

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

CARLOS LAURENÇO LEMOS SILVA

**CONTROLE BASEADO EM MODELOS REPRESENTADOS EM ESPAÇO DE
ESTADOS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS**

CURITIBA

2025

CARLOS LAURENÇO LEMOS SILVA

**CONTROLE BASEADO EM MODELOS REPRESENTADOS EM ESPAÇO DE
ESTADOS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS**

Control based on state space models of non-isolated DC-DC converters

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador(a): Prof. Dr. Victor Baptista Frenci

Coorientador(a): Prof. Dr. Juan Camilo Castellanos Rodriguez

CURITIBA

2025



[4.0 Internacional](#)

Esta licença permite compartilhamento, remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es). Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

CARLOS LAURENÇO LEMOS SILVA

**CONTROLE BASEADO EM MODELOS REPRESENTADOS EM ESPAÇO DE
ESTADOS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Data de aprovação: 19/Novembro/2025

Daniel Flores Cortez
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Juan Camilo Castellanos Rodriguez
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Narco Afonso Ravazzoli Maciejewski
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Victor Baptista Frecl
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

CURITIBA

2025

RESUMO

Os conversores CC-CC representam uma das áreas mais exploradas na eletrônica de potência, estando presentes em diversos de sistemas de transferência de potência elétrica. Para atender às diferentes demandas desses sistemas, uma variedade de topologias de conversores foi desenvolvida. Este trabalho tem como objetivo apresentar algumas dessas topologias, bem como explorar um ponto de grande relevância na modelagem matemática, a representação em espaço de estados. Apesar de ser uma abordagem mais complexa, a representação em espaço de estados não implica necessariamente em maior dificuldade de aplicação quando se refere à ordem do sistema, fato evidenciado na transição entre conversores de segunda ordem (*Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*) e conversores de quarta ordem (*SEPIC*, *Ćuk* e *Zeta*). A validação dos modelos matemáticos em espaço de estados foi realizada por meio de simulações utilizando o *software* MATLAB® para obtenção do comportamento dinâmico dos modelos e o *software* PSIM® para simulações em nível de circuito. Também, foi analisado o comportamento em malha fechada dos conversores, com a aplicação de um controle Proporcional, Integral e Derivativo (PID) analógico. Os ganhos proporcional, integral e derivativo foram obtidos por meio da ferramenta pidtune do MATLAB®. As simulações em malha aberta permitiram validar a modelagem matemática considerando as não idealidades do projeto. Já as simulações em malha fechada evidenciaram os procedimentos adotados e os resultados obtidos ao longo do desenvolvimento do controle.

Palavras-chave: conversores cc-cc; modelagem em espaço de estado; controle pid analógico.

ABSTRACT

DC-DC converters represent one of the most explored areas in power electronics, being present in various electrical power transfer systems. To meet the different demands of these systems, a variety of converter topologies have been developed. This work aims to present some of these topologies, as well as explore a point of great relevance in mathematical modeling, the representation in state space. Although it is a more complex approach, it does not necessarily imply greater difficulty of application when referring to the order of the system, a fact evidenced in the transition between second-order converters (Buck, Boost, and Buck-Boost) and fourth-order converters (SEPIC, *Cuk*, and Zeta). The validation of the mathematical models in state space was performed through simulations using MATLAB software to obtain the dynamic behavior of the models and PSIM software for simulations at the circuit level. The closed-loop behavior of the converters was also analyzed, with the application of analog PID control. The proportional, integral, and derivative gains were obtained using the MATLAB pidtune tool. The open-loop simulations allowed the mathematical modeling to be validated, taking into account the non-idealities of the design. The closed-loop simulations, on the other hand, highlighted the procedures adopted and the results obtained throughout the development of the control system.

Keywords: dc-dc converters; state space modeling; analog pid control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor <i>Buck</i> ideal.....	15
Figura 2 – Funcionamento do conversor <i>Buck</i>	15
Figura 3 – Tensão de chaveamento do conversor <i>Buck</i>	16
Figura 4 – Corrente no indutor do conversor <i>Buck</i> em condução contínua.....	17
Figura 5 – Corrente no indutor do conversor <i>Buck</i> em condução crítica.....	18
Figura 6 – Corrente no indutor do conversor <i>Buck</i> em condução descontínua.....	19
Figura 7 – Etapa de operação 3: chave aberta.....	19
Figura 8 – Corrente do indutor em CCM, CRM e DCM do conversor <i>Buck</i>	21
Figura 9 – Conversor <i>Boost</i> ideal.....	22
Figura 10 – Funcionamento do conversor <i>Boost</i>	22
Figura 11 – Tensão no indutor do conversor <i>Boost</i>	23
Figura 12 – Conversor <i>Buck-Boost</i> ideal.....	24
Figura 13 – Funcionamento do conversor <i>Buck-Boost</i>	24
Figura 14 – Tensão no indutor do conversor <i>Buck-Boost</i>	25
Figura 15 – Conversor <i>SEPIC</i> ideal.....	25
Figura 16 – Chave fechada do conversor <i>SEPIC</i> ideal	26
Figura 17 – Conversor <i>SEPIC</i> ideal.....	27
Figura 18 – Tensão nos indutores L_1 e L_2	27
Figura 19 – Conversor <i>Ćuk</i> ideal.	28
Figura 20 – Chave fechada do conversor <i>Ćuk</i> ideal	29
Figura 21 – Chave aberta do conversor <i>Ćuk</i> ideal.	30
Figura 22 – Tensão nos indutores L_1 e L_2	30
Figura 23 – Conversor <i>Zeta</i> ideal.	31
Figura 24 – Chave fechada do conversor <i>Zeta</i> ideal	32
Figura 25 – Chave aberta do conversor <i>Zeta</i>	33
Figura 26 – Tensão nos indutores L_1 e L_2	33
Figura 27 – Conversor CC-CC com realimentação.	38
Figura 28 – Regime transitório de um Conversor CC-CC em malha aberta	39
Figura 29 – Controlador PID	40
Figura 30 – Amplificador Operacional.....	41
Figura 31 – PID analógico	41
Figura 32 – Comparador e somador	42
Figura 33 – Conversor <i>Buck</i> considerando não idealidades.....	43
Figura 34 – Funcionamento do conversor <i>Buck</i>	44
Figura 35 – Conversor <i>Boost</i> considerando não idealidades.....	47
Figura 36 – Funcionamento do conversor <i>Boost</i> (chave fechada $0 \leq t \leq D$)	47
Figura 37 – Funcionamento do conversor <i>Boost</i> (chave aberta com $D < t \leq T$).....	49
Figura 38 – Conversor <i>Buck-Boost</i> considerando não idealidades	51
Figura 39 – Funcionamento do conversor <i>Buck-Boost</i> (chave fechada $0 \leq t \leq D$) ...	51
Figura 40 – Funcionamento do conversor <i>Buck-Boost</i> (chave aberta $D < t \leq T$) ...	52
Figura 41 – Conversor <i>SEPIC</i>	54
Figura 42 – Chave fechada do conversor <i>SEPIC</i>	55
Figura 43 – Conversor <i>SEPIC</i> : chave aberta.....	57
Figura 44 – Conversor <i>Ćuk</i>	61
Figura 45 – Chave fechada do conversor <i>Ćuk</i> ideal	62
Figura 46 – Conversor <i>Ćuk</i> ideal.	64
Figura 47 – Conversor <i>Zeta</i>	66

Figura 48 – Chave fechada do conversor <i>Zeta</i>	67
Figura 49 – Conversor <i>Zeta</i> chave aberta.....	69
Figura 50 – Esquemático do conversor <i>Buck</i>	74
Figura 51 – Regime transitório do conversor <i>Buck</i> ($V_D = 0$)	75
Figura 52 – Regime transitório do conversor <i>Buck</i> no MATLAB® ($V_D = 0$)	76
Figura 53 – Comparação do transitório do conversor <i>Buck</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)	77
Figura 54 – Comparação do transitório do conversor <i>Buck</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando a entrada $V_g = 25V$ e $V_D = 0,55V$	78
Figura 55 – Corrente no indutor do conversor <i>Boost CCM</i>	79
Figura 56 – Tensão na carga do conversor <i>Boost CCM</i>	80
Figura 57 – Esquemático do conversor <i>Boost</i>	81
Figura 58 – Comparação do transitório do conversor <i>Boost</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)	82
Figura 59 – Esquemático do conversor <i>Buck-Boost</i>	84
Figura 60 – Comparação do transitório do conversor <i>Buck-Boost</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando a entrada V_{in} e $V_D = 0,55 V$	85
Figura 61 – Corrente nos indutores L_1 e L_2 do conversor <i>SEPIC</i>	85
Figura 62 – Corrente nos indutores C_1 e C_2 do conversor <i>SEPIC</i>	86
Figura 63 – Esquemático do conversor <i>SEPIC</i>	88
Figura 64 – Comparação do transitório do conversor <i>SEPIC</i> em nível de circuito PSIM® e modelo MATLAB®	89
Figura 65 – Corrente nos indutores L_1 e L_2 do conversor <i>Ćuk</i>	89
Figura 66 – Tensão no capacitor C_1 do conversor <i>Ćuk</i>	90
Figura 67 – Esquemático do conversor <i>Ćuk</i>	92
Figura 68 – Comparação do transitório do conversor <i>Ćuk</i> em nível de circuito PSIM® e modelo MATLAB®	92
Figura 69 – Esquemático do conversor <i>Zeta</i>	93
Figura 70 – Comparação do transitório do conversor <i>Zeta</i> em nível de circuito PSIM® e modelo MATLAB®	94
Figura 71 – Controle PID com AOP simulado no PSIM®	95
Figura 72 – Circuitos PID e diferenciador (AOP).....	96
Figura 73 – AOP Comparador e Somador	96
Figura 74 – Forma de onda dente de serra	97
Figura 75 – <i>Buck</i> com controle pidtune no MATLAB® e PSIM®	99
Figura 76 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®	100
Figura 77 – <i>Boost</i> com controle pidtune no MATLAB® e PSIM®	101
Figura 78 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®	101
Figura 79 – <i>Buck-Boost</i> com controle pidtune no MATLAB® e PSIM®	102
Figura 80 – <i>Buck-Boost</i> com pidtune MATLAB®	103
Figura 81 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®	103
Figura 82 – <i>SEPIC</i> com pidtune MATLAB® e PSIM®	104
Figura 83 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®	105
Figura 84 – <i>Ćuk</i> com pidtune MATLAB® e PSIM®	106

Figura 85 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®	107
Figura 86 – Zeta com pidtune MATLAB® e PSI®	108
Figura 87 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®	108
Figura 88 – Esquemático no PSIM®	114

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do conversor <i>Buck</i>	72
Tabela 2 – Parâmetros determinados pelo projetista.	73
Tabela 3 – Valores dos parâmetros do conversor	74
Tabela 4 – Não idealidades consideradas	74
Tabela 5 – Comparação do transitório do conversor <i>Buck</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando $V_D = 0$	76
Tabela 6 – Comparação do transitório do conversor <i>Buck</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando $V_D = 0,55$ V	77
Tabela 7 – Parâmetros do conversor <i>Boost</i>	78
Tabela 8 – Parâmetros determinados pelo projetista (<i>Boost</i>).	79
Tabela 9 – Valores dos parâmetros do conversor	81
Tabela 10 – Não idealidades consideradas conversor <i>Boost</i>	81
Tabela 11 – Comparação do transitório do conversor <i>Boost</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)	82
Tabela 12 – Parâmetros do conversor <i>Buck-Boost</i>	82
Tabela 13 – Parâmetros determinados e calculado pelo projetista (<i>Buck-Boost</i>).	83
Tabela 14 – Valores dos parâmetros do conversor <i>Buck-Boost</i>	83
Tabela 15 – Não idealidades consideradas conversor <i>Buck-Boost</i>	83
Tabela 16 – Comparação do transitório do conversor <i>Buck-Boost</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando $V_D = 0,55$ V e D corrigido para 0,5 V.....	84
Tabela 17 – Parâmetros do conversor <i>SEPIC</i>	85
Tabela 18 – Parâmetros determinados e calculado pelo projetista (<i>SEPIC</i>).	87
Tabela 19 – Valores dos parâmetros do conversor <i>SEPIC</i>	88
Tabela 20 – Comparação do transitório do conversor <i>SEPIC</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)	89
Tabela 21 – Valores dos parâmetros do conversor <i>Cuk</i>	91
Tabela 22 – Comparação do transitório do conversor <i>Cuk</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)	93
Tabela 23 – Comparação do transitório do conversor <i>Zeta</i> em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)	94
Tabela 24 – Ganhos dos conversores CC-CC pidtune - MATLAB®	97
Tabela 25 – <i>Buck</i> – valores calculado e valores comerciais	98
Tabela 26 – <i>Buck</i> malha Fechada PSIM® vs MATLAB®	99
Tabela 27 – <i>Boost</i> - valores calculado e valores comerciais	100
Tabela 28 – <i>Boost</i> malha fechada PSIM® vs MATLAB®	101
Tabela 29 – <i>Buck-Boost</i> pidtune: valores calculado e valores comerciais	102
Tabela 30 – <i>Buck-Boost</i> malha aberta vs malha fechada	102
Tabela 31 – <i>SEPIC</i> pidtune: valores calculado e valores comerciais	104
Tabela 32 – <i>SEPIC</i> malha aberta vs malha fechada	104
Tabela 33 – <i>Cuk</i> pidtune – valores calculado e valores comerciais	105
Tabela 34 – <i>Cuk</i> malha aberta vs malha fechada	106
Tabela 35 – <i>Zeta</i> pidtune – valores calculado e valores comerciais	107
Tabela 36 – <i>Zeta</i> malha aberta vs malha fechada	107
Tabela 37 – Valores dos parâmetros referente a potência do conversor.....	113
Tabela 38 – Valores dos parâmetros referente ao controle	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AOP	Amplificador Operacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
CRM	<i>Critical Conduction Mode</i> (Modo de Condução Crítica)
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Descontínua)
MIMO	<i>Multiple Input, Multiple Output</i>
PI	Proporcional e Integral
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SEPIC	<i>Single-Ended Primary Inductor Converter</i>
SISO	<i>Single Input, Single Output</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Tema	11
1.1.1	Delimitação do tema.....	12
1.1.2	Problemas e premissas	12
1.1.3	Objetivo geral	12
1.1.4	Objetivos específicos	12
1.2	Justificativa.....	12
1.3	Estrutura do trabalho.....	13
2	REFERENCIAL TEÓRICO	14
2.1	Conversores CC-CC	14
2.1.1	Conversor <i>Buck</i>	14
2.1.2	Conversor <i>Boost</i>	21
2.1.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	23
2.1.4	Conversor <i>SEPIC</i>	25
2.1.5	Conversor <i>Ćuk</i>	28
2.1.6	Conversor <i>Zeta</i>	31
2.2	Representação em espaço de estados de conversores CC-CC	34
2.3	Controladores PID.....	37
2.3.1	Amplificadores operacionais.....	40
3	MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS DOS CONVERSORES CC-CC ...	43
3.1	Modelagem do conversor <i>Buck</i>	43
3.2	Modelagem do conversor <i>Boost</i>	46
3.3	Modelagem do conversor <i>Buck-Boost</i>	50
3.4	Modelagem do conversor <i>SEPIC</i>	53
3.5	Modelagem do conversor <i>Ćuk</i>	61
3.6	Modelagem do conversor <i>Zeta</i>	66
4	PROJETO E SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES CC-CC	72
4.1	Simulação do conversor <i>Buck</i>	72
4.2	Simulação do conversor <i>Boost</i>.....	78
4.3	Simulação do conversor <i>Buck-Boost</i>	82
4.4	Simulação do conversor <i>SEPIC</i>	85
4.5	Simulação do conversor <i>Ćuk</i>	89
4.6	Simulação do conversor <i>Zeta</i>.....	93
5	CONTROLE DOS CONVERSORES CC-CC	95
5.1	Conversor <i>Buck</i>	98
5.2	Conversor <i>Boost</i>	100
5.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	100
5.4	Conversor <i>SEPIC</i>	103
5.5	Conversor <i>Ćuk</i>	105
5.6	Conversor <i>Zeta</i>	106
6	CONCLUSÃO	109
	REFERÊNCIAS.....	111
	APÊNDICE A – Procedimentos de Simulação em MATLAB e PSIM	112

1 INTRODUÇÃO

1.1 Tema

Eletrônica de potência é uma importante área da engenharia que se dedica ao processamento de energia elétrica, conectando a fonte de geração de energia à carga, com base em características diferentes, como frequência, amplitude de tensão e número de fases. Além dessa integração, a Eletrônica de Potência aumenta a eficiência do sistema, reduzindo as perdas elétricas. Um dos principais tópicos de estudo dessa área são os conversores estáticos (Mohan, 2014).

Um exemplo de aplicação desses conversores são os inversores, utilizados para converter Corrente Contínua (CC) em Corrente Alternada (CA), essenciais para interligar, por exemplo, a energia obtida por painéis fotovoltaicos à rede de transmissão de energia elétrica. No entanto, a maioria dos equipamentos eletrônicos utiliza CC em diferentes níveis de tensão, exigindo um retificador para converter a tensão alternada em tensão contínua e um conversor CC-CC para ajustar a magnitude da tensão (Mohan, 2014).

Os conversores CC-CC são utilizados principalmente para alterar a magnitude da tensão de saída. Eles podem ser classificados em conversores não isolados e isolados. Entre os conversores não isolados, pode-se citar os conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Single-Ended Primary Inductor Converter* (SEPIC), *Cuk* e *Zeta*. Nos conversores isolados, destacam-se o *Forward*, que possui características semelhantes ao conversor *Buck*; e o *Flyback*, derivado do conversor *Buck-Boost*. A diferença principal entre os conversores isolados e não isolados é a utilização de um transformador de alta frequência para isolar a entrada da saída.

Esses conversores necessitam de regulação para manter a tensão de saída constante, mesmo com variações na tensão de entrada ou na carga. Para isso, é necessário um sistema de controle, essencial para o bom desempenho de um conversor CC-CC. A análise e o controle desses conversores começam com a modelagem do circuito, buscando obter um modelo matemático que mais se aproxime do sistema real. Existem várias técnicas de modelagem, sendo uma das principais a representação em espaço de estados (Erickson; Maksimovic, 2001).

A teoria de controle é uma área fundamental da engenharia, com o objetivo de regular ou compensar sistemas, considerando tanto o erro em regime permanente quanto a resposta transitória (Nise, 2023). Essa teoria pode ser dividida em controle clássico e controle moderno.

O controle clássico sob o ponto de vista de projeto e análise, concentra-se em sistemas *Single Input, Single Output* (SISO). Essa abordagem é mais simples, tornando-a adequada para muitas aplicações práticas. Por outro lado, o controle moderno lida com sistemas mais complexos, permitindo a análise e o projeto de sistemas *Multiple Input, Multiple Output* (MIMO), além de sistemas não lineares e variantes no tempo. No controle moderno, o uso de sensores, sistemas de realimentação e representação via espaço de estados são elementos comumente utilizados para modelar e analisar esses sistemas complexos (Nise, 2023).

1.1.1 Delimitação do tema

Este estudo abordará os conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *Ćuk* e *Zeta* em condução contínua. Esses seis conversores são conversores não isolados. Além disso, esse projeto busca modelar os conversores em pequenos sinais, para que os modelos tornem-se lineares em uma certa faixa de operação. Para tal, será utilizado o modelo matemático, em espaço de estados dos conversores CC. Para verificar o modelo matemático será utilizado um simulador de circuito eletrônico. O controle dos conversores será realizado utilizando as técnicas de controle clássico.

1.1.2 Problemas e premissas

Os conversores CC são amplamente utilizados na área da eletrônica de potência, sendo fundamentais para o funcionamento de diversos tipos de cargas. Porém, os conversores CC apresentam uma grande variedade de topologias, feitas para cada projeto específico. Esse fato torna os conversores mais individuais, gerando novos sistemas e métodos de controle.

1.1.3 Objetivo geral

O objetivo principal deste trabalho é obter o modelo em espaço de estado dos conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *Ćuk* e *Zeta*, e projetar controladores para estabilizar os conversores CC-CC.

1.1.4 Objetivos específicos

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre os conversores CC-CC;
- Obter o modelo matemático em espaço de estados dos conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *Ćuk* e *Zeta*;
- Simular e comparar os modelos matemáticos no MATLAB® e PSIM®;
- Realizar o controle PID dos conversores CC-CC não isolados
- Analisar desempenho do controle

1.2 Justificativa

Os conversores CC-CC representam um importante segmento da indústria, sendo responsáveis pelo funcionamento de aplicações que vão desde pequenas cargas até sistemas de transmissão de energia elétrica. Grande parte do seu potencial está associada ao correto enten-

dimento e dimensionamento de seus componentes, os quais determinam, entre outros fatores, a possibilidade de reduzir o tamanho do conversor. Nesse contexto, o modelo matemático torna-se uma das principais ferramentas para analisar o comportamento do conversor antes de sua implementação prática. Além disso, o conhecimento sobre uma ampla variedade de topologias de conversores CC-CC permite selecionar a opção mais adequada para cada aplicação específica. Um projeto bem elaborado visa, ainda, alcançar alta eficiência, minimizar tensões de pico, garantir a eliminação do erro em regime permanente e reduzir o impacto sobre as cargas diante de variação de tensão no sistema.

O ponto relevante na escolha da modelagem em espaço de estados para os conversores é a sua maior velocidade de simulação quando comparada aos simuladores tradicionais de circuitos eletrônicos. Em (Tan; Hoo, 2015) os autores destacam esse aspecto ao simular os conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* utilizando o método de espaço de estados (Tan; Hoo, 2015). Essa mesma abordagem também é observada na simulação do conversor *Cuk*, conforme apresentado em (Ravi *et al.*, 2021), no qual o modelo foi desenvolvido para controle de uma planta de geração de energia solar.

Para a análise e controle de sistemas de geração de energia, os conversores têm sido cada vez mais modelados em espaço de estados, pois esse método pode ser facilmente implementado em plataformas de análise matemática, como o MATLAB® e seu ambiente gráfico Simulink®. Um benefício adicional dessa abordagem é a significativa redução do tempo de simulação: ferramentas como MATLAB®/Simulink® conseguem resolver circuitos modelados em espaço de estados em um tempo consideravelmente menor do que simuladores de circuitos eletrônicos convencionais, como SPICE® ou PSIM®.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho será estruturado da seguinte maneira:

- Capítulo 2: Revisão bibliográfica;
- Capítulo 3: Modelagem em espaço de estados dos conversores CC-CC;
- Capítulo 4: Projeto e simulação dos conversores CC-CC;
- Capítulo 5: Controle dos conversores CC-CC;
- Capítulo 6: Conclusões.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo tem como objetivo apresentar os conversores CC-CC, a modelagem em espaço de estados e o controle PID analógico.

