aligned} \quad (23)$$

Pode-se então substituir as variáveis da equação (23) em (22). Como o objetivo é obter uma função de transferência em função da variação da razão cíclica, pode-se considerar que não ocorrem variações na fonte de entrada, dessa forma $\hat{u} = 0$.

$$\begin{cases} \dot{X} + \hat{x} = [A_1 \cdot (D + \hat{d}) + A_2 \cdot (1 - D - \hat{d})] \cdot (X + \hat{x}) + [B_1 \cdot (D + \hat{d}) + B_2 \cdot (1 - D - \hat{d})] \cdot U \\ Y + \hat{y} = [C_1 \cdot (D + \hat{d}) + C_2 \cdot (1 - D - \hat{d})] \cdot (X + \hat{x}) + [E_1 \cdot (D + \hat{d}) + E_2 \cdot (1 - D - \hat{d})] \cdot U \end{cases} \quad (24)$$

Na equação (24), os termos formados pela multiplicação de duas variáveis em letras minúsculas, ou seja, valores muito pequenos, podem ser desprezadas. Além disso, pode-se separar a resposta em regime permanente da resposta de pequenos sinais. Em regime permanente, as derivadas são nulas, assim como todas as perturbações do sistema, dessa forma, pode-se reescrever a equação (24) conforme mostra a equação (25).

$$\begin{cases} 0 = [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot C + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D)] \cdot U \\ Y = [C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D)] \cdot C + [E_1 \cdot D + E_2 \cdot (1 - D)] \cdot U \end{cases} \quad (25)$$

Onde pode-se escrever:

$$\begin{aligned} A &= A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \\ B &= B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) \\ C &= C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D) \\ E &= E_1 \cdot D + E_2 \cdot (1 - D) \end{aligned} \quad (26)$$

Substituindo a equação (26) em (25), obtém-se a equação (27).

$$\begin{cases} 0 = AX + BU \\ Y = CX + EU \end{cases} \quad (27)$$

Pode-se então encontrar o valor da saída Y em regime permanente, conforme mostra a equação (28).

$$Y = -CA^{-1}BU + EU \quad (28)$$

Novamente utilizando a equação (24), pode-se agora considerar apenas a resposta em pequenos sinais, dessa forma, todos os termos em regime permanente e todos os termos onde ocorre a multiplicação de duas perturbações serão desconsiderados. Obtém-se então a equação (29).

$$\begin{cases} \hat{x} = [A_1 \cdot \hat{d} - A_2 \cdot \hat{d}] \cdot X + [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1 - d)] \cdot \hat{x} + [B_1 \cdot \hat{d} - B_2 \cdot \hat{d}] \cdot U \\ \hat{x} = [C_1 \cdot \hat{d} - C_2 \cdot \hat{d}] \cdot X + [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1 - d)] \cdot \hat{x} + [E_1 \cdot \hat{d} - E_2 \cdot \hat{d}] \cdot U \end{cases} \quad (29)$$

Substituindo a equação (26) em (29), rearranjando os termos e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a equação (30).

$$\begin{cases} s \cdot \hat{x} = A \cdot \hat{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \hat{d} \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U] \cdot \hat{d} \end{cases} \quad (30)$$

Com a equação (30), pode-se isolar $\hat{x}$ e substituir o resultado na equação de $\hat{y}$. Assim é possível obter a função de transferência de uma variação na saída em função de uma variação da razão cíclica, de acordo com a equação (31).

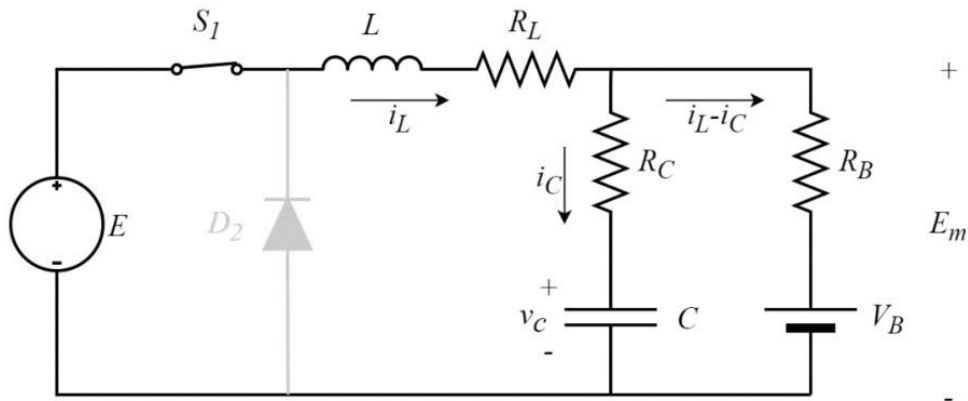
$$\frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] + (C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U \quad (31)$$

Onde $X = -A^{-1}BU$.

3.4.1 Modelagem da operação Buck

O conversor Buck será considerado como operando em condução contínua, dessa forma, podem ser considerados dois estados distintos para o conversor, um com o interruptor conduzindo e um com o interruptor bloqueado. A Figura 12 apresenta o circuito equivalente do conversor Buck no momento em que o interruptor está conduzindo.

Figura 12 – Circuito do conversor Buck com interruptor conduzindo



Fonte: Adaptado de MARTINS (2018).

No circuito, R_L é a resistência série do indutor e R_C é a resistência série do capacitor. A carga é uma bateria formada pela fonte de tensão V_B e pela resistência em série R_B . Como os valores de R_B e V_B variam de forma muito mais lenta que a dinâmica do conversor, pode-se considerá-los como constantes. Pode-se equacionar as duas malhas do circuito da Figura 12 através das Leis de Kirchhoff, e com isso, obtém-se as equações (32) e (33).

$$-E + v_L + R_L \cdot i_L + R_C \cdot i_C + v_C = 0 \quad (32)$$

$$-v_C - R_C \cdot i_C + R_B \cdot (i_L - i_C) + V_B = 0 \quad (33)$$

A partir das equações clássicas da tensão sobre o indutor, mostrada em (34) e da corrente no capacitor em (35).

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (34)$$

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad (35)$$

Substituindo as equações (34) e (35) em (32) e (33) e reorganizando os termos, obtêm-se as equações da derivada de corrente no indutor e da derivada de tensão no capacitor, de acordo com (36) e (37), respectivamente.

$$\dot{i}_L = \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_C \cdot R_L + R_B \cdot R_L + R_C \cdot R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} \cdot i_L - \frac{R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} \cdot v_C + \frac{1}{L} \cdot E - \frac{R_C}{L \cdot (R_C + R_B)} \cdot V_B \quad (36)$$

$$\dot{v}_C = \frac{dv_C}{dt} = \frac{R_B}{C \cdot (R_C + R_B)} \cdot i_L - \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \cdot v_C + \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \cdot V_B \quad (37)$$

A tensão E_m pode ser obtida através da equação (38).

$$E_m = \frac{R_C \cdot R_B}{R_C + R_B} \cdot i_L + \frac{R_B}{R_C + R_B} \cdot v_C + \frac{R_C}{R_C + R_B} \cdot V_B \quad (38)$$

Dessa forma, pode-se colocar as equações 36, 37 e 38 em formato de espaço de estados, onde as variáveis de estado são a corrente no indutor e a tensão sobre o capacitor.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_C \cdot R_L + R_B \cdot R_L + R_C \cdot R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} & -\frac{R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} \\ \frac{R_B}{C \cdot (R_C + R_B)} & -\frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R_C}{L \cdot (R_C + R_B)} \\ 0 & \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_B \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$E_m = \begin{bmatrix} \frac{R_C \cdot R_B}{R_C + R_B} & \frac{R_B}{R_C + R_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_C}{R_C + R_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_B \end{bmatrix}$$

Pode-se ainda encontrar facilmente a equação para a corrente no indutor, sendo preciso apenas substituir a equação de saída do sistema pela equação (40).

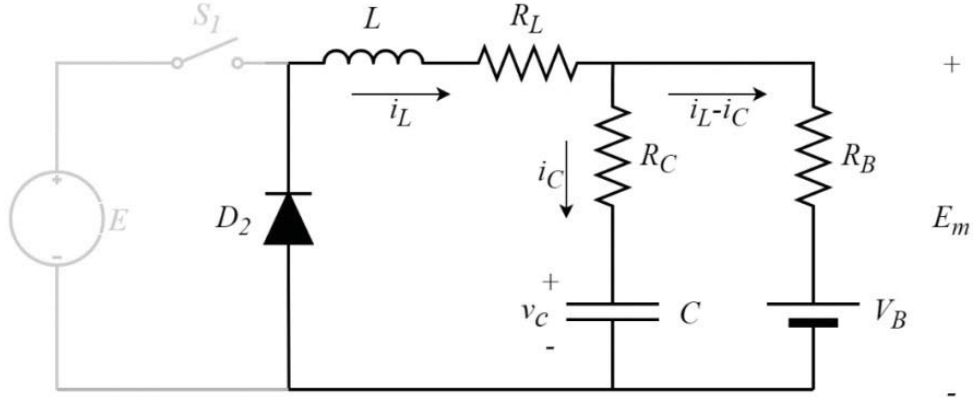
$$i_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_B \end{bmatrix} \quad (40)$$

Agora pode-se seguir o mesmo procedimento para o circuito com o interruptor bloqueado. A Figura 13 mostra o circuito equivalente do conversor considerando o interruptor bloqueado.

Pode-se equacionar as duas malhas do circuito da Figura 13 através das Leis de Kirchhoff, e com isso, obtêm-se as equações (41) e (42).

$$v_L + R_L \cdot i_L + R_C \cdot i_C + v_C = 0 \quad (41)$$

Figura 13 – Circuito do conversor Buck com interruptor bloqueado



Fonte: Adaptado de MARTINS (2018).

$$-v_C - R_C \cdot i_C + R_B \cdot (i_L - i_C) + V_B = 0 \quad (42)$$

Substituindo as equações (34) e (35) em (41) e (42) e reorganizando os termos, obtêm-se as equações da derivada de corrente no indutor e da derivada de tensão no capacitor, de acordo com (43) e (44), respectivamente.

$$\dot{i}_L = \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_C \cdot R_L + R_B \cdot R_L + R_C \cdot R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} \cdot i_L - \frac{R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} \cdot v_C - \frac{R_C}{L \cdot (R_C + R_B)} \cdot V_B \quad (43)$$

$$\dot{v}_C = \frac{dv_C}{dt} = \frac{R_B}{C \cdot (R_C + R_B)} \cdot i_L - \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \cdot v_C + \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \cdot V_B \quad (44)$$

A tensão E_m pode ser obtida através da equação (45).

$$E_m = \frac{R_C \cdot R_B}{R_C + R_B} \cdot i_L + \frac{R_B}{R_C + R_B} \cdot v_C + \frac{R_C}{R_C + R_B} \cdot V_B \quad (45)$$

Da mesma forma, colocando as equações (43), (44) e (45) em formato de espaço de estados, obtêm-se as expressões da equação (46).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_C \cdot R_L + R_B \cdot R_L + R_C \cdot R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} & -\frac{R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} \\ \frac{R_B}{C \cdot (R_C + R_B)} & -\frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_C}{L \cdot (R_C + R_B)} \\ 0 & \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_B \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$E_m = \begin{bmatrix} \frac{R_C \cdot R_B}{R_C + R_B} & \frac{R_B}{R_C + R_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_C}{R_C + R_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_B \end{bmatrix}$$

A corrente no indutor é dada pela equação (47).

$$i_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ V_B \end{bmatrix} \quad (47)$$

A função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica pode ser então calculada através da equação (31) e a tensão de saída em regime permanente pela equação

(28), onde as matrizes são dadas pelos sistemas em espaço de estado encontrados. As matrizes utilizadas são dadas pela equação (48).

$$\begin{aligned}
 A_1 = A_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_C \cdot R_L + R_B \cdot R_L + R_C \cdot R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} & -\frac{R_B}{L \cdot (R_C + R_B)} \\ \frac{R_B}{C \cdot (R_C + R_B)} & -\frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \end{bmatrix} \\
 B_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R_C}{L \cdot (R_C + R_B)} \\ 0 & \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \end{bmatrix} & B_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_C}{L \cdot (R_C + R_B)} \\ 0 & \frac{1}{C \cdot (R_C + R_B)} \end{bmatrix} \\
 C_1 = C_2 &= \begin{bmatrix} \frac{R_C \cdot R_B}{R_C + R_B} & \frac{R_B}{R_C + R_B} \end{bmatrix} & E_1 = E_2 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_C}{R_C + R_B} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{48}$$

A tensão de saída em regime permanente é dada pela equação (49). Percebe-se que caso se considere $R_L = 0$, obtém-se a equação de ganho estático ideal do conversor Buck já encontrada anteriormente.

$$E_m = \frac{D \cdot R_B \cdot E + R_L \cdot V_B}{R_B + R_L} \tag{49}$$

A função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica é dada pela equação (50).

$$\frac{\hat{e}_m(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(C \cdot R_C \cdot R_B \cdot E) \cdot s + R_B \cdot E}{(L \cdot C \cdot R_B + L \cdot C \cdot R_C) \cdot s^2 + (C \cdot R_C \cdot R_B + C \cdot R_B \cdot R_L + C \cdot R_C \cdot R_L + L) \cdot s + R_B + R_L} \tag{50}$$

Para encontrar a função de transferência da corrente no indutor em função da razão cíclica utiliza-se novamente a equação (31), onde A_1, A_2, B_1 e B_2 permanecem iguais e C_1, C_2, E_1 e E_2 correspondem as equações (40) e (47), assim:

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad E_1 = E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{51}$$

A corrente em regime permanente no indutor é dada pela equação (52).

$$I_L = \frac{D \cdot E - V_B}{R_B + R_L} \tag{52}$$

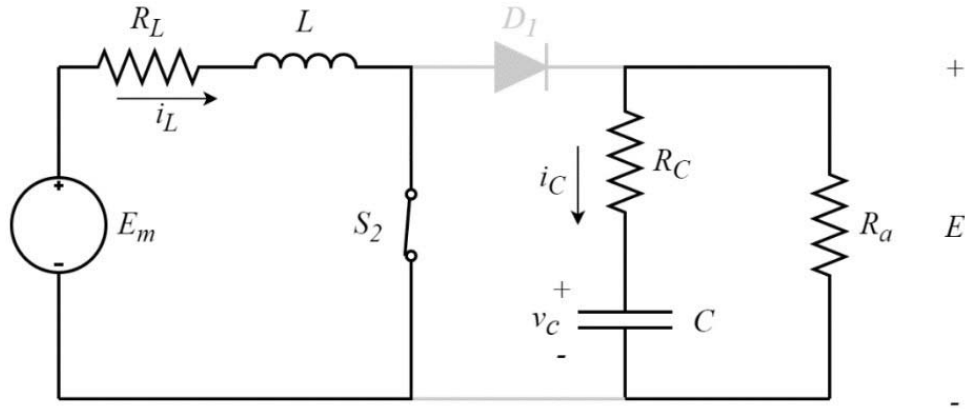
A função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica é dada pela equação (53).

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(C \cdot R_C \cdot E + C \cdot R_B \cdot E) \cdot s + E}{(L \cdot C \cdot R_B + L \cdot C \cdot R_C) \cdot s^2 + (C \cdot R_C \cdot R_B + C \cdot R_B \cdot R_L + C \cdot R_C \cdot R_L + L) \cdot s + R_B + R_L} \tag{53}$$

3.4.2 Modelagem da operação Boost

O conversor boost equivalente será considerado como operando em condução contínua, dessa forma, podem ser considerados dois estados distintos para o conversor, um com o interruptor conduzindo e um com o interruptor bloqueado. A Figura 14 apresenta o circuito do conversor

Figura 14 – Circuito do conversor Boost com interruptor conduzindo



Fonte: Adaptado de MARTINS (2018).

boost equivalente no momento em que o interruptor está conduzindo. A carga é considerada como uma resistência constante de valor R_a .

Pode-se equacionar as duas malhas do circuito da Figura 14 através das Leis de Kirchhoff, e com isso, obtêm-se as equações (54) e (55).

$$-E_m + R_L \cdot i_L + v_L = 0 \quad (54)$$

$$v_C + R_C \cdot i_C + R_a \cdot i_C = 0 \quad (55)$$

Substituindo as equações (34) e (35) em (54) e (55) e reorganizando os termos, obtêm-se as equações da derivada de corrente no indutor e da derivada de tensão no capacitor, de acordo com (56) e (57), respectivamente.

$$\dot{i}_L = \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} \cdot i_L + \frac{1}{L} \cdot E_m \quad (56)$$

$$\dot{v}_C = \frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{C \cdot (R_C + R_a)} \cdot v_C \quad (57)$$

A tensão E pode ser obtida através da equação (58).

$$E = \frac{R_a}{R_a + R_C} \cdot v_C \quad (58)$$

Dessa forma, pode-se colocar as equações (56), (57) e (58) em formato de espaço de estados, onde as variáveis de estado são a corrente no indutor e a tensão sobre o capacitor. Pode-se considerar que R_a é muito maior que R_C , dessa forma $R_a + R_C \approx R_a$.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (59)$$

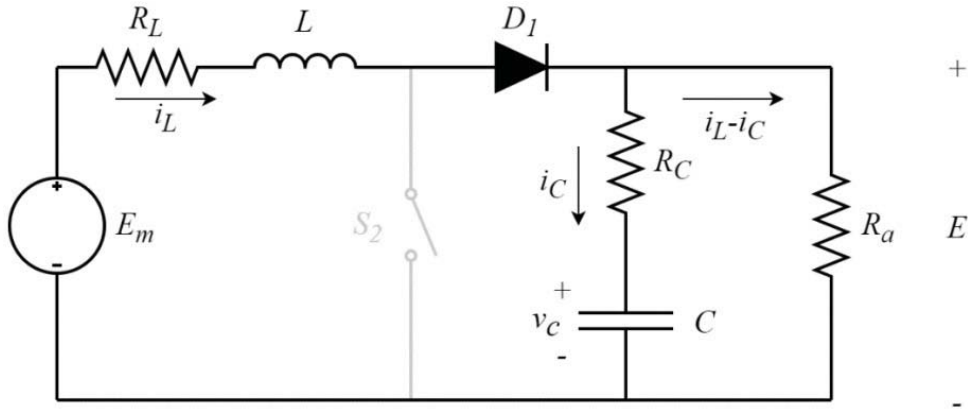
$$E = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix}$$

A corrente no indutor pode ser facilmente obtida substituindo a equação de saída pela equação (60).

$$i_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (60)$$

Agora pode-se seguir o mesmo procedimento para o circuito com o interruptor bloqueado. A Figura 15 mostra o circuito do conversor Boost equivalente considerando o interruptor bloqueado.

Figura 15 – Circuito do conversor Boost com interruptor bloqueado



Fonte: Adaptado de MARTINS (2018).

As equações das malhas do circuito da Figura 15 são dadas por (61) e (62).

$$-E_m + R_L \cdot i_L + v_L + R_C \cdot i_C + v_C = 0 \quad (61)$$

$$-v_C - R_C \cdot i_C + R_a \cdot (i_L - i_C) = 0 \quad (62)$$

Substituindo as equações (34) e (35) em (61) e (62) e reorganizando os termos, obtêm-se as equações da derivada de corrente no indutor e da derivada de tensão no capacitor, de acordo com (63) e (64), respectivamente.

$$\dot{i}_L = \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_a \cdot R_L + R_C \cdot R_L + R_a \cdot R_C}{L \cdot (R_a + R_C)} \cdot i_L - \frac{R_a}{L \cdot (R_a + R_C)} \cdot v_C + \frac{1}{L} \cdot E_m \quad (63)$$

$$\dot{v}_C = \frac{dv_C}{dt} = \frac{R_a}{C \cdot (R_a + R_C)} \cdot i_L - \frac{1}{C \cdot (R_a + R_L)} \cdot v_C \quad (64)$$

A tensão E pode ser obtida através da equação (65).

$$E = \frac{R_a \cdot R_C}{R_a + R_C} \cdot i_L + \frac{R_a}{R_a + R_C} \cdot v_C \quad (65)$$

Da mesma forma, colocando as equações em espaço de estados obtêm-se as expressões da equação (66). Novamente pode-se considerar $R_a + R_C \approx R_a$ e ainda que $R_C \cdot R_L$ é muito pequeno e pode ser desprezado.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L+R_C}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} R_C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix}$$
(66)

A corrente no indutor é dada pela equação (67).

$$i_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_m \\ 0 \end{bmatrix}$$
(67)

A função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica pode ser então calculada através da equação (31) e a tensão de saída em regime permanente pela equação (28), onde as matrizes são dadas pelos sistemas em espaço de estado encontrados. As matrizes utilizadas são dadas pela equação (68).

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_a} \end{bmatrix} & A_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L+R_C}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_a} \end{bmatrix} \\ B_1 = B_2 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & C_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \\ C_2 &= \begin{bmatrix} R_C & 1 \end{bmatrix} & E_1 = E_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$
(68)

A tensão de saída em regime permanente é dada pela equação (69). Percebe-se que caso se considere $R_L = 0$ e $R_C = 0$, obtêm-se a equação de ganho estático ideal do conversor boost.

$$E = \frac{(1-D) \cdot R_a \cdot E_m}{R_a + R_C + R_L - D \cdot R_C - 2 \cdot D \cdot R_a + D^2 \cdot R_a}$$
(69)

A função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica é dada pela equação (70).

$$\frac{\hat{e}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0}{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0}$$
(70)

Onde:

$$\begin{aligned} b_0 &= E_m \cdot (R_a^2 \cdot D^2 + R^2 + R_a \cdot R_C \cdot D^2 + R_a \cdot R_C - 2 \cdot R_a^2 \cdot D - R_a \cdot R_L - 2 \cdot R_a \cdot R_C \cdot D - R_C \cdot R_L) \\ b_1 &= E_m \cdot (C \cdot R_a^2 \cdot R_C \cdot D^2 + C \cdot R_a^2 \cdot R_C - 2 \cdot C \cdot R_a^2 \cdot R_C \cdot D - C \cdot R_a \cdot R_L \cdot R_C - L \cdot R_a - L \cdot R_C) \\ b_2 &= -E_m \cdot L \cdot C \cdot R_a \cdot R_C \\ a_0 &= (R_a + R_C + R_L - R_C \cdot D + R_a \cdot D^2 - 2 \cdot R_a \cdot D)^2 \\ a_1 &= (R_a + R_C + R_L - R_C \cdot D + R_a \cdot D^2 - 2 \cdot R_a \cdot D)(L + C \cdot R_a \cdot R_C + C \cdot R_a \cdot R_L - C \cdot R_a \cdot R_C \cdot D) \\ a_2 &= (R_a + R_C + R_L - R_C \cdot D + R_a \cdot D^2 - 2 \cdot R_a \cdot D) \cdot L \cdot C \cdot R_a \end{aligned}$$
(71)

Para encontrar a função de transferência da corrente no indutor em função da razão cíclica utiliza-se novamente a equação (31), onde A_1 , A_2 , B_1 e B_2 permanecem iguais e C_1 , C_2 , E_1 e E_2 correspondem as equações (60) e (67). A corrente em regime permanente no indutor é dada pela equação (72).

$$I_L = \frac{E_m}{R_a + R_C + R_L - D \cdot R_C - 2 \cdot D \cdot R_a + D^2 \cdot R_a} \quad (72)$$

A função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica é dada por:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{b_1 \cdot s + b_0}{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (73)$$

Onde:

$$\begin{aligned} b_0 &= E_m \cdot (2 \cdot R_a + R_C - 2 \cdot R_a \cdot D) \\ b_1 &= E_m \cdot (C \cdot R_a^2 - C \cdot R_a^2 \cdot D + C \cdot R_a \cdot R_C) \\ a_0 &= (R_a + R_C + R_L - R_C \cdot D + R_a \cdot D^2 - 2 \cdot R_a \cdot D)^2 \\ a_1 &= (R_a + R_C + R_L - R_C \cdot D + R_a \cdot D^2 - 2 \cdot R_a \cdot D)(L + C \cdot R_a \cdot R_C + C \cdot R_a \cdot R_L - C \cdot R_a \cdot R_C \cdot D) \\ a_2 &= (R_a + R_C + R_L - R_C \cdot D + R_a \cdot D^2 - 2 \cdot R_a \cdot D) \cdot L \cdot C \cdot R_a \end{aligned} \quad (74)$$

4 CONTROLE DIGITAL

O controle digital possui diversas diferenças em relação ao controle analógico, como, por exemplo, uma menor sensibilidade para a variação de parâmetros, menor número de componentes passivos, possibilidade de implementação de controles mais complexos e, além disso, ainda possui uma flexibilidade para modificação e reprogramação do controle sem que seja necessário alterar partes físicas do circuito. Em contrapartida, o controle analógico não necessita dos cuidados relativos à amostragem, tempo de execução do controle e não linearidade da conversão analógico-digital.