2.1 Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são circuitos de conversão de energia elétrica. Esses circuitos são utilizados para alterar a amplitude da tensão e/ou proporcionar um isolamento galvânico entre a fonte e a carga. Seus principais elementos são dispositivos semicondutores que funcionam como chaves, chamados transistores. Um dos fatores que tornam os conversores de chaveamento atrativos para o processamento de energia é a sua eficiência na transferência de potência. Mesmo considerando as perdas de comutação e condução da chave, os conversores CC-CC apresentam um alto fator de eficiência, se comparados ao regulador linear de tensão (Hart, 2012).

Estes conversores, e toda a área da Eletrônica de Potência, tiveram grandes avanços na década de 1950, com o surgimento do transistor, proporcionado pela empresa Bell Telephone, e desenvolvido pelos pesquisadores John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley. Essa década é considerada um período das grandes revoluções da eletrônica de potência (Rashid, 2014).

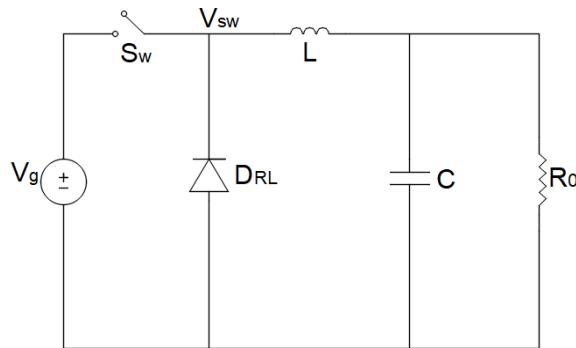
Posteriormente, foram desenvolvidos transistores e diodos capazes de suportar maiores tensões, possibilitando trabalhar com tensões de bloqueio elevadas. Outro ponto importante para o projeto dos conversores CC-CC são semicondutores com uma maior frequência de chaveamento. Esse fato altera o tamanho do conversor, possibilitando o projeto de conversores menores, principalmente os conversores isolados. Adicionalmente, o desenvolvimento de semicondutores com um menor tempo de recuperação proporciona menores perdas de potência nos semicondutores. Essas adaptações nos semicondutores tornam os conversores mais eficientes e adequados para o campo industrial e comercial (Rashid, 2014). Para suprir parte da demanda comercial foram criadas várias topologias de conversores CC-CC, como os conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *Cuk* e *Zeta*.

2.1.1 Conversor *Buck*

A topologia do conversor *Buck* é a mais simples, dentre as topologias citadas sendo que as demais topologias podem ser derivadas a partir dele. Por essa razão, o conversor *Buck* é um dos principais modelos utilizado para se apresentar os conversores CC-CC (Erickson; Maksimovic, 2001).

O conversor *Buck*, também chamado de conversor abaixador, tem como principal característica reduzir a amplitude da tensão de entrada. Na Figura 1 é apresentado o conversor *Buck* ideal.

Figura 1 – Conversor *Buck* ideal.

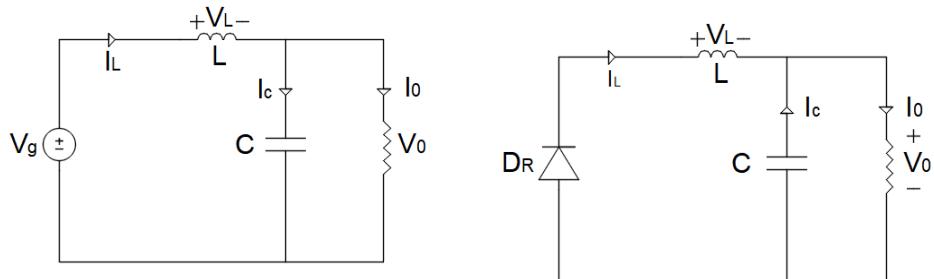


Fonte: Autoria própria.

O conversor *Buck* ideal é alimentado por uma fonte CC (V_g), e composto por uma chave (S_{SW}), um diodo de roda livre (D_{RL}), um indutor (L), um capacitor (C) e a carga (R_0). A chave S_{SW} está relacionada a uma das especificações do projeto de um conversor CC-CC, pois tem uma determinada frequência de comutação (F_{SW}). MOSFET e IGBT são alguns dos dispositivos semicondutores de potência utilizados como chave em conversores CC-CC. O diodo permite o fluxo de corrente do circuito quando a chave está aberta. O indutor e o capacitor formam o filtro LC que suaviza a ondulação da tensão na carga. Geralmente, essa ondulação na saída do conversor CC-CC é um parâmetro que geralmente é determinado pelo projetista.

Para simplificar a análise dos conversores são utilizados circuitos equivalentes, que representam as etapas de chaveamento, como pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 – Funcionamento do conversor *Buck*.



(a) Etapa de operação 1: chave fechada

(b) Etapa de operação 2: chave aberta

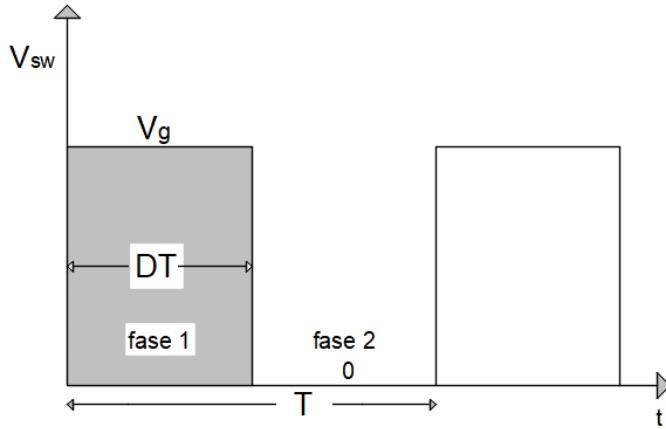
Fonte: Autoria própria.

A chave alterna periodicamente o circuito, fechando (Figura 2a) e abrindo (Figura 2b) o circuito de ligação da fonte com a carga. Esse chaveamento cria uma forma de onda retangular no ponto posterior à chave (V_{SW}), como ilustra o gráfico da Figura 3.

O período de chaveamento T da Figura 3 é obtido pelo tempo em que a chave está conduzindo $DT = t_{on}$, somado ao tempo em que a chave interrompe a ligação do circuito $T - DT = t_{off}$. O *duty cycle* D representa a fração do período que a chave está conduzindo, tendo uma faixa de operação no intervalo $0 \leq D \leq 1$ (Erickson; Maksimovic, 2001).

O *duty cycle* é representado matematicamente pela equação (1).

Figura 3 – Tensão de chaveamento do conversor Buck.



Fonte: Autoria própria.

$$D = \frac{t_{on}}{T}. \quad (1)$$

Para obter a tensão média da carga V_0 , utiliza-se a análise da integral pelo período de chaveamento, como mostra a equação (2).

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt. \quad (2)$$

O resultado da integral da equação (2) será igual a soma das áreas nas etapas de operação 1 e 2 da Figura 3, obtendo, assim, a equação (3).

$$V_0 = \frac{(DT)V_g + (T - DT)0}{T} = DV_g. \quad (3)$$

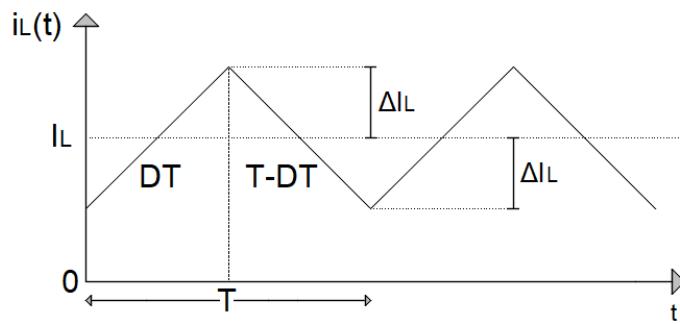
Pela equação (3) pode ser observado que a tensão da carga varia linearmente com o *duty cycle*. Pode-se notar que a tensão de saída será sempre menor ou igual à tensão na fonte de geração, apresentando uma característica de abaixador de tensão.

Outra característica que é levada em conta na hora de projetar um conversor é o modo de operação. Cada modo de operação apresenta uma análise diferente para o projeto do conversor CC-CC. Os parâmetros que definem essa característica são a frequência de chaveamento, a indutância e a resistência da carga. Para o conversor *Buck* existem três modos de operação:

I - Condução contínua do conversor Buck

O *Continuous Conduction Mode* (Modo de Condução Contínua) (CCM)¹, no conversor Buck, pode-se analisar pela corrente no indutor I_L . A Figura 4 mostra a corrente no indutor em condução contínua.

Figura 4 – Corrente no indutor do conversor Buck em condução contínua.



Fonte: Autoria própria.

Pode-se observar pela Figura 4 que o indutor armazena energia, enquanto a chave permite a condução, e transfere a energia armazenada quando a chave está aberta. Portanto, em regime permanente, é gerada uma onda² triangular na corrente no indutor. Note que, em CCM, a corrente $i_L(t)$ assume apenas valores maiores que zero ampères. Esse é o fato que define o modo de condução contínua do conversor Buck (Erickson; Maksimovic, 2001).

Portanto, caso a inequação (4) seja atendida, as equações (2) e (3) são válidas para o projeto do conversor Buck.

$$I_L - \Delta I_L > 0. \quad (4)$$

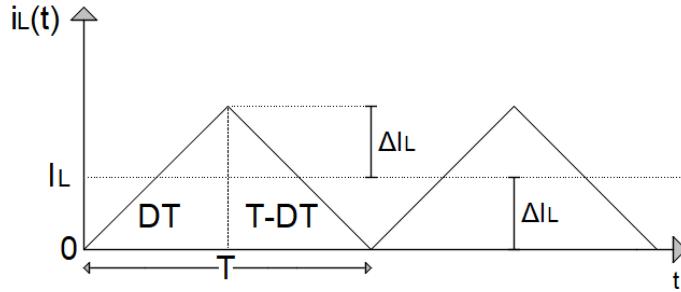
II - Condução crítica do conversor Buck

O *Critical Conduction Mode* (Modo de Condução Crítica) (CRM) tem o equacionamento semelhante ao do CCM para as relações de entrada e saída. Ou seja, para ambos os modos de operação, a equação (3) é verdadeira. A Figura 5 representa a forma da corrente no indutor em condução crítica.

¹ Este modo de operação foi utilizado para desenvolver o equacionamento do conversor.

² Essa variação de corrente ΔI_L , como mencionado anteriormente, é um dos parâmetros fixados pelo projetista.

Figura 5 – Corrente no indutor do conversor *Buck* em condução crítica.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 5, é possível observar que a corrente no indutor, em regime permanente começa e finaliza em zero ampères. Esse modo é chamado de crítico ou limite entre o modo contínuo e descontínuo. Em CRM, a inequação (4) torna-se a equação (5).

$$I_L = \Delta I_L. \quad (5)$$

Para encontrar o ponto onde o modo de operação muda de contínuo para descontínuo, é analisada a corrente média da carga e a variação da corrente no indutor. Considerando que o conversor encontra-se em regime permanente, a relação da corrente do indutor e a corrente da carga é dado por:

$$I_L = I_0. \quad (6)$$

Através das equações (5) e (6), obtém-se a relação entre a corrente média da carga e a variação da corrente no indutor para o modo de condução crítica.

$$\Delta I_L = I_0. \quad (7)$$

A variação da corrente no indutor é obtida através da equação (8), e a corrente média da carga é dada pela equação (9).

$$\Delta I_L = \frac{(V_g - V_0)DT}{2L} = \frac{V_g(1 - D)DT}{2L}, \quad (8)$$

$$I_0 = \frac{V_0}{R_0}. \quad (9)$$

Resolvendo a equação (7) com base nas equações (8) e (9), obtém-se os valores da carga crítica $R_{critico}$ e indutância crítica $L_{critico}$, como mostram as equações (10) e (11). Para essa análise, considera-se uma frequência de chaveamento F_{SW} fixa.

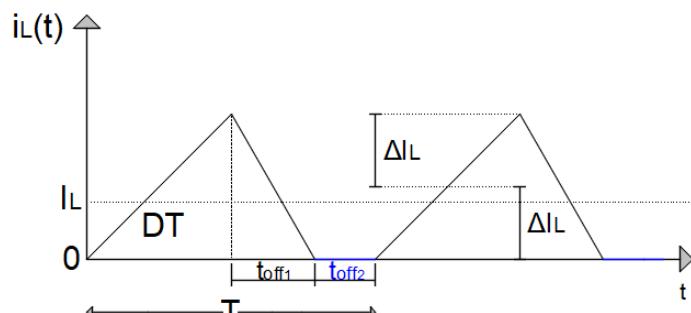
$$R_{critico} = \frac{2LF_{sw}}{(1-D)}, \quad (10)$$

$$L_{critico} = \frac{R_L(1-D)}{2F_{sw}}. \quad (11)$$

III - Condução descontínua do conversor *Buck*

O *Discontinuous Conduction Mode* (Modo de Condução Descontínua) (DCM) apresenta uma nova relação de ganho, ou seja, a equação (3) deixa de ser válida. Também é analisada a forma de onda da corrente no indutor, como ilustrado na Figura 6.

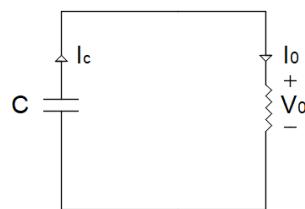
Figura 6 – Corrente no indutor do conversor *Buck* em condução descontínua.



Fonte: Autoria própria.

O gráfico da Figura 6 demonstra que a corrente no indutor apresenta uma terceira etapa de operação. Esta terceira etapa é gerada quando o indutor transfere a energia armazenada antes do fim de $t_{off} = t_{off1} + t_{off2}$. O circuito equivalente da terceira etapa é representado na Figura 7.

Figura 7 – Etapa de operação 3: chave aberta.



Fonte: Autoria própria.

Com a adição do terceiro circuito, é necessário fazer um novo equacionamento para relação de entrada e saída do conversor. Independente do modo de condução do conversor, as equações (12) e (13) são válidas em regime permanente (Erickson; Maksimovic, 2001).

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0, \quad (12)$$

$$I_c = \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt = 0. \quad (13)$$

A equação (14) representa a tensão no indutor na primeira etapa do conversor. Essa equação é obtida através da análise da Figura 2a.

$$V_L = (V_g - V_0). \quad (14)$$

Para a segunda etapa, a Figura 2b representa a tensão do indutor. Porém, antes da chave fechar, o diodo fica reversamente polarizado. Esse ponto é determinado no gráfico da Figura 6 quando a corrente do indutor é zero ampères. A equação (15) determina a tensão no indutor durante esse período.

$$V_L = -V_0. \quad (15)$$

Para a etapa de operação 3, a tensão no indutor é nula. Resolvendo a equação (12), com base nas equações (14) e (15), obtém-se a equação (16):

$$V_0 = \frac{DV_g}{D + t_{off1}F_{SW}}. \quad (16)$$

A equação (16) apresenta duas variáveis desconhecidas, D e t_{off1} . Segundo Erickson e Maksimovic (2001), uma segunda equação pode ser obtida através da integral da corrente do indutor. A corrente média no indutor será igual a corrente na carga em regime permanente. Esse fato é confirmado pela equação (13). A integral da corrente do indutor é igual a área do triângulo na Figura 6, como mostra o resultado da equação (17):

$$I_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{(2\Delta I_L)(D + t_{off1}F_{SW})}{2}. \quad (17)$$

Através das definições de ΔI_L e I_L dadas pelas equações (8) e (9), respectivamente, a equação (18) é definida como:

$$\frac{V_0}{R_0} = \frac{(V_g - V_0)(D + t_{off1}F_{SW})DT}{2L}. \quad (18)$$

Isolando t_{off1} na equação (16) e substituindo o resultado na equação (18), obtém-se a equação (19).

$$V_g^2 - V_g V_0 - \frac{V_g^2 2L}{D^2 T R_0} = 0. \quad (19)$$

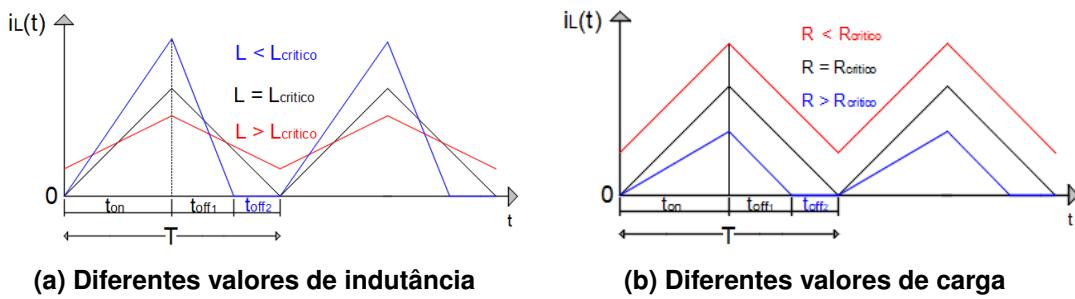
Resolvendo a equação (19), obtém-se a equação (20) para a tensão da carga em modo de condução descontínua.

$$V_0 = \frac{2V_g}{1 + \sqrt{1 + \frac{8LF_{sw}}{R_0 D^2}}}. \quad (20)$$

Pela equação (20), pode ser observada a não linearidade da tensão de saída V_o no conversor *Buck* em modo descontínuo. Esse ponto deve ser levado em consideração para projetar o conversor e o seu controle. Geralmente, o conversor é projetado com valores distantes da condução crítica, evitando que o conversor altere o seu modo de operação.

A Figura 8 demonstra as alterações da corrente do indutor com as variações de indutância e carga.

Figura 8 – Corrente do indutor em CCM, CRM e DCM do conversor *Buck*.



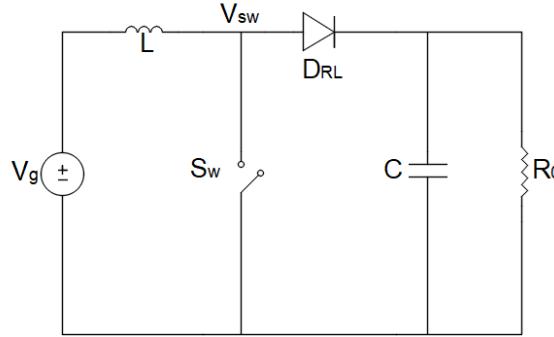
Fonte: Autoria própria.

2.1.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost*, também chamado de conversor elevador, apresenta a característica de elevar a amplitude da tensão de entrada. O circuito do conversor *Boost* ideal é ilustrado na Figura 9. Sua topologia difere do conversor *Buck* pela posição do indutor e da chave. Essa troca de posição dos elementos permite que o conversor armazene energia ao mesmo tempo em que a chave está conduzindo t_{on} e transfere a respectiva energia no intervalo de tempo seguinte t_{off} (Erickson; Maksimovic, 2001).

Para o circuito da Figura 9 pode-se fazer a análise da tensão média na carga V_0 , através da tensão média do indutor V_L , de maneira a obter a relação de ganho entre a fonte e carga. Os

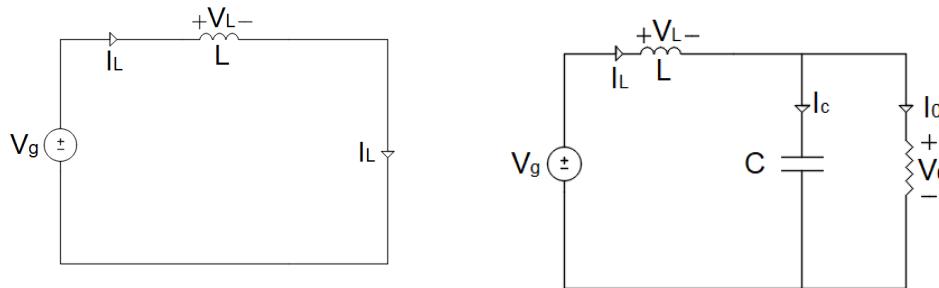
Figura 9 – Conversor *Boost* ideal.



Fonte: Autoria própria.

circuitos equivalentes da Figura 10 representam as etapas de chaveamento para o conversor *Boost*.

Figura 10 – Funcionamento do conversor *Boost*.



(a) Etapa de operação 1: chave fechada.

(b) Etapa de operação 2 : chave aberta.

Fonte: Autoria própria.

De acordo com a Figura 10a, tem-se a tensão no indutor V_L na etapa de operação 1:

$$V_L = V_g. \quad (21)$$

Quando a chave está aberta, resulta no circuito simplificado da Figura 10b. Por análise de malha, tem-se a seguinte equação para V_L na etapa de operação 2:

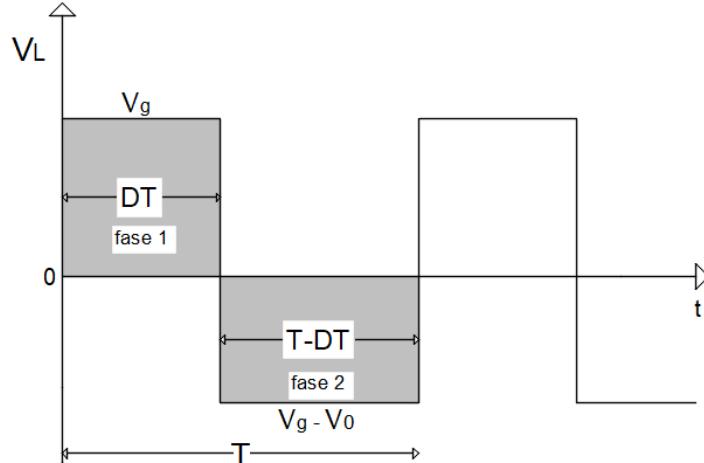
$$V_L = V_g - V_0. \quad (22)$$

O seguinte gráfico representa a tensão no indutor em regime permanente, com base nas equações (21) e (22). Nessa análise é considerado um único período de chaveamento.

Para o cálculo da tensão média no indutor, tem-se a seguinte relação levando em conta as áreas da Figura 11.

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{(DT)V_g + (T - DT)(V_g - V_0)}{T} = 0. \quad (23)$$

Figura 11 – Tensão no indutor do conversor *Boost*.



Fonte: Autoria própria.

Isolando a tensão média da carga V_0 na equação (23), é obtida a relação de saída representada pela equação (24).

$$V_0 = \frac{V_g}{1 - D}. \quad (24)$$

A equação (24) evidencia o conversor *Boost* como um elevador de tensão, sendo, no mínimo, igual à tensão da fonte. Pela equação do *Boost*, conclui-se que a sua função de ganho não apresenta a mesma linearidade que o conversor *Buck*. Também de acordo com a equação (24), o *duty cycle* D do conversor *Boost* não pode ser igual a 1. Geralmente, a equação (24) não é válida para $D > 0,8$ em conversores não ideais; esse fato limita a tensão de ganho do conversor *Boost* em $V_0 = 5V_g$ (Erickson; Maksimovic, 2001).

2.1.3 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* apresenta ambas as características dos conversores citados anteriormente, isto é, abaixador e elevador de tensão. Pela sua topologia, ele é dito conversor indireto de energia. Diferentemente dos outros dois conversores, ele não apresenta uma ligação direta entre a fonte de alimentação e a carga (Barbi, 2006). Na Figura 12, é representado o conversor *Buck-Boost* ideal.

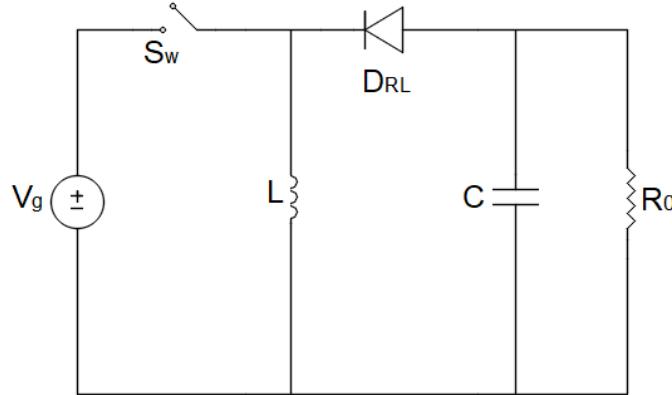
Para simplificar a análise do circuito, na Figura 13 é apresentada cada etapa de chaveamento do conversor *Buck-Boost*.

Através da Figura 13a é possível determinar a tensão no indutor quando a chave está fechada. Através dessa análise é obtida a equação (25).

$$V_L = V_g. \quad (25)$$

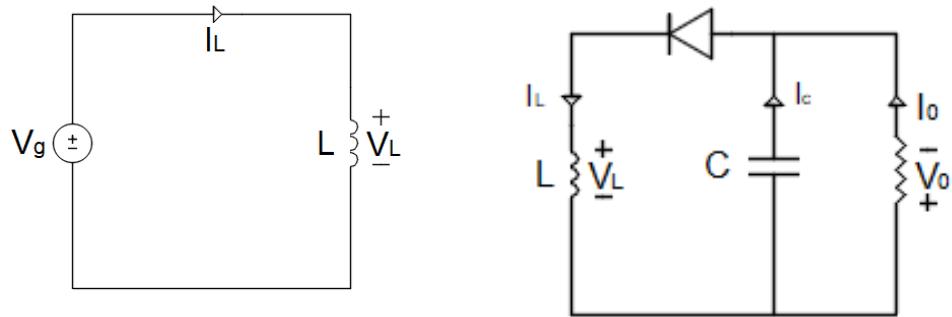
Através da Figura 13b, desconsiderando a tensão de junção no diodo, a tensão no indutor é representada pela equação (26), durante o período em que a chave encontra-se aberta.

Figura 12 – Conversor *Buck-Boost* ideal.



Fonte: Autoria própria.

Figura 13 – Funcionamento do conversor *Buck-Boost*



(a) Etapa de operação 1: chave fechada.

(b) Etapa de operação 2: chave aberta.

Fonte: Autoria própria.

$$V_L = -V_0. \quad (26)$$

O gráfico da Figura 14 representa a tensão no indutor do conversor *Buck-Boost* em regime permanente, baseado nas equações (25) e (26).

Para o cálculo da tensão média no indutor, é utilizada a relação da equação (27), que é equivalente a soma das áreas da Figura 14.

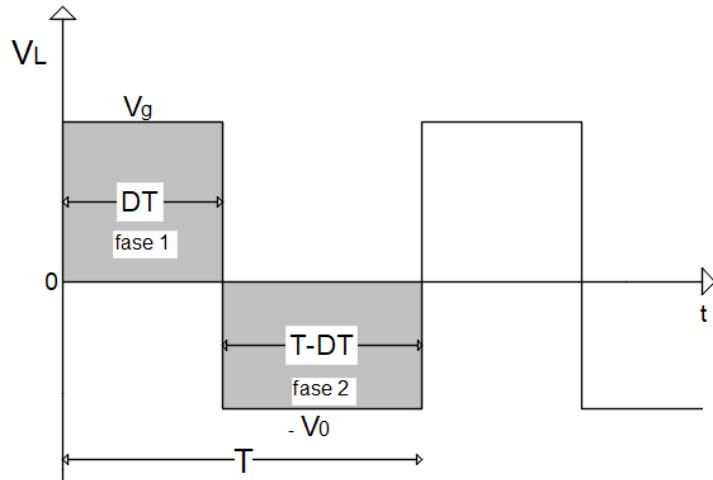
$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{DTV_g - (T - DT)(V_0)}{T} = 0. \quad (27)$$

Isolando V_0 na equação (27), é obtida a tensão média da carga na equação (28).

$$V_0 = \frac{V_g D}{1 - D}. \quad (28)$$

A tensão de saída do conversor *Buck-Boost* é invertida em comparação com a fonte. Por esse motivo alguns trabalhos encontrados na literatura apresentam um sinal negativo na equação (28). Nesta equação o conversor apresenta características de abaixador para $D < 0,5$,

Figura 14 – Tensão no indutor do conversor *Buck-Boost*.



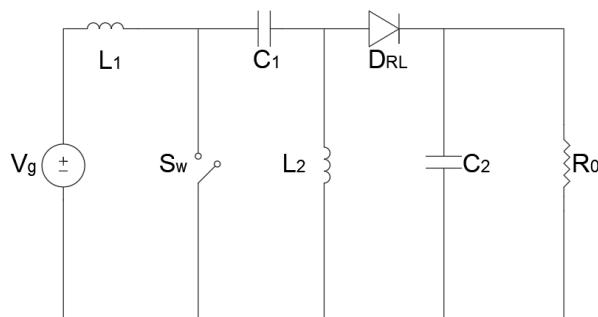
Fonte: Autoria própria.

e características de elevador para um $D > 0,5$. O conversor *Buck-Boost* também apresenta um limitador de ganho semelhante ao conversor *Boost*. Porém, pela equação (28), tem-se que o ganho máximo, isto é, para $D = 0,8$, é equivalente a $V_0 = 4V_g$, sendo inferior ao valor máximo do conversor *Boost*.

2.1.4 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC tem características de abaixador e elevador de tensão, semelhante ao conversor *Buck-Boost*. Pela sua topologia também é possível ser transformado em um conversor isolado, pela substituição do indutor (L_2) por um transformador. Apesar das vantagens apresentadas anteriormente, ele é um conversor mais complexo para ser modelado (Barbi, 2006). A Figura 15 apresenta a topologia do conversor SEPIC ideal.

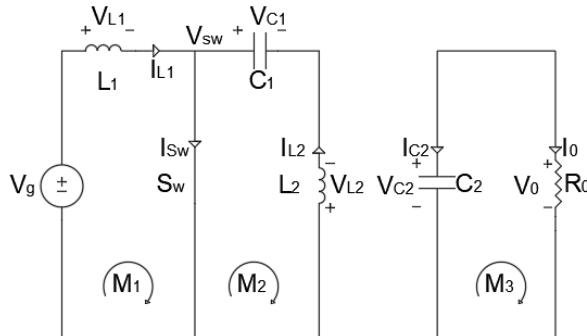
Figura 15 – Conversor SEPIC ideal.



Fonte: Autoria própria.

A presença de quatro armazenadores de energia torna o SEPIC um conversor de 4^a ordem, sendo dois indutores (L_1 e L_2) e dois capacitores (C_1 e C_2). Semelhante aos outros conversores citados, o conversor SEPIC apresenta duas etapas de operação, de acordo com o chaveamento, operando em CCM. A Figura (16) apresenta a primeira etapa de funcionamento do conversor SEPIC.

Figura 16 – Chave fechada do conversor SEPIC ideal



Fonte: Autoria própria.

O conversor é dividido em dois circuitos independentes. A análise do circuito é obtida pela lei das malhas e lei das correntes de Kirchhoff.

A partir da primeira malha M_1 , tem-se que a tensão no indutor (L_1) é equivalente a tensão na fonte (V_g).

$$\begin{aligned} -V_g + V_{L1} &= 0, \\ V_{L1} &= V_g. \end{aligned} \quad (29)$$

Na segunda malha M_2 , tem-se uma relação semelhante entre o capacitor (V_{C1}) e o indutor (L_2).

$$\begin{aligned} -V_{L2} + V_{C1} &= 0 \\ V_{L2} &= V_{C1} \end{aligned} \quad (30)$$

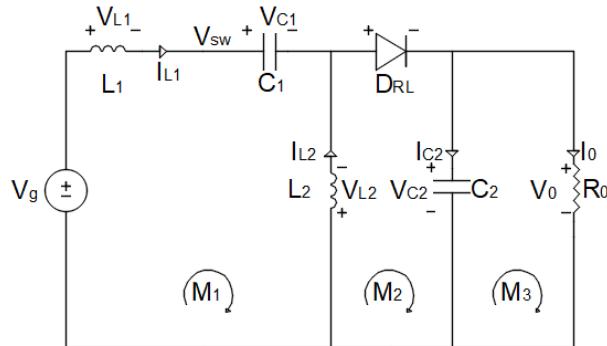
Na terceira malha M_3 , ou malha de saída, apresenta a relação entre a tensão no capacitor (C_2) e a tensão da carga (V_0).

$$\begin{aligned} V_0 - V_{C2} &= 0, \\ V_0 &= V_{C2}. \end{aligned} \quad (31)$$

Na segunda etapa, quando a chave está aberta, tem-se a representação dada pela Figura (17), resultando em um único circuito elétrico.

A queda de tensão na M_1 é dada pela equação (32),

$$\begin{aligned} -V_g + V_{L1} + V_{C1} - V_{L2} &= 0, \\ V_{L1} &= V_g + V_{L2} - V_{C1}. \end{aligned} \quad (32)$$

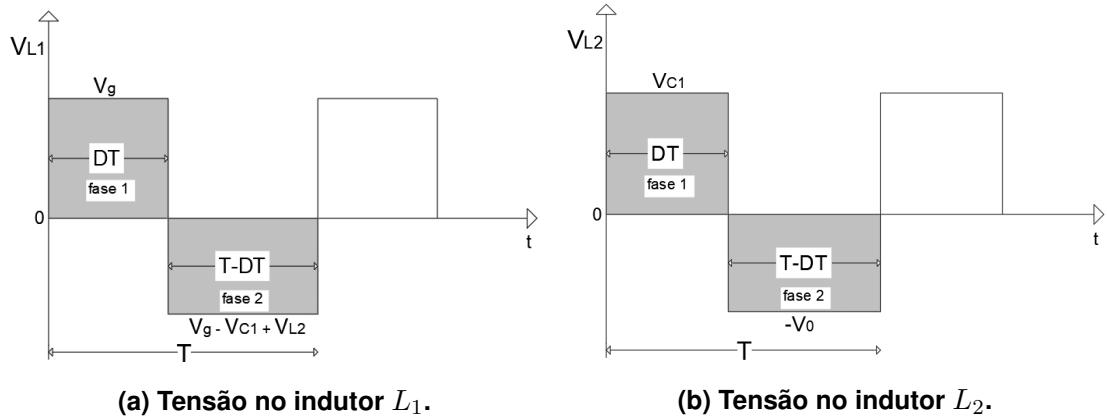
Figura 17 – Conversor SEPIC ideal.

Fonte: Autoria própria.

Para a terceira malha M_3 , a tensão na carga é equivalente a tensão no capacitor. Considerando um diodo ideal, a tensão no indutor (L_2) será equivalente em magnitude, porém com a polaridade inversa em relação à tensão na carga.

$$V_{L2} = -V_0. \quad (33)$$

Para obter a relação da tensão da fonte com a tensão da carga, será considerada a tensão nos indutores. Em ambos os indutores, a tensão em regime permanente será nulo. A Figura (18) ilustra a tensão nos indutores.

Figura 18 – Tensão nos indutores L_1 e L_2 (a) Tensão no indutor L_1 .(b) Tensão no indutor L_2 .

Fonte: Autoria própria.

Assim, as tensões nos indutores em regime permanente são representadas pelas equações (34) e (35).

$$V_{L1} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1}(t) dt = \frac{V_g DT + (V_g + V_{L2} - V_{C1})(1 - D)T}{T} = 0. \quad (34)$$

$$V_{L2} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L2}(t) dt = \frac{V_{C1} DT - V_0(1 - D)T}{T} = 0. \quad (35)$$

Resolvendo a equação (35) e isolando tensão do capacitor, tem-se a equação (36).

$$V_{C1} = \frac{V_0(1 - D)}{D}. \quad (36)$$

Substituindo as equações (33) e (36), na equação (34), resulta na equação (37).

$$VgD + (V_g - V_0 - \frac{V_0(1 - D)}{D})(1 - D) = 0. \quad (37)$$

Isolando a tensão da carga na equação (37), é obtida a relação entre a tensão na carga (V_0) e tensão da fonte (V_g).

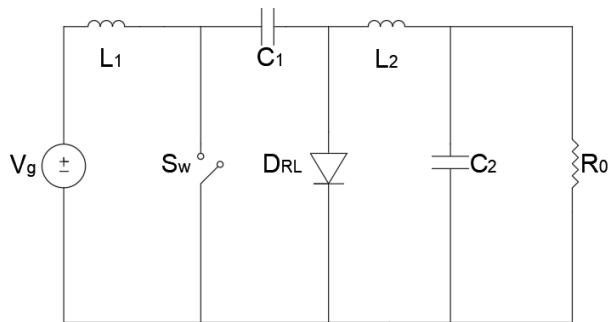
$$V_0 = \frac{V_g D}{1 - D}. \quad (38)$$

Pela equação (38), pode ser observado que a relação de ganho é equivalente a relação de ganho do conversor *Buck-Boost*. Os dois conversores apresentam a mesma relação de ganho, porém com uma diferente topologia, trazendo vantagens e desvantagens na utilização de um em relação ao outro.

2.1.5 Conversor *Cuk*

O conversor *Cuk* apresenta características semelhantes às características do conversor *Buck-Boost*, sendo considerado um conversor dual do mesmo. Ele também apresenta a tensão de saída invertida em relação a fonte de entrada, porém apresenta quatro armazenadores de energia, semelhante ao conversor *SEPIC* (Barbi, 2006). A Figura 15 apresenta a topologia do conversor *Cuk* ideal.

Figura 19 – Conversor *Cuk* ideal.

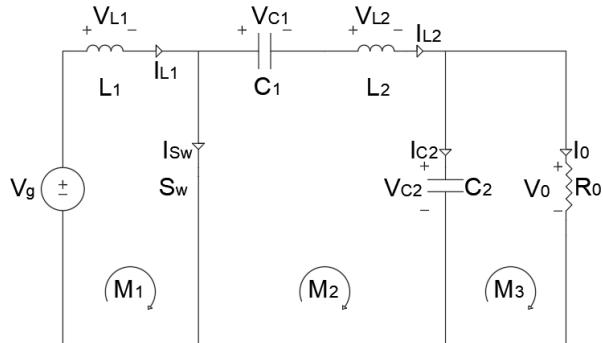


Fonte: Autoria própria.

A presença de quatro armazenadores de energia torna um conversor de 4^a ordem, sendo, dois indutores (L_1 e L_2) e dois capacitores (C_1 e C_2). O conversor *Cuk* apresenta duas etapas de operação, de acordo com o chaveamento e em CCM.

A Figura 20 apresenta a primeira etapa de funcionamento do conversor *Cuk*.

Figura 20 – Chave fechada do conversor *Cuk* ideal



Fonte: Autoria própria.

A partir da primeira malha M_1 , tem-se que a tensão no indutor (L_1) é equivalente a tensão na fonte (V_g).

$$-V_g + V_{L1} = 0,$$

$$V_{L1} = V_g. \quad (39)$$

A segunda malha M_2 tem o diodo de roda livre (D_{RL}) está polarizado inversamente, logo ele torna-se um circuito aberto.

$$V_{C1} + V_{L2} + V_{C2} = 0,$$

$$V_{L2} = -V_{C1} - V_{C2}. \quad (40)$$

Na malha de saída M_3 , apresenta-se a relação entre a tensão no capacitor (C_2) e a tensão da carga (V_0).

$$V_0 - V_{C2} = 0,$$

$$V_0 = V_{C2}. \quad (41)$$

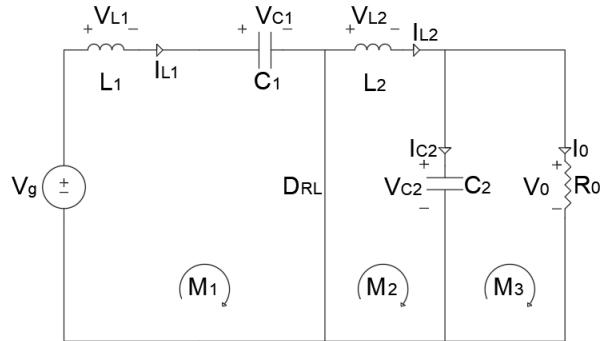
A segunda etapa, quando a chave está aberta, é representada na Figura 21.

A queda de tensão na M_1 é dada pela equação (42),

$$V_{L1} + V_{C1} - V_g = 0,$$

$$V_{L1} = V_g - V_{C1}. \quad (42)$$

Figura 21 – Chave aberta do conversor Cuk ideal.



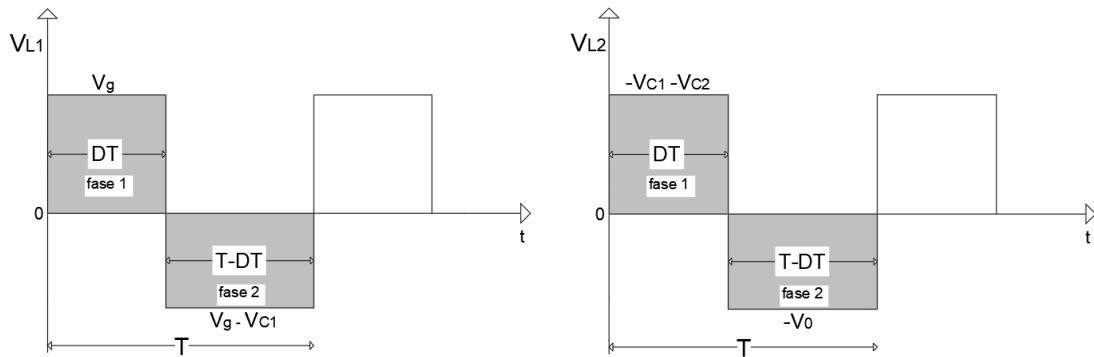
Fonte: Autoria própria.

O indutor (L_2) está em paralelo com o capacitor (V_{C2}) e a carga (V_0), porém tem a polaridade invertida.

$$V_{L2} = -V_0 \quad (43)$$

Para obter a relação da tensão da fonte com a tensão da carga, será considerada a tensão nos indutores. Em ambos os indutores, a sua tensão em regime permanente será equivalente a zero. A Figura 22 ilustra as tensões nos indutores.

Figura 22 – Tensão nos indutores L_1 e L_2



(a) Tensão no indutor L_1 .

Fonte: Autoria própria.

(b) Tensão no indutor L_2 .

Assim, as tensões nos indutores em regime permanente são representadas pelas equações (44) e (45), sendo essas as tensões nos indutores L_1 e L_2 respectivamente.

$$V_{L1} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1}(t) dt = \frac{V_g DT + (V_g - V_{C1})(1 - D)T}{T} = 0. \quad (44)$$

$$V_{L2} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L2}(t) dt = \frac{(-V_{C1} - V_{C2})DT - V_0(1 - D)T}{T} = 0. \quad (45)$$

Resolvendo a equação (45) e isolando tensão do capacitor (C_2), tem-se a equação (46).

$$V_{C1} = -\frac{V_0}{D}. \quad (46)$$

Substituindo as equações (43) e (46), na equação (44), tem-se a equação (47).

$$VgD + \left(V_g - \frac{V_0}{D} \right) (1 - D) = 0. \quad (47)$$

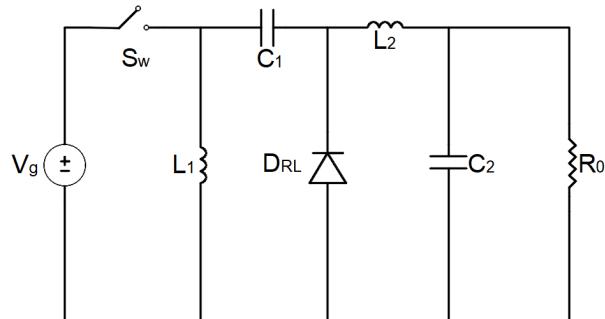
Isolando a tensão da carga na equação (47), é obtida a relação entre a tensão na carga (V_0) e tensão da fonte (V_g).

$$V_0 = -\frac{V_g D}{1 - D}. \quad (48)$$

Pela equação (48), observa-se que a relação de ganho é equivalente a do conversor *Buck-Boost*. Diferentemente do conversor SEPIC, o conversor *Cuk* apresenta a polaridade invertida em relação à tensão da fonte, semelhante ao conversor *Buck-Boost*.

2.1.6 Conversor *Zeta*

Figura 23 – Conversor *Zeta* ideal.



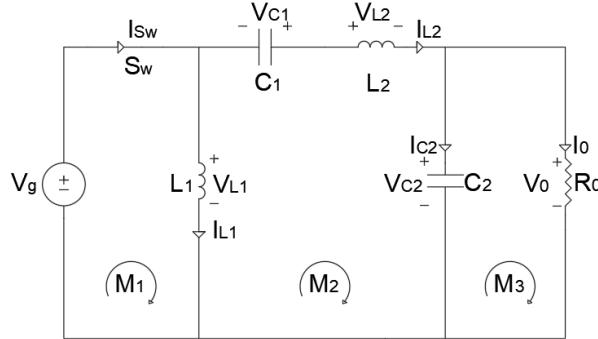
Fonte: Autoria própria.