A conversão de um sinal de tempo contínuo para digital se faz mediante um *Analog to Digital Converter* (ADC) ou conversor analógico-digital, assim como a operação inversa, de digital para contínuo, é realizada por um *Digital to Analog Converter* (DAC), ou conversor digital-analógico. Na Figura 16 observa-se um diagrama de blocos para o processamento digital de um sinal. Pode-se perceber que o sinal passa por um filtro *anti-aliasing* e também por um amostrador *sample and hold* (S/H), responsável por fazer a aquisição dos dados a partir de uma frequência de amostragem estabelecida. Após a conversão analógico-digital, o sinal digital é enviado para um processador, que pode ser, por exemplo, um *Digital Signal Processor* (DSP), ou processador digital de sinais. Esse processador irá gerar uma saída correspondente, normalmente na forma de *Digital Pulse Width Modulation* (DPWM), para conversores estáticos.

Figura 16 – Diagrama de blocos do controle digital.



Fonte: Adaptado de DAMASCENO (2008).

O filtro *anti-aliasing* é utilizado para prevenir a sobreposição do sinal. Esse filtro atua fazendo a limitação em banda do sinal amostrado, filtrando uma parte do sinal para impedir a sobreposição. Devido à impossibilidade de construir um filtro ideal pela não causalidade deste, seria necessário um filtro de ordem muito elevada para diminuir a interferência do filtro no sistema. Algumas formas de solucionar esse inconveniente são a sobreamostragem, o que muitas vezes não é possível devido a limitações dos componentes, ou utilizar a amostragem síncrona (DAMASCENO, 2008).

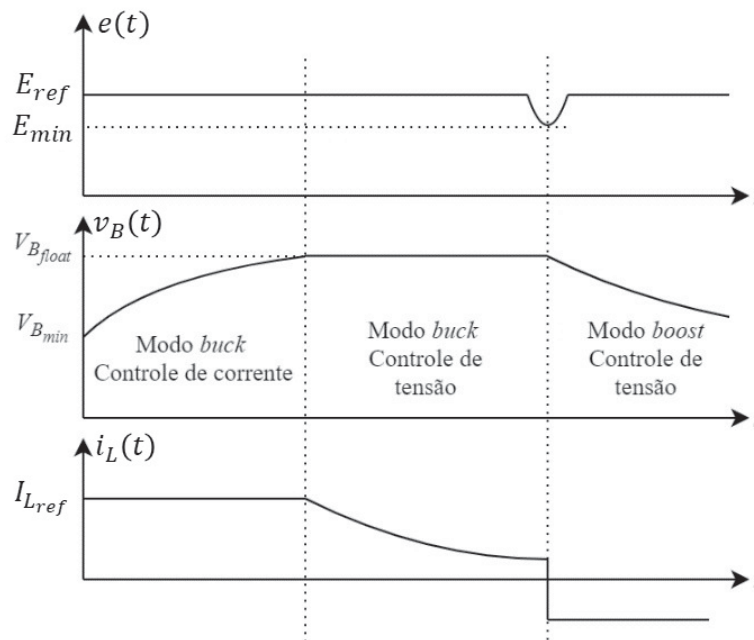
A amostragem síncrona é muito utilizada em conversores estáticos e se caracteriza pela utilização da frequência de amostragem igual à frequência de comutação. Mesmo que para satisfazer o teorema da amostragem seja necessário fazer a frequência de amostragem pelo menos igual a duas vezes a largura de banda do sinal, no caso de conversores estáticos, a utilização da amostragem síncrona muitas vezes é vantajosa, pois pode diminuir a aquisição de ruídos provenientes do chaveamento. A amostragem síncrona permite que o valor médio de corrente no indutor seja reconstruído utilizando de uma amostra feita na rampa de subida ou

descida de corrente por período (DAMASCENO, 2008).

4.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A Figura 17 mostra a atuação do controle que se deseja implementar. Quando as baterias estão descarregadas, ocorre a carga através de corrente constante até que a tensão sobre as baterias chegue ao valor de flutuação V_{Bfloat} . Quando a tensão sobre as baterias for V_{Bfloat} , o sistema de controle irá atuar e mudar a malha de controle para controle por tensão, mantendo a tensão constante. Caso ocorra uma falha no barramento E e a tensão chegar a um valor mínimo E_{min} , ocorre a mudança no modo de operação do conversor para a operação Boost, e o fluxo de potência segue das baterias para o barramento, invertendo o sentido da corrente.

Figura 17 – Tensão no barramento E, na bateria e corrente no indutor durante os modos de operação



Fonte: Adaptado de BORCHARDT (2020).

A Tabela 1 mostra os valores de componentes considerados. Os modelos e variáveis considerados serão os mesmos obtidos no Capítulo 3.

Tabela 1 – Especificações de projeto para o controle do conversor

Variável	Descrição	Valor
E	Tensão no barramento CC	150 V
E_m	Tensão máxima do barramento de saída	41,4 V
f_s	Frequência de chaveamento	50 kHz
V_B	Tensão nominal do barramento de saída	37,8 V
R_B	Resistência série da carga	0,36 Ω
R_L	Resistência série do indutor	0,20 Ω
R_{C1}	Resistência série do capacitor C_1	0,18 Ω
R_{C2}	Resistência série do capacitor C_2	0,30 Ω
R_a	Resistência da carga na operação Boost	181,16 Ω
C_1	Capacitância do capacitor C_1	660 μF
C_2	Capacitância do capacitor C_2	33 μF
L	Indutância do indutor L	2 mH
D	Razão cíclica de regime	0,276

Fonte: Adaptado de BORCHARDT (2020).

4.2 PROJETO DE CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO COM FILTRO

O controlador proporcional integral derivativo apresenta as três ações de controle distintas, onde cada uma apresenta vantagens e desvantagens. A vantagem da ação derivativa é possuir um caráter antecipatório ao erro, o que pode gerar uma resposta mais rápida do controlador, e a desvantagem está no fato do controle derivativo ser muito sensível a ruídos, sendo que estes possuem valores expressivos de derivadas em sua composição, o que pode interferir significativamente na resposta do controlador. O controle integrativo, é adicionado com o intuito de se obter erro nulo em regime permanente.

O intuito da adição do filtro de primeira ordem no termo derivativo é diminuir os efeitos de ruído provenientes da frequência de chaveamento. O filtro utilizado possui ganho unitário e apenas um polo cujo posicionamento deve ser feito para minimizar os efeitos do chaveamento, dessa forma, uma boa posição para esse polo é na metade da frequência de chaveamento (JÚNIOR, 1994).

Devida a simplicidade natural das plantas do conversor Buck, é feita a análise utilizando duas malhas distintas para tensão e corrente e, de maneira comparativa posteriormente, um conjunto de malhas em cascata.

4.2.1 Malha de tensão para a operação Buck

Para o projeto do controlador digital é necessário substituir os valores da Tabela 1 na equação (50), obtendo o modelo da variação da tensão de saída em função da variação de razão

cíclica $G_{vd}(s)$, mostrada na equação (75).

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{e}_m(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1,227 \cdot 10^4 \cdot s + 1,24 \cdot 10^9}{s^2 + 4,61 \cdot 10^4 \cdot s + 1,286 \cdot 10^7} \quad (75)$$

A função de transferência da equação (75) deve ser discretizada através da transformada z . Com a utilização do programa Matlab é possível executar a discretização da função de transferência utilizando o ZOH (retentor de ordem zero), com uma amostragem de 50 kHz. A função de transferência discreta é dada por:

$$G_{vd}(z) = \frac{\hat{e}_m(z)}{\hat{d}(z)} = \frac{0,3466 \cdot z - 0,02285}{z^2 - 1,394 \cdot z + 0,3978} \quad (76)$$

O ganho do sensor de tensão é dado por um divisor resistivo no valor de:

$$H_{em} = \frac{5,6 \cdot 10^3}{5,6 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} = 0,053 \quad (77)$$

O ganho do modulador PWM será considerado unitário, pois é possível incorporar este valor no código de programação. É então utilizada a ferramenta *sisotool* do Matlab para obter o controlador no domínio z . A técnica de controle utilizada foi a de cancelamento de polos e zeros, e a frequência de cruzamento por zero do ganho da função de transferência em malha aberta foi escolhido como sendo de 1/10 da frequência de chaveamento, ou seja, 5 kHz. A Figura 18 mostra o diagrama de Bode da função de transferência da equação (75) multiplicada pelo ganho do sensor de corrente.

$$C_{vd}(z) = \frac{29,59 \cdot z^2 - 49,21 \cdot z + 20,36}{z^2 - 1,51 \cdot z + 0,5095} \quad (78)$$

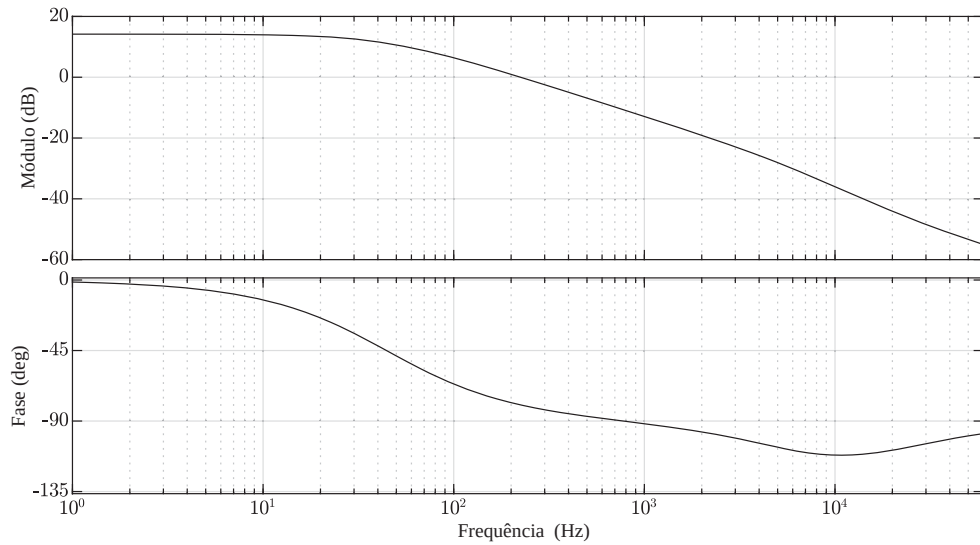
A Figura 19 mostra a resposta em frequência do controlador $C_{vd}(z)$ utilizando a transformação bilinear. O ganho em frequências baixas é mais elevado, e diminui com o aumento da frequência.

A Figura 20 mostra a função de transferência de malha aberta (FTMA) com o controlador. A margem de fase é de 69°, o que está dentro dos limites apontados como ideais. A frequência de passagem por zero do módulo da FTMA é de 4,99 kHz. A Figura 21 mostra a resposta numérica simulada do sistema a um degrau aplicado na função de transferência de malha fechada (FTMF) obtida pela multiplicação do controlador pela planta com a realimentação do sensor. O tempo para que a função chegue ao regime permanente é de aproximadamente 0,84 ms, o degrau de referência do Matlab mostra que o sistema é capaz de zerar o erro de regime.

Para aplicação do controlador em programação, deve-se transformar a equação (78) em uma equação de diferenças, onde se considera que z^{-k} é um sinal atrasado por k períodos de amostragem. Dessa forma obtém-se a equação (79), onde d é a razão cíclica e e_v o sinal de erro.

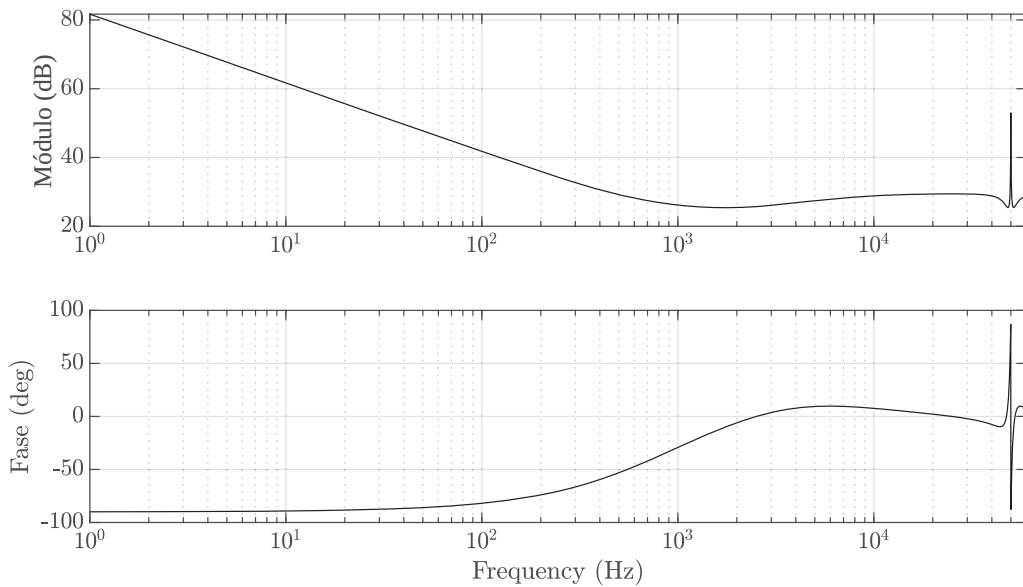
$$d[k] = 1,51 \cdot d[k-1] - 0,5095 \cdot d[k-2] + 29,59 \cdot e_v[k] - 49,21 \cdot e_v[k-1] + 20,36 \cdot e_v[k-2] \quad (79)$$

Figura 18 – Diagrama de Bode da planta $G_{vd}(s) \cdot H_{em}$ na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 19 – Resposta em frequência do controlador de tensão na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

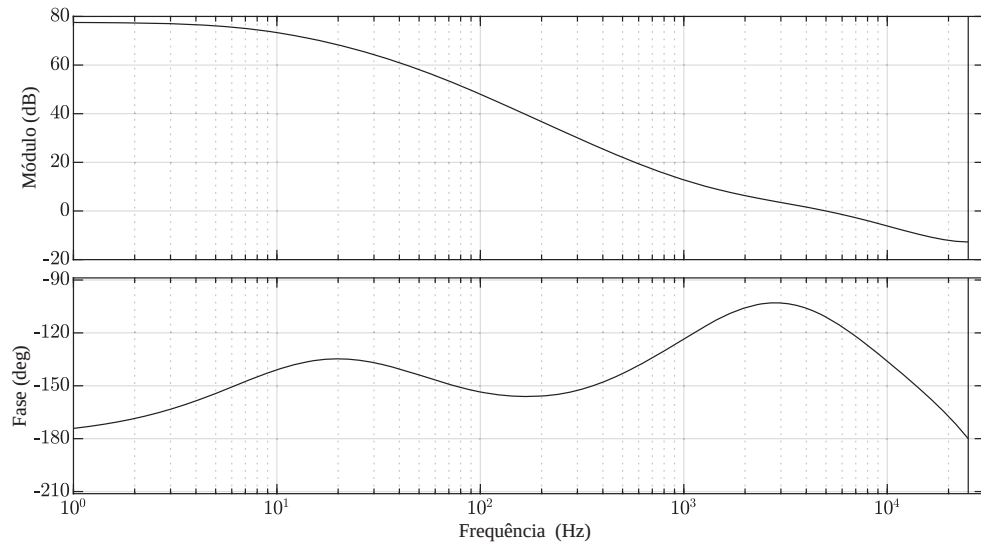
4.2.2 Malha de corrente para a operação Buck

Substituindo os valores da Tabela 1 na equação (53), obtém-se a equação (80).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{7,5 \cdot 10^4 \cdot s + 3,444 \cdot 10^9}{s^2 + 4,61 \cdot 10^4 \cdot s + 1,286 \cdot 10^7} \quad (80)$$

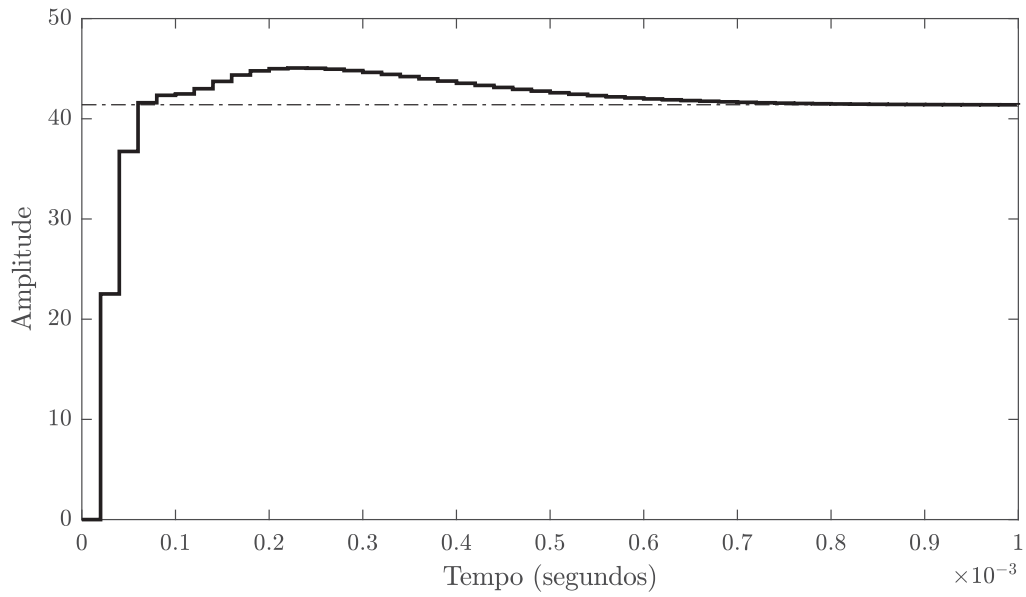
Novamente é executada a discretização da equação (80) com ZOH, utilizando uma amostragem de 50 kHz, obtendo o modelo da corrente no indutor em função da variação de

Figura 20 – Resposta em frequência da FTMA de tensão na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 21 – Degrau aplicado a FTMF da malha de tensão na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

razão cíclica $G_{id}(z)$:

$$G_{id}(z) = \frac{\hat{i}_l(z)}{\hat{d}(z)} = \frac{1,497 \cdot z - 0,5975}{z^2 - 1,394 \cdot z + 0,3978} \quad (81)$$

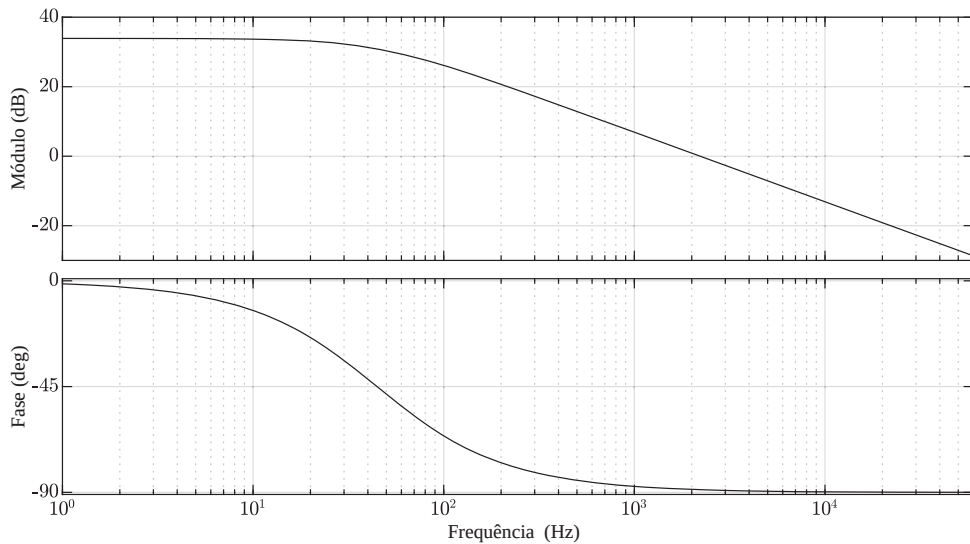
O ganho do sensor de corrente é dado pelo valor do resistor *shunt* em série com o indutor:

$$H_L = 0,15 \quad (82)$$

O ganho do modulador PWM é novamente considerado unitário. É então utilizada a ferramenta *sisotool* do Matlab para obter o controlador no domínio z . A técnica de controle utilizada foi a de cancelamento de polos e zeros, e a frequência de cruzamento por zero do ganho da função de transferência em malha aberta foi escolhido como sendo de 1/10 da frequência de chaveamento, ou seja, 5 kHz. A Figura 22 mostra a resposta em frequência da função de transferência da equação (80) multiplicada pelo ganho do sensor de corrente.

$$C_{id}(z) = \frac{2,871 \cdot z - 2,487}{z - 1} \quad (83)$$

Figura 22 – Diagrama de Bode da planta $G_{id}(s) \cdot H_L$ na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

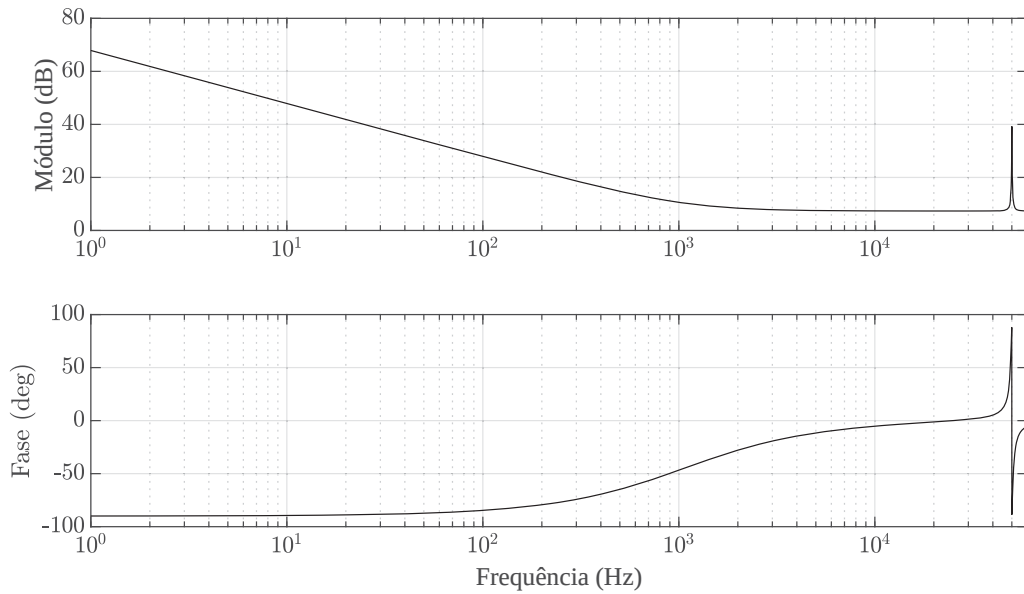
A Figura 23 mostra resposta em frequência do controlador $C_{vd}(z)$ utilizando a transformação bilinear para o plano w . O ganho em frequências baixas é mais elevado, e diminui com o aumento da frequência.