A presença de quatro armazenadores de energia torna um conversor de 4^a ordem, sendo, dois indutores (L_1 e L_2) e dois capacitores (C_1 e C_2). Semelhante aos outros conversores citados, o conversor *Zeta* apresenta duas etapas de operação, de acordo com o chaveamento em CCM.

A Figura 24 apresenta a primeira etapa de funcionamento do conversor *Zeta*.

O diodo de roda livre está reversamente polarizado, logo se torna um circuito aberto.

Figura 24 – Chave fechada do conversor Zeta ideal



Fonte: Autoria própria.

A partir da primeira malha M_1 , tem-se que a tensão no indutor (L_1) é equivalente a tensão na fonte (V_g).

$$\begin{aligned} -V_g + V_{L1} &= 0, \\ V_{L1} &= V_g. \end{aligned} \quad (49)$$

Na segunda malha M_2 , tem-se a relação da tensão do indutor $V_{L1} = V_g$.

$$\begin{aligned} -V_g - V_{C1} + V_{L2} + V_{C2} &= 0, \\ V_{L2} &= V_g + V_{C1} - V_{C2}. \end{aligned} \quad (50)$$

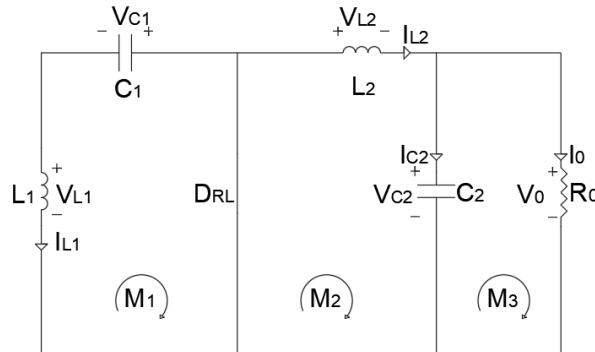
Na terceira malha M_3 , ou malha de saída, apresenta a relação entre a tensão no capacitor (C_2) e a tensão da carga (V_0).

$$\begin{aligned} V_0 - V_{C2} &= 0, \\ V_0 &= V_{C2}. \end{aligned} \quad (51)$$

Na segunda etapa quando a chave está aberta, tem-se a representação dada pela Figura 25, na qual tem-se um único circuito elétrico.

A queda de tensão na malha M_1 é dada pela equação (52),

$$\begin{aligned} -V_{L1} - V_{C1} &= 0, \\ V_{L1} &= -V_{C1}. \end{aligned} \quad (52)$$

Figura 25 – Chave aberta do conversor Zeta.

Fonte: Autoria própria.

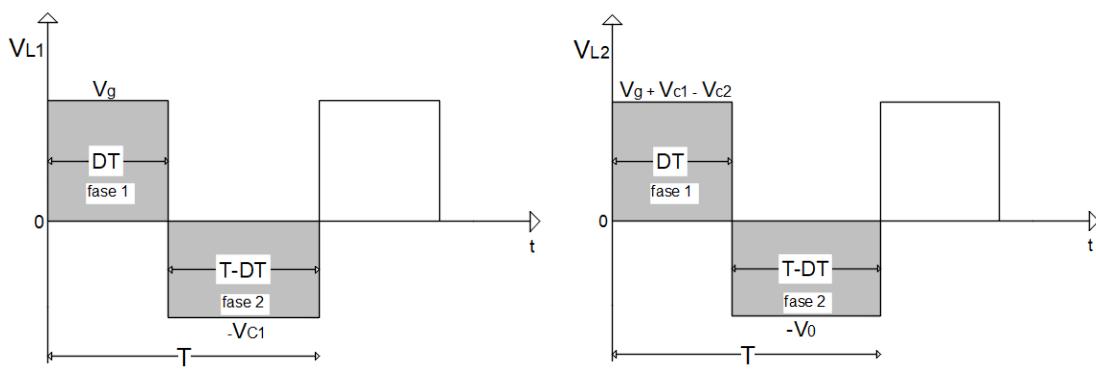
Considerando a malha formada pelo diodo de roda livre isto é D_{RL} , indutor (L_2) e a carga (V_0), tem-se:

$$V_{L2} + V_0 = 0,$$

$$V_{L2} = -V_0. \quad (53)$$

Para obter a relação da tensão da fonte com a tensão da carga, será considerada a tensão nos indutores. Em ambos os indutores, as respectivas tensões em regime permanente serão equivalentes a zero.

A Figura 26 ilustra o resultado das equações (52) e (53) das tensões nos indutores.

Figura 26 – Tensão nos indutores L_1 e L_2 (a) Tensão no indutor L_1 .(b) Tensão no indutor L_2 .

Fonte: Autoria própria.

Assim, as tensões nos indutores em regime permanente são representadas pelas equações (54) e (55), sendo essas as tensões nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente.

$$V_{L1} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1}(t) dt = \frac{V_g DT + (-V_{C1})(1 - D)T}{T} = 0. \quad (54)$$

$$V_{L2} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L2}(t) dt = \frac{(V_g + V_{C1} - V_{C2})DT - V_0(1 - D)T}{T} = 0. \quad (55)$$

Resolvendo a equação (54) e isolando tensão do capacitor, tem-se a equação (56).

$$V_{C1} = \frac{V_g D}{1 - D}. \quad (56)$$

Substituindo as equações (53) e (56), na equação (55).

$$\left(V_g + \frac{V_g D}{1 - D} - V_0 \right) D - V_0(1 - D) = 0. \quad (57)$$

Isolando a tensão da carga na equação (57), é obtida a relação entre a tensão na carga (V_0) e tensão da fonte (V_g).

$$V_0 = \frac{V_g D}{1 - D}. \quad (58)$$

Pela equação (58), pode ser observado que a relação de ganho é equivalente a do conversor *Buck-Boost*. A equação (56) demonstra que a tensão no capacitor de acoplamento tem a mesma relação da tensão da carga com a fonte.

2.2 Representação em espaço de estados de conversores CC-CC

O modelo matemático do conversor CC-CC baseia-se em equações diferenciais. Essas equações estão relacionadas com os elementos de armazenamento de energia, isto é, indutores e capacitores. Essas equações podem ser resolvidas no domínio da frequência ou domínio do tempo. Para os conversores CC-CC será utilizada a modelagem no domínio do tempo, utilizando a representação em espaço de estados. A relação de entrada e saída é representada em forma matricial, sendo as equações (59) e (60) a representação da equação de estado e a equação de saída, respectivamente.

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{Ax}(t) + \mathbf{Bu}(t), \quad (59)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{Cx}(t) + \mathbf{Du}(t). \quad (60)$$

Para a modelagem de um conversor CC-CC a matriz de estado $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ representa os fatores dos indutores, capacitor e resistências do circuito. A matriz $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times r}$ representa os fatores da fonte de entrada $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^{r \times 1}$. A matriz $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ representa a matriz de saída do sistema. Por fim, a matriz $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ representa uma conexão direta entre a entrada e saída do sistema.

Para o conversor CC-CC em modo de condução continua, as equações (61) e (62) descrevem as equações de estado e saída para etapa de operação 1.

$$\frac{d\mathbf{x}_1(t)}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}_1(t), \quad (61)$$

$$\mathbf{y}_1(t) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}_1(t) + \mathbf{D}_1\mathbf{u}_1(t). \quad (62)$$

Para a etapa de operação 2 do conversor, tem-se as seguintes equações:

$$\frac{d\mathbf{x}_2(t)}{dt} = \mathbf{A}_2\mathbf{x}_2(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}_2(t), \quad (63)$$

$$\mathbf{y}_2(t) = \mathbf{C}_2\mathbf{x}_2(t) + \mathbf{D}_2\mathbf{u}_2(t). \quad (64)$$

Os conversores CC-CC são sistemas não lineares. Essa não linearidade surge devido aos dispositivos semicondutores, chaveamentos e diodo de roda livre. Nesse caso é realizada uma análise de pequenos sinais no conversor para linearizar o sistema. Essa aproximação pode ser verificada pela série de Taylor (Erickson; Maksimovic, 2001), sob a premissa de que a seguinte suposição seja válida:

$$|V_g| \gg |\tilde{v}_g|, \quad |I_g| \gg |\tilde{i}_g|, \quad |D| \gg |\tilde{d}|, \quad |V_0| \gg |\tilde{v}_0|, \quad |I_0| \gg |\tilde{i}_0|. \quad (65)$$

As letras maiúsculas “X” representam os valores médios de operação e as letras minúsculas “ \tilde{x} ” representam os pequenos sinais CA. Logo, um sinal $x(t)$ linearizado pode ser representado pela equação (66).

$$x(t) = X + \tilde{x}(t). \quad (66)$$

Semelhante ao que foi apresentado na Seção 2.1.1, são obtidas as equações de estado e de saída para o conversor utilizando a razão cíclica ($d(t)$) para unir as duas etapas de funcionamento do conversor.

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{x}(t)d(t) + \mathbf{A}_2\mathbf{x}(t)(1 - d(t)) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}(t)d(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t)(1 - d(t)), \quad (67)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t)d(t) + \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t)(1 - d(t)) + \mathbf{D}_1\mathbf{u}(t)d(t) + \mathbf{D}_2\mathbf{u}(t)(1 - d(t)). \quad (68)$$

Substituindo a equação (66) nas equações (59) e (68), são obtidas as seguintes equações³.

$$\begin{aligned}\frac{d(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}})}{dt} &= \mathbf{A}_1(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}})(D + \tilde{d}) + \mathbf{A}_2(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}})(1 - (D + \tilde{d})) \\ &+ \mathbf{B}_1(\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}})(D + \tilde{d}) + \mathbf{B}_2(\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}})(1 - (D + \tilde{d})),\end{aligned}\quad (69)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}_1(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}})(D + \tilde{d}) + \mathbf{C}_2(\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}})(1 - (D + \tilde{d})) + \mathbf{D}_1(\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}})(D + \tilde{d}) \\ &+ \mathbf{D}_2(\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}})(1 - (D + \tilde{d})).\end{aligned}\quad (70)$$

Para obter a equação em regime permanente, tanto a equação diferencial quanto os pequenos sinais são nulos. As equações (71) e (72) representam o conversor em regime permanente.

$$\mathbf{0} = [\mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1 - D)]\mathbf{X} + [\mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1 - D)]\mathbf{U}, \quad (71)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{C}_1D + \mathbf{C}_2(1 - D)]\mathbf{X} + [\mathbf{D}_1D + \mathbf{D}_2(1 - D)]\mathbf{U}. \quad (72)$$

Os termos entre colchetes nas equações (71) e (72) são representados pelas seguintes relações na equação (73).

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1 - D), \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1 - D), \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1D + \mathbf{C}_2(1 - D), \\ \mathbf{D} &= \mathbf{D}_1D + \mathbf{D}_2(1 - D).\end{aligned}\quad (73)$$

Com base na equação (73), as equações (71) e (72) são representadas da seguinte forma:

$$\mathbf{0} = \mathbf{AX} + \mathbf{BU}, \quad (74)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{CX} + \mathbf{DU}. \quad (75)$$

Utilizando de operação matricial, a matriz inversa e matriz identidade, é obtido o vetor de estado \mathbf{X} , representado na equação (76). Isolando esse resultado na equação de saída,

³ Para variáveis de pequenos sinais, o índice (t) será omitido por simplicidade.

obtém-se a equação (77).

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}, \quad (76)$$

$$\mathbf{Y} = -\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{D}\mathbf{U}. \quad (77)$$

Para obter as equações de pequenos sinais, desconsideram-se os produtos entre pequenos sinais e a derivada passa a ser nula. Os termos que não contêm pequenos sinais somados resultam na equação (71), tornando-se nulo.

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{\mathbf{x}}}{dt} &= [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{d} + [\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2(1 - D)]\tilde{\mathbf{x}} + [\mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2(1 - D)]\tilde{\mathbf{u}} \\ &= [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{d} + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}}. \end{aligned} \quad (78)$$

Para a equação de saída (79), a soma dos três primeiros termos é igual a zero, esse resultado pode ser observado na equação (75).

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}} &= [\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2(1 - D)]\mathbf{X} + [\mathbf{D}_1 D + \mathbf{D}_2(1 - D)]\mathbf{U} - \mathbf{Y} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)\mathbf{U}]\tilde{d} \\ &\quad + [\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2(1 - D)]\tilde{\mathbf{x}} + [\mathbf{D}_1 + \mathbf{D}_2(1 - D)]\tilde{\mathbf{u}} \\ \tilde{\mathbf{y}} &= [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)\mathbf{U}]\tilde{d} + \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\tilde{\mathbf{u}}. \end{aligned} \quad (79)$$

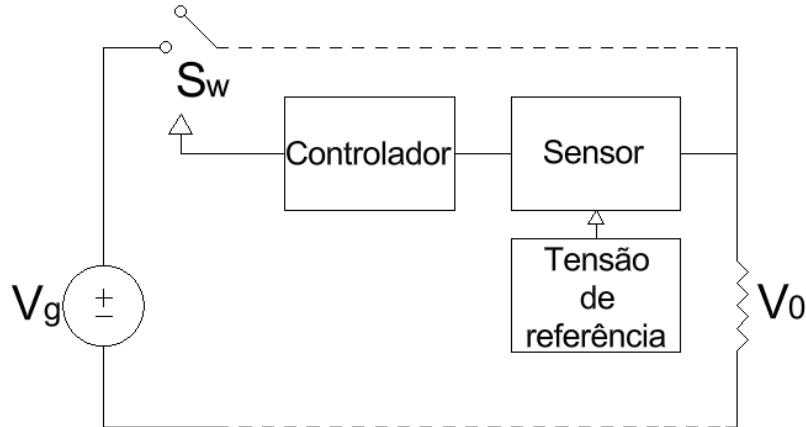
2.3 Controladores PID

A Eletrônica de Potência é uma área de pesquisa que inclui várias outras disciplinas, sendo destacada as áreas de Eletrônica, Potência e Controle (Ahmed, 2000). Na Seção 2.1 foram discutidas e exemplificadas a parte da eletrônica do conversor CC-CC, incluindo os semicondutores, além da parte de potência, demonstrando o funcionamento da planta. Nesta seção será apresentada a parte referente ao controle do conversor.

Observando as equações (3), (24), (28), (38), (48) e (58), pode-se notar que o valor do *duty cycle* (D) é uma variável que controla a saída dos conversores CC-CC não isolados. Para pequenas alterações na fonte de tensão (V_g), o valor do *duty cycle* é ajustado para corrigir a alteração, mantendo a tensão (V_0) equivalente ao valor de projeto. Para isso, implementa-se um sensor para medir a tensão V_0 . A Figura 27 apresenta o esquemático simplificado da planta do conversor CC-CC em malha fechada.

O valor da tensão de saída V_0 é comparado com a tensão de referência, a qual representa o valor projetado para a tensão da carga V_0 . Caso haja uma diferença entre essas tensões elas, a planta é acionada para corrigir a tensão V_0 , até que essa diferença seja nula. No caso dos conversores CC-CC, esse efeito acontece alterando diretamente o valor do *duty cycle*. Esse tipo de processo de ajuste é conhecido como controle em malha fechada (Nise, 2023).

Figura 27 – Conversor CC-CC com realimentação.



Fonte: Autoria própria.

Os sistemas de controle em malha fechada apresentam uma maior complexidade e maior custo para sua implementação no sistema, em comparação com o controle em malha aberta. O controle em malha aberta geralmente é projetado para circuitos que não apresentam variações na tensão de entrada ou distúrbios no sistema. Por outro lado os sistemas de controle em malha fechada são menos suscetíveis aos pequenos distúrbios ou variações na tensão da fonte ou carga. A escolha de projetar um sistema em malha aberta ou malha fechada faz parte dos critérios do projeto (Ogata, 2010).

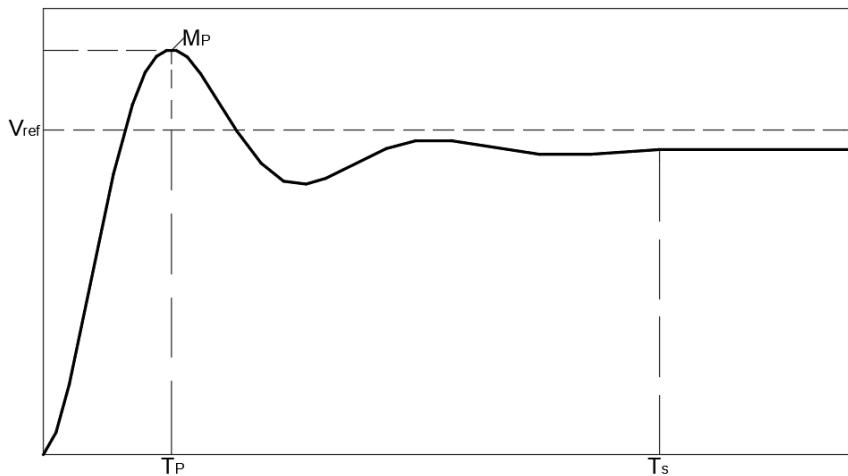
A Figura 28 representa um exemplo do regime transitório de um conversor CC-CC e alguns dos parâmetros que são analisados no projeto do controlador. Dentre esses parâmetros, destaca-se o máximo sobressinal (M_P), do inglês *Overshoot*, cujo valor indica o quanto o Valor de Pico (V_P) ultrapassou o valor de regime permanente de saída (V_∞). O máximo sobressinal é representado matematicamente de acordo com a equação (80) em porcentagem.

$$M_P = \frac{V_P - V_\infty}{V_\infty} 100\% \quad (80)$$

O *Overshoot* deve ser o menor possível para uma planta, pois, dependendo do seu valor, pode causar danos à planta. Porém, um menor valor de *Overshoot* acarreta em um sistema com um maior Tempo de Acomodação (T_S), sendo esse o tempo no qual o sistema entra em regime permanente. Dessa forma, tanto o *Overshoot* quanto o T_S são levados em conta ao se fazer um projeto de controlador. Para sistemas nos quais o *Overshoot* ou o T_S não são determinados, é recomendado desenvolver um controlador que promova uma proporção entre esses dois parâmetros.

Observa-se ainda na Figura 28 que o valor final não condiz com o valor de projeto. Essa diferença pode ocorrer em diversos cenários, como, pequenas variações na tensão da fonte (V_g); considerar um conversor ideal no modelo matemático; variação da carga; entre outros fatores. Para corrigir os parâmetros citados, o controlador é implementado no sistema. Um dos

Figura 28 – Regime transitório de um Conversor CC-CC em malha aberta



Fonte: Autoria própria.

controladores que mais se destaca na indústria, é o controlador PID. Tal controlador apresenta a vantagem da ação proporcional, aplica um ganho ao erro dos sistema reduzindo a diferença entre a tensão de referência e a saída do conversor; a vantagem da ação integral, sendo capaz de zerar o erro em regime permanente; da ação derivativa, tendo uma influência no regime transitório. Apesar das vantagens do PID, ainda assim é mais utilizado na industria o controlador Proporcional e Integral (PI), pois a implementação da ação derivativa proporciona uma certa instabilidade no sistema, pois o mesmo amplifica o ruído gerado pelo sistema, pelo sensor e distúrbios externos. Ainda há muito pontos a serem desenvolvidos no controlador PID, principalmente na introdução do termo derivativo (Åström; Hägglund, 2006).

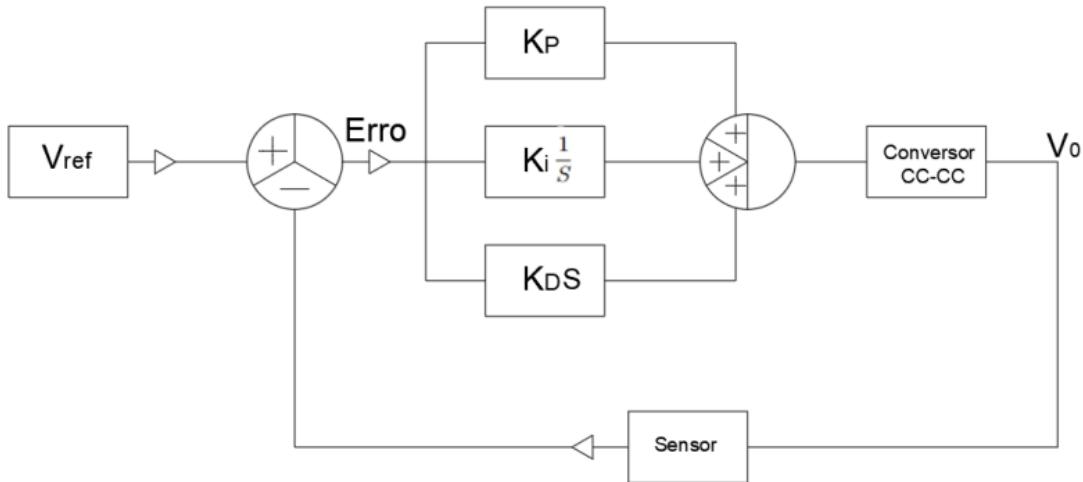
A Figura 29 apresenta o controlador PID na planta do conversor CC-CC, sendo esta a representação em blocos da Figura 27.

A função de controle apresentada na Figura 29, representa um controlador PID em paralelo. O modelo PID em paralelo tem a vantagem de ser possível alterar cada termo do controlador por vez. Tal fato permite fazer um ajuste fino no PID, alterando individualmente o ganho Proporcional K_p , o ganho Integral K_i e o ganho Derivativo K_d . A equação (81) apresenta a expressão da função de transferência do controlador PID.

$$G_c = e_r K_p + K_i \int e_r dt + K_d \frac{de_r}{dt}. \quad (81)$$

O controlador PID possui diversas derivações e métodos de sintonia. Devido à sua ampla aplicação na indústria, é também um dos controladores mais abordados na literatura, com destaque para (Ogata, 2010), (Nise, 2023), (Dorf; Bishop, 2018) e (Åström; Hägglund, 2006), sendo amplamente estudado por pesquisadores, o que tem resultado em diferentes técnicas para o ajuste de cada um de seus parâmetros. Entre essas abordagens, destaca-se o método de sintonia de Ziegler-Nichols, conhecido por sua simplicidade na determinação dos ganhos do controlador, ou seja, determinar os ganho K_p , K_i e K_d do controlador PID. Dois de seus

Figura 29 – Controlador PID



Fonte: Autoria própria.

métodos não requerem o modelo matemático da planta, permitindo a obtenção dos parâmetros por meio de testes experimentais, como tentativa e erro ou por análise da resposta do sistema em malha aberta (Ogata, 2010).