A Figura 24 mostra a FTMA com o controlador. A margem de fase é de 60° e a frequência de passagem por zero do módulo da FTMA é de 5,00 kHz. A Figura 25 mostra um degrau aplicado a FTMF obtida pela multiplicação do controlador pela planta com a realimentação do sensor. O tempo para que a função chegue ao regime permanente é de aproximadamente 0,32 ms.

Para aplicação do controlador em programação, deve-se transformar a equação (83) em uma equação de diferenças. Dessa forma obtém-se a equação (79), onde d é a razão cíclica e e_v o sinal de erro gerado pela diferença entre o valor medido pelo sensor de corrente e o valor de referência.

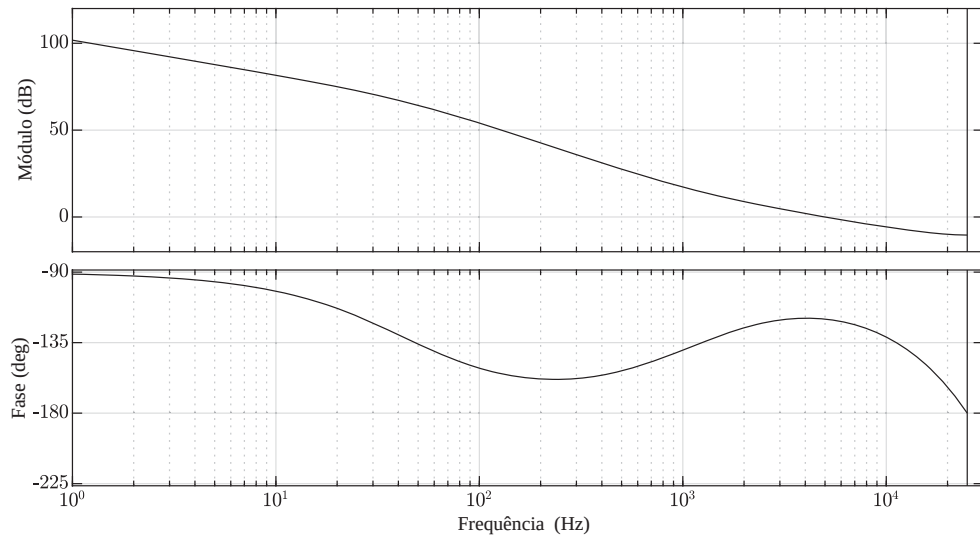
$$d[k] = d[k - 1] + 2,871 \cdot e_v[k] - 2,487 \cdot e_v[k - 1] \quad (84)$$

Figura 23 – Resposta em frequência do controlador de corrente na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 24 – Resposta em frequência da FTMA de corrente na operação Buck



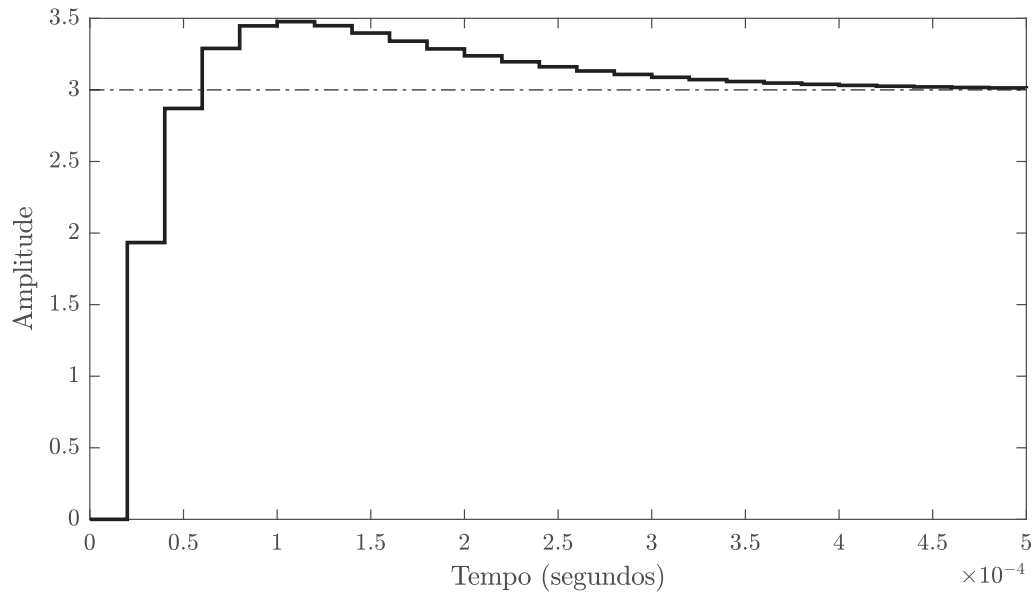
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

4.2.3 Controle em cascata para a operação Buck

Para a aplicação da técnica de controle em cascata é necessário projetar primeiramente a malha interna de corrente. Como as especificações de controle, o modelo da planta e o sensor de corrente permanecem iguais ao demonstrado na seção 4.2.2, o controlador da equação (78) será utilizado.

No projeto da malha de tensão, deve-se levar em conta o ganho da FTMF da malha de

Figura 25 – Degrau aplicado a FTMF da malha de corrente na operação Buck

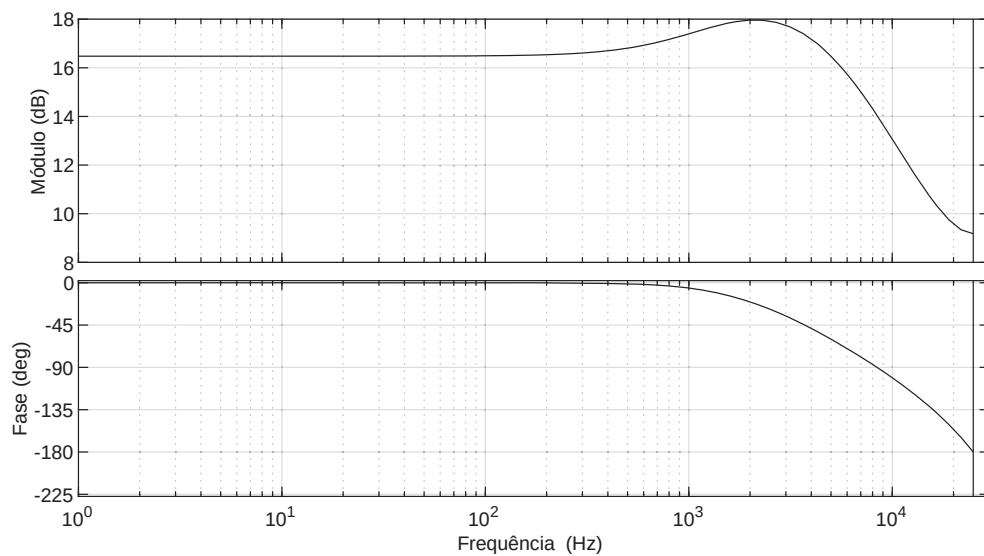


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

corrente. A Figura 26 mostra a FTMF de corrente. O ganho pode ser obtido pelo módulo, em valor absoluto, da FTMF na frequência de cruzamento por zero desejada para o controlador de tensão:

$$|FTMF_i| = 10^{\frac{16,5}{20}} = 6,66 \quad (85)$$

Figura 26 – Resposta em frequência da FTMF de corrente para a operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A malha externa de tensão deve ser mais lenta e gerar a referência de corrente para a

malha interna. A função de transferência da variação da tensão de saída em função da variação da corrente no indutor pode ser obtida dividindo a equação (50) pela equação (53), e dessa forma a função de transferência é dada pela equação (86) quando substituída pelos valores da Tabela 1.

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{e}_m(s)}{\hat{d}(s)} \div \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\hat{e}_m(s)}{\hat{i}_l(s)} = \quad (86)$$

Aplicando a discretização por ZOH na frequência de 50 kHz à equação (87), é obtida a equação (87).

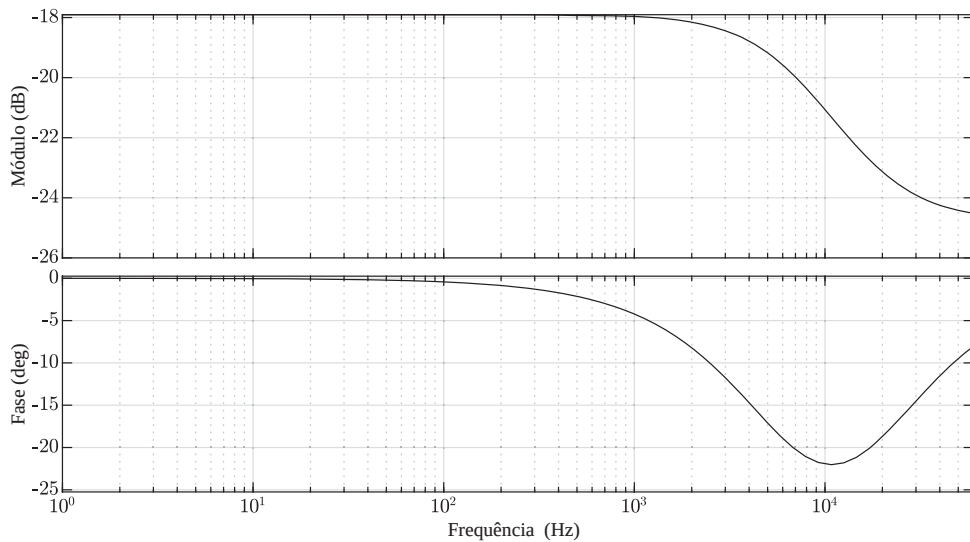
$$G_{vi}(z) = \frac{0,1636 \cdot z^3 - 0,1755 \cdot z^2 - 0,008326 \cdot z + 0,02094}{z^3 - 1,794 \cdot z^2 + 0,9544 \cdot z - 0,1588} \quad (87)$$

O sensor de tensão será o mesmo divisor resistivo da equação (77), o ganho do PWM será considerado unitário. Com essas equações, é possível utilizar a ferramenta *sisotool* do Matlab para obter o controlador no domínio z. A técnica de controle utilizada foi a de cancelamento de polos e zeros, e a frequência de cruzamento por zero do ganho da função de transferência em malha aberta foi escolhido como sendo de 1/200 da frequência de chaveamento, ou seja, 250 Hz para que o módulo da FTMF esteja na faixa plana da Figura 26.

$$C_{vi}(z) = \frac{0,1236 \cdot z + 0,1235}{z - 1} \quad (88)$$

A Figura 27 mostra o diagrama de Bode da função de transferência $G_{vi}(s)$ multiplicada pelo ganho do sensor de tensão H_{em} e ainda multiplicada pelo ganho da função de transferência em malha fechada de corrente $FTMF_i$. Em termos da Figura 11, apresenta $G_v \cdot H$.

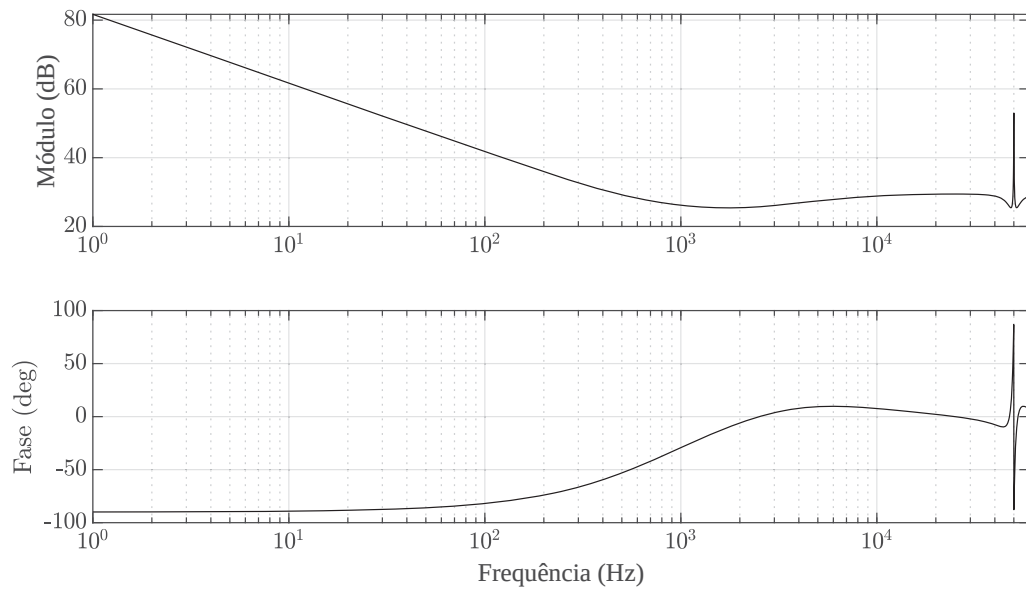
Figura 27 – Diagrama de Bode da planta $G_{vi}(s) \cdot H_{em} \cdot |FTMF_i|$ para a operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 28 mostra o diagrama de Bode do controlador C_{vi} utilizando a transformação bilinear. O ganho em frequências baixas é mais elevado, e diminui com o aumento da frequência, o pico em 50 kHz é decorrente da discretização.

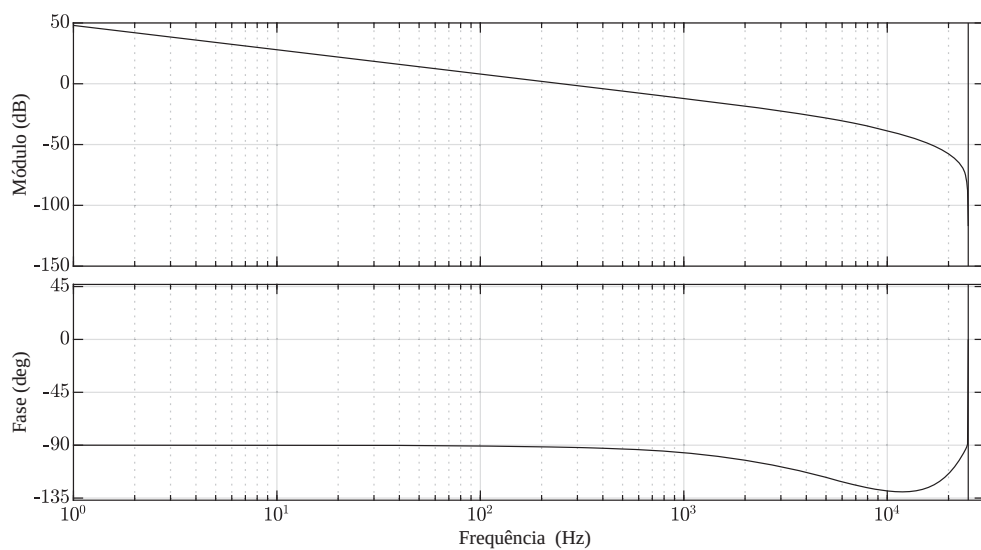
Figura 28 – Resposta em frequência do controlador de tensão na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

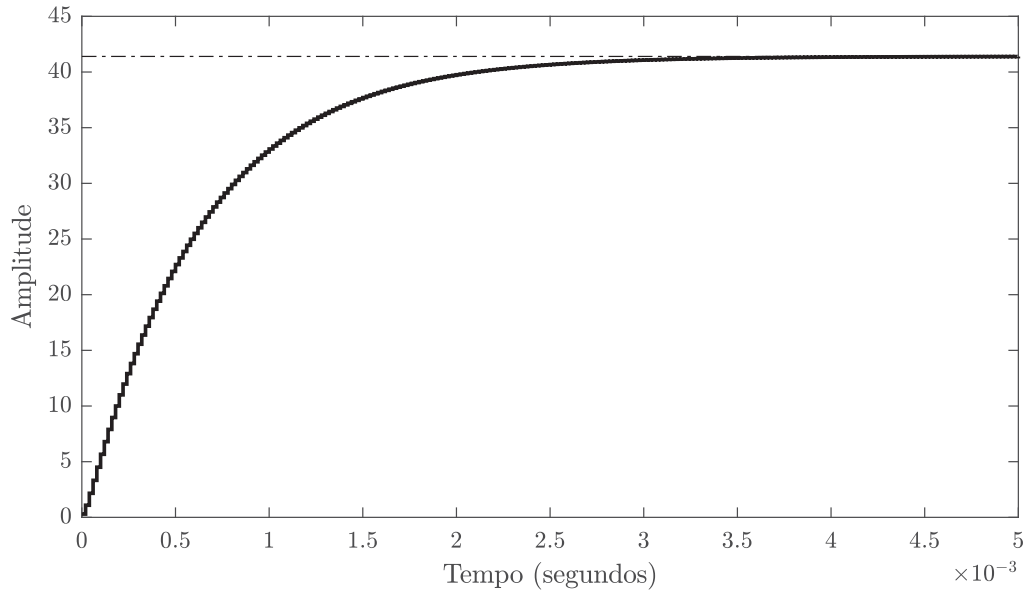
A Figura 29 mostra a FTMA da malha externa de tensão com o controlador. A margem de fase é de $88,4^\circ$. A frequência de passagem por zero do módulo da FTMA é de 249 Hz. A Figura 30 mostra um degrau aplicado a FTMF obtida pela multiplicação do controlador pela planta com a realimentação do sensor. O tempo para que a função chegue ao regime permanente é de aproximadamente 2,4 ms.

Figura 29 – Resposta em frequência da FTMA de tensão na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 30 – Degrau aplicado a FTMF da malha de tensão na operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Transformando a equação (88) em uma equação de diferenças, obtém-se o controlador para a malha externa de tensão.

$$i_{ref}[k] = i_{ref}[k-1] + 0,1236 \cdot e_v[k] - 0,1235 \cdot e_v[k-1] \quad (89)$$

4.2.4 Controle em cascata para a operação Boost

Para a operação Boost será utilizado apenas a técnica de controle em cascata. Dessa forma é preciso projetar primeiramente a malha interna de corrente. Utilizando a função de transferência obtida na equação (73) substituída dos valores da Tabela 1, obtém-se:

$$G_{Id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}'(s)} = \frac{7,393 \cdot 10^4 \cdot s + 1,233 \cdot 10^6}{s^2 + 133,2 \cdot s + 5,864 \cdot 10^4} \quad (90)$$

Aplicando a discretização por ZOH na frequência de 50 kHz à equação acima, é obtida a equação abaixo:

$$G_{Id}(z) = \frac{\hat{i}_L(z)}{\hat{d}'(z)} = \frac{1,477 \cdot z - 1,476}{z^2 - 1,997 \cdot z + 0,9973} \quad (91)$$

O sensor de corrente é o mesmo utilizado na operação Buck, sendo um resistor shunt com ganho de $H_{I_L} = 0,15$.

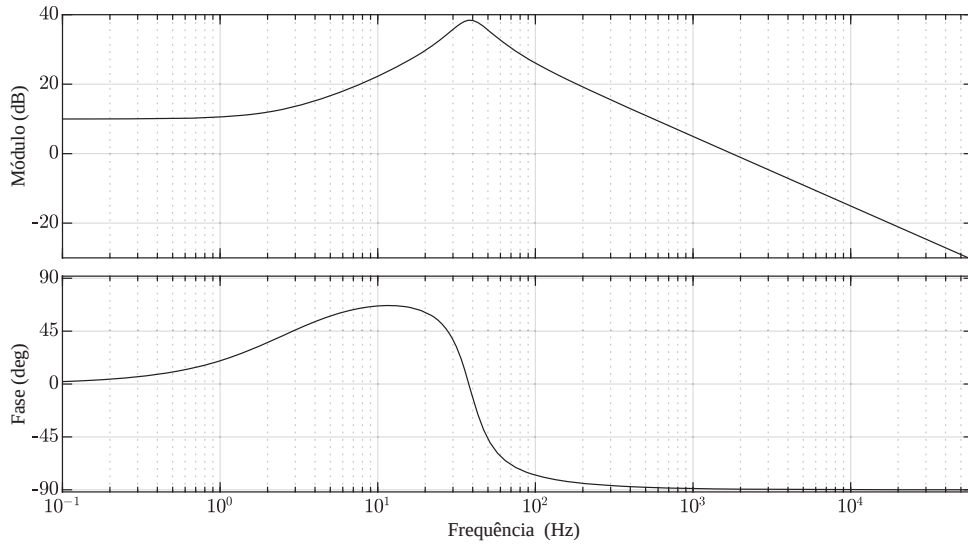
O ganho do PWM será considerado unitário. Com essas equações, é possível utilizar a ferramenta sisotool do Matlab para obter o controlador no domínio z . A técnica de controle utilizada foi a de cancelamento de polos e zeros, e a frequência de cruzamento por zero do ganho da função de transferência em malha aberta foi escolhido como sendo de 1/10 da frequência de

chaveamento, ou seja, 5 kHz.

$$C_{idb}(z) = \frac{2,914 \cdot z - 2,531}{z - 1} \quad (92)$$

A Figura 31 mostra o diagrama de Bode da função de transferência $G_{Id}(s)$ multiplicada pelo ganho do sensor de corrente H_{I_L} .

Figura 31 – Diagrama de Bode da planta $G_{Id}(s) \cdot H_{I_L}$ na operação Boost



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 32 mostra a resposta em frequência do controlador C_{idb} . O ganho em frequências baixas é mais elevado, e diminui com o aumento da frequência.

A Figura 33 mostra a FTMA com o controlador. A margem de fase é de 60°. A frequência de passagem por zero do módulo da FTMA é de 5,00 kHz. A Figura 34 mostra um degrau de referência aplicado a FTMF obtida pela multiplicação do controlador pela planta com a realimentação do sensor em simulação do Matlab. O tempo para que a função chegue ao regime permanente é de aproximadamente 0,32 ms e o erro de regime é zerado.

Transformando (92) em uma equação de diferenças, obtém-se o controlador para a malha interna de corrente, que tem como saída o valor de razão cíclica.

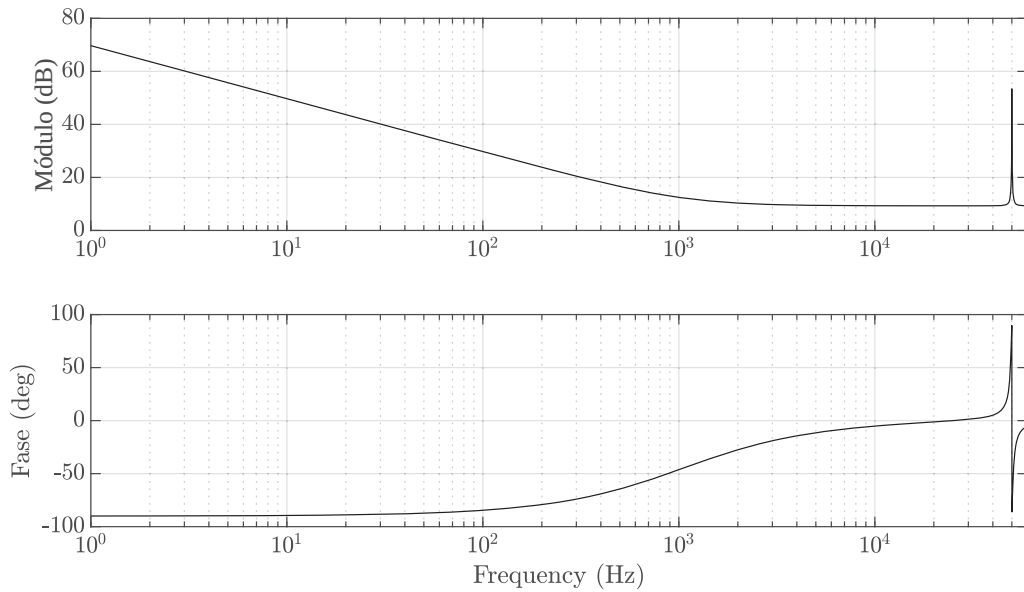
$$d'[k] = d'[k-1] + 2,914 \cdot e_{ib}[k] - 2,531 \cdot e_{ib}[k-1] \quad (93)$$

No projeto da malha de tensão, deve-se levar em conta o ganho da FTMF da malha de corrente. A Figura 35 mostra a FTMF de corrente. O ganho pode ser obtido pelo módulo da FTMF na frequência de cruzamento por zero desejada para o controlador de tensão:

$$|FTMF_i| = 10^{\frac{16,5}{20}} = 6,66 \quad (94)$$

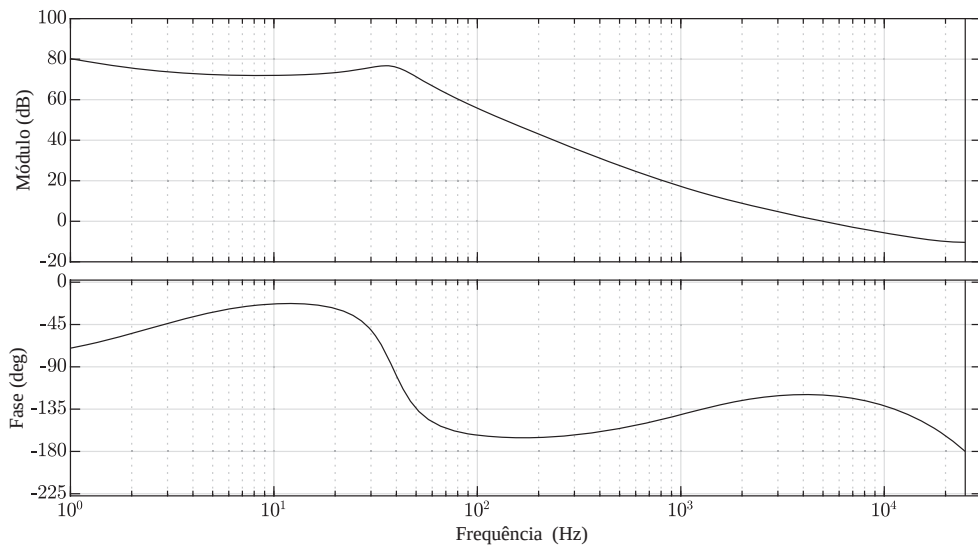
A malha externa de tensão deve ser mais lenta e gerar a referência de corrente para a malha interna. A função de transferência da variação da tensão de saída em função da variação

Figura 32 – Resposta em frequência do controlador de corrente na operação Boost



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 33 – Resposta em frequência da FTMA de corrente na operação Boost



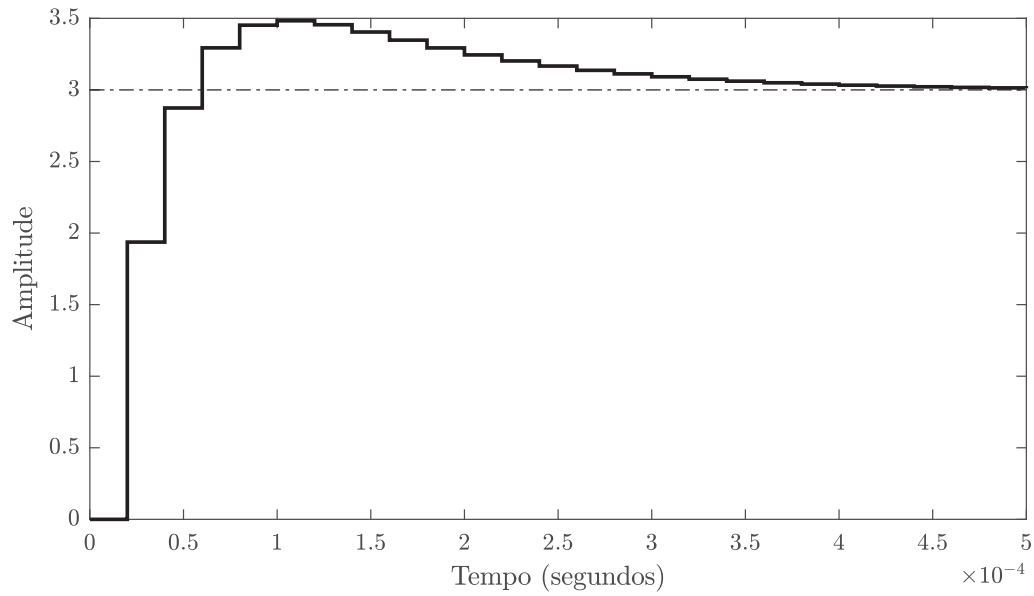
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

da corrente no indutor pode ser obtida considerando o indutor como uma fonte de corrente, e dessa forma a função de transferência é dada por:

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{e}(s)}{\hat{i}_L(s)} = (1 - D') \cdot \frac{R_a \cdot R_{C1}}{R_a + R_{C1}} \frac{(s + \frac{1}{C_1 \cdot R_{C1}})}{(s + \frac{1}{C_1 \cdot (R_a + R_{C1})})} = \frac{9 \cdot s + 7,576 \cdot 10^4}{181,3 \cdot s + 1515} \quad (95)$$

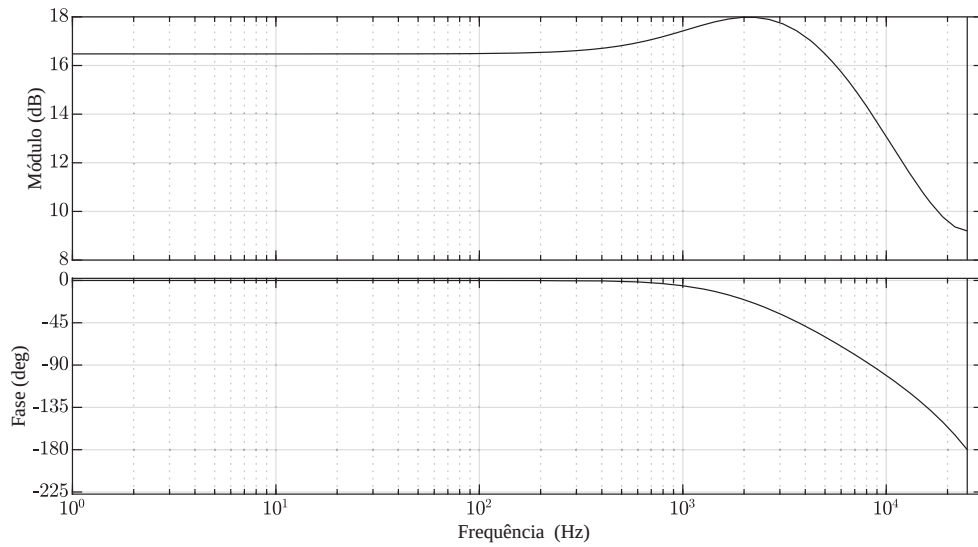
A função de transferência da variação da tensão de saída pela variação da razão cíclica não será utilizada, pois possui um zero no semiplano direito do plano s, o que torna a planta de fase

Figura 34 – Degrau aplicado a FTMF da malha de corrente na operação Boost



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 35 – Resposta em frequência da FTMF de corrente para a operação Boost



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

não mínima e dificulta o controle do conversor apenas com uma malha de tensão. Substituindo os valores da Tabela 1 na equação (95) discretizada, obtém-se:

$$G_{vi}(z) = \frac{\hat{e}(z)}{\hat{i}(z)} = \frac{0,04963 \cdot z - 0,04128}{z - 0,9998} \quad (96)$$

O sensor de tensão será um divisor resistivo cujo ganho é dado por:

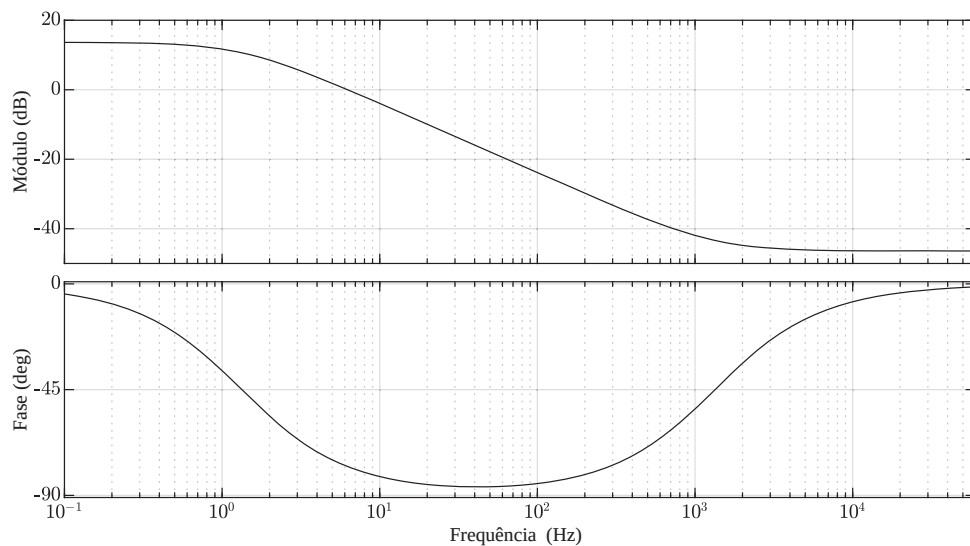
$$H_E = \frac{2,2}{2,2 + 150} = 0,01445 \quad (97)$$

O ganho do PWM será considerado unitário. Com essas equações, é possível utilizar a ferramenta *sisotool* do Matlab para obter o controlador no domínio z. A técnica de controle utilizada foi a de cancelamento de polos e zeros, e a frequência de cruzamento por zero do ganho da FTMA foi escolhido como sendo de 1/200 da frequência de chaveamento, ou seja, 250 Hz.

$$C_{vi}(z) = \frac{29,85 \cdot z - 29,07}{z - 1} \quad (98)$$

A Figura 36 mostra o diagrama de Bode da função de transferência $G_{vi}(s)$ multiplicada pelo ganho do sensor de tensão H_E e ainda multiplicada pelo ganho da função de transferência em malha fechada de corrente $FTMF_i$ ausente do controlador.

Figura 36 – Diagrama de Bode da planta $G_{vi}(s) \cdot H_E \cdot |FTMF_i|$ para a operação Boost



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

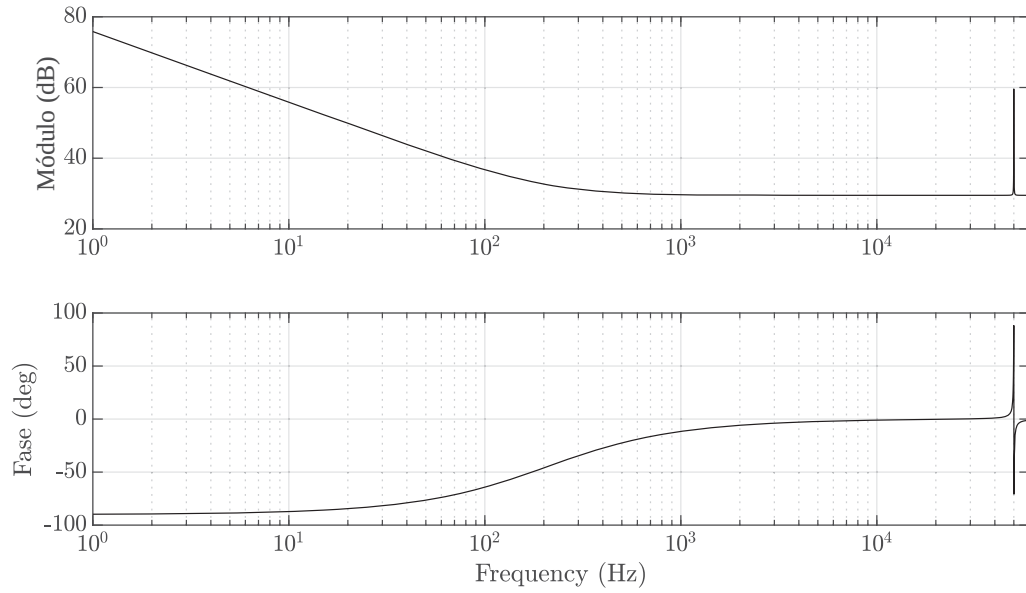
A Figura 37 mostra a resposta em frequência controlador C_{vi} . O ganho em frequências baixas é mais elevado, e diminui com o aumento da frequência.

A Figura 38 mostra a FTMA com o controlador. A margem de fase é de 60°. A frequência de passagem por zero do módulo da FTMA é de 250 Hz. A Figura 39 mostra um degrau de referência aplicado a FTMF obtida pela multiplicação do controlador pela planta com a realimentação do sensor em simulação do Matlab. O tempo para que a função chegue ao regime permanente é de aproximadamente 6,3 ms e o erro de regime é nulo.

Transformando a equação (98) em uma equação de diferenças, obtém-se o controlador para a malha externa de tensão.

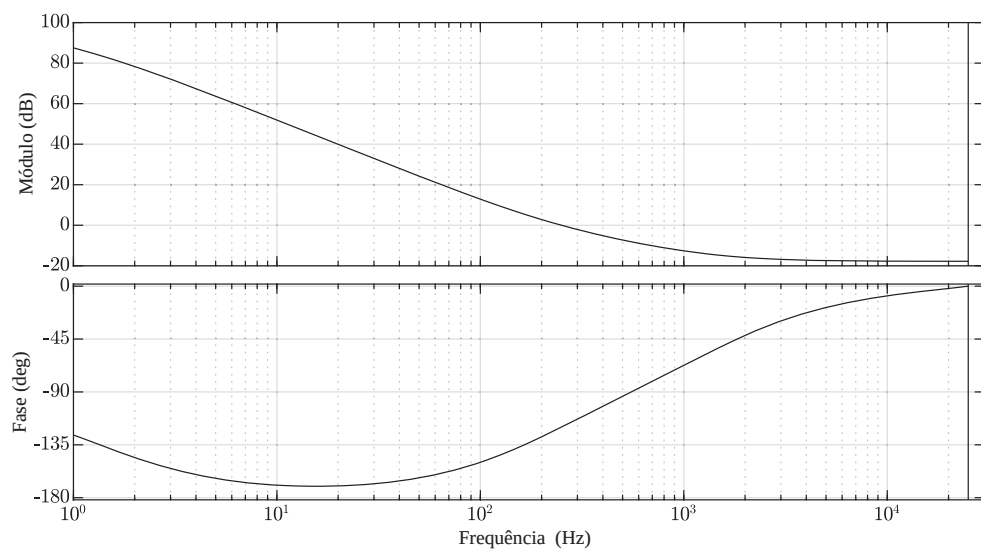
$$i_{ref}[k] = i_{ref}[k - 1] + 29,85 \cdot e_v[k] - 29,07 \cdot e_v[k - 1] \quad (99)$$

Figura 37 – Resposta em frequência do controlador de tensão na operação Boost



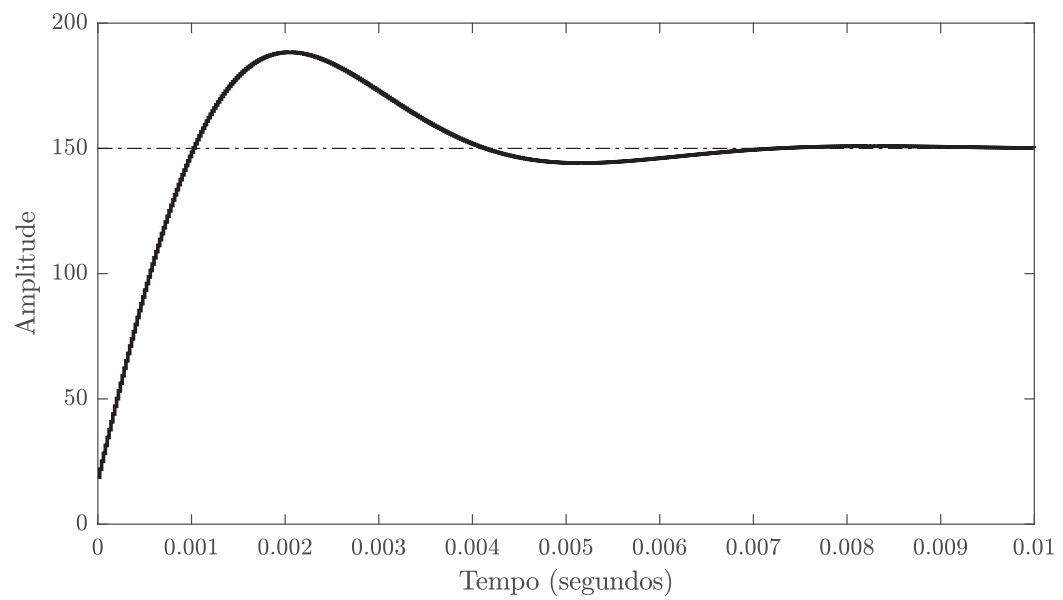
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 38 – Resposta em frequência da FTMA de tensão na operação Boost



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 39 – Degrau aplicado a FTMF da malha de tensão na operação Boost

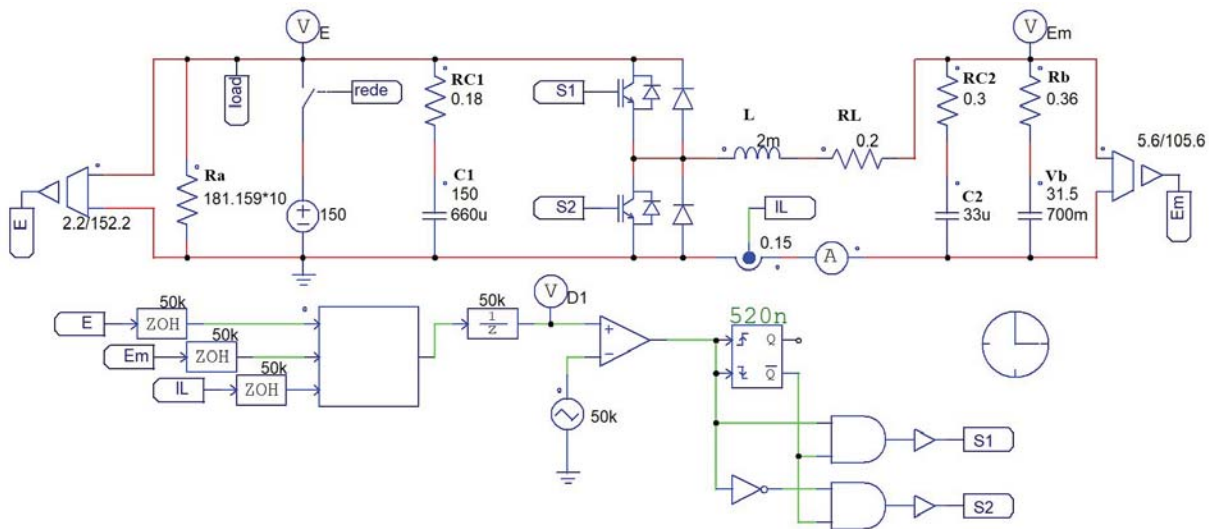


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5 SIMULAÇÕES EM MALHA FECHADA

O circuito utilizado é apresentado na Figura 40, o conjunto de baterias foi emulado por um capacitor de 700 mF que apresenta condição inicial de 31,5 V mesma condição das baterias completamente descarregadas. O código desenvolvido dentro do bloco C está disponível no APÊNDICE A. A amostragem síncrona foi realizada a partir de um conjunto de ZOH na entrada do bloco de controle na frequência de chaveamento. O bloco de código simplificado do PSIM é executado toda vez que as variáveis de entrada são atualizadas e sua saída é atrasada de uma amostra para representar o atraso de propagação intrínseco do sistema real. A modulação do sinal de controle das chaves é feita por meio de um circuito comparador e um oscilador monoestável para garantir um tempo morto e prevenir um curto-circuito de braço, o tempo escolhido é idêntico ao do *driver* utilizado no protótipo. É ainda implementado um pequeno período de razão cíclica constante entre as mudanças de malhas de controle, e as variáveis iniciais dos controladores possuem valores da medição anterior a mudança de controlador, o que faz com que não ocorram picos nos valores de tensão e corrente referentes a inicialização de forma saturada das variáveis.

Figura 40 – Circuito simulado para controle



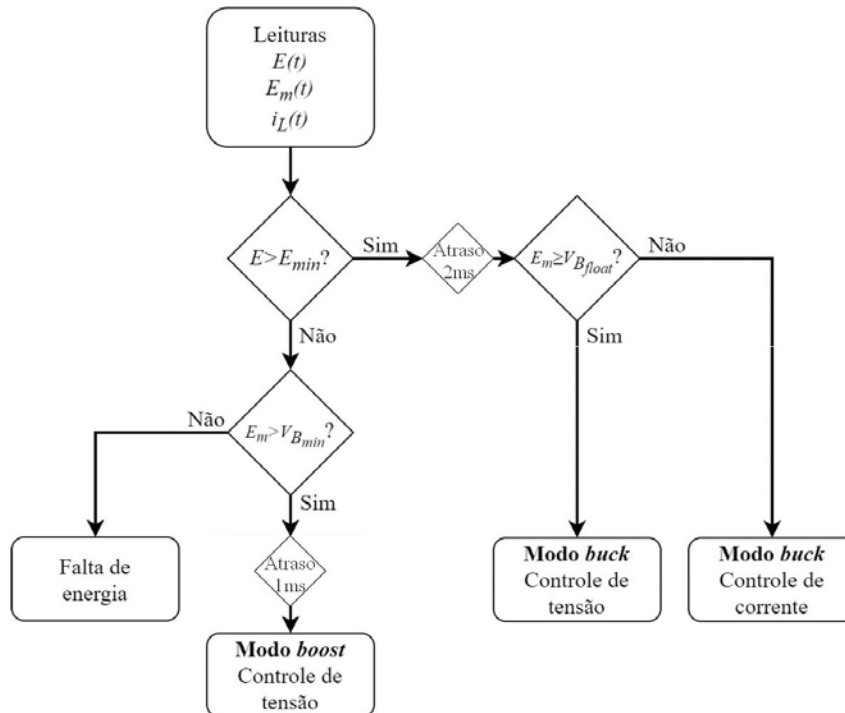
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5.1 LÓGICA DE PROGRAMAÇÃO PARA CONTROLE

Para implementar um controlador digital no *software* PSIM é conveniente utilizar o bloco de código simplificado, pois este permite compilar o código diretamente e possui um interpretador de linguagem C que executa o código a cada atualização do bloco ZOH a montante. A Figura 41 mostra o fluxograma da rotina de controle descrita em mais detalhes a seguir.

Na primeira execução do código é necessário fazer a inicialização das variáveis que irão ser utilizadas ao decorrer do controle. Para que as variáveis sejam persistentes as iterações, é necessário alocá-las estaticamente adicionando *static* antes do tipo. As variáveis diretamente

Figura 41 – Fluxograma de controle



Fonte: Adaptado de BORCHARDT (2020).

ligadas as equações de diferença devem possuir o tipo *float* para obter a precisão necessária. Aqui também são definidos os valores de referência para as variáveis controladas, porém estes valores são multiplicados pelo ganho do respectivo sensor, tornando-as relativas. São inicializadas também variáveis auxiliares com tipo inteiro para coordenar a transição entre controladores.

A execução periódica parte do deslocamento dos valores anteriores de erro de corrente no sentido Buck e Boost, erro de tensão no barramento E e E_m , corrente de referência para a operação Boost e as razões cíclicas das chaves S_1 e S_2 . É então feita a leitura e armazenamento das tensões dos barramentos E e E_m assim como a corrente no indutor IL com o seu inverso, utilizado no controlador Boost, IL_b .