2.3.1 Amplificadores operacionais

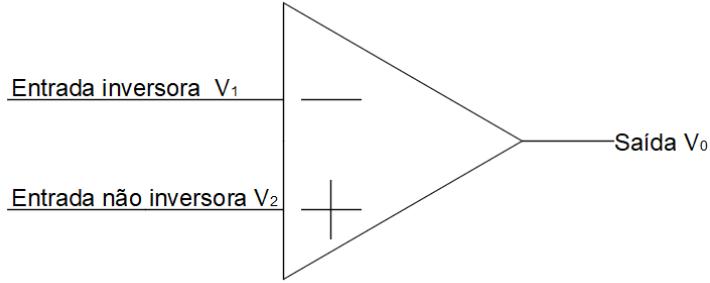
A implementação do controle PID na forma analógica, utilizando-se amplificadores operacionais, os quais são conhecidos por atuarem como operadores matemáticos, permitindo a execução de um controle PID. Ambos os métodos possuem vantagens e desvantagens. O controle digital requer programação e a utilização de um microcontrolador, sendo, portanto, mais voltado à implementação em *firmware*. Por outro lado, o controle analógico demanda maior foco na implementação do *hardware*. Este trabalho aborda uma implementação com foco maior em *hardware*, utilizando controle analógico. Para isso, será feita uma apresentação sobre os amplificadores operacionais utilizados no controle PID analógico.

A Figura 30 apresenta um Amplificador Operacional (AOP) com seus terminais de entrada e saída. Um amplificador comercial geralmente possui oito terminais, como é o caso do modelo LM741. Além dos três terminais descritos, duas entradas e uma saída, o amplificador conta com dois terminais de alimentação (tensão positiva e negativa), dois terminais de balançoamento e um terminal sem conexão (Alexander; Sadiku, 2013).

A Figura 31 apresenta três circuitos com amplificadores, os quais são equivalentes ao controlador PID em paralelo representado no diagrama de blocos da Figura 29. Os ganhos K_p , K_i e K_d são obtidos pelos circuitos das Figuras 31a, 31b e 31c, respectivamente.

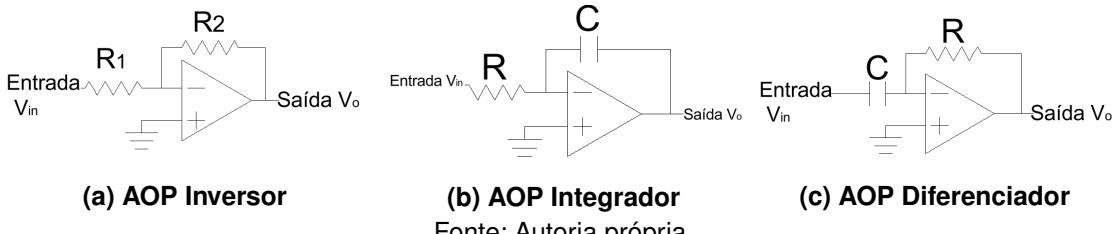
O AOP inversor, representado na Figura 31a, possui a característica de alterar a amplitude da tensão de entrada V_{in} , além de inverter sua polaridade. Essas características são semelhantes ao comportamento do ganho proporcional (K_p). A relação entre a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_o é apresentada na equação (82).

Figura 30 – Amplificador Operacional



Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – PID analógico



Fonte: Autoria própria.

$$v_o = -v_{in} \frac{R_2}{R_1}. \quad (82)$$

O AOP integrador apresenta as mesmas propriedades da parcela integral do controlador PID, sendo capaz de eliminar o erro estático do conversor CC-CC. Como pode ser observado na Figura 31b, sua configuração requer um elemento armazenador de energia, representado pelo capacitor C . Essa relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída é descrita pela equação (83).

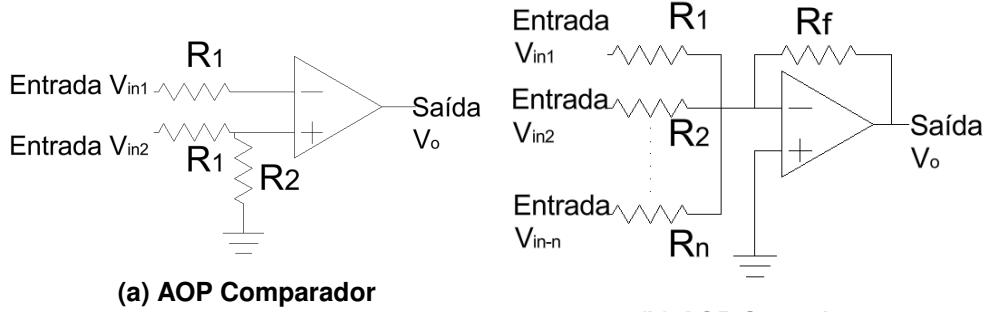
$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_{in} dt. \quad (83)$$

Já o AOP diferenciador representa a parcela derivativa do controlador PID, sendo implementado com o uso de um capacitor C . Como é representado na Figura 31c, esse capacitor é responsável por permitir a resposta rápida do circuito a variações do sinal de entrada. A relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída é apresentada na equação (84).

$$v_o = -RC \frac{dv_{in}}{dt}. \quad (84)$$

Os circuitos com AOP, representados na Figura 32, são responsáveis pelos blocos de comparação e soma do sistema de malha fechada apresentado na Figura 30.

Figura 32 – Comparador e somador



Fonte: Autoria própria.

O circuito da Figura 32a é utilizado para comparar duas tensões de entrada v_{in1} e v_{in2} , tendo seu resultado representado na saída v_o . Essa relação é expressa matematicamente pela equação (85).

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_{in2} - v_{in1}). \quad (85)$$

O circuito da Figura 32b é capaz de somar todos os valores das tensões de entrada, sendo necessário utilizar duas ou mais tensões para essa configuração. Caso haja apenas uma tensão de entrada, observa-se que o circuito se comporta como um AOP inversor. A equação (86) representa a tensão de saída para esse circuito.

$$v_o = - \left(\frac{R_f}{R_1} v_{in1} + \frac{R_f}{R_2} v_{in2} + \dots + \frac{R_f}{R_n} v_{in-n} \right) \quad (86)$$

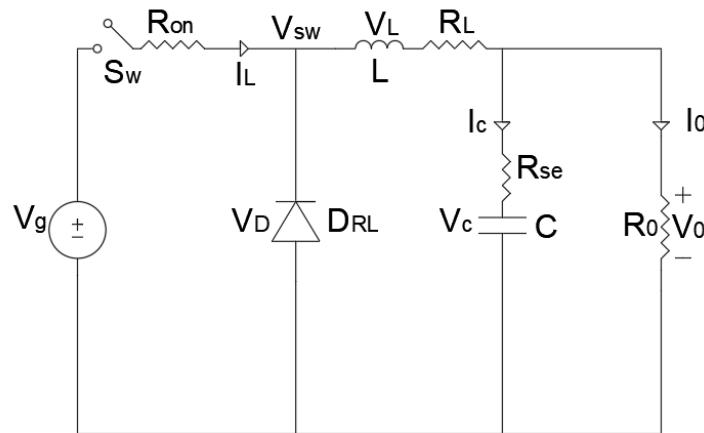
3 MODELAGEM EM ESPAÇO DE ESTADOS DOS CONVERSORES CC-CC

Esta seção descreve a modelagem em espaço de estado dos conversores CC-CC não isolados, incluindo as suas não idealidades.

3.1 Modelagem do conversor *Buck*

A Figura 33 representa o conversor *Buck* não ideal. Nesta modelagem, as seguintes não idealidades foram consideradas: resistência na chave em condução (R_{on}), resistência nas espiras do indutor (R_L), resistência série equivalente do capacitor (R_{se}) e a queda de tensão no diodo (V_D).

Figura 33 – Conversor *Buck* considerando não idealidades.



Fonte: Autoria própria.

As variáveis de estado utilizadas para o conversor *Buck* são a corrente no indutor (i_L) e a tensão no capacitor (v_c).

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}. \quad (87)$$

Nessa modelagem será considerada como entrada a tensão da fonte (v_g) e a tensão de junção do diodo (Erickson; Maksimovic, 2001). Assim, $\mathbf{u}(t)$ pode ser representado como:

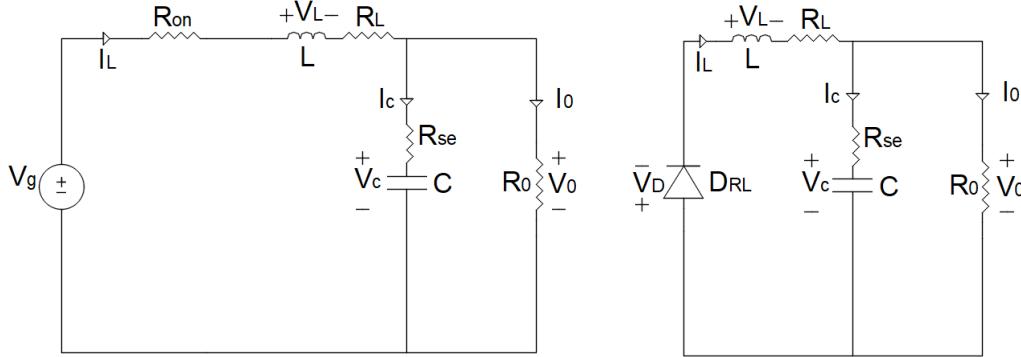
$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_g(t) \\ v_D(t) \end{bmatrix}. \quad (88)$$

A saída $y(t)$ é determinada pela equação de saída. O vetor de saída pode ser determinado pelas variáveis que se deseja controlar (Tofoli, 2018). Neste caso é desejado medir a tensão da carga (v_0), sendo:

$$y(t) = v_0(t) \quad (89)$$

Os circuitos equivalentes de cada etapa de funcionamento do conversor são ilustrados na Figura 34. Através da malha externa da Figura 34a, a equação (90) é obtida para a fase 1.

Figura 34 – Funcionamento do conversor Buck.



(a) Fase 1: chave fechada.

(b) Fase 2: chave aberta.

Fonte: Autoria própria.

$$-v_g + R_{on}i_L + v_L + R_Li_L + R_0i_0 = 0. \quad (90)$$

A equação (91) é obtida pela lei dos nós de Kirchhoff e a equação (93) representa a relação de tensão e corrente com as variáveis de estado.

$$i_L = i_c + i_0, \quad (91)$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}, \quad (92)$$

$$i_C = C \frac{dv_c}{dt}. \quad (93)$$

Alterando a equação (90) em relação às variáveis de estados, tem-se:

$$-v_g + (R_{on} + R_L)i_L + L \frac{di_L}{dt} + R_0 \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) = 0. \quad (94)$$

Para a malha interna entre o capacitor e a carga tem-se as seguintes equações:

$$R_0i_0 - v_c - R_{se}i_c = 0, \quad (95)$$

$$R_0 \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) - v_c - C \frac{dv_c}{dt} R_{se} = 0. \quad (96)$$

Isolando as equações diferenciais em (94) e (96):

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g - (R_{on} + R_L + R_0)i_L + R_0C \frac{dv_c}{dt}}{L}, \quad (97)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{R_0}{C(R_0 + R_{se})} i_L - \frac{1}{C(R_0 + R_{se})} v_c. \quad (98)$$

Substituindo a equação (98) na equação (97) e reorganizando a equação, tem-se:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{(R_{on}R_{se} + R_{on}R_0 + R_LR_{se} + R_LR_0 + R_0R_{se})}{L(R_{se} + R_0)} i_L - \frac{R_0}{L(R_{se} + R_0)} v_c. \quad (99)$$

Relacionando a saída do conversor, isto é, a tensão na carga v_0 , na fase 1, obtém-se:

$$v_0 = R_0 i_0 = R_0 i_L - R_0 C \frac{dv_c}{dt}. \quad (100)$$

Substituindo (98) na equação (100) reorganizando a equação para v_0 , resulta em:

$$v_0 = \frac{R_0 R_{se}}{R_0 + R_{se}} i_L + \frac{R_0}{R_0 + R_{se}} v_c. \quad (101)$$

As seguintes equações são as representações matriciais da fase 1.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{on}R_{se} + R_{on}R_0 + R_LR_{se} + R_LR_0 + R_0R_{se}}{L(R_{se} + R_0)} & -\frac{R_0}{L(R_{se} + R_0)} \\ \frac{R_0}{R_0 + R_{se}} & -\frac{1}{C(R_0 + R_{se})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} R_0 R_{se} & R_0 \\ R_0 + R_{se} & R_0 + R_{se} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = 0. \end{aligned} \quad (102)$$

A Figura 34b representa a fase 2, em que para a malha externa, tem-se a equação (103).

$$v_L + i_L R_L + v_0 + v_D = 0 \quad (103)$$

Alterando a equação (103) em relação às variáveis de estados e utilizando a relação da corrente do indutor (91), tem-se:

$$L \frac{di_L}{dt} + i_L R_L + R_0 \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) + v_D = 0. \quad (104)$$

Para a malha interna na fase 2, tem-se:

$$v_0 - v_c - i_c R_{se} = 0,$$

$$R_0 \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) - v_c - C \frac{dv_c}{dt} R_{se} = 0. \quad (105)$$

Isolando as equações diferenciais em (104) e (105), obtém-se:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-(R_L + R_0)i_L + R_0C \frac{dv_c}{dt} - v_D}{L}, \quad (106)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{R_0}{C(R_0 + R_{se})}i_L - \frac{1}{C(R_0 + R_{se})}v_c. \quad (107)$$

Substituindo (107) em (106), resulta em:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{(R_L R_0 + R_L R_{se} + R_0 R_{se})}{L(R_{se} + R_0)}i_L - \frac{R_0}{L(R_{se} + R_0)}v_c - \frac{v_D}{L}. \quad (108)$$

Para a tensão de carga v_0 , na fase 2, será igual a fase 1, como mostra a equação (101). As equações em (109) são as representações matriciais da fase 2.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L R_0 + R_L R_{se} + R_0 R_{se}}{L(R_{se} + R_0)} & -\frac{R_0}{L(R_{se} + R_0)} \\ \frac{R_0}{C(R_0 + R_{se})} & -\frac{1}{C(R_0 + R_{se})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_2 &= \begin{bmatrix} \frac{R_0 R_{se}}{R_0 + R_{se}} & \frac{R_0}{R_0 + R_{se}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = 0. \end{aligned} \quad (109)$$

Utilizando as relações da equação (73) são obtidas as matrizes **A**, **B**, **C** e **D** na equação (110):

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L R_0 + R_L R_{se} + R_0 R_{se} + R_{on}(R_{se} + R_0)D}{L(R_{se} + R_0)} & -\frac{R_0}{L(R_{se} + R_0)} \\ \frac{R_0}{C(R_0 + R_{se})} & -\frac{1}{C(R_0 + R_{se})} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & -\frac{(1-D)}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{R_0 R_{se}}{R_0 + R_{se}} & \frac{R_0}{R_0 + R_{se}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \end{aligned} \quad (110)$$

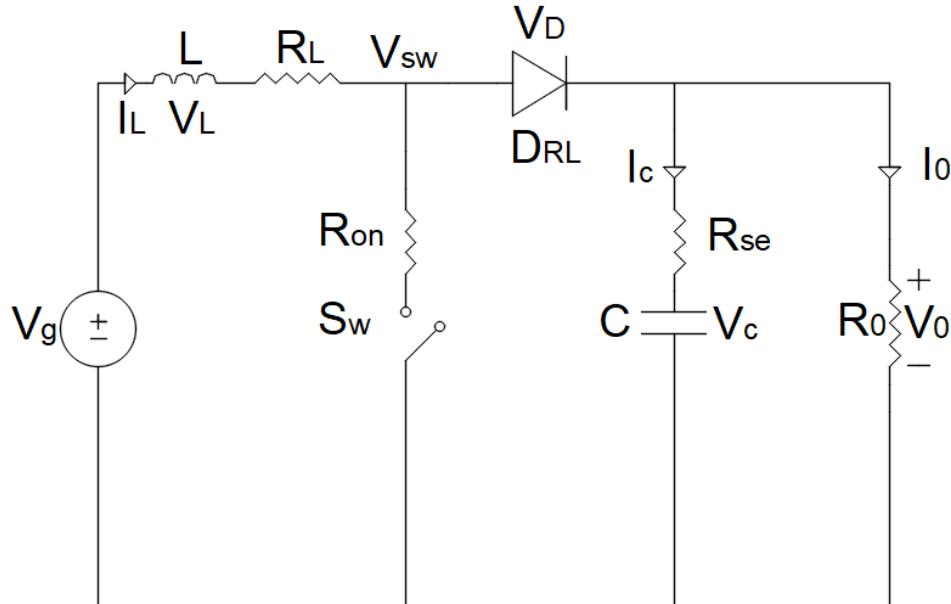
3.2 Modelagem do conversor *Boost*

No modelo matemático do conversor *Boost* as equações diferenciais estão relacionadas à corrente no indutor e a tensão no capacitor, semelhante ao conversor *Buck*. A representação em espaço de estados e linearização também seguem a mesma metodologia utilizadas no conversor *Buck*.

A Figura 35 representa o conversor *Boost* não ideal. Nesta modelagem as seguintes não idealidades foram consideradas: resistência na chave em condução (R_{on}), resistência nas

espiras do indutor (R_L), resistência série equivalente do capacitor (R_{se}) e a queda de tensão no diodo (V_D).

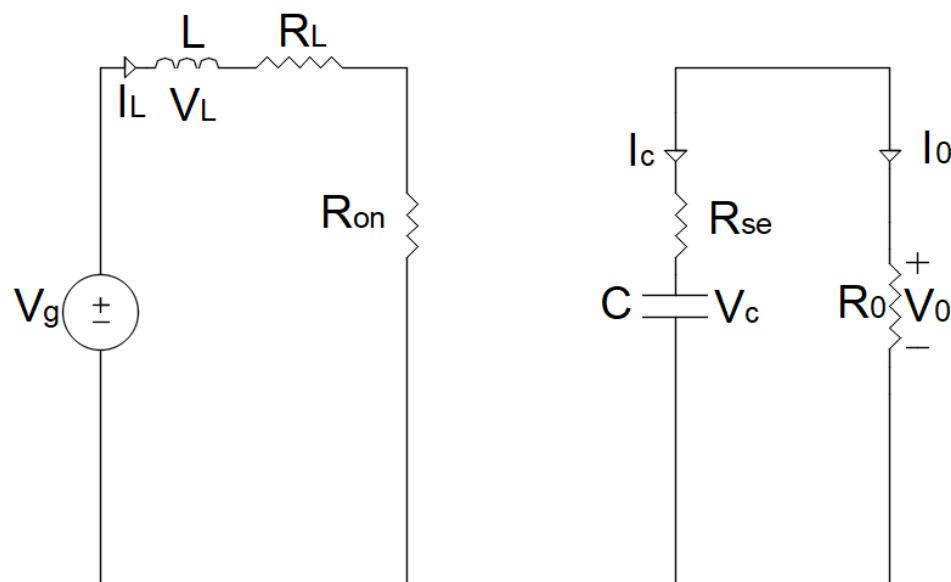
Figura 35 – Conversor *Boost* considerando não idealidades



Fonte: Autoria própria.

O conversor *Boost*, em geral, tem a mesma quantidade de componentes do conversor *Buck*. Logo, as variáveis de estado são as mesmas da equação (87). Sendo a corrente no indutor (i_L) e a tensão no capacitor (v_c). Para $u(t)$ também pode ser considerada a equação (88) para o conversor *Boost*.

Figura 36 – Funcionamento do conversor *Boost* (chave fechada $0 \leq t \leq D$)



Fonte: Autoria própria.

Na primeira etapa (t_{on}) de funcionamento do conversor *Boost*, quando a chave está fechada, tem-se o circuito da Figura 36. Nesta figura, pode-se observar que o circuito é dividido em dois circuitos independentes, quando a chave está fechada.

O mesmo processo descrito na Seção 3.1 são realizados para obter as equações diferenciais referente à corrente no indutor, à tensão no capacitor e à tensão da carga, resultando nas equações (111)–(113).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{R_L + R_{on}}{L} i_L. \quad (111)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{-1}{C(R_{se} + R_0)} v_c \quad (112)$$

$$v_0 = \frac{R_0}{R_{se} + R_0} v_c. \quad (113)$$

Pelas equações (111), (112) e (113), são obtidas as representações matriciais da fase 1 para o conversor *Boost*.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} -R_L - R_{on} & 0 \\ \frac{L}{C(R_{se} + R_0)} & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_0}{R_{se} + R_0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = 0. \end{aligned} \quad (114)$$

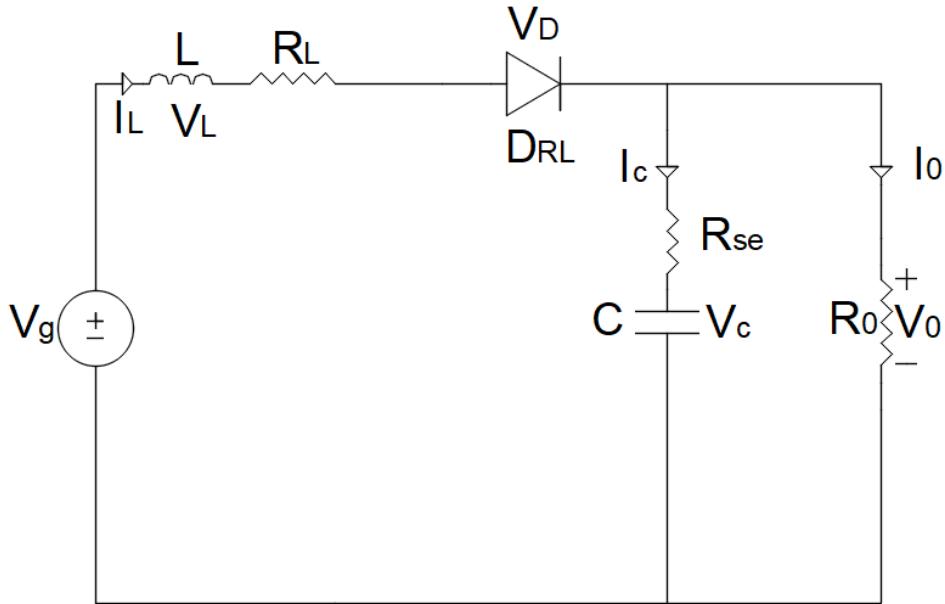
Para a segunda fase (t_{off}) tem-se a chave aberta, gerando a união dos dois circuitos e a ligação entre a fonte e a carga do conversor *Boost*. Esse circuito é apresentado na Figura 37.

Para a malha externa, utilizando a segunda Lei de Kirchhoff, obtém-se a equação (115):

$$\begin{aligned} -v_g + v_L + i_L R_L + v_D + i_0 R_0 &= 0, \\ -v_g + L \frac{di_L}{dt} + i_L R_L + v_D + \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) R_0 &= 0, \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_g}{L} - \frac{v_D}{L} - \frac{(R_L + R_0)}{L} i_L + \frac{C}{L} \frac{dv_c}{dt} R_0. \end{aligned} \quad (115)$$

A equação (115) depende da equação diferencial da tensão no capacitor, sendo resolvida na malha entre o capacitor e a carga. A malha de saída apresenta uma equação semelhante àquela da primeira etapa (112). Entretanto, na segunda etapa, a corrente no indutor é

Figura 37 – Funcionamento do conversor **Boost** (chave aberta com $D < t \leq T$)



Fonte: Autoria própria.

diferente de zero.

$$v_0 - v_c - i_c R_{se} = 0,$$

$$\begin{aligned} \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) R_0 - v_c - C \frac{dv_c}{dt} &= 0, \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{R_0}{C(R_{se} + R_0)} i_L - \frac{1}{C(R_{se} + R_0)} v_c. \end{aligned} \quad (116)$$

Para a tensão de saída no segundo estágio, tem-se a equação (117).

$$v_0 = i_0 R_0,$$

$$v_0 = (i_L - i_c) R_0 = \left(i_L - C \frac{dv_c}{dt} \right) R_0. \quad (117)$$

Substituindo a equação diferencial do capacitor nas equações (116) e (117), tem-se as equações (118) e (119) para a fase 2 dos conversor *Boost*.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{v_D}{L} - \frac{(R_L R_{se} + R_L R_0 + R_0 R_{se})}{L(R_{se} + R_0)} i_L - \frac{R_0}{L(R_{se} + R_0)} v_c. \quad (118)$$

$$v_0 = \frac{R_0 R_{se}}{R_{se} + R_0} i_L + \frac{R_0}{R_{se} + R_0} v_c. \quad (119)$$

A representação no espaço de estados para a segunda fase do conversor é obtida a partir das equações (116), (118) e (119). As matrizes \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{C}_2 e \mathbf{D}_2 são representadas abaixo.

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L R_{se} + R_L R_0 + R_0 R_{se}}{L(R_{se} + R_0)} & -\frac{R_0}{L(R_{se} + R_0)} \\ \frac{R_0}{C(R_{se} + R_0)} & \frac{-1}{C(R_{se} + R_0)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_0 R_{se}}{R_{se} + R_0} & \frac{R_0}{R_{se} + R_0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = 0. \quad (120)$$

A partir das equações (114) e (120), e utilizando as relações de igualdade em (73), é obtida a seguinte representação em espaço de estados para o conversor *Boost*.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{(R_0 R_{se} - R_{on} R_{se} - R_{on} R_0)D - R_L R_{se} - R_L R_0 - R_0 R_{se}}{L(R_{se} + R_0)} & \frac{R_0(D-1)}{L(R_{se} + R_0)} \\ \frac{R_0(1-D)}{C(R_{se} + R_0)} & \frac{-1}{C(R_{se} + R_0)} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{(D-1)}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{R_{se} R_0 (1-D)}{R_{se} + R_0} & \frac{R_0}{R_{se} + R_0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \quad (121)$$

3.3 Modelagem do conversor *Buck-Boost*

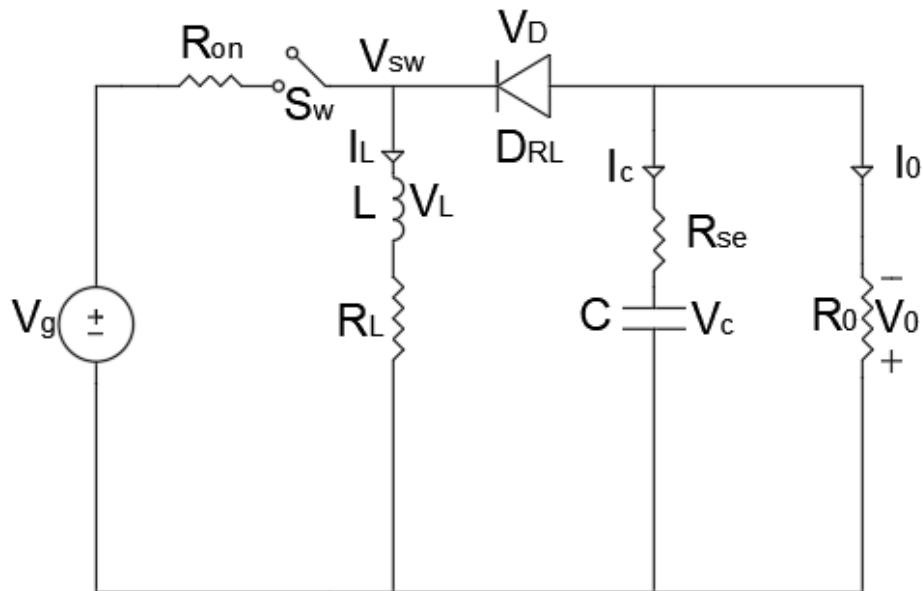
Nesta modelagem as seguintes não idealidades foram consideradas: resistência na chave em condução (R_{on}), resistência nas espiras do indutor (R_L), resistência série equivalente do capacitor (R_{se}) e a queda de tensão no diodo (V_D). A Figura 38 representa o conversor *Buck-Boost* não ideal.

A quantidade de componentes do conversor *Buck-Boost*, em geral, é semelhante ao conversor *Buck* e *Boost*. Logo as mesmas variáveis de estados são utilizadas para o conversor *Buck-Boost*, também será considerada a queda de tensão do diodo. Logo, as equações (87) e (88) são semelhantes para o conversor *Buck-Boost*.

Na primeira etapa de funcionamento do conversor *Buck-Boost*, quando a chave está fechada, tem-se o circuito da Figura 39. Através da Figura 39 nota-se que o circuito principal está dividido em dois circuitos independentes. Na primeira malha, pelas leis de Kirchhoff, tem-se a equação (122), que representam a equação diferencial da corrente no indutor.

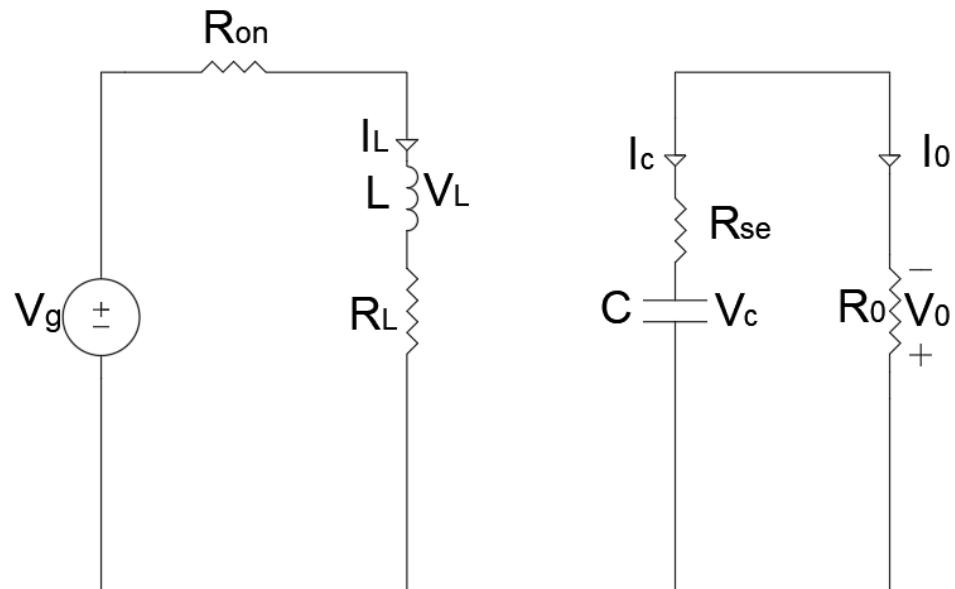
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_g}{L} - \frac{R_{on} + R_L}{L} i_L. \quad (122)$$

Figura 38 – Conversor **Buck-Boost** considerando não idealidades



Fonte: Autoria própria.

Figura 39 – Funcionamento do conversor **Buck-Boost** (chave fechada $0 \leq t \leq D$)



Fonte: Autoria própria.

Para o segundo circuito na saída do conversor, tem-se as equações (123) e (124), que representam a equação diferencial da tensão no capacitor e a tensão da carga, respectivamente.

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{-1}{C(R_{se} + R_0)} v_c \quad (123)$$

$$v_0 = \frac{R_0}{R_{se} + R_0} v_c. \quad (124)$$

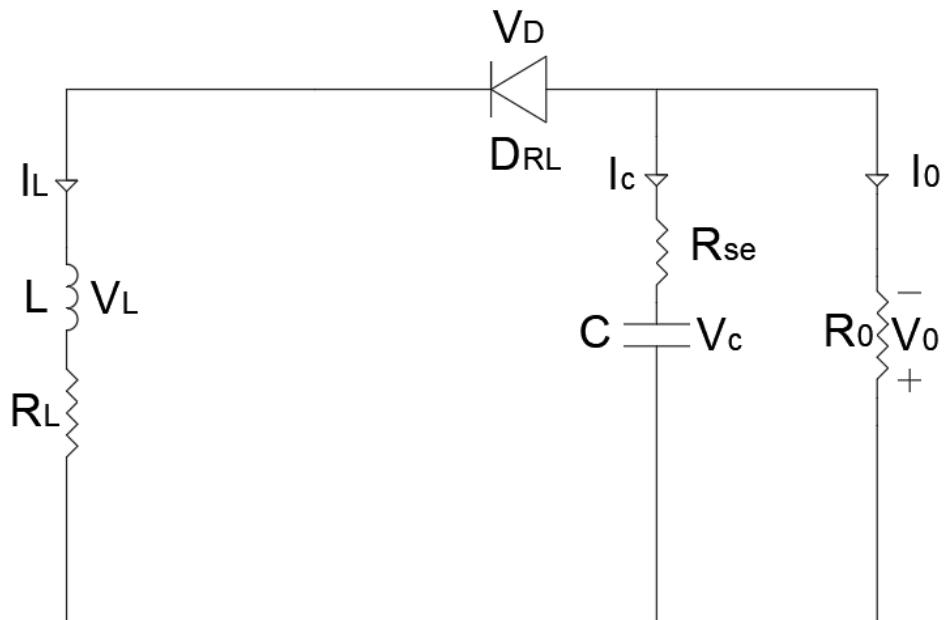
Pelas equações (122), (123) e (124), são obtidas as representações matriciais da fase 1 para o conversor *Buck-Boost*.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{on} - R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C(R_0 + R_{se})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_0}{R_0 + R_{se}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = 0. \quad (125)$$

Na segunda fase, em que a chave está aberta, o circuito é representado na Figura 40. Nas Figuras 39 e 40, é possível observar que a fonte não tem um contato direto com a carga em nenhum estágio; por esse motivo, o conversor *Buck-Boost* é também classificado como um conversor indireto, sendo o indutor o armazenador de energia (Barbi, 2006).

Figura 40 – Funcionamento do conversor *Buck-Boost* (chave aberta $D < t \leq T$)



Fonte: Autoria própria.

Considerando a malha externa entre o indutor e a carga, obtém-se a equação diferencial da corrente no indutor. Na malha de saída, entre o capacitor e a carga, é obtida a equação diferencial da tensão no capacitor. As equações diferenciais e tensão na carga são resumidas nas equações (126)–(128).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-R_0R_{se} - R_LR_0 - R_LR_{se}}{L(R_0 + R_{se})}i_L - \frac{R_0}{L(R_0 + R_{se})}v_c - \frac{v_D}{L}, \quad (126)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{R_0}{C(R_{se} + R_0)}i_L - \frac{1}{C(R_{se} + R_0)}v_c, \quad (127)$$

$$v_0 = \frac{R_0R_{se}}{R_{se} + R_0}i_L + \frac{R_0}{R_{se} + R_0}v_c. \quad (128)$$

Através das equações (126), (127) e (128) é obtida a representação em espaço de estados quando a chave está fechada.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} \frac{-R_0R_{se} - R_LR_0 - R_LR_{se}}{L(R_0 + R_{se})} & \frac{-R_0}{L(R_{se} + R_0)} \\ \frac{R_0}{C(R_{se} + R_0)} & \frac{-1}{C(R_{se} + R_0)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_2 &= \begin{bmatrix} \frac{R_0R_{se}}{R_{se} + R_0} & \frac{R_0}{R_{se} + R_0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = 0. \end{aligned} \quad (129)$$

Utilizando as igualdades da equação (73) e manipulando as variáveis, tem-se a seguinte representação em espaço de estados para o conversor *Buck-Boost*.

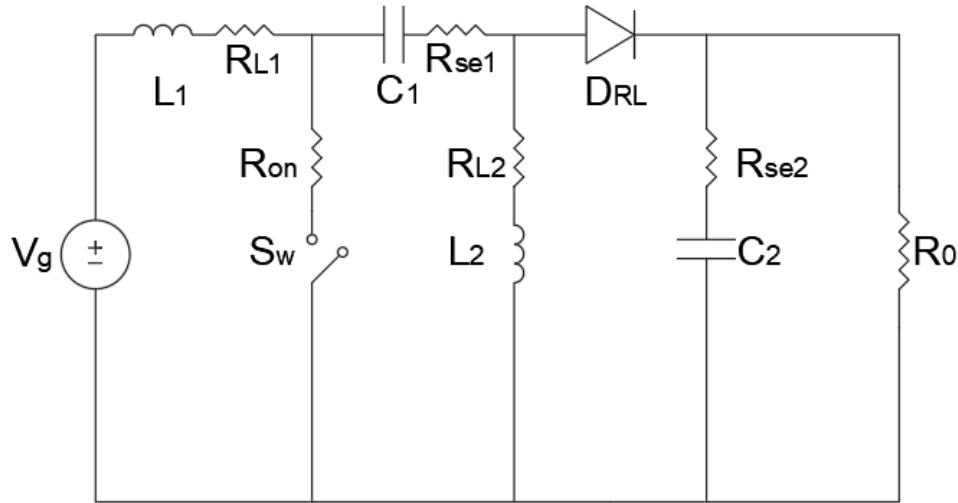
$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \frac{(R_0R_{se} + R_LR_{se} - R_{on}R_0 - R_{on}R_{se})D - R_0R_{se} - R_LR_0 - R_LR_{se}}{L(R_{se} + R_0)} & \frac{R_0(D-1)}{L(R_{se} + R_0)} \\ \frac{R_0(1-D)}{C(R_{se} + R_0)} & \frac{-1}{C(R_{se} + R_0)} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & \frac{(D-1)}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{R_{se}R_0(1-D)}{R_{se} + R_0} & \frac{R_0}{R_{se} + R_0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \end{aligned} \quad (130)$$

3.4 Modelagem do conversor SEPIC

Os conversores SEPIC, *Cuk* e *Zeta* são conversores de quarta ordem. Portanto, são adicionados dois armazenadores de energia. A Figura 41 representa o conversor SEPIC não ideal.

A quantidade de componentes armazenadores de energia transforma o conversor SEPIC em um conversor de quarta ordem. Logo, as quatro variáveis de estado são representadas na equação (131).

Figura 41 – Conversor SEPIC



Fonte: Autoria própria.

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix}. \quad (131)$$

A matriz de fonte de entrada $\mathbf{u}(t)$ é representada na equação (132). Semelhante ao utilizado nos conversores de segunda ordem, a tensão de junção do diodo será considerada como uma fonte de tensão.

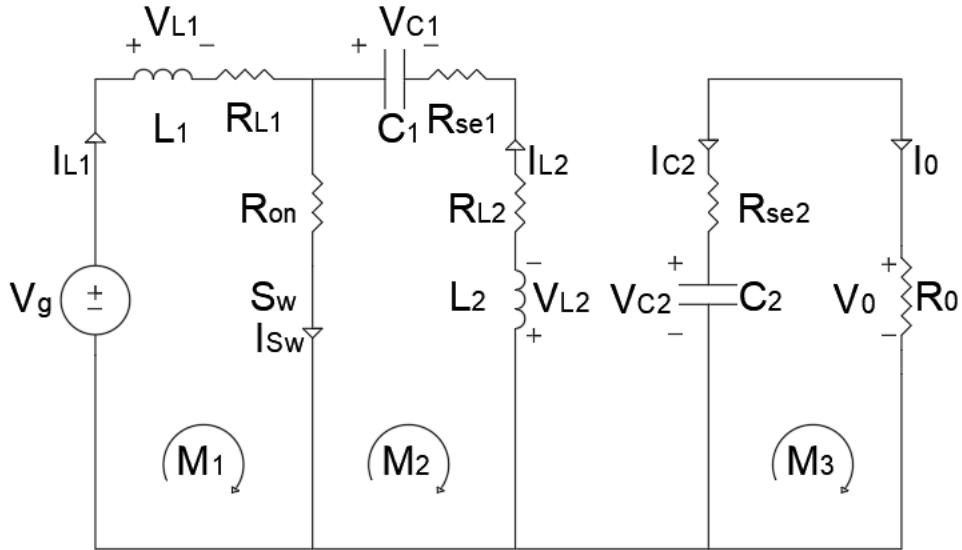
$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_g(t) \\ v_D(t) \end{bmatrix}. \quad (132)$$

A Figura 42 representa o circuito equivalente para $0 \leq D \leq t_{on}$, sendo o primeiro estagio do conversor SEPIC. Para tal o diodo está polarizado reversamente, logo, equivale a um circuito aberto. Nesse estagio a chave está fechada.

Através da malha M_1 , tem-se a relação entre a tensão no indutor (L_1); a fonte (V_g); a resistência de enrolamento do indutor (R_{L1}); e a resistência de condução da chave (R_{on}). Tais resistências apresentam as não idealidades da M_1 .

$$v_{L1} + R_{L1}i_{L1} + R_{on}i_{sw} - v_g = 0. \quad (133)$$

Figura 42 – Chave fechada do conversor SEPIC



Fonte: Autoria própria.

A corrente que passa pela chave é obtida através da Lei dos nós de Kirchhoff, sendo a equação da corrente representada na equação (134).

$$i_{sw} = i_{L1} + i_{L2}. \quad (134)$$

Substituindo a equação (134) na equação (133) e isolando a equação diferencial do indutor L_1 , obtém-se a equação (135).

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1} - \frac{R_{L1} + R_{on}}{L_1} i_{L1} - \frac{R_{on}}{L_1} i_{L2}. \quad (135)$$

A equação diferencial do indutor L_2 é obtida pela malha M_2 , sendo reorganizada e apresentada na equação (136).

$$v_{C1} - R_{se1} i_{L2} - R_{L2} i_{L2} - v_{L2} - R_{on} i_{sw} = 0,$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{R_{on}}{L_2} i_{L1} - \frac{R_{se1} + R_{L2} + R_{on}}{L_2} i_{L2} + \frac{1}{L_2} v_{C1}. \quad (136)$$

A corrente que passa pelo capacitor C_1 é igual, em módulo, porém com sinal oposto, à corrente do indutor L_1 .

$$\begin{aligned} i_{C1} &= -i_{L2}, \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{1}{C1} i_{L2}. \end{aligned} \quad (137)$$

Através da malha M_3 é obtida a equação diferencial do capacitor (C_2). Na Figura 42 é evidenciado que o capacitor e a carga formam um circuito fechado; logo, a corrente da carga (i_0) será equivalente em módulo, porém com sinal oposto à corrente do capacitor C_2 .

$$v_0 - v_{C2} - R_{se2}i_{C2} = 0,$$

$$R_0i_0 - v_{C2} - R_{se2}i_{C2} = 0,$$

$$i_{C2}(R_0 + R_{se2}) = -v_{C2},$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})}v_{C2}. \quad (138)$$

A tensão da carga v_0 é obtida por meio da equação (139).

$$v_0 = R_0i_0 = -R_0i_{C2},$$

$$v_0 = \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}}v_{C2}. \quad (139)$$

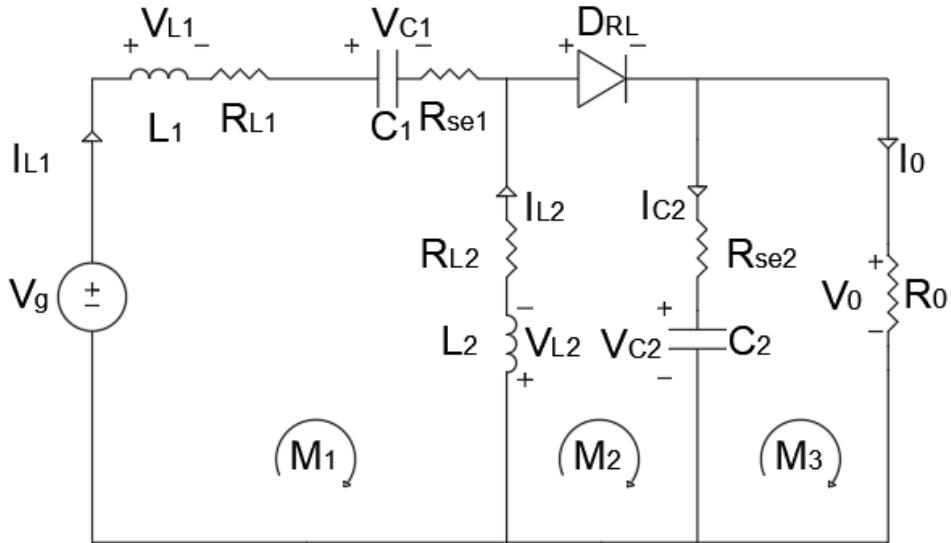
Pelas equações diferenciais obtidas pelos armazenadores de energia, é determinada a representação matricial para a primeira fase do conversor SEPIC.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1} - R_{on}}{L_1} & \frac{-R_{on}}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{-R_{on}}{L_2} & \frac{-R_{se1} - R_{L2} - R_{on}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_2(R_0 + R_{se2})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = 0. \quad (140)$$

A Figura 43 representa o conversor SEPIC durante a segunda etapa de funcionamento, quando a chave se encontra aberta.

Figura 43 – Conversor SEPIC: chave aberta.



Fonte: Autoria própria.

A relação da tensão no indutor L_1 é obtida através da malha M_1 , sendo representada na equação (141).

$$v_{L1} + R_{L1}i_{L1} + v_{C1} + R_{se1}i_{L1} - R_{L2}i_{L2} - v_{L2} - v_g = 0,$$

$$\frac{di_{L1}}{dt}L_1 = v_g - (R_{L1} + R_{se1})i_{L1} + R_{L2}i_{L2} - v_{C1} + \frac{di_{L2}}{dt}L_2. \quad (141)$$

A tensão no indutor L_2 é obtida através da malha M_2 .

$$v_{L2} + R_{L2}i_{L2} + v_d + R_{se2}i_{C2} + v_{C2} = 0,$$

$$\frac{di_{L2}}{dt}L_2 = -v_d - R_{L2}i_{L2} - v_{C2} - \frac{dv_{C2}}{dt}C_2. \quad (142)$$

A corrente no capacitor C_1 é equivalente à corrente i_{L1} , portanto, a equação diferencial é dada pela equação (143).

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{L_1}i_{L1}. \quad (143)$$

Através da malha M_3 é obtida a equação diferencial do capacitor C_2 .

$$v_0 - v_{C2} - R_{se2}i_{C2} = 0,$$

$$R_0i_0 - v_{C2} - R_{se2}i_{C2} = 0,$$

$$R_0(i_{L1} + i_{L2} - i_{C2}) - v_{C2} - R_{se2}i_{C2} = 0,$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})}i_{L1} + \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})}i_{L2} - \frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})}v_{C2}. \quad (144)$$

Substituindo a equação (144) na equação do indutor L_2 , obtém-se a equação (145).

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} = & -\frac{v_d}{L_2} - \frac{R_0R_{C2}}{L_2(R_0 + R_{C2})}i_{L1} - \frac{R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{C2} + R_0R_{C2}}{L_2(R_0 + R_{C2})}i_{L2} \\ & - \frac{1}{L_2(R_0 + R_{C2})}v_{C2}. \end{aligned} \quad (145)$$

A equação (146) é obtida pela substituição da equação (145) na equação do indutor L_1 .

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} = & \frac{v_g}{L_1} - \frac{v_d}{L_1} - \frac{R_{L1}R_0 + R_{L1}R_{C2} + R_{C1}R_0 + R_{C1}R_{C2} + R_0R_{C2}}{L_1(R_0 + R_{C2})}i_{L1} \\ & - \frac{R_0R_{C2}}{L_1(R_0 + R_{C2})}i_{L2} - \frac{1}{L_1}v_{C1} - \frac{1}{L_1(R_0 + R_{C2})}v_{C2}. \end{aligned} \quad (146)$$

A tensão na carga v_0 , para o segundo estágio de comutação, é obtida a partir da malha M_1 , sendo representada na equação (147).

$$\begin{aligned} v_0 &= i_0R_0, \\ v_0 &= (i_{L1} + i_{L2} - i_{se2})R_0 \\ v_0 &= \frac{R_0R_{se2}}{R_0 + R_{se2}}i_{L1} + \frac{R_0R_{se2}}{R_0 + R_{se2}}i_{L2} - \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}}v_{C2} \end{aligned} \quad (147)$$

Através das equações (143)–(147) é obtida a representação em matrizes na equação (149).

Alguns elementos da matriz são grandes demais para serem inseridos diretamente nela. Por esse motivo, tais elementos serão representados separadamente, conforme mostrado na equação (148), sendo esse o elemento localizado na linha 1, coluna 1 da matriz \mathbf{A}_2 em (149)

$$a_{11_{off}} = -\frac{R_{L1}R_0 + R_{L1}R_{se2} + R_{se1}R_0 + R_{se1}R_{se2} + R_0R_{se2}}{L_1(R_0 + R_{se2})} \quad (148)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} a_{11_{off}} & -\frac{R_0R_{C2}}{L_1(R_0 + R_{C2})} & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1(R_0 + R_{C2})} \\ -\frac{R_0R_{C2}}{L_2(R_0 + R_{C2})} & -\frac{R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{C2} + R_0R_{C2}}{L_2(R_0 + R_{C2})} & 0 & -\frac{1}{L_2(R_0 + R_{C2})} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} & \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} R_0R_{se2} & R_0R_{se2} & 0 & \frac{1}{R_0 + R_{se2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = 0. \quad (149)$$

Através das equações (140) e (149), e utilizando as relações de equivalência da equação (73), obtém-se a representação matricial do conversor SEPIC.

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \frac{D-1}{L_1} & \frac{R_0(D-1)}{L_1(R_0+R_{se2})} \\ a_{22} & a_{22} & \frac{D}{L_2} & \frac{R_0(D-1)}{L_2(R_0+R_{se2})} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{R_0(1-D)}{C_2(R_0+R_{se2})} & \frac{R_0(1-D)}{C_2(R_0+R_{se2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0+R_{se2})} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{R_0R_{se2}(D-1)}{R_0+R_{se2}} & \frac{R_0R_{se2}(D-1)}{R_0+R_{se2}} & 0 & \frac{R_0}{R_0+R_{se2}} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{D} &= 0. \tag{150}
\end{aligned}$$

A equação (151) representa o elemento localizado na linha 1, coluna 1 da matriz **A** da (150).

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \frac{(R_{se1}R_0 + R_{se1}R_{se2} + R_0R_{se2} - R_{on}R_0 - R_{on}R_{se2})D}{L_1(R_0+R_{se2})} \\
&\quad - \frac{(R_{L1}R_0 + R_{L1}R_{se2} + R_{se1}R_0 + R_{se1}R_{se2} + R_0R_{se2})}{L_1(R_0+R_{se2})} \tag{151}
\end{aligned}$$

A equação (152) representa o elemento localizado na linha 1, coluna 2 da matriz **A** da (150).

$$a_{12} = \frac{(R_0R_{se2} - R_{on}R_0 - R_{on}R_{se2})D - R_0R_{se2}}{L_1(R_0+R_{se2})}. \tag{152}$$

A equação (153) representa o elemento localizado na linha 1, coluna 2 da matriz **A** da (150).

$$a_{22} = \frac{(R_0 R_{se2} - R_{on} R_0 - R_{on} R_{se2}) D - R_0 R_{se2}}{L_2 (R_0 + R_{se2})}. \quad (153)$$

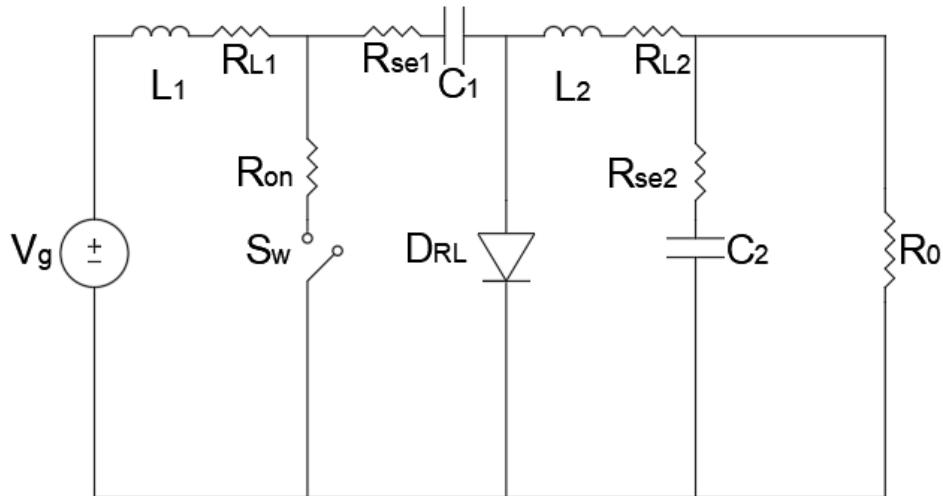
A equação (154) representa o elemento localizado na linha 2, coluna 2 da matriz **A** da (150).

$$a_{22} = \frac{(R_0 R_{se2} - R_{se1} R_0 - R_{se1} R_{se2} - R_{on} R_0 - R_{on} R_{se2}) D}{L_2 (R_0 + R_{se2})} - \frac{R_{L2} R_0 + R_{L2} R_{se2} + R_0 R_{se2}}{L_2 (R_0 + R_{se2})} \quad (154)$$

3.5 Modelagem do conversor *Cuk*

A Figura 44 representa o conversor *Cuk*. A topologia do conversor *Cuk* é composta por quatro armazenadores de energia, sendo as variáveis de estados semelhantes ao conversor SEPIC representadas na equação (131). A equação (132) também será considerada para o conversor *Cuk*, considerando a queda de tensão no diodo como uma fonte de entrada.

Figura 44 – Conversor *Cuk*

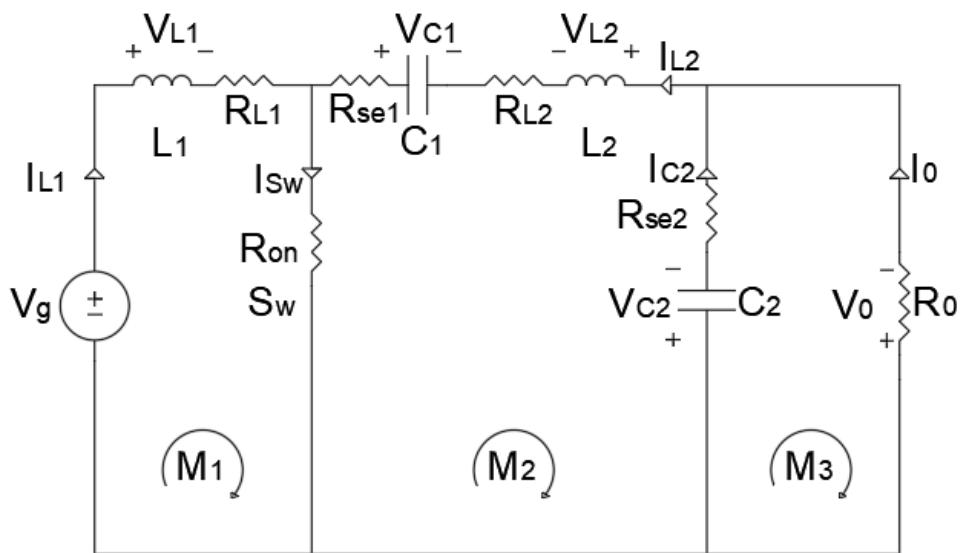


Fonte: Autoria própria.

A Figura 45, representa o circuito equivalente do conversor *Cuk*, quando a chave está fechada.

Na primeira etapa de funcionamento, o diodo de roda livre D_{RL} está bloqueado, comportando-se como um circuito aberto. Através da malha M_1 é obtida a tensão no indutor L_1 .

Figura 45 – Chave fechada do conversor Cuk ideal



Fonte: Autoria própria.

$$v_{L1} + i_{L1}R_{L1} + i_{sw}R_{on} - v_g = 0, \quad (155)$$

A corrente na chave I_{Sw} é equivalente a soma das correntes i_{L1} e i_{L2} . Dessa forma, é obtida a equação diferencial do indutor L_1 .

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1} - \frac{R_{L1} + R_{on}}{L_1} i_{L1} - \frac{R_{on}}{L_1} i_{L2}. \quad (156)$$

A tensão no indutor L_2 , é obtida pela malha M_2 .

$$-i_{L2}R_{se1} + v_{C1} - v_{L2} - i_{L2}R_{L2} - i_{C2}R_{se2} - v_{C2} - i_{sw}R_{on} = 0, \\ v_{L2} = -R_{on}i_{L1} - (R_{se1} + R_{L2} + R_{on})i_{L2} + v_{C1} - v_{C2} - i_{C2}R_{se2} \quad (157)$$

A corrente que passa pelo capacitor C_1 é igual à corrente no indutor L_1 .

$$\begin{aligned} i_{C1} &= -i_{L2}, \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{1}{C_1}i_{L2}. \end{aligned} \tag{158}$$

A corrente i_{L2} pode ser obtida por meio da Lei dos nós de Kirchhoff, sendo equivalente à soma das correntes i_0 e i_{C2} . Dessa forma, a equação diferencial do capacitor C_2 pode ser

obtida a partir da análise da malha M_3 .

$$\begin{aligned} -R_0i_0 + v_{C2} + R_{se2}i_{C2} &= 0, \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})}i_{L2} - \frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})}v_{C2}. \end{aligned} \quad (159)$$

Ao substituir a variável de estado do capacitor C_1 na equação do indutor L_1 , obtém-se a equação (160).

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} &= -\frac{R_{on}}{L_2}i_{L1} - \frac{R_{C1}R_0 + R_{C1}R_{C2} + R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{C2} + R_{on}R_0 + R_{on}R_{C2} + R_0R_{C2}}{L_2(R_0 + R_{C2})}i_{L2} \\ &+ \frac{1}{L_2}v_{C1} - \frac{R_0}{L_2R_0 + R_{C2}}v_{C2}. \end{aligned} \quad (160)$$

A tensão na carga é obtida por meio da Lei de Ohm, sendo representada em termos das variáveis de estado na equação (159).

$$\begin{aligned} v_0 &= i_0R_0 = (i_{L2} - i_{C2})R_0, \\ v_0 &= \frac{R_0R_{se2}}{R_0 + R_{se2}}i_{L2} + \frac{R_0}{R_0 + R_{C2}}v_{C2}. \end{aligned} \quad (161)$$

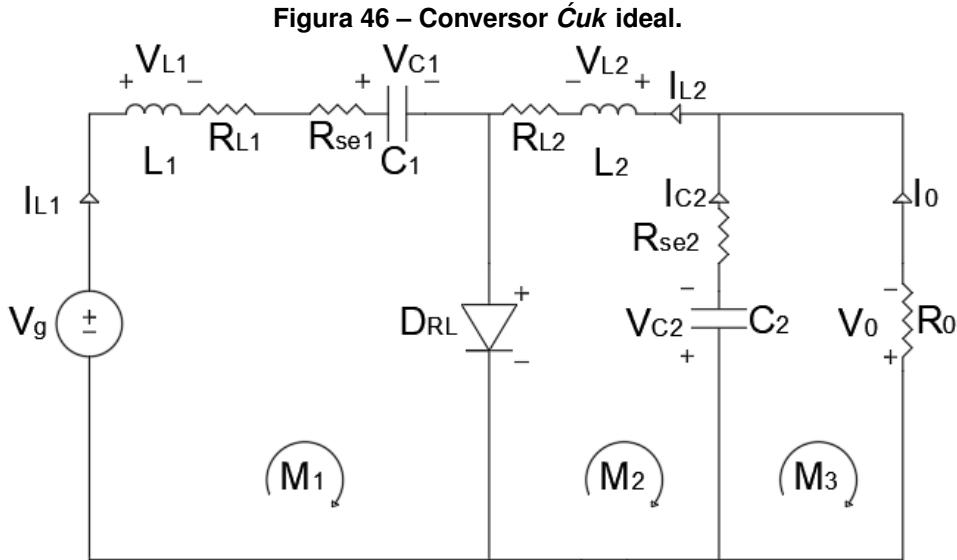
A partir das variáveis de estado e da equação (161), que representa a matriz de saída para a chave fechada, obtém-se a representação em espaço de estados do conversor *Cuk* na equação (163).

Sendo o elemento localizado na linha 2, coluna 2 da matriz **A** representado na equação (162).

$$a_{22_{on}} = \frac{-R_{C1}R_0 - R_{C1}R_{C2} - R_{L2}R_0 - R_{L2}R_{C2} - R_{on}R_0 - R_{on}R_{C2} - R_0R_{C2}}{L_2(R_0 - R_{C2})}. \quad (162)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} -R_{L1} - R_{on} & -\frac{R_{on}}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{-R_{on}}{L_2} & a_{22_{on}} & \frac{1}{L_2} & \frac{-R_0}{L_2R_0 + R_{C2}} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_0R_{se2}}{R_0 + R_{se2}} & 0 & \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = 0. \end{aligned} \quad (163)$$

Para a segunda etapa de operação do conversor *Cuk*, a chave está aberta e o diodo de rota livre D_{RL} está diretamente polarizado. A Figura 46 representa a segunda etapa de comutação da chave.



Fonte: Autoria própria.

A variável de estado do indutor (L_1) é calculada a partir da malha M_1 , sendo esta representada pela equação (164).

$$\begin{aligned} -v_g + v_{L1} + i_{L1}R_{L1} + i_{L1}R_{se1} + v_{C1} + v_D &= 0, \\ \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_g}{L_1} - \frac{v_D}{L_1} - \frac{R_{L1} + R_{se1}}{L_1}i_{L1} - \frac{1}{L_1}v_{C1}. \end{aligned} \quad (164)$$

Através da malha M_2 é obtida a tensão no indutor (L_2).

$$\begin{aligned} -i_{L2}R_{L2} - v_{L2} - i_{C2}R_{se2} - v_{C2} - v_D &= 0, \\ v_{L2} &= -v_D - i_{L2}R_{L2} - v_{C2} - i_{C2}R_{se2}. \end{aligned} \quad (165)$$

A corrente que passa pelo capacitor C_1 é equivalente à corrente do indutor L_1 .

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L1}, \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C_1}i_{L1}. \end{aligned} \quad (166)$$

Por meio da malha M_3 , obtém-se a variável de estado do capacitor C_1 .

$$\begin{aligned} -R_0i_0 + v_{C2} + R_{se2}i_{C2} &= 0, \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})}i_{L2} - \frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})}v_{C2}. \end{aligned} \quad (167)$$

Substituindo a variável de estado do capacitor C_2 na equação do indutor L_2 , obtém-se a equação (168).

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{v_d}{L_2} - \frac{R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{C2} + R_0R_{se2}}{L_2(R_0 + R_{se2})}i_{L2} - \frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{se2})}v_{C2}. \quad (168)$$

A equação (169) representa a tensão de saída v_0 .

$$v_0 = i_0R_0 = (i_{L2} - i_{C2})R_0,$$

$$v_0 = \frac{R_0R_{se2}}{R_0 + R_{se2}}i_{L2} + \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}}v_{C2}. \quad (169)$$

Por meio das variáveis de estado e da matriz de saída, tem-se a representação em espaço de estados do conversor *Cuk* quando a chave está fechada.

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1} - R_{se1}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{C2} + R_0R_{se2}}{L_2(R_0 + R_{se2})} & 0 & -\frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{se2})} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_0R_{se2}}{R_0 + R_{se2}} & 0 & \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = 0. \quad (170)$$

Através das equações no espaço de estados (163) e (170), é deduzida a equação (172) em espaço de estados para o conversor *Cuk*.

A equação (171) representa o elemento localizado na linha 2, coluna 2 da matriz **A**.

$$a_{22_{off}} = -\frac{(R_{se1}R_0 + R_{se1}R_{se2} + R_{on}R_{se2})D + R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{se2} + R_0R_{se2}}{L_2(R_0 + R_{se2})} \quad (171)$$

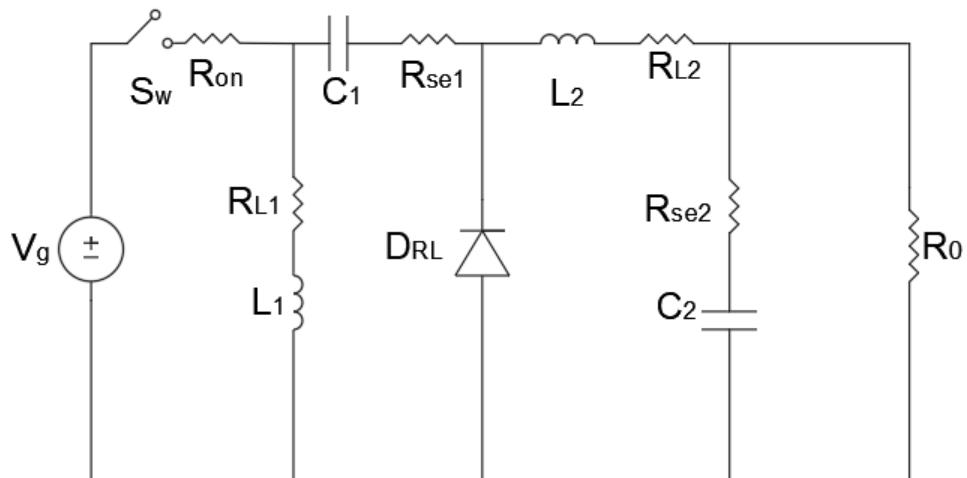
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
 \frac{(R_{se1} - R_{on})D - R_{L1} - R_{se1}}{L_1} & -\frac{R_{on}D}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} & 0 \\
 -\frac{R_{on}D}{L_2} & a_{22_{off}} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{se2})} \\
 \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\
 0 & \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})}
 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{B} = \begin{bmatrix}
 \frac{1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\
 0 & \frac{D-1}{L_2} \\
 0 & 0 \\
 0 & 0
 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix}
 0 & \frac{R_0 R_{se2}}{R_0 + R_{se2}} & 0 & \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}}
 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \quad (172)$$

3.6 Modelagem do conversor Zeta

A Figura 47 representa o conversor *Zeta*. A topologia do conversor *Zeta* é composta por quatro armazenadores de energia, sendo considerada a mesma ordem das variáveis de estados utilizadas nos conversores SEPIC e *Cuk*. O diodo também será considerado uma fonte de entrada. Logo, as equações (131) e (132) são utilizadas para a modelagem do conversor *Zeta*.

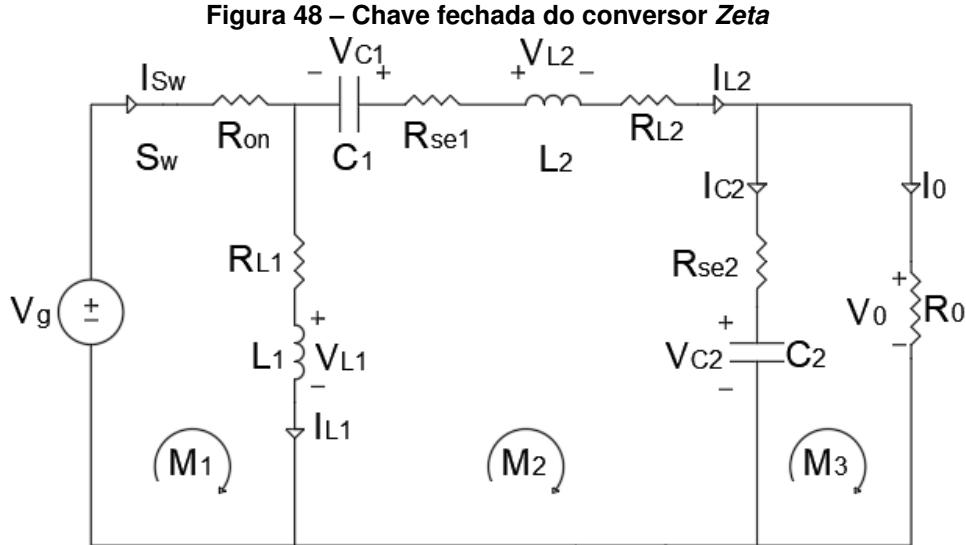
A Figura 47 representa a inserção das não idealidades no conversor *Zeta*.