A seleção do controlador é feita verificando inicialmente se a tensão no barramento E está acima do valor E_{min} , caso não seja constatado, é iniciada a transição para a operação Boost definindo a razão cíclica no seu valor nominal e é incrementado um contador que garante um atraso de 1ms para o controlador assumir. Concomitantemente são zeradas as variáveis auxiliares relativas à operação Buck, impedindo uma transição simultânea de modos. Da mesma forma, caso a tensão no barramento E_m esteja abaixo de 31,7 V, é iniciado o contador de iterações, que neste caso produz um atraso de transição de 2ms enquanto a razão cíclica é mantida no seu valor nominal.

Quando o contador de transição da operação Boost chega ao seu valor máximo, é dado início ao controlador cascata primeiramente verificando se esta é a primeira iteração do controlador, caso seja, o valor de corrente no indutor do período anterior é definido igual ao atual, assim como o erro da malha de tensão de forma a evitar a saturação das variáveis. Com isso, é

calculada a malha externa de tensão, primeiramente o erro em relação à referência definida é calculado e os termos da equação de diferenças são aplicados, definindo a referência de corrente para a malha interna. Neste ponto é inserido um limitador para a corrente de referência como uma forma de proteger o indutor, é importante notar que o valor superior do limitador pode ter efeitos adversos no tempo de acomodação da tensão no barramento.

O próximo passo é o cálculo da razão cíclica complementar através do controlador de corrente. É determinado o erro de corrente para a malha interna fazendo a diferença entre a referência da malha externa e o valor atual de corrente no indutor. A equação de diferenças produz o valor da razão cíclica complementar D' relativo à chave S_2 . Novamente é inserido um limitador, agora para a razão cíclica, mantendo o valor entre quantidades realizáveis. Por fim é calculado a razão cíclica relativa à chave S_1 .

Caso o contador de transição da operação Buck chegue no seu valor máximo, sendo o dobro da operação Boost, garantindo a prioridade do outro modo, é primeiramente feita a reinicialização das variáveis relativas à operação Boost. Em seguida, são calculados os erros de tensão e corrente em relação às referências, ambos os valores são calculados para evitar a utilização do valor de outro momento em que o modo fora ativado. É então feita a decisão de modo de corrente constante ou tensão de flutuação, foi empregada uma histerese com uma variável auxiliar para aumentar a tolerância de ruído e garantir a seleção unívoca de modo de carga. A equação de diferenças escolhida é computada, a razão cíclica resultante passa por um limitador e por fim a razão cíclica complementar é determinada.

O fim da iteração é dado pela passagem das variáveis internas para variáveis de saída padrão do PSIM.

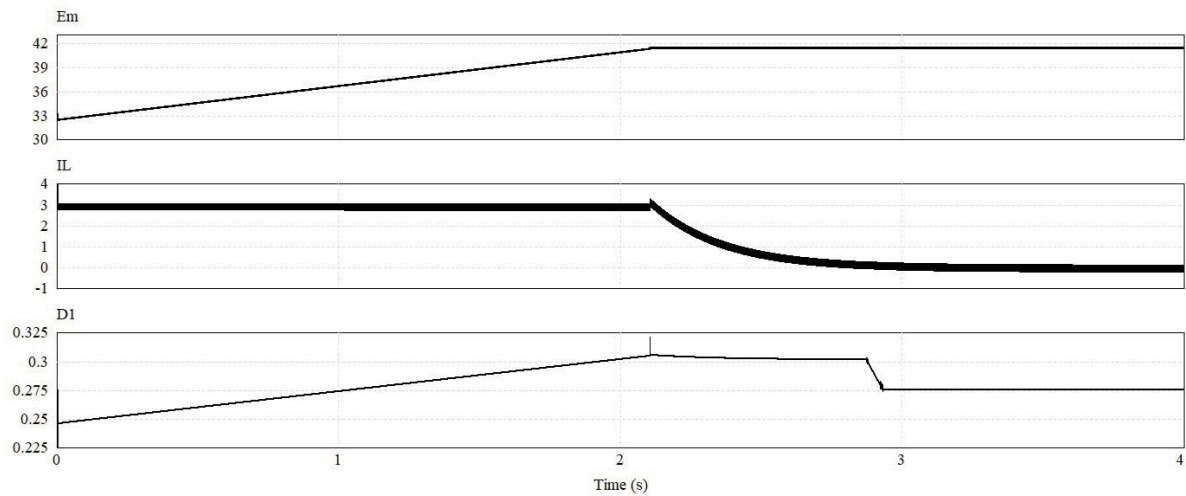
5.2 CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE PARA A OPERAÇÃO BUCK E CASCATA PARA A OPERAÇÃO BOOST

Será feita a implementação da especificação de controle apresentada na seção 4.1 com três modos de operação distintos e selecionados baseado nas tensões amostradas. São utilizados os controladores projetados nas seções 4.2.1, 4.2.2 e 4.2.4 para tensão de flutuação, carga com corrente constante e manutenção da tensão do barramento E respectivamente.

A Figura 42 mostra a simulação da carga da bateria. Foi utilizada uma capacitância de valor alto para simular a bateria, como pode ser observado na Figura 40. Uma bateria real tem um valor de capacitância muito maior que o utilizado, mas não é possível realizar simulações para espaços de tempo tão grandes, dessa forma, para as simulações, a carga da bateria ocorre em alguns minutos.

Observa-se que inicialmente a bateria está descarregada, com tensão de 31,5 V. O circuito de controle inicia então o carregamento com corrente constante, com valor médio de 3 A. A bateria começa então a aumentar o valor da tensão em seus terminais até chegar à tensão de flutuação de 41,4 V, momento em que ocorre a mudança na malha de controle utilizada, passando

Figura 42 – Simulação de carga da bateria

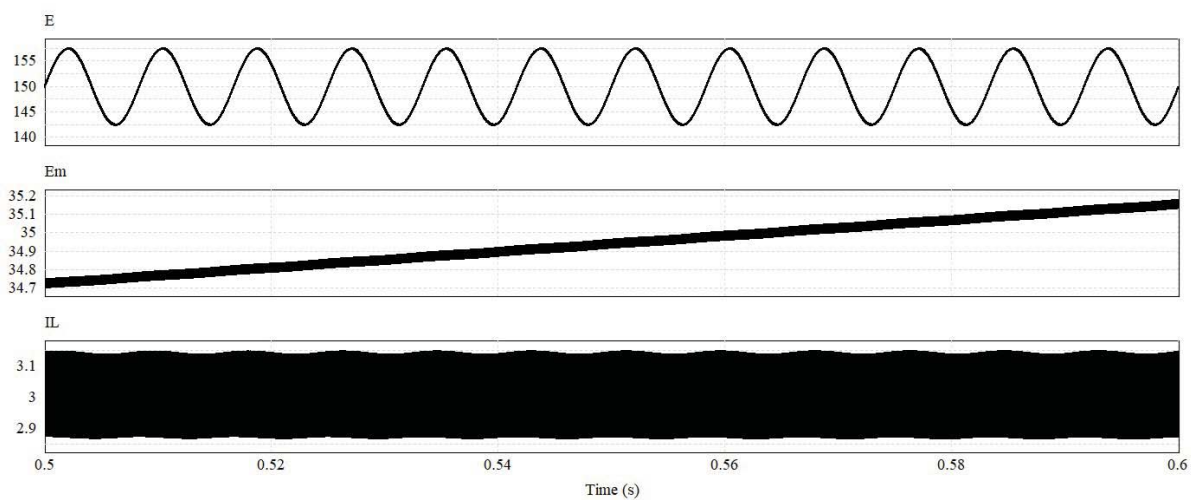


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

a manter a tensão constante. Quando a bateria chega na tensão de flutuação e o controle mantém a tensão constante, a corrente no indutor decresce exponencialmente até se tornar praticamente nula com o tempo.

A Figura 43 mostra uma simulação do conversor operando na operação Buck, onde a tensão no barramento E tem componente contínua de 150 V somada a uma componente senoidal de 15 V pico a pico em 120 Hz. Observa-se que a variação é fortemente atenuada pelo controle, que nesse momento está atuando no modo corrente constante na carga da bateria.

Figura 43 – Simulação de ondulação da tensão E pela fonte de entrada, da tensão crescente no barramento E_m durante a carga das baterias e da forma de onda da corrente no indutor para a operação Buck

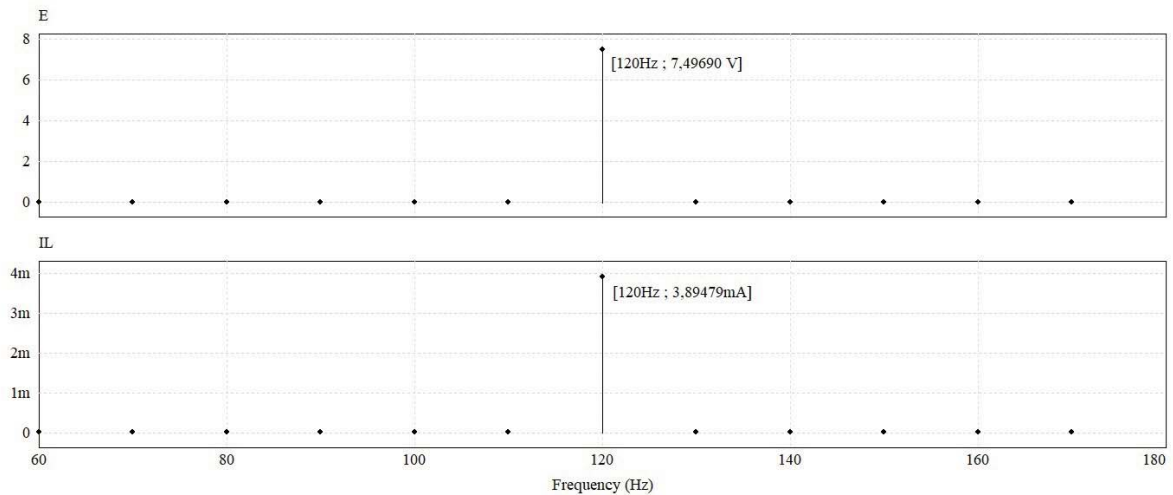


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 44 mostra a Transformada rápida de Fourier (FFT) da tensão no barramento e da corrente no indutor com a mesma ondulação da Figura 43. Observa-se que em 120 Hz,

o valor máximo da FFT da tensão no barramento é de 7,5 V, o que equivale a 5% de 150 V. Já no caso da corrente no indutor, obtém-se um valor máximo de 3,89 mA em 120 Hz, o que equivale a 0,00013% de 3 A. Observa-se uma diminuição significativa da ondulação de tensão do barramento refletida na ondulação de corrente no indutor.

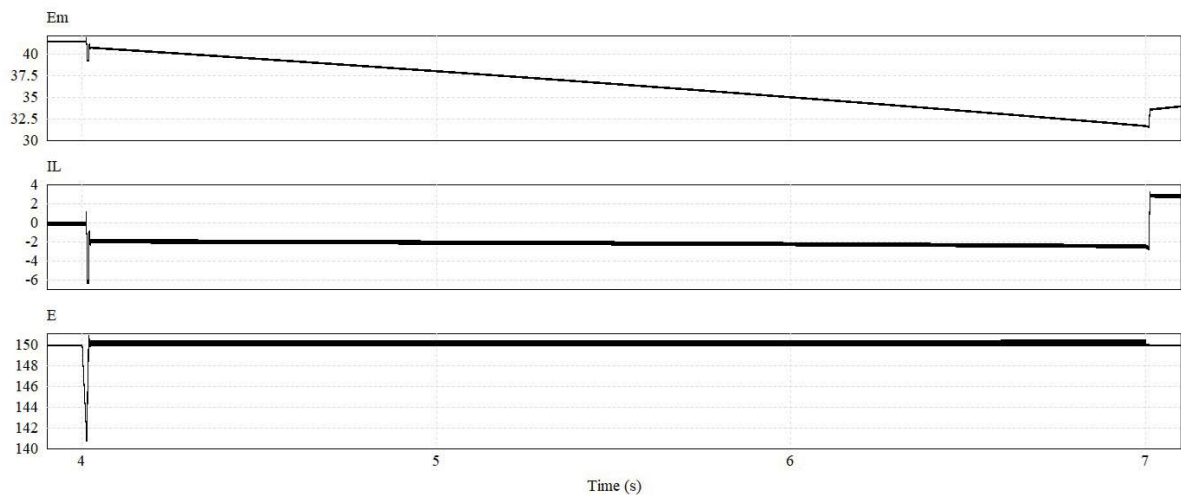
Figura 44 – FFT da tensão no barramento e da corrente no indutor



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 45 apresenta a simulação de uma queda na tensão do barramento CC. No momento inicial a tensão no barramento E é 150 V e a bateria está totalmente carregada, sendo a corrente no indutor praticamente nula. Nesse estado, o controle está apenas atuando para manter a tensão de flutuação sobre as baterias. No instante de 4 segundos, a fonte de tensão de 150 V em E é removida, e ocorre a mudança da malha de controle para o controle de tensão na operação boost. Neste caso, a corrente inverte de sentido e a tensão em E_m sai do valor de flutuação e começa a diminuir devido ao descarregamento da bateria.

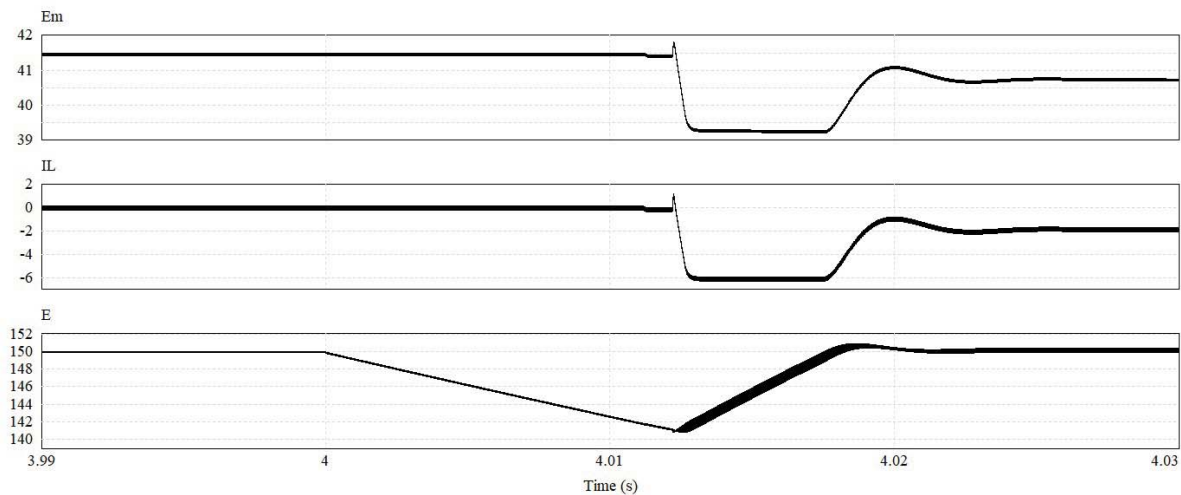
Figura 45 – Simulação para queda de tensão no barramento E



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 46 mostra o instante da transição da operação Buck para a operação Boost. A alimentação do barramento E é desconectada no instante de 4 segundos, porém é necessário que a tensão deste baixe do valor mínimo para que o controle inicie a transição de modo de operação, o tempo para que isso aconteça é inversamente proporcional a carga que está sendo alimentada. São necessários aproximadamente 20 ms para que a tensão em E volte ao seu valor nominal.

Figura 46 – Detalhe da transição de modo de operação

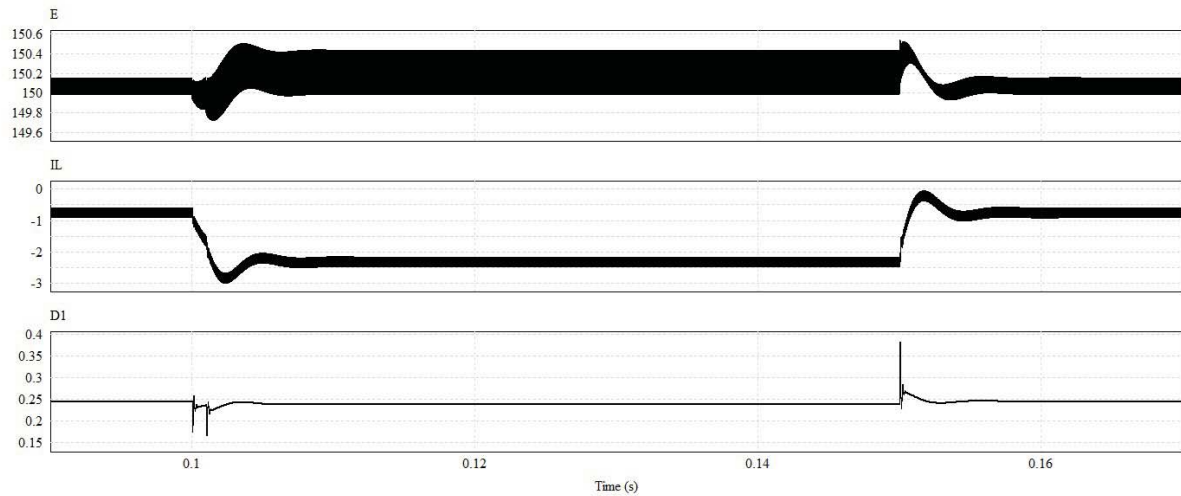


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 47 mostra um degrau de carga de 50% do valor nominal para o conversor operando na operação Boost. Dessa forma, a resistência no primeiro momento é equivalente a 25% da potência nominal de $R_a = 745,951\Omega$, no segundo momento é de $R_a = 243,869\Omega$, representando 75% da potência nominal, e em um terceiro momento volta ao seu valor inicial. Percebe-se que a tensão em E tende a subir quando a carga diminui, mas o controle atua para estabilizar a tensão. O tempo para que a tensão volte ao regime permanente é de aproximadamente 10 ms. Observa-se ainda que a ondulação de tensão na frequência de chaveamento diminui com a diminuição da carga devido à redução da corrente exigida do capacitor de filtro na saída.

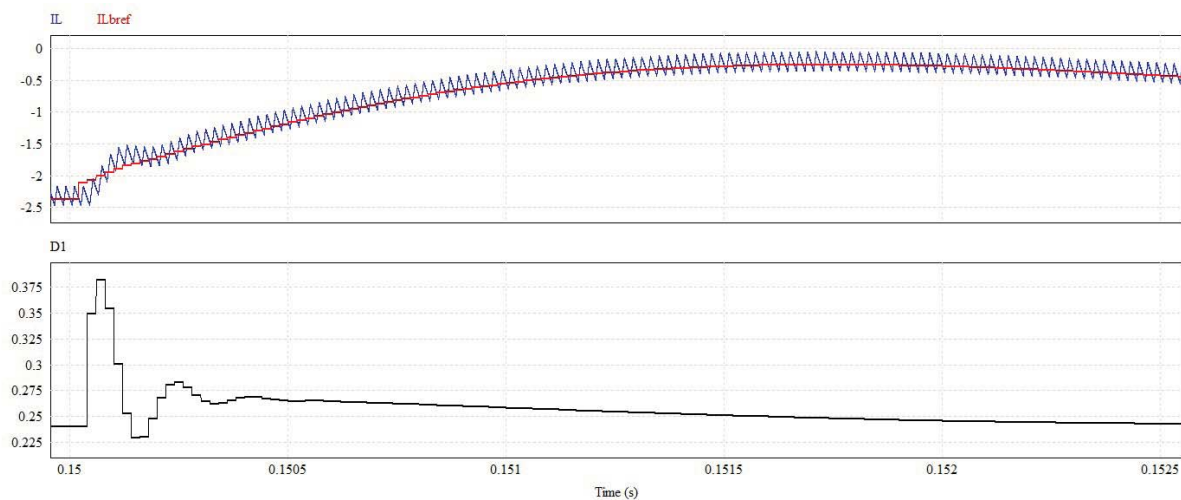
A Figura 48 mostra em detalhe a corrente no indutor para o degrau de carga e também a referência de corrente gerada pelo controlador de tensão. Pode-se observar que a corrente segue a referência de forma bem rápida, o que é esperado para o controlador de corrente. É possível ainda verificar os efeitos do controle digital sobre a referência de corrente, que não é contínua no tempo, mas discretizada com frequência de 50 kHz. A figura também apresenta a razão cíclica que opera o interruptor S_1 durante o degrau de carga. Novamente pode-se perceber a discretização dos valores com frequência de 50 kHz. É válido lembrar que a razão cíclica no interruptor S_2 é complementar a mostrada na Figura 48.

Figura 47 – Simulação para a aplicação de um degrau de carga de +50% no instante 0.1 s e a aplicação do degrau inverso no instante 0.15 s na operação Boost



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 48 – Corrente no indutor, referência de corrente e razão cíclica do interruptor S_1 para o degrau de carga



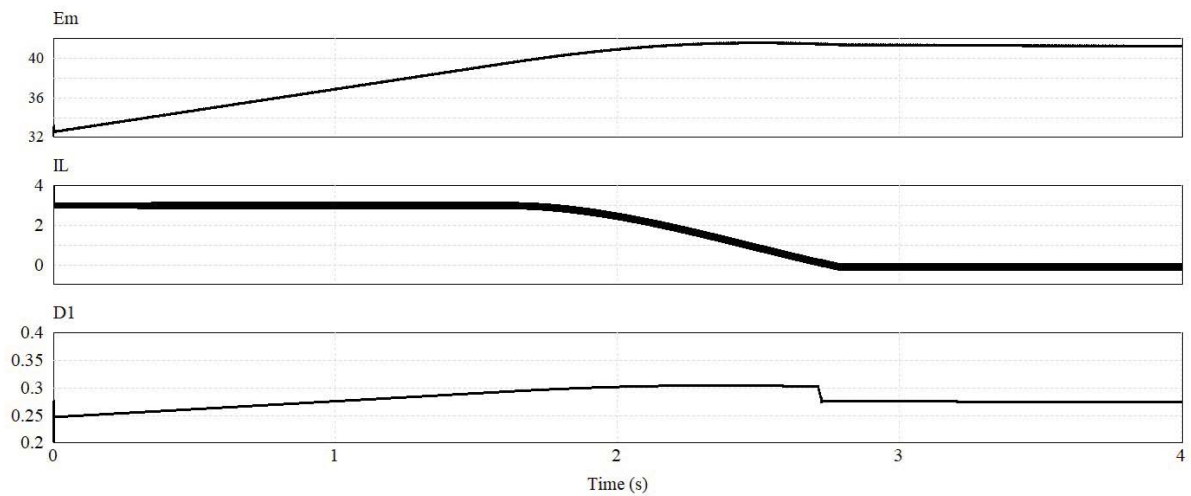
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5.3 CONTROLE CASCATA PARA A OPERAÇÃO BUCK

A Figura 49 mostra a simulação da carga da bateria, sendo uma capacitância elevada para representar a bateria. A tensão inicial no conjunto de baterias é de 31,5 V e o controlador aplica inicialmente a corrente máxima e constante no valor de 3 A e conforme a tensão das baterias se aproxima do valor de flutuação, há o decrescimento da corrente até próximo de zero. O modo de tensão de flutuação entra em vigor a partir da diminuição da razão cíclica devido à relaxação da tensão sobre as resistências série, quando a corrente cessa.

Comparando com o comportamento mostrado na Figura 42, o controlador cascata para a operação Buck começa a reduzir a corrente do indutor mais cedo, porém devido ao formato

Figura 49 – Simulação de carga da bateria

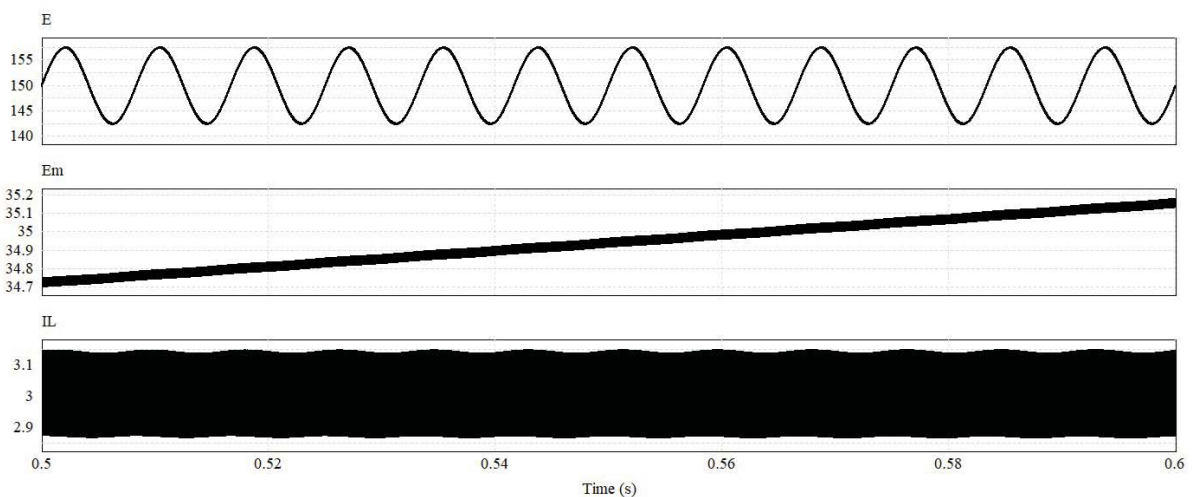


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

da curva de decaimento, a corrente média é maior com o controle em cascata levando a uma carga mais rápida da bateria. Outra vantagem do controle cascata é a contínua proteção sobre os esforços de corrente nos componentes, que no caso do protótipo analisado é a corrente no indutor, devido ao limitador inserido a referência de corrente para a malha interna. Diferentemente da operação Boost, os efeitos do limitador na dinâmica do sistema não são caracterizados como desfavoráveis, visto que é esperado que a carga aconteça inicialmente de forma a impor uma corrente constante dada pelo limite superior do limitador.

A Figura 50 mostra uma simulação do conversor operando na operação Buck, onde a tensão no barramento E tem componente contínua de 150 V somada a uma componente senoidal de 15 V pico a pico em 120 Hz. Observa-se que a variação é fortemente atenuada pelo controle, que nesse momento está atuando no modo corrente constante na carga da bateria.

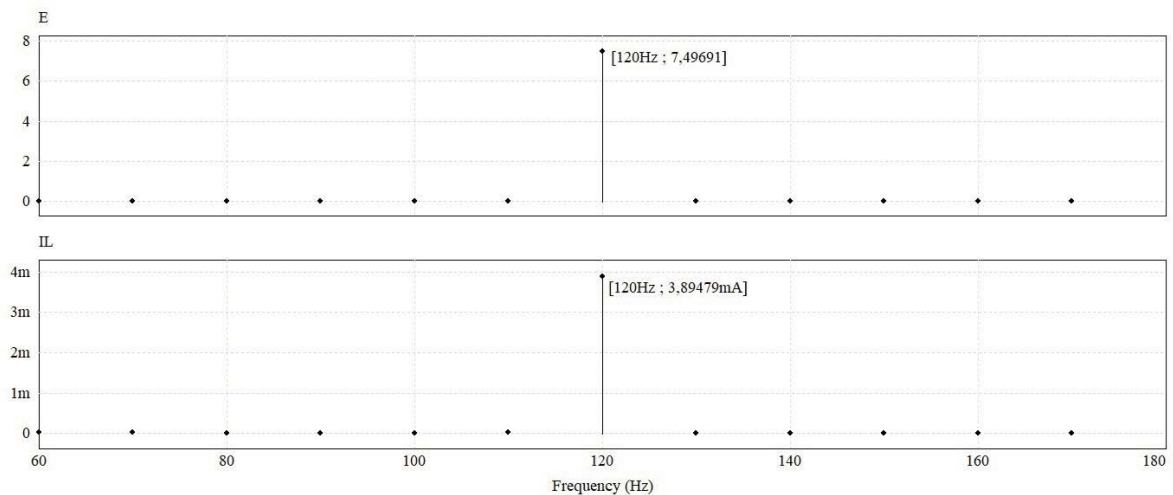
Figura 50 – Simulação de ondulação na fonte de entrada para a operação Buck



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 51 mostra a FFT da tensão no barramento e da corrente no indutor com a mesma ondulação da Figura 50. Observa-se que em 120 Hz, o valor máximo da FFT da tensão no barramento é de 7,5 V, o que equivale a 5% de 150 V. Já no caso da corrente no indutor, obtém-se um valor máximo de 3,89 mA em 120 Hz, o que equivale a 0,00013% de 3 A. Novamente observa-se uma diminuição significativa da ondulação de tensão do barramento refletida na ondulação de corrente no indutor.

Figura 51 – FFT da tensão no barramento e da corrente no indutor



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Comparativamente, o controle em cascata não apresentou vantagens na rejeição de ondulação, mesmo que ambos os controladores apresentem um desempenho mais do que satisfatório. A máxima amplitude de ondulação é determinada pelo valor de E_{min} no qual o controle detecta a falta no barramento e passa a fornecer a alimentação da carga.

A transição da operação Buck para a operação Boost e a resposta ao degrau de carga permanecem inalteradas, visto que o controlador em cascata na operação Boost é o mesmo da seção 5.2.

6 IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE EM MICROCONTROLADOR

Como citado no Capítulo 4, o controle digital necessita de um processador digital capaz de computar a modulante do PWM resultante da equação de diferenças. Neste capítulo é apresentado um exemplo de código e *hardware* associado para implementação da estratégia de controle em um microcontrolador, assim como algumas considerações importantes que devem ser feitas.

6.1 ESCOLHA DE UMA PLATAFORMA

Dentre todas as opções de sistemas embarcados, em conversores de potência é usual a utilização de DSPs para o controle de sua operação (DAMASCENO, 2008), mas é geralmente esquecido que estas plataformas são compostas de uma unidade de microcontrolador (MCU) junto de periféricos que fornecem funcionalidades de processamento de sinais. Estes periféricos têm alta complexidade e flexibilidade, abrindo muitas possibilidades ao custo de complexidade e tempo de desenvolvimento.

Para topologias de potência simples, especialmente com um número limitado de canais de ADC, é viável a implementação em plataformas comercialmente chamadas de microcontroladores. Estas plataformas geralmente possuem placas de desenvolvimento que facilitam o processo de prototipagem e dispõem de um repertório extenso de códigos exemplo e tutorias das próprias fabricantes e de terceiros.

Os critérios iniciais de seleção são eliminatórios, visto que sua não conformidade inviabiliza a realização efetiva do controle digital. Para o conversor cc-cc bidirecional em corrente são necessárias três conversões analógico-digital e um DPWM atualizados síncronos com a frequência de chaveamento em 50kHz. É factível que um único ADC possa concluir as conversões com tempo suficiente para que a conversão ocorra dentro de um período de chaveamento, mas este tipo de conversão sequencial feriria a relação da amostra síncrona com o valor médio, portanto são necessários um número de canais paralelos de ADC igual ou superior ao de variáveis observadas.

A geração do DPWM é uma necessidade facilmente atendida devido à unicidade do canal e sua frequência relativamente baixa quando comparado a frequência dos MCU que possuem três canais de ADC. Outra necessidade imprescindível é a presença de uma *floating-point unit* (FPU) para proporcionar agilidade no cálculo das equações de diferenças e outras operações com variáveis do tipo *float* presentes no código.

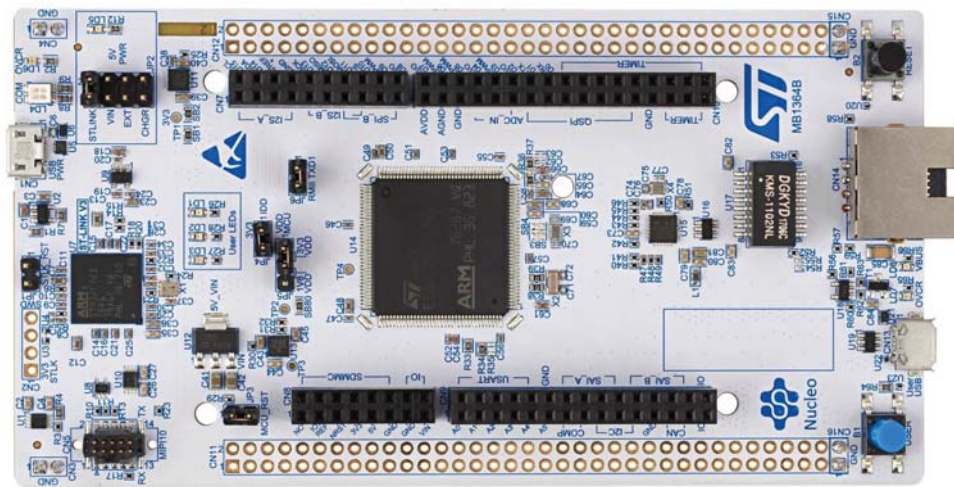
6.2 EXEMPLO DE IMPLEMENTAÇÃO NA PLATAFORMA STM32

STM32 é uma família de microcontroladores da STMicroelectronics baseados na arquitetura ARM de 32-bits. Internamente, cada microcontrolador consiste em núcleo(s) de processador ARM, memória flash, RAM estática, interface de depuração e vários periféricos. Dentro dos

modelos dessa gama, a série H7 se destaca por ser um grupo de microcontroladores de alto desempenho baseados no núcleo ARM Cortex-M7 com unidade de ponto flutuante de dupla precisão.

A placa de desenvolvimento analisada é a NUCLEO-H753ZI, mostrada na Figura 52, que conta com um processador STM32H753ZI operando a até 480 MHz, 3 ADCs de 16-bits com capacidade de 3,6 milhões de amostras por segundo (STMICROELECTRONICS, 2023b).

Figura 52 – Placa de desenvolvimento NUCLEO-H753ZI



Fonte: STMICROELECTRONICS (2023b).

Para o desenvolvimento do código embarcado, a STMicroelectronics fornece o *software* STM32CubeIDE que é um ambiente de desenvolvimento integrado nas linguagens C e C++ com configuração de periféricos, geração de código, compilação de código e recursos de depuração para microcontroladores e microprocessadores STM32.

Após a seleção da placa, o projeto é criado e gerado o código de inicialização. A qualquer momento durante o desenvolvimento, o usuário pode retornar à inicialização e configuração dos periféricos e regenerar o código de inicialização sem impacto no código do usuário.

A configuração dos periféricos é feita através do arquivo IOc presente na árvore do projeto. O primeiro passo é a realização da configuração do *clock* do processador e dos divisores no caminho dos periféricos, como mostra a Figura 53. É interessante fazer uso da máxima frequência permitida em cada etapa, melhorando a resolução dos *timers*. São necessários dois destes para realizar as funções temporizadas do código, um para iniciar os ADCs e outro para gerar o DPWM determinando a frequência de chaveamento. Como é esperado que ambos os *timers* reiniciem suas contagens simultaneamente, a mesma fonte de *clock* interna é utilizada e a equação (100) mostra o cálculo da frequência final com os parâmetros utilizados.

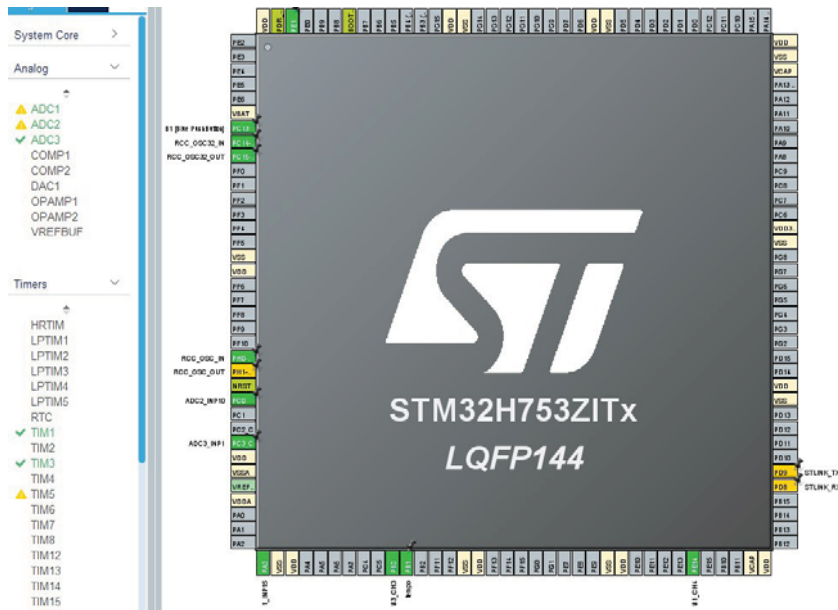
Figura 53 – Configuração de *clocks* do MCU

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

$$f_{tim} = \frac{\text{clock de referência}}{(1 + \text{prescaler}) \cdot (1 + \text{período do contador})} = \frac{240 \text{ MHz}}{(1 + 0) \cdot (1 + 4799)} = 50 \text{ kHz} \quad (100)$$

É também necessário habilitar a atualização do evento de estouro do contador do *timer*, para que este possa causar o disparo do ADC, e fazer a seleção de um dos canais para geração do PWM que tem pinos específicos na placa de desenvolvimento como mostra a Figura 54.

Figura 54 – Interface de configuração de pinos e periféricos do MCU



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Cada um dos conversores analógico-digital precisa ter o canal correspondente ao pino desejado habilitado no modo *single-ended* que faz a leitura em relação à tensão comum da placa. Para que a rotina de controle seja executada ao final das conversões, é preciso habilitar a interrupção global do ADC na aba de configurações do *Nested Vectored Interrupt Control* (NVIC) em ao menos um dos ADC. Na aba de parâmetros deve ser selecionada a fonte externa de gatilho para a conversão como o evento de saída na borda de subida do *timer* configurado anteriormente. É neste ponto também onde é feita a escolha de resolução do ADC que por padrão é o valor máximo de 16-bits, implicando em um período de conversão de 8,5 ciclos de *clock* devido ao algoritmo de aproximações sucessivas (SAR) (STMICROELECTRONICS, 2023a).

A frequência do *clock* dos ADC é independente do restante do MCU e foi mantida no valor padrão de 75 Mhz, pois como mostra a equação (101), mesmo com uma amostragem de 16,5 ciclos, o tempo total de conversão é inferior a 1,7% do período de chaveamento.

$$T_{conv} = \frac{\text{tempo de amostragem} + 8,5}{\text{clock do ADC}} = \frac{16,5 + 8,5}{75 \text{ kHz}} = 333,3 \text{ ns} \quad (101)$$

A escolha de um tempo de amostragem maior significa que o capacitor do SAR permanece conectado por mais tempo ao sinal amostrado e isto tende a reduzir o ruído amostral e ajuda a amostragem síncrona a convergir para a média do valor da grandeza. Do mesmo modo, caso fosse a intenção reconstruir o sinal a partir de mais amostras, seria vantajoso diminuir este valor para seu limite inferior.

Com a configuração dos periféricos concluída, é feita a geração automática do código de configuração no arquivo principal do projeto. O conteúdo completo é mostrado no APÊNDICE B. Além do conteúdo automático, é necessário declarar as variáveis privadas que serão utilizadas na rotina principal e na interrupção, assim como as variáveis usadas no controle que neste caso não devem ser precedidas do tipo estático.

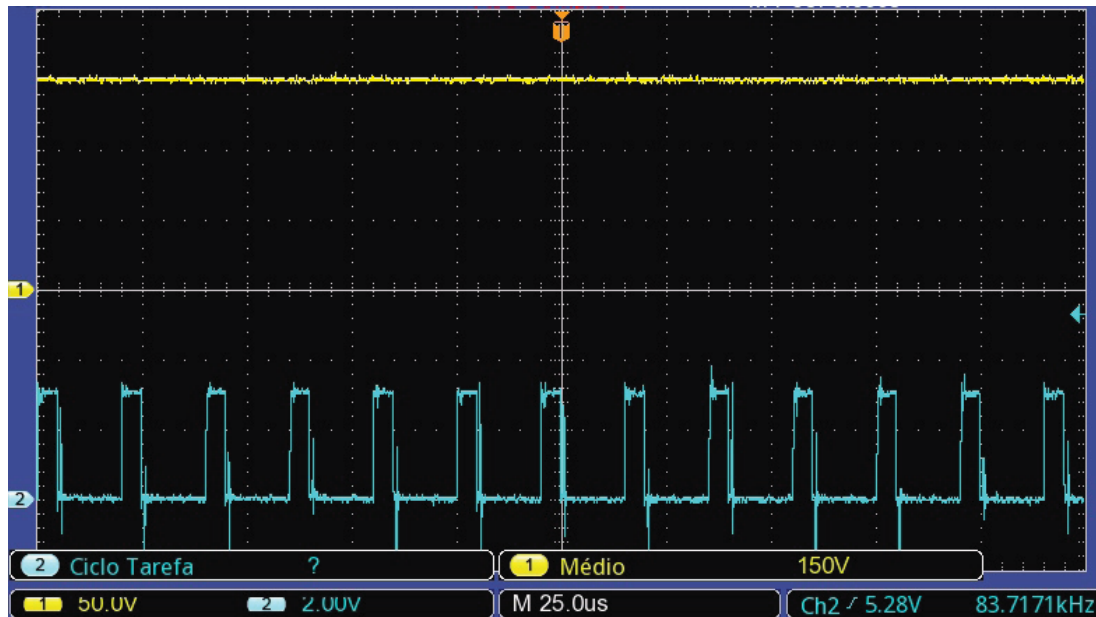
Após a inicialização dos periféricos, é feita a calibração dos ADC, habilitação das interrupções, do *timer* responsável pelo disparo dos ADC e do responsável pelo DWPM. Por fim, é necessário incluir a função responsável por cuidar da interrupção de conclusão da conversão analógico-digital, dentro da qual é feito a leitura dos valores para variáveis que serão posteriormente transformadas em ponto flutuante e é colocada em estado alto a variável auxiliar de interrupção.

6.3 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO CONTROLE

A seguir serão apresentados os resultados obtidos em laboratório. A partir do sinal de PWM, o *driver* gera os sinais complementares, que acionam os interruptores com a adição de tempo morto intrínseco. A Figura 55 mostra o conversor operando em regime permanente como Boost com uma carga de 727 Ω , aproximadamente 25% da carga máxima, onde a tensão do barramento E_m é mantida constante. É possível observar que o controle consegue manter a tensão do barramento E no valor de referência de 150 V e a razão-cíclica complementar é de 77,14%, valor acima do nominal devido à adição do tempo morto, perdas e resistências intrínsecas dos diodos e transistores que não foram considerados nos modelos.

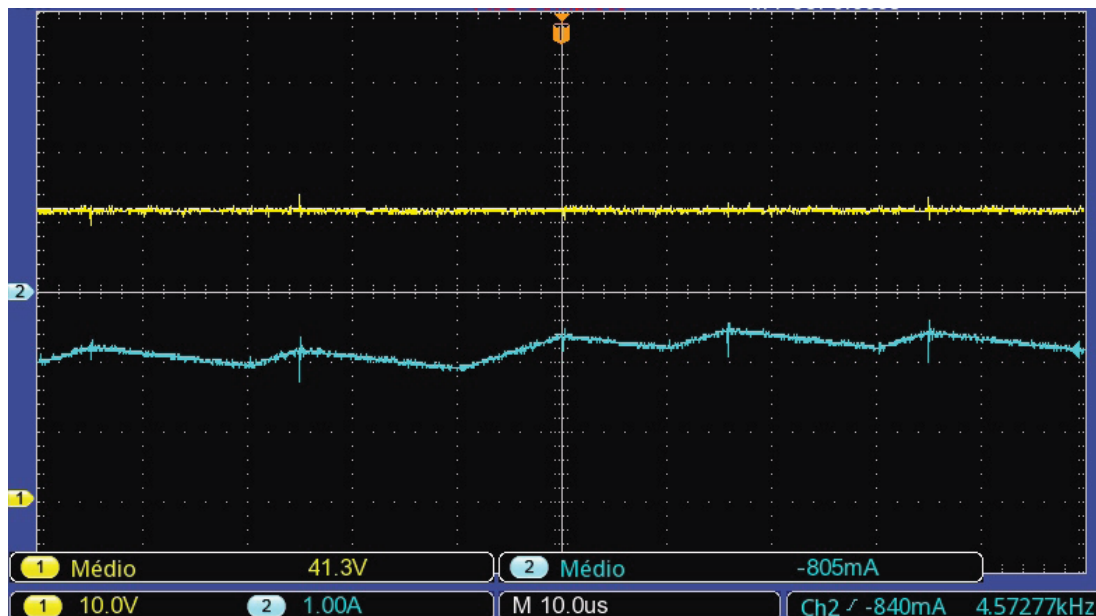
Na Figura 56 é mostrada a tensão E_m , neste modo a fonte de energia, e a corrente no indutor que possui valor médio de corrente de -805 mA, dado que o referencial do sentido de corrente foi definido como positivo na direção $E \rightarrow E_m$. O valor de corrente é condizente com o esperado visto que o valor simulado para a mesma carga é de -756 mA.

Figura 55 – Tensão E e razão-cíclica com 25% de carga em regime



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 56 – Tensão E_m e corrente no indutor com 25% de carga em regime

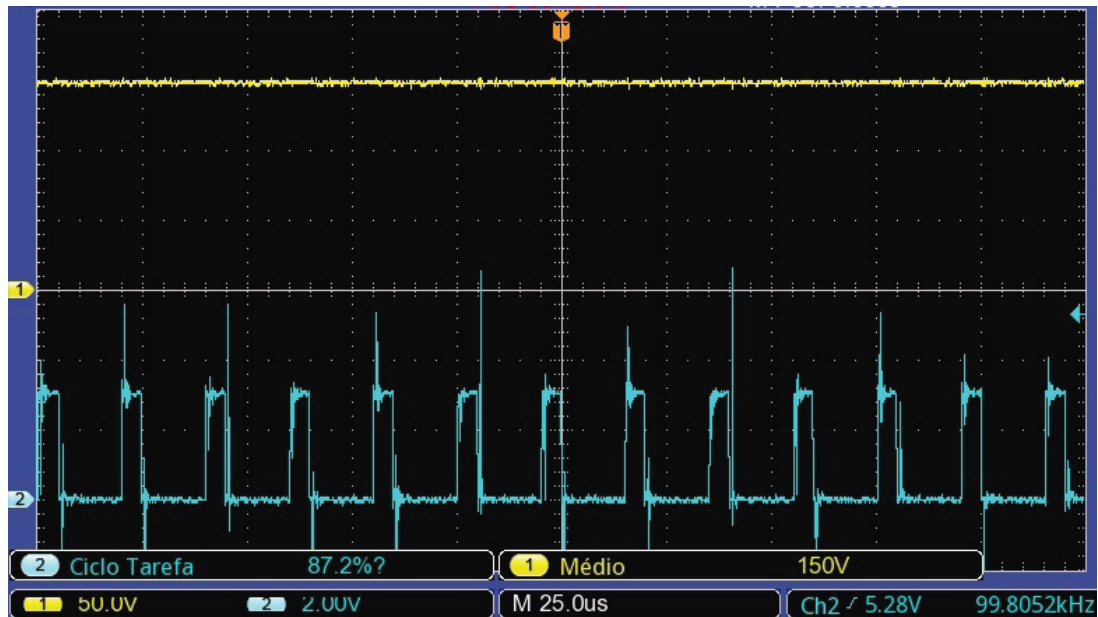


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 57 mostra o conversor operando com uma carga de $242,8 \, \Omega$ que representa cerca de 75% da potência máxima. O valor médio da tensão do barramento E_m é mantido em 150 V e a razão cíclica para tal é de 75,58%, valor novamente maior do que o nominal dados os fatores explicados anteriormente. Com o aumento da carga surgem ruídos injetados pelo *driver* no sinal de PWM.