Figura 47 – Conversor Zeta



Fonte: Autoria própria.

A Figura 48 representa o circuito equivalente do conversor Zeta quando a chave está fechada.



Fonte: Autoria própria.

A equação (173) é deduzida a partir da malha M_1 , representando a variável de estado correspondente à corrente no indutor L_1 . A corrente i_{sw} equivalente à soma das correntes i_{L1} e i_{L2} .

$$\begin{aligned} -v_g + i_{sw}R_{on} + i_{L1}R_{L1} + v_{L1} &= 0, \\ \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_g}{L_1} - \frac{R_{on} + R_{L1}}{L_1}i_{L1} - \frac{R_{on}}{L_1}i_{L2}. \end{aligned} \quad (173)$$

A tensão no indutor L_2 , é obtida pela malha M_2 , sendo representada na equação (174).

$$\begin{aligned} -v_{C1} + i_{L2}R_{se1} + i_{L2}R_{L2} + v_{L2} + i_{C2}R_{se2} + v_{C2} - v_{L1} - i_{L1}R_{L1} &= 0, \\ v_{L2} &= i_{L1}R_{L1} - (R_{se1} + R_{L2}) + v_{C1} - v_{C2} + v_{L1} - i_{C2}R_{se2}. \end{aligned} \quad (174)$$

A corrente do capacitor C_1 é igual, em módulo, porém com sinal oposto, à corrente i_{L2} .

$$\begin{aligned} i_{C1} &= -i_{L2}, \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{1}{C_1}i_{L2}. \end{aligned} \quad (175)$$

A variável de estado v_{C2} é obtida através da malha M_3 , na qual a corrente i_{C2} é equivalente à corrente i_{L2} menos a corrente i_0 .

$$\begin{aligned}
R_0 i_0 - v_{C2} - R_{se2} i_{C2} &= 0, \\
\frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} i_{L2} - \frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})} v_{C2}.
\end{aligned} \tag{176}$$

Substituindo a equação (176) na tensão do indutor L_2 , resulta na equação (174).

$$\begin{aligned}
\frac{di_{L2}}{dt} &= -\frac{R_{C1}R_0 + R_{se1}R_{se2} + R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{se2} + R_{on}R_0 + R_{on}R_{se2} + R_0R_{se2}}{L_2(R_0 + R_{se2})} i_{L2} \\
&+ \frac{v_g}{L_2} - \frac{R_{on}}{L_2} i_{L1} + \frac{1}{L_2} v_{C1} - \frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{se2})} v_{C2}
\end{aligned} \tag{177}$$

A matriz de saída do conversor *Zeta* é definida pela tensão na carga v_0 , sendo representada na equação (178).

$$\begin{aligned}
v_0 &= i_0 R_0 = (i_{L2} - i_{C2}) R_0, \\
v_0 &= \frac{R_0 R_{se2}}{R_0 + R_{se2}} i_{L2} + \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}} v_{C2}.
\end{aligned} \tag{178}$$

A representação em espaço de estado da primeira etapa de comutação do conversor *Zeta* é dada pela equação (180).

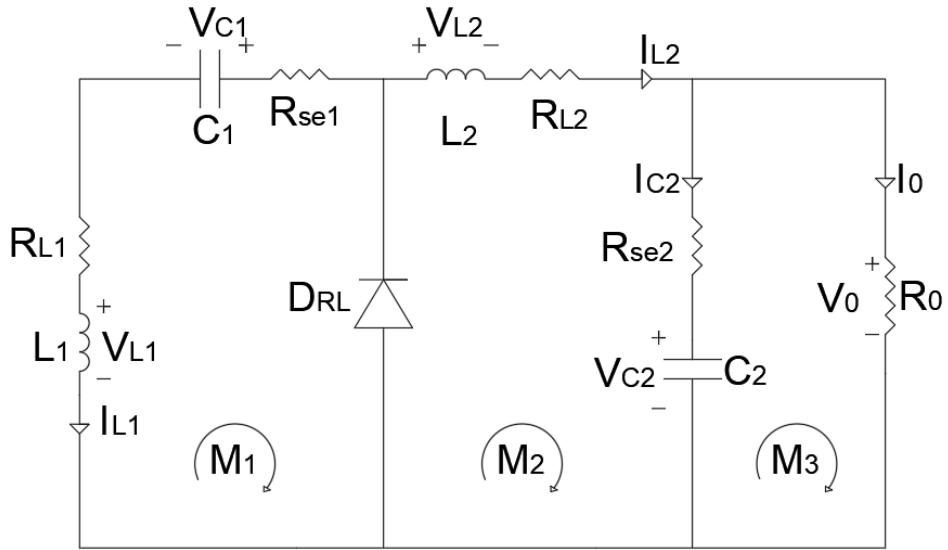
O elemento localizado na linha 2, coluna 2 da matriz \mathbf{A}_1 na equação (180) é representado na equação (179).

$$a_{22_{on}} = -\frac{R_{C1}R_0 + R_{se1}R_{se2} + R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{se2} + R_{on}R_0 + R_{on}R_{se2} + R_0R_{se2}}{L_2(R_0 + R_{se2})}. \tag{179}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{on} + R_{L1}}{L_1} & -\frac{R_{on}}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{R_{on}}{L_2} & a_{22_{on}} & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{se2})} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_0 R_{se2}}{R_0 + R_{se2}} & 0 & \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = 0.
\end{aligned} \tag{180}$$

A Figura 49, representa a segunda etapa de operação do conversor *Zeta*, quando a chave encontra-se aberta e o diodo de roda livre D_{RL} está polarizado diretamente.

Figura 49 – Conversor Zeta chave aberta.



Fonte: Autoria própria.

A variável de estado i_{L1} é obtida através da malha M_1 , como descrito na equação (181).

$$\begin{aligned} -v_{C1} - i_{L1}R_{se1} - v_d - i_{L1}R_{L1} - v_{L1} &= 0, \\ \frac{di_{L1}}{dt} &= -\frac{v_d}{L_1} - \frac{R_{se1} + R_{L1}}{L_1}i_{L1} - \frac{1}{L_1}v_{C1}. \end{aligned} \quad (181)$$

Através da malha M_2 é obtida a tensão no indutor L_2 .

$$\begin{aligned} v_{L2} + R_{L2}i_{L2} + R_{C2}i_{C2} + v_{C2} + v_d &= 0, \\ v_{L2} &= -v_d - R_{L2}i_{L2} - v_{C2} - R_{C2}i_{C2}. \end{aligned} \quad (182)$$

A corrente que passa pelo capacitor C_1 é equivalente a corrente i_{L1} .

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L1}, \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C1}i_{L1} \end{aligned} \quad (183)$$

A partir da malha M_3 é obtida a variável de estado v_{C2} , cuja forma é apresentada na equação (184).

$$\begin{aligned} i_0R_0 - v_{C2} - i_{C2}R_{C2} &= 0, \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{C2})}i_{L2} - \frac{1}{C_2(R_0 + R_{C2})}v_{C2}. \end{aligned} \quad (184)$$

Substituindo a equação (184) na tensão do indutor L_2 , tem-se a equação diferencial sendo representada na equação (185).

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{v_d}{L_2} - \frac{R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{C2} + R_0R_{C2}}{L_2(R_0 + R_{C2})}i_{L2} - \frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{C2})}v_{C2} \quad (185)$$

A equação (186) representa a tensão da carga v_0 em função das variáveis de estado.

$$\begin{aligned} v_0 &= R_0i_0, \\ v_0 &= \frac{R_0R_{C2}}{R_0 + R_{C2}}i_{L2} + \frac{R_0}{R_0 + R_{C2}}v_{C2}. \end{aligned} \quad (186)$$

A equação (187) representa o espaço de estado para a segunda etapa de comutação do conversor *Zeta*.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{se1} + R_{L1}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{C2} + R_0R_{C2}}{L_2(R_0 + R_{C2})} & 0 & -\frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{C2})} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{C2})} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_2 = 0. \end{aligned} \quad (187)$$

O modelo em espaço de estados para o conversor *Zeta*, considerando as etapas de comutação da chave, é apresentada na equação (189).

Na equação (188), tem-se o elemento correspondente à linha 2, coluna 2 da matriz \mathbf{A}_2 da equação (189).

$$\begin{aligned} a_{22} &= -\frac{(R_{se1}R_0 + R_{se1}R_{se2} + R_{on}R_0 + R_{on}R_{se2})D}{L_2(R_0 + R_{se2})} \\ &\quad - \frac{(R_{L2}R_0 + R_{L2}R_{se2} + R_0R_{se2})}{L_2(R_0 + R_{se2})}. \end{aligned} \quad (188)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \frac{(R_{se1} - R_{on})D - R_{se1} - R_{L1}}{L_1} & -\frac{R_{on}D}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} & 0 \\ \frac{-R_{on}D}{L_2} & a_{22} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R_0}{L_2(R_0 + R_{se2})} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_0}{C_2(R_0 + R_{se2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_0 + R_{se2})} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ \frac{D}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_0 R_{se2}}{R_0 + R_{se2}} & 0 & \frac{R_0}{R_0 + R_{se2}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \quad (189)
\end{aligned}$$

4 PROJETO E SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES CC-CC

Este capítulo apresenta as simulações dos conversores CC-CC não isolados, sendo utilizados dois *softwares*: para análise de circuito, foi utilizado o *software* PSIM® e para análise do modelo matemático foi utilizado o *software* MATLAB®.

4.1 Simulação do conversor *Buck*

Para projetar um conversor CC-CC, alguns parâmetros são considerados fixos. Esses parâmetros correspondem às especificações do projeto, tais como a tensão da fonte (V_g), a tensão da carga (V_0) e a corrente da carga (I_0). A potência de saída do conversor CC-CC também é especificada no projeto, principalmente para analisar a eficiência do conversor.

Na Tabela 1 tem-se os valores escolhidos para o projeto de um conversor *Buck*.

Tabela 1 – Parâmetros do conversor *Buck*

Tensão da fonte (V_g)	25 V
Tensão da carga (V_0)	12 V
Corrente máxima da carga (I_0)	5 A
Potência máxima de saída (P_0)	60 W

Fonte: Autoria própria.

A partir dos valores apresentados na Tabela 1 é possível obter outros valores para o projeto do conversor *Buck*, vide Figura 1, representados nas equações (190) e (191).

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0} = 2,4 \Omega, \quad (190)$$

$$D = \frac{V_0}{V_g} = 0,48. \quad (191)$$

O valor do *duty cycle*, representado na equação (191), é utilizado para um conversor ideal. É importante notar que esse valor deve ser recalculado considerando as perdas elétricas no conversor.

A frequência de comutação (F_{sw}), a variação de corrente no indutor (ΔI_L) e variação da tensão na saída (ΔV_c)¹ são parâmetros que podem ser determinados pelo projetista.

Segundo Rashid (2014), a frequência de comutação para conversores CC-CC costuma variar de 20 kHz até 1 MHz. A escolha de um valor específico dessa frequência está diretamente relacionada com o tamanho dos componentes e com as perdas elétricas no chaveamento. O valor de ondulação da corrente no indutor pode ser escolhida para evitar o CRM e o DCM, como pode ser observado na equação (4). Nesse projeto, a variação da corrente no indutor equivale

¹ A ondulação da tensão na carga, geralmente, é considerada significativamente inferior à tensão média da carga.

a 10% do valor médio da corrente na carga I_0 . A variação de tensão na carga equivale a 1% da tensão média na carga V_0 .

Tabela 2 – Parâmetros determinados pelo projetista.

Frequência de comutação (F_{sw})	50 kHz
Variação de corrente (ΔI_L)	0,5 A
Variação da tensão (ΔV_C)	0,12 V

Fonte: Autoria própria.

A partir dos valores especificados nas Tabelas 1 e 2, é possível calcular os valores do filtro LC . O valor de indutância (L) pode ser calculado, isolando-o na equação (8).

$$L = \frac{V_g(1 - D)D}{2\Delta I_L F_{sw}} = 124,8 \mu\text{H}. \quad (192)$$

A mesma variação de corrente que existe no indutor é passada para a carga, gerando uma corrente CC e uma ondulação. Para amenizar a ondulação de corrente e tensão é colocado um capacitor em paralelo com a carga. Para a componente CC, o capacitor comporta-se como um circuito aberto; logo, a tensão CC atua diretamente na carga. A ondulação de tensão é dividida entre o capacitor e a carga. Caso o valor da reatância do capacitor $(2\pi F_{sw}C)^{-1}$ seja menor do que o valor da impedância da carga, cria-se um caminho de menor impedância para a ondulação de tensão, fazendo com que a maior parcela da ondulação seja imposta ao capacitor (Erickson; Maksimovic, 2001).

O valor da capacitância C pode ser obtido de acordo com a equação (193). Por fim, as equações (192) e (193) definem o filtro LC .

$$C = \frac{V_g(1 - D)D}{8L\Delta V_c F_{sw}^2} = 20,833 \mu\text{F}. \quad (193)$$

Os valores de indutância e capacitância, referentes ao filtro LC na saída do conversor, equações (192) e (193), são utilizados como referência para componentes comerciais. O indutor IHB4BV121K apresenta, em seu *datasheet*, um valor de indutância de $120\mu\text{H}$ com uma tolerância de $\pm 10\%$, sendo um valor bem próximo do calculado na equação (192). O valor do capacitor comercial utilizado no projeto apresenta uma capacitância de $47\mu\text{F}$. Esse valor é superior ao dobro do valor calculado na equação (193). Este valor é escolhido levando em conta o controle do conversor *Buck*, em que o aumento da capacitância melhora aspectos relativos à estabilidade do conversor para uma faixa de ganho maior. A Tabela 3 lista os valores determinados para o projeto.

As não idealidades utilizadas para o cálculo analítico e simulação do conversor *Buck* são extraídas do *datasheet* dos componentes escolhidos. Para a escolha dos componentes foram consideradas as tensões e correntes suportadas por cada componente. A Tabela 4 apresenta os valores de interesse para esse projeto e modelo de cada componente.

O modelo utilizado na Seção 3.1 tem o objetivo de considerar algumas não idealidades do problema. Antes de prosseguir com a implementação do controle PID, é necessário comprovar se o tal modelo é uma boa representação para o sistema. Para tal foram utilizados dois

Tabela 3 – Valores dos parâmetros do conversor

Parâmetro	Valor
Capacitância (C)	$47 \mu\text{F}$
<i>duty cycle</i> (D)	0,48
Frequência de comutação (F_{sw})	50 kHz
Indutor (L)	$120 \mu\text{H}$
Resistência da carga (R_0)	$2,4 \Omega$
Tensão da carga (V_0)	12 V
Tensão da fonte (V_g)	25 V

Fonte: Autoria própria.

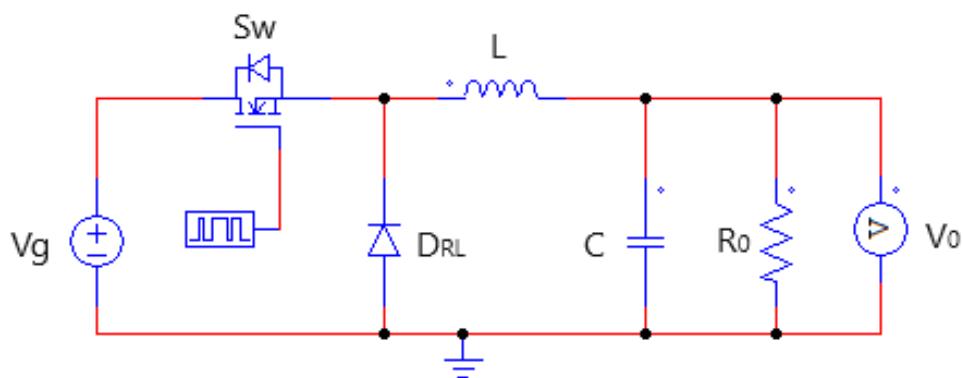
Tabela 4 – Não idealidades consideradas

Componente	Modelo	Não idealidades
Capacitor	EEH-AZC1H470B	$R_{se} = 30 \text{ m}\Omega$
Chave	IRF8010	$R_{on} = 15 \text{ m}\Omega$
Diodo	821-SR804	$V_D = 0,55 \text{ V}$
Indutor	IHB4BV121K	$R_L = 28 \text{ m}\Omega$

Fonte: Autoria própria.

softwares: o *software* PSIM® foi utilizado para comparar o modelo matemático com a simulação do circuito. Já o *software* MATLAB® será utilizado para gerar a resposta em regime transitório e regime permanente do modelo matemático. Outro ponto a ser considerado nas simulações é a representação da queda de tensão do diodo como uma fonte de entrada. Para a primeira análise, a comparação entre os resultados dos dois *softwares* é realizada considerando o diodo como um elemento ideal ($V_D = 0$).

A Figura 50 representa o esquemático do conversor Buck no simulador PSIM®.

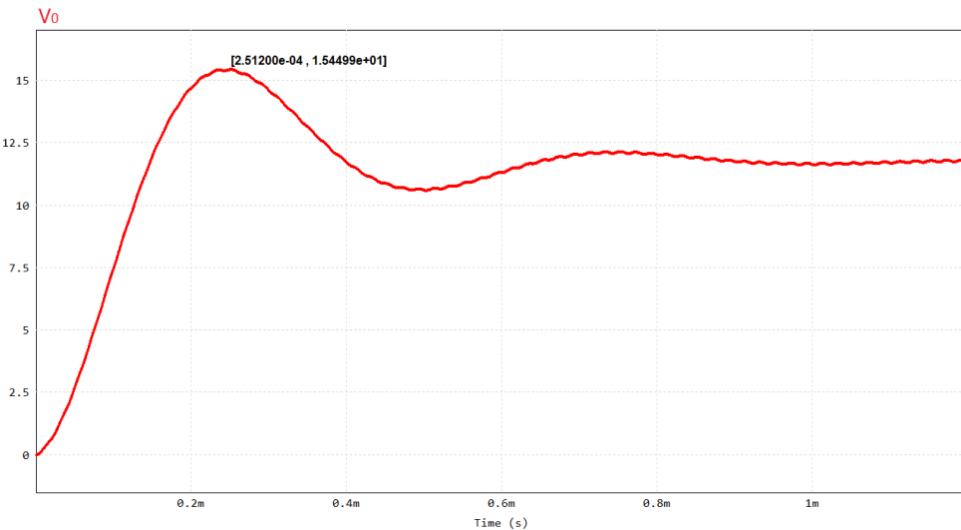
Figura 50 – Esquemático do conversor Buck

Fonte: Autoria própria.

A simulação do PSIM® é realizada com a adição dos parâmetros de cada elemento, em que as não idealidades podem ser consideradas, ou não. A Figura 51 mostra o regime transitório da tensão da carga (V_0), considerando as não idealidades do conversor Buck.

Os valores destacados na Figura 51 referem-se o tempo de pico (0,0251 ms) e valor de pico da tensão na carga (15,514 V). Tais valores são grandezas que podem ser utilizadas para comparar as curvas geradas em ambos os *softwares*. Outro valor que será utilizado para

Figura 51 – Regime transitório do conversor *Buck* ($V_D = 0$)



Fonte: Autoria própria.

comparação é o valor em regime permanente; no caso dessa simulação, o valor em regime permanente é 11,826 V.

Para realizar as simulações em MATLAB®, o primeiro passo é obter as matrizes da equação (110) utilizando os valores disponíveis na Tabela 3. As matrizes resultantes são obtidas na equação (194); também é representada nessa mesma equação a matriz da fonte de entrada (**U**), considerando um diodo ideal ($V_D = 0$).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -540 & -8230 \\ 21014 & -8756 \end{bmatrix}, & \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 4000 & -4333,3 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 0,0296 & 0,9877 \end{bmatrix}, & \mathbf{D} &= 0, \\
 \mathbf{U} &= \begin{bmatrix} 25 \\ 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{194}$$

Utilizando as matrizes da equação (194) é possível resolver a equação (77) para obter a tensão em regime permanente, obtendo o valor de 11,827 V.

Através do MATLAB® é possível obter a função de transferência em função da entrada no domínio da frequência. Essa função de transferência é representada na equação (195).

$$G(s) = \frac{2963s + 2,101 \times 10^9}{s^2 + 9296s + 1,777 \times 10^8}. \tag{195}$$

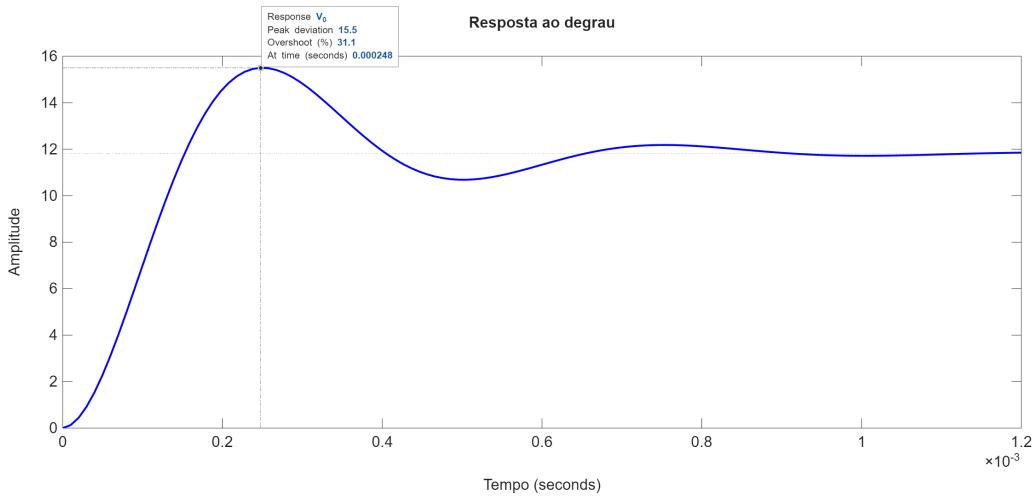
A função de transferência apresentada na equação (195) representa a relação entre a tensão na carga v_o e a razão cíclica d , que é tratada como uma variável temporal responsável

pela variação da tensão de saída. Essa análise é conduzida considerando a tensão da fonte V_g como constante.

$$G(s) = \frac{v_0(s)}{d(s)} \quad (196)$$

A Figura 52 representa o regime transitório e de estado estacionário, utilizando a resposta