A Figura 58 mostra a tensão no barramento E_m e a corrente no indutor quando o conversor opera com 75% de carga. A tensão da fonte foi levemente reduzida para simular a resistência

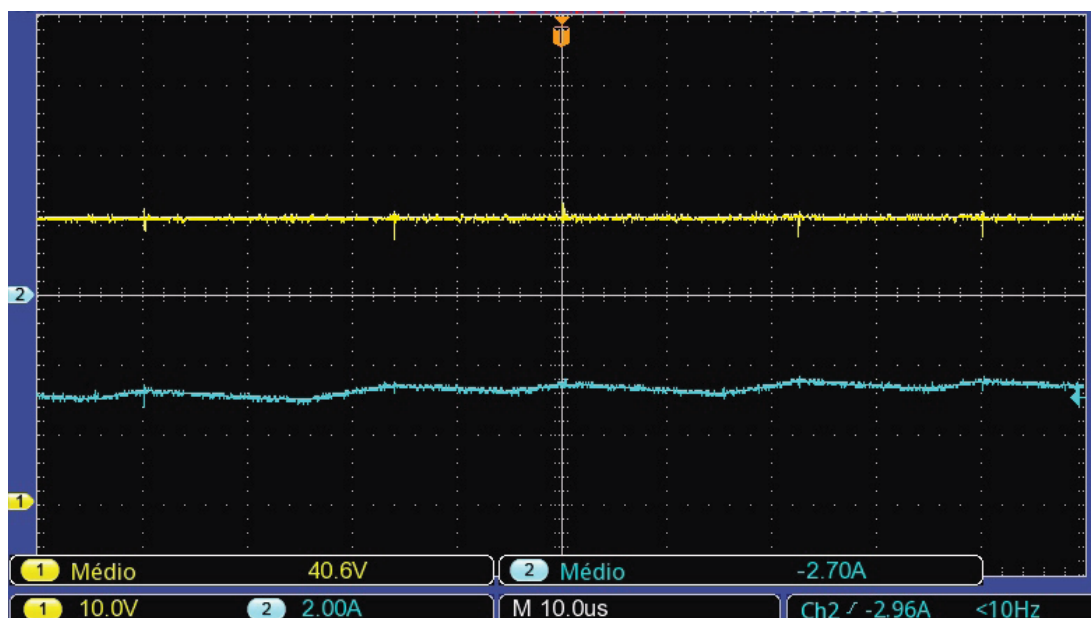
Figura 57 – Tensão E e razão-cíclica com 75% de carga em regime



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

série de um conjunto de baterias, assim como feito nas simulações. A corrente no indutor tem valor médio de -2,70 A, outra vez valor superior ao da simulação que foi de -2,32 A.

Figura 58 – Tensão E_m e corrente no indutor com 75% de carga em regime

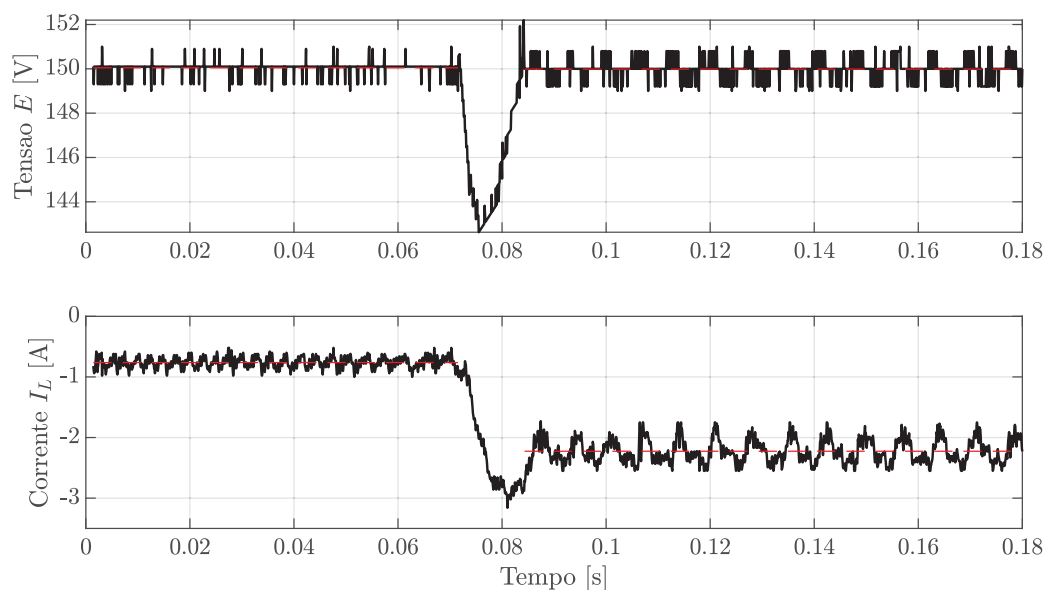


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 59 mostra o comportamento da tensão do barramento E e da corrente no indutor com um degrau de carga de 25% para 75%. O valor médio de tensão nos instantes de carga inicial é de 150,04 V, reduzindo momentaneamente até 142,6 V durante o transitório, atinge um máximo de 152,2 V de sobressinal e se estabiliza com valor médio de 149,98 V. A corrente I_L parte

com valor médio de $-0,76$ A, atinge $-3,16$ A durante o transitório e atinge o regime permanente com valor médio de $-2,23$ A. O tempo de acomodação medido é de 13 ms. Nesta escala de tempo é visível um alto teor de ruído na medição de corrente, são levantados alguns fatores contribuintes: o baixo ganho do sensor de corrente que tem uma baixa relação sinal/ruído, a velocidade da malha de corrente que tenta responder a variações do sinal provenientes desse ruído e a proximidade física do sensor a outros componentes na placa capazes de causar interferência eletromagnética.

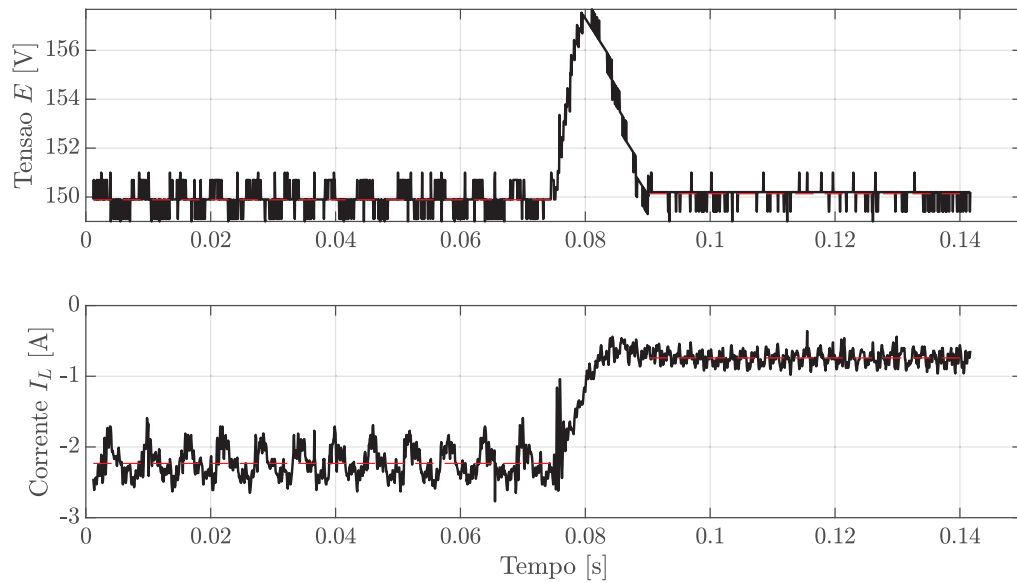
Figura 59 – Tensão E e corrente no indutor para o degrau de aumento de carga experimental



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 60 mostra a mesma variação de carga, porém agora a remoção da carga correspondente a 50% da potência nominal. O valor médio de tensão nos instantes de carga inicial é de 149,88 V, atinge um máximo de 157,5 V de sobressinal durante o transitório e se estabiliza com valor médio de 150,13 V. A corrente I_L parte com valor médio de $-2,23$ A, atinge instantaneamente $-0,44$ A durante o transitório e atinge o regime permanente com valor médio de $-0,74$ A. O tempo de acomodação é de 15 ms.

Figura 60 – Tensão E e corrente no indutor para degrau de diminuição de carga experimental

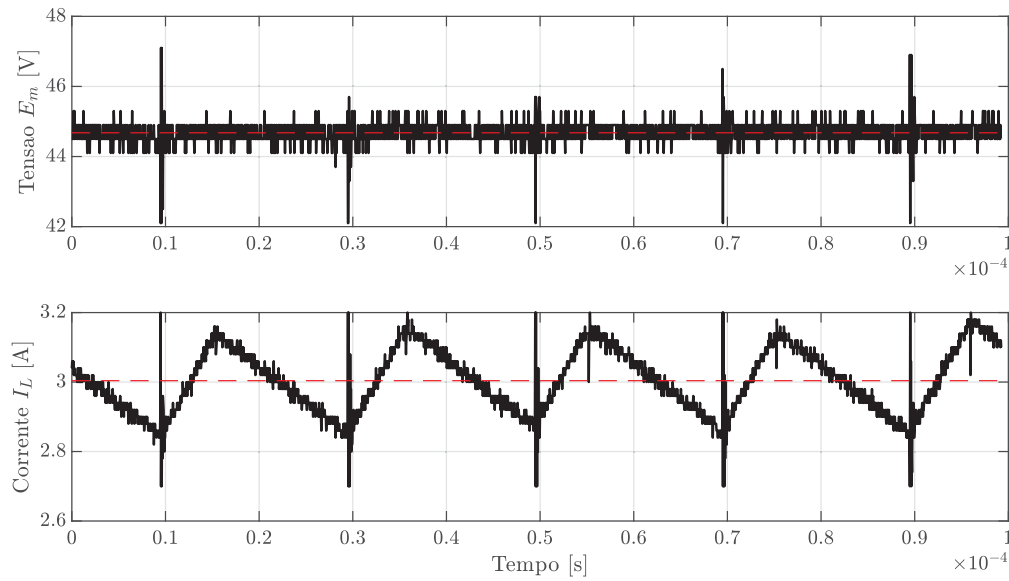


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Com isso, o controlador cascata para a operação Boost é verificado e se apresenta funcional, atendendo as especificações e o comportamento operacional previsto nas simulações feitas.

Já na operação Buck, a Figura 61 mostra o conversor operando em regime permanente com uma carga de $15\ \Omega$ e corrente nominal, porém como as cargas disponíveis no laboratório não são facilmente associáveis para se obter o valor nominal de $13,8\ \Omega$, optou-se por um valor imediatamente superior que ocasionou em uma tensão mais elevada no barramento E_m . O controle de corrente atingiu a referência de 3 A e a tensão correspondente tem valor médio de 44,67 V.

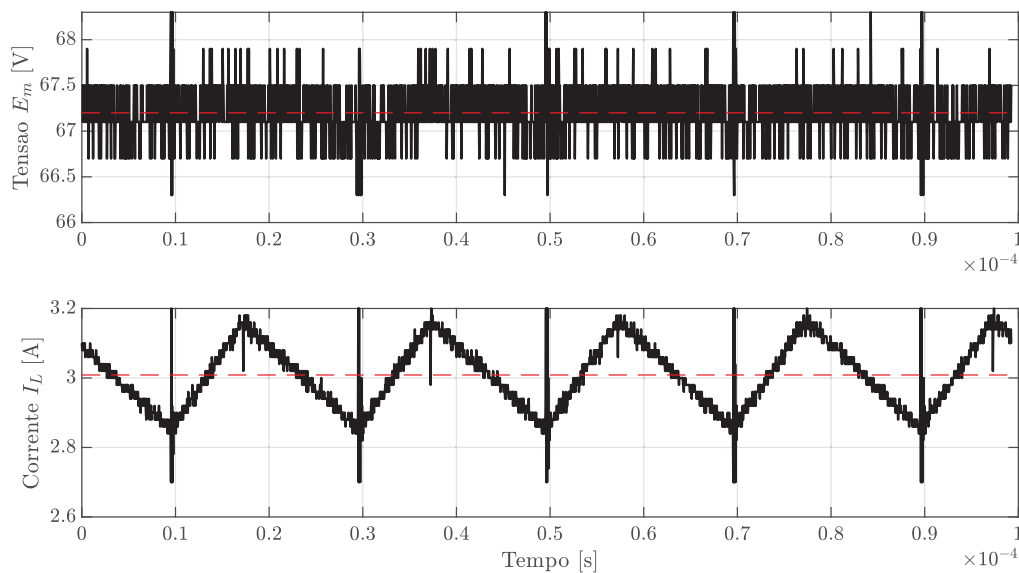
Figura 61 – Resultados experimentais da tensão E_m e corrente no indutor com carga de $15\ \Omega$



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 62 apresenta o conversor operando em regime permanente com uma carga de $22,5\ \Omega$ e corrente nominal. O valor médio de corrente é novamente 3 A e a tensão sobe para 67,2 V devido à redução de carga.

Figura 62 – Resultados experimentais da tensão E_m e corrente no indutor com carga de $22,5\ \Omega$

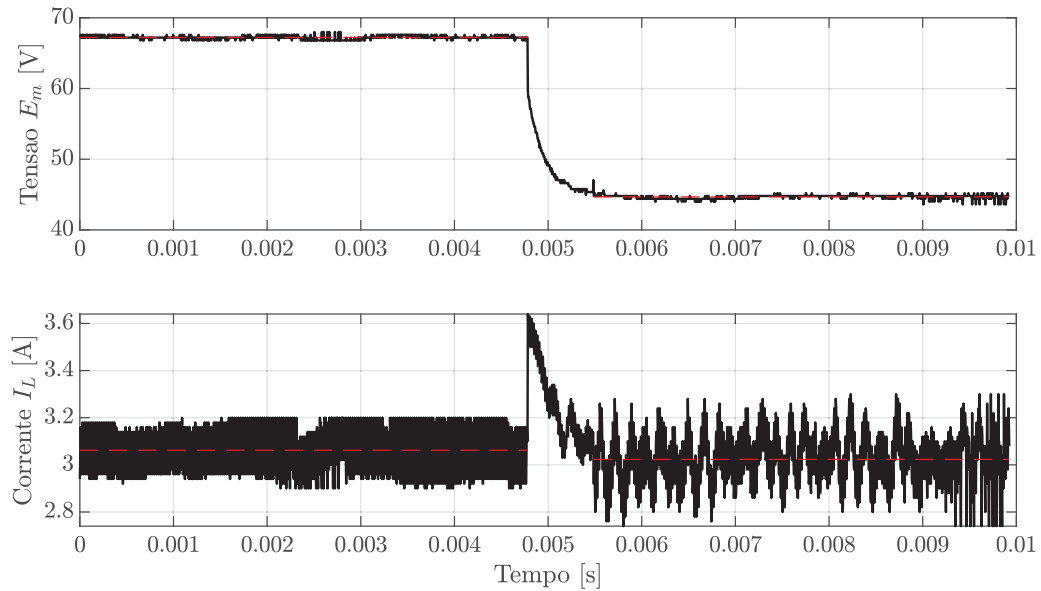


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 63 mostra o comportamento dinâmico do conversor com o controlador de corrente na operação Boost. Nos instantes iniciais o valor médio de tensão é de 67,22 V e atinge regime permanente com 44,67 V. A corrente no indutor parte do valor médio de 3,06 A, chega

instantaneamente a 3,64 A e se estabiliza com valor médio de 3,02 A. O tempo de acomodação é de 0,7 ms.

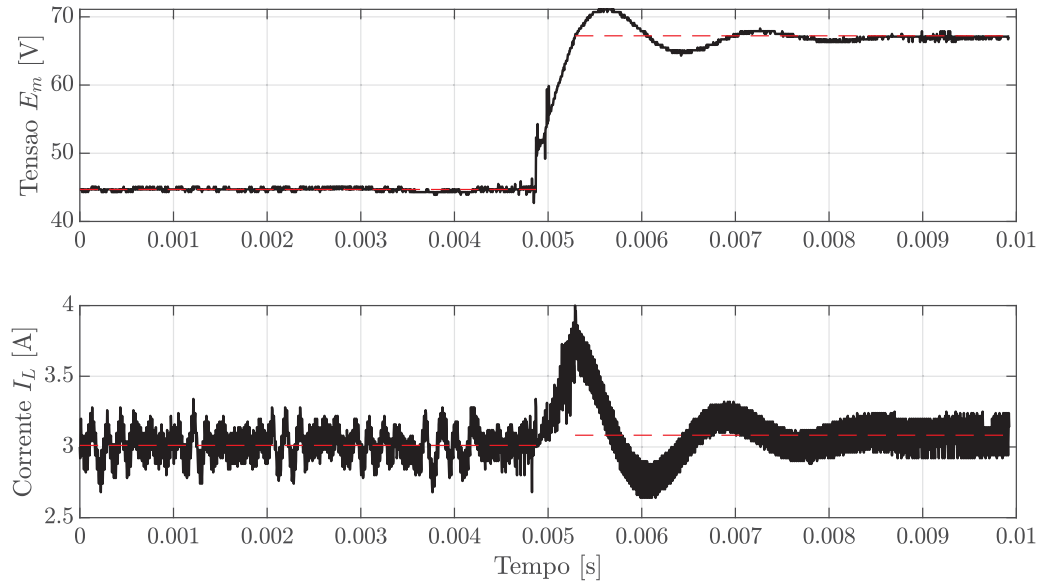
Figura 63 – Tensão E_m e corrente no indutor para o degrau de aumento de carga experimental



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 64 apresenta um degrau de mesma magnitude, porém de agora de redução de carga. Nos instantes iniciais o valor médio de tensão é de 44,69 V, chega a 71,1 V e atinge regime permanente com 67,22 V. A corrente no indutor parte do valor médio de 3,01 A, chega ao máximo de 4 A e mínimo de 2,64 A, se estabilizando com valor médio de 3,08 A. O tempo de acomodação é de 2 ms.

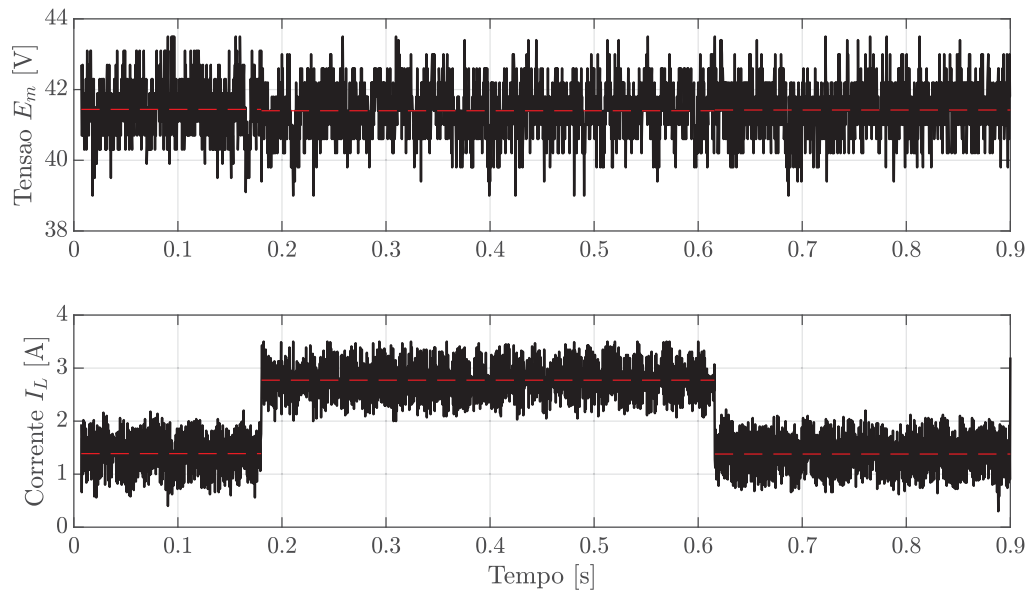
Figura 64 – Tensão E_m e corrente no indutor para o degrau de diminuição de carga experimental



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 65 mostra o conversor operando no sentido Buck com controle de tensão com referência de 41,4 V e cargas de 30 Ω , 22,5 Ω e 30 Ω respectivamente. Com o conversor em regime permanente, foi aplicado um degrau de aumento de carga e posteriormente removido. Devido à escala de tempo necessária, não é possível observar o comportamento transitório, apenas inferir a partir da ausência de afundamento ou sobressinal a eficácia do controle. O valor médio de tensão no barramento E_m é inicial e terminalmente de 41,43 V e de 41,40 V durante o aumento de carga. A corrente no indutor tem valor médio nos instantes iniciais e finais de 1,38 A e de 2,77 A durante o aumento de carga.

Figura 65 – Tensão E_m e corrente no indutor para degrau de aumento e diminuição de carga experimental



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Feitos os testes, fica comprovado o funcionamento dos controladores para a operação Buck atendendo as especificações e o comportamento previsto nas simulações feitas.

7 CONCLUSÃO

A necessidade de fontes de energia renovável tem impulsionado a pesquisa e desenvolvimento de tecnologias que viabilizem a integração dessas fontes nos sistemas de energia elétrica. Dentre essas tecnologias, destacam-se os conversores cc-cc bidirecionais, fundamentais para o gerenciamento eficiente de energia em acumuladores de energia, permitindo o controle de carga e descarga de baterias. O desafio central deste trabalho consistiu em projetar um conversor cc-cc bidirecional que operasse de forma eficiente e estável nos modos Buck e Boost, garantindo a qualidade do controle de tensão e corrente. A complexidade do sistema exigiu um aprofundamento na modelagem matemática e na escolha adequada dos componentes e estratégias de controle.

Para enfrentar esse desafio, foram seguidos diversos passos: revisão bibliográfica abrangente sobre conversores cc-cc e técnicas de controle, modelagem matemática detalhada dos modos de operação Buck e Boost, desenvolvimento de estratégias de controle digital com implementação de controladores, simulação dos circuitos modelados para validação inicial das estratégias de controle, e implementação experimental do conversor utilizando um microcontrolador STM32, com testes práticos para verificar a eficácia do controle. Neste âmbito a plataforma da ST se mostrou bastante robusta e a placa utilizada atendeu os requisitos com ampla margem. Os resultados experimentais confirmaram a eficácia do modelo e das estratégias de controle desenvolvidas. O conversor operou conforme esperado nos modos Buck e Boost, atendendo às especificações de tensão e corrente previstas. A implementação do controle digital mostrou-se eficiente, demonstrando robustez às variações de carga e estabilidade operacional. Assim, conclui-se que o conversor cc-cc bidirecional desenvolvido é uma solução viável e eficiente para o gerenciamento de energia em acumuladores de energia, cumprindo com sucesso os objetivos propostos neste trabalho.

Para trabalhos futuros, é deixada a indicação para o projeto e implementação de outros controladores que se aproximem da otimização das técnicas clássicas ou então em espaço de estados. Outra sugestão é um aprofundamento na parte de condicionamento de sinais e redução do ruído eletrônico observado neste trabalho. Fica também a indicação para a aplicação em um conversor cc-cc reversível com mais braços e/ou indutor acoplado capaz de processar mais potência e para experimentação com cargas reais ou de impedância complexa.

REFERÊNCIAS

BALDASSI, Mariana Maiyumi Hirakawa. **Controle de conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves**. 95 f. Dissertação (TCC (Graduação)) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2015. Disponível em: <<http://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/00000d/00000de9.pdf>>. Citado na página 16.

BARBI, Ivo. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: Edição do Autor, 2014. 206 p. Citado 5 vezes nas páginas 20, 21, 22, 23 e 27.

BORCHARDT, Martim Adriano. **Estudo, modelagem, projeto e experimentação em malha aberta de um conversor CC-CC bidirecional em corrente**. 119 f. Dissertação (TCC (Graduação)) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2020. Disponível em: <<http://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000083/00008386.pdf>>. Citado 7 vezes nas páginas 16, 17, 25, 26, 38, 39 e 56.

DAMASCENO, Augusto de Caux Henriques. **Controle preditivo de corrente aplicado a um controlador de carga de baterias baseado em conversor CC-CC bidirecional**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2008. Citado 5 vezes nas páginas 24, 25, 37, 38 e 64.

DUNG, Nguyen Anh et al. Design of bidirectional dc-dc converter for energy storage system in high power application. In: **2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–4. Citado na página 13.

HEGAZY, Omar; MIERLO, Joeri Van; LATAIRE, Philippe. Design and control of bidirectional dc/ac and dc/dc converters for plug-in hybrid electric vehicles. In: **2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–7. Citado na página 13.

JÚNIOR, Elias Teodoro da SILVA. **Análise e projeto de compensadores para o conversor BOOST**. 140 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1994. Citado na página 39.

MARTINS, Denizar Cruz. **Eletrônica de potência: Conversores cc-cc básicos não isolados**. do autor. Florianópolis: [s.n.], 2018. Citado 9 vezes nas páginas 16, 17, 18, 19, 20, 29, 31, 33 e 34.

MAYER, Robson. **Conversor cc-cc multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade regional de Blumenau, Blumenau, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 17.

ROSEMBACK, Ricardo Henrique. **Conversor CC-CC bidirecional buck-boost atuando como controlador de carga de baterias em um sistema fotovoltaico**. 139 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2004. Citado na página 26.

STMICROELECTRONICS. **RM0433 STM32H742, STM32H743/753 and STM32H750 Value line advanced Arm®-based 32-bit MCUs**. [S.l.], 2023. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0433-stm32h742-stm32h743753-and-stm32h750-value-line-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelec.pdf>. Citado na página 66.

STMICROELECTRONICS. **STM32H7 Nucleo-144 boards**. [S.l.], 2023. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2407-stm32h7-nucleo144-boards-mb1364-stmicroelectronics.pdf>. Citado na página 65.

WENK, Marciel. **Estudo, modelagem e controle de conversor cc-cc bidirecional não isolado baseado na célula de comutação de três estados**. 158 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2019. Citado na página 25.

APÊNDICE A – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA PSIM

A implementação no bloco de código simplificado do PSIM para as simulações da seção 5.2 é apresentado abaixo.

```
static float TV1; //tensão do barramento rede
static float TV2; //tensão na bateria
static float IL; //corrente no indutor
static float ILb; //corrente no indutor referenciado Boost
static float D1[4];
static float D2[4];
static float erroIL[4];
static float erroV[4];
static float erroILb[4];
static float ILbref[4];
static float erroVb[4];
int i = 0;
float Iref = 0.45; //Referência de 3 A
float Vref = 2.2; //Referência de 41.4 V
float Vrefbo = 2.1682; //Referência de 150 V
static int flag1 = 0; //Histerese modos Buck
static int flag2 = 0; //Primeira execução Boost
static int flag3 = 0; //Contador transição Boost
static int flag4 = 0; //Transição Boost
static int flag5 = 0; //Transição Buck
static int flag6 = 0; //Contador transição Buck

for (i = 2; i >= 0; i--) {
    ILbref[i + 1] = ILbref[i];
    erroIL[i + 1] = erroIL[i];
    erroILb[i + 1] = erroILb[i];
    erroV[i + 1] = erroV[i];
    erroVb[i + 1] = erroVb[i];
    D1[i + 1] = D1[i];
    D2[i + 1] = D2[i];
}
TV1 = x1; //Leitura e armazenamento da tensão do barramento
TV2 = x2; //Leitura e armazenamento da tensão na bateria
IL = x3; //Leitura e armazenamento da corrente no indutor
ILb = -IL;
```

```

//Início do controle
if (flag3 == 51) {
if (flag2 == 0) {
flag2 = 1; //Valores iniciais de referencia
ILbref[1] = ILb;
erroVb[1] = Vrefbo - TV1;
}
erroVb[0] = Vrefbo - TV1; //Erro de tensão para modo boost
ILbref[0]=ILbref[1]+29.85*erroVb[0]-29.07*erroVb[1]; //Controlador de tensão
if (ILbref[0] >= 0.45) { //Limitação para corrente de referência
ILbref[0] = 0.45;
}
if (ILbref[0] <= 0) {
ILbref[0] = 0;
}
erroILb[0] = ILbref[0] - ILb; //Erro de corrente para o modo boost
D2[0]=D2[1]+2.914*erroILb[0]-2.531*erroILb[1]; //Controlador de corrente
if (D2[0] >= 0.95) { //Limitação para a razão cíclica
D2[0] = 0.95;
}
if (D2[0] <= 0.05) {
D2[0] = 0.05;
}
D1[0] = 1 - D2[0]; //Valor de razão cíclica complementar
}
if (TV1 <= 2.05 || flag4 == 1) { //E < Emin=141,8v (modo boost)
flag4 = 1;
if (flag3 <= 50) {
flag3++;
D2[0] = 0.724;
D1[0] = 1 - D2[0];
} else {
flag4 = 0;
}
if (flag3 == 52) {
flag3 = 51;
}
flag5 = 0;
flag6 = 0;

```

```

}
if (TV2 <= 1.68 || flag5 == 1) { //Em < 31,7V (modo buck)
flag5 = 1;
if (flag6 <= 100) {
flag6++;
D2[0] = 0.724;
D1[0] = 1 - D2[0];
}
if (flag6 == 102) {
flag6 = 101;
}
}
if (flag6 == 101) {
flag2 = 0;
flag3 = 0;
flag4 = 0;
erroV[0] = Vref - TV2; //Erro de tensão para o modo buck
erroIL[0] = Iref - IL; //Erro de corrente para o modo buck
if (TV2 <= 2.17) {
flag1 = 0;
}
if (TV2 < 2.1954 && flag1 == 0) { //Bateria abaixo de 41,4v
D1[0] = D1[1] + 2.871 * erroIL[0] - 2.487 * erroIL[1]; //Ctrl de corrente
}
if (TV2 >= 2.1954 || flag1 == 1) {
D1[0] = 1.51 * D1[1] - 0.5095 * D1[2] + 29.59 * erroV[0] - 49.21 * erroV[1]
+ 20.36 * erroV[2];; //Controlador de tensão
flag1 = 1;
}
if (D1[0] >= 0.95) {
D1[0] = 0.95;
}
if (D1[0] <= 0.05) {
D1[0] = 0.05;
}
D2[0] = 1 - D1[0];
}

y1 = D1[0]; //Variável de saída

```

APÊNDICE B – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA STM32

```
#include "main.h"

ADC_HandleTypeDef hadc1;
ADC_HandleTypeDef hadc2;
ADC_HandleTypeDef hadc3;

TIM_HandleTypeDef htim1;
TIM_HandleTypeDef htim3;

/* USER CODE BEGIN PV */
uint8_t flag_timer=0;
int32_t buffer;
uint32_t bufferB;
int32_t bufferC;
uint32_t count=0;
uint32_t countsec=0;
/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes*/
void SystemClock_Config(void);
void PeriphCommonClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_ADC1_Init(void);
static void MX_TIM1_Init(void);
static void MX_ADC2_Init(void);
static void MX_ADC3_Init(void);
static void MX_TIM3_Init(void);

/* Private user code*/
/* USER CODE BEGIN 0 */
static float TV1; //tensão do barramento rede
static float TV2; //tensão na bateria
static float IL; //corrente no indutor
static float ILb; //corrente no indutor referenciado Boost
static float D1[4];
static float D2[4];
static float erroIL[4];
```

```

static float erroV[4];
static float erroILb[4];
static float ILbref[4];
static float erroVb[4];
int i = 0;
float Iref = 0.45; //Referência de 3 A
float Vref = 2.2; //Referência de 41.4 V
float Vrefbo = 2.1682; //Referência de 150 V
static int flag1 = 0; //Histerese modos Buck
static int flag2 = 0; //Primeira execução Boost
static int flag3 = 0; //Contador transição Boost
static int flag4 = 0; //Transição Boost
static int flag5 = 0; //Transição Buck
static int flag6 = 0; //Contador transição Buck
/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void)
{
    HAL_Init();
    SystemClock_Config();
    PeriphCommonClock_Config();
    MX_GPIO_Init();
    MX_ADC1_Init();
    MX_TIM1_Init();
    MX_ADC2_Init();
    MX_ADC3_Init();
    MX_TIM3_Init();
    /* USER CODE BEGIN 2 */
        if(HAL_ADCEX_Calibration_Start(&hadc1, ADC_CALIB_OFFSET, ADC_SINGLE_ENDED)
            != HAL_OK)
            Error_Handler();
        if(HAL_ADCEX_Calibration_Start(&hadc2, ADC_CALIB_OFFSET, ADC_SINGLE_ENDED)
            != HAL_OK)
            Error_Handler();
        if(HAL_ADCEX_Calibration_Start(&hadc3, ADC_CALIB_OFFSET, ADC_SINGLE_ENDED)

```

```

    != HAL_OK)
Error_Handler();

    if(HAL_ADC_Start_IT(&hadc1) != HAL_OK)
Error_Handler();
    if(HAL_ADC_Start_IT(&hadc2) != HAL_OK)
Error_Handler();
    if(HAL_ADC_Start_IT(&hadc3) != HAL_OK)
Error_Handler();
    HAL_TIM_Base_Start(&htim1);
    // inicia pwm
    if(HAL_TIM_PWM_Start(&htim3, TIM_CHANNEL_3) != HAL_OK)
Error_Handler();
/* USER CODE END 2 */

while (1)
{
    if(flag_timer>=1){
HAL_GPIO_WritePin(tempo_GPIO_Port, tempo_Pin, GPIO_PIN_SET);
        //para medir no osciloscópio
count++;
        if(count>=50000){
count=0;
countsec++; //tempo após início
        }
        for (i = 2; i >= 0; i--) {
ILbref[i + 1] = ILbref[i];
erroIL[i + 1] = erroIL[i];
erroILb[i + 1] = erroILb[i];
erroV[i + 1] = erroV[i];
erroVb[i + 1] = erroVb[i];
D1[i + 1] = D1[i];
D2[i + 1] = D2[i];
        }
TV1 = buffer * 11 / 218450.0; //Conversão da tensão do barramento
TV2 = bufferB * 11 / 218450.0; //Conversão da tensão na bateria
IL = (bufferC - 49600) * 11 / 218450.0; //Conversão da corrente no indutor
        //(bufferC - offset) * 3,3/2^16
ILb = -IL;

```

```

//Início do controle
if (flag3 == 51) {
if (flag2 == 0) {
flag2 = 1; //Valores iniciais de referencia
ILbref[1] = ILb;
erroVb[1] = Vrefbo - TV1;
}
erroVb[0] = Vrefbo - TV1; //Erro de tensão para modo boost
ILbref[0]=ILbref[1]+29.85*erroVb[0]-29.07*erroVb[1]; //Controlador de tensão
if (ILbref[0] >= 0.45) { //Limitação para corrente de referência
ILbref[0] = 0.45;
}
if (ILbref[0] <= 0) {
ILbref[0] = 0;
}
erroILb[0] = ILbref[0] - ILb; //Erro de corrente para o modo boost
D2[0]=D2[1]+2.914*erroILb[0]-2.531*erroILb[1]; //Controlador de corrente
if (D2[0] >= 0.95) { //Limitação para a razão cíclica
D2[0] = 0.95;
}
if (D2[0] <= 0.05) {
D2[0] = 0.05;
}
D1[0] = 1 - D2[0]; //Valor de razão cíclica complementar
}
if (TV1 <= 2.05 || flag4 == 1) { //E < Emin=141,8v (modo boost)
flag4 = 1;
if (flag3 <= 50) {
flag3++;
D2[0] = 0.724;
D1[0] = 1 - D2[0];
} else {
flag4 = 0;
}
if (flag3 == 52) {
flag3 = 51;
}
flag5 = 0;
flag6 = 0;

```

```

}
if (TV2 <= 1.68 || flag5 == 1) { //Em < 31,7V (modo buck)
flag5 = 1;
if (flag6 <= 100) {
flag6++;
D2[0] = 0.724;
D1[0] = 1 - D2[0];
}
if (flag6 == 102) {
flag6 = 101;
}
}
if (flag6 == 101) {
flag2 = 0;
flag3 = 0;
flag4 = 0;
erroV[0] = Vref - TV2; //Erro de tensão para o modo buck
erroIL[0] = Iref - IL; //Erro de corrente para o modo buck
if (TV2 <= 2.17) {
flag1 = 0;
}
if (TV2 < 2.1954 && flag1 == 0) { //Bateria abaixo de 41,4v
D1[0] = D1[1] + 2.871 * erroIL[0] - 2.487 * erroIL[1];
//Controlador de corrente
}
if (TV2 >= 2.1954 || flag1 == 1) {
D1[0] = 1.51 * D1[1] - 0.5095 * D1[2] + 29.59 * erroV[0] - 49.21 * erroV[1]
+ 20.36 * erroV[2]; //Controlador de tensão
flag1 = 1;
}
if (D1[0] >= 0.95) {
D1[0] = 0.95;
}
if (D1[0] <= 0.05) {
D1[0] = 0.05;
}
D2[0] = 1 - D1[0];
}
saida1 = D1[0] * 4800; //Variáveis de saída D*counter do timer

```

```

__HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim3,TIM_CHANNEL_3,saida1); //Aplica o duty-cycle
HAL_GPIO_WritePin(tempo_GPIO_Port, tempo_Pin, GPIO_PIN_RESET);
flag_timer=0;
}
}
}

/**
 * @brief System Clock Configuration
 * @retval None
 */
void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};

    /** Supply configuration update enable
    */

    /** Configure the main internal regulator output voltage
    */
    __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1);

    while(!__HAL_PWR_GET_FLAG(PWR_FLAG_VOSRDY)) {}

    __HAL_RCC_SYSCFG_CLK_ENABLE();
    __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE0);

    while(!__HAL_PWR_GET_FLAG(PWR_FLAG_VOSRDY)) {}

    /** Initializes the RCC Oscillators according to the specified parameters
    * in the RCC_OscInitTypeDef structure.
    */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
    RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_BYPASS;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 1;

```

```

RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 120;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = 2;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 15;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLR = 2;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLRGE = RCC_PLL1VCIRANGE_3;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLVCOSEL = RCC_PLL1VCOWIDE;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLFRACN = 0;
if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/** Initializes the CPU, AHB and APB buses clocks
 */
RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
|RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2
|RCC_CLOCKTYPE_D3PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_D1PCLK1;
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
RCC_ClkInitStruct.APB3CLKDivider = RCC_APB3_DIV2;
RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_APB1_DIV2;
RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_APB2_DIV2;
RCC_ClkInitStruct.APB4CLKDivider = RCC_APB4_DIV2;

if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_4) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/**
 * @brief Peripherals Common Clock Configuration
 * @retval None
 */
void PeriphCommonClock_Config(void)
{
    RCC_PeriphCLKInitTypeDef PeriphClkInitStruct = {0};

```

```

/** Initializes the peripherals clock
*/
PeriphClkInitStruct.PeriphClockSelection = RCC_PERIPHCLK_ADC;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2M = 1;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2N = 18;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2P = 2;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2Q = 2;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2R = 2;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2RGE = RCC_PLL2VCIRANGE_3;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2VCOSEL = RCC_PLL2VCOMEDIUM;
PeriphClkInitStruct.PLL2.PLL2FRACN = 6144;
PeriphClkInitStruct.AdcClockSelection = RCC_ADCCLKSOURCE_PLL2;
if (HAL_RCCEx_PeriphCLKConfig(&PeriphClkInitStruct) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
}

/**
 * @brief ADC1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_ADC1_Init(void)
{
    ADC_MultiModeTypeDef multimode = {0};
    ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

    /** Common config
    */
    hadc1.Instance = ADC1;
    hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_ASYNC_DIV1;
    hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_16B;
    hadc1.Init.ScanConvMode = ADC_SCAN_DISABLE;
    hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
    hadc1.Init.LowPowerAutoWait = DISABLE;
    hadc1.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;
    hadc1.Init.NbrOfConversion = 1;
    hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
    hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_EXTERNALTRIG_T1_TRGO;

```

```

hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_RISING;
hadc1.Init.ConversionDataManagement = ADC_CONVERSIONDATA_DR;
hadc1.Init.Overrun = ADC_OVR_DATA_PRESERVED;
hadc1.Init.LeftBitShift = ADC_LEFTBITSHIFT_NONE;
hadc1.Init.OversamplingMode = DISABLE;
if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/** Configure the ADC multi-mode
*/
multimode.Mode = ADC_MODE_INDEPENDENT;
if (HAL_ADCEx_MultiModeConfigChannel(&hadc1, &multimode) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/** Configure Regular Channel
*/
sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_15;
sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_1;
sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_8CYCLES_5;
sConfig.SingleDiff = ADC_SINGLE_ENDED;
sConfig.OffsetNumber = ADC_OFFSET_NONE;
sConfig.Offset = 0;
sConfig.OffsetSignedSaturation = DISABLE;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/**
 * @brief ADC2 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_ADC2_Init(void)

```

```

{
    ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};
    /** Common config
    */
    hadc2.Instance = ADC2;
    hadc2.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_ASYNC_DIV1;
    hadc2.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_16B;
    hadc2.Init.ScanConvMode = ADC_SCAN_DISABLE;
    hadc2.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
    hadc2.Init.LowPowerAutoWait = DISABLE;
    hadc2.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;
    hadc2.Init.NbrOfConversion = 1;
    hadc2.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
    hadc2.Init.ExternalTrigConv = ADC_EXTERNALTRIG_T1_TRGO;
    hadc2.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_RISING;
    hadc2.Init.ConversionDataManagement = ADC_CONVERSIONDATA_DR;
    hadc2.Init.Overrun = ADC_OVR_DATA_PRESERVED;
    hadc2.Init.LeftBitShift = ADC_LEFTBITSHIFT_NONE;
    hadc2.Init.OversamplingMode = DISABLE;
    if (HAL_ADC_Init(&hadc2) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }

    /** Configure Regular Channel
    */
    sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_10;
    sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_1;
    sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_8CYCLES_5;
    sConfig.SingleDiff = ADC_SINGLE_ENDED;
    sConfig.OffsetNumber = ADC_OFFSET_NONE;
    sConfig.Offset = 0;
    sConfig.OffsetSignedSaturation = DISABLE;
    if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc2, &sConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}

```

```

/**
 * @brief ADC3 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_ADC3_Init(void)
{
    ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};
    /** Common config
    */
    hadc3.Instance = ADC3;
    hadc3.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_16B;
    hadc3.Init.ScanConvMode = ADC_SCAN_DISABLE;
    hadc3.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
    hadc3.Init.LowPowerAutoWait = DISABLE;
    hadc3.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;
    hadc3.Init.NbrOfConversion = 1;
    hadc3.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
    hadc3.Init.ExternalTrigConv = ADC_EXTERNALTRIG_T1_TRGO;
    hadc3.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_RISING;
    hadc3.Init.ConversionDataManagement = ADC_CONVERSIONDATA_DR;
    hadc3.Init.Overrun = ADC_OVR_DATA_PRESERVED;
    hadc3.Init.LeftBitShift = ADC_LEFTBITSHIFT_NONE;
    hadc3.Init.OversamplingMode = DISABLE;
    if (HAL_ADC_Init(&hadc3) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }

    /** Configure Regular Channel
    */
    sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_1;
    sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_1;
    sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_8CYCLES_5;
    sConfig.SingleDiff = ADC_SINGLE_ENDED;
    sConfig.OffsetNumber = ADC_OFFSET_NONE;
    sConfig.Offset = 0;
    sConfig.OffsetSignedSaturation = DISABLE;
    if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc3, &sConfig) != HAL_OK)

```

```

{
    Error_Handler();
}
}

/**
 * @brief TIM1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_TIM1_Init(void)
{
    TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
    TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
    TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
    TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig = {0};
    htim1.Instance = TIM1;
    htim1.Init.Prescaler = 0;
    htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    htim1.Init.Period = 4799;
    htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
    htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
    htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
    if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
    if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_UPDATE;
    sMasterConfig.MasterOutputTrigger2 = TIM_TRGO2_RESET;
    sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;

```

```

    if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
    sConfigOC.Pulse = 0;
    sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
    sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
    sConfigOC.OCIdleState = TIM_OCIDLESTATE_RESET;
    sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIDLESTATE_RESET;
    if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_4) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
    sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;
    sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
    sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
    sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
    sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
    sBreakDeadTimeConfig.BreakFilter = 0;
    sBreakDeadTimeConfig.Break2State = TIM_BREAK2_DISABLE;
    sBreakDeadTimeConfig.Break2Polarity = TIM_BREAK2POLARITY_HIGH;
    sBreakDeadTimeConfig.Break2Filter = 0;
    sBreakDeadTimeConfigAutomaticOutput = TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
    if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &sBreakDeadTimeConfig) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);

}

/**
 * @brief TIM3 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_TIM3_Init(void)

```

```

{
TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
htim3.Instance = TIM3;
htim3.Init.Prescaler = 0;
htim3.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
htim3.Init.Period = 4799;
htim3.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
htim3.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
if (HAL_TIM_Base_Init(&htim3) != HAL_OK)
{
Error_Handler();
}
sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim3, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
{
Error_Handler();
}
if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim3) != HAL_OK)
{
Error_Handler();
}
sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_UPDATE;
sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim3, &sMasterConfig) != HAL_OK)
{
Error_Handler();
}
sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
sConfigOC.Pulse = 0;
sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim3, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_3) != HAL_OK)
{
Error_Handler();
}
HAL_TIM_MspPostInit(&htim3);
}

```

```

/**
 * @brief GPIO Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_GPIO_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};
    __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOE_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOD_CLK_ENABLE();

    /*Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(tempo_GPIO_Port, tempo_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    /*Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    /*Configure GPIO pin : B1_Pin */
    GPIO_InitStruct.Pin = B1_Pin;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
    HAL_GPIO_Init(B1_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

    /*Configure GPIO pin : tempo_Pin */
    GPIO_InitStruct.Pin = tempo_Pin;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
    GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_HIGH;
    HAL_GPIO_Init(tempo_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

    /*Configure GPIO pins : STLINK_RX_Pin STLINK_TX_Pin */
    GPIO_InitStruct.Pin = STLINK_RX_Pin|STLINK_TX_Pin;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_AF_PP;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;

```

```

GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
GPIO_InitStruct.Alternate = GPIO_AF7_USART3;
HAL_GPIO_Init(GPIOD, &GPIO_InitStruct);

/*Configure GPIO pin : LD2_Pin */
GPIO_InitStruct.Pin = LD2_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
HAL_GPIO_Init(LD2_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);
}

/* USER CODE BEGIN 4 */
//Função de tratamento da interrupção
void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef *hadc)
{
    buffer = HAL_ADC_GetValue(&hadc1); //Leitura e armazenamento E
    bufferB = HAL_ADC_GetValue(&hadc2); //Leitura e armazenamento Em
    bufferC = HAL_ADC_GetValue(&hadc3); //Leitura e armazenamento IL
    flag_timer=1; //ativa a variável auxiliar
}
/* USER CODE END 4 */

/**
 * @brief This function is executed in case of error occurrence.
 * @retval None
 */
void Error_Handler(void)
{
    __disable_irq();
    while (1)
    {
    }
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT
/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 * where the assert_param error has occurred.

```

```
* @param file: pointer to the source file name
* @param line: assert_param error line source number
* @retval None
*/
void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
{
}
#endif /* USE_FULL_ASSERT */
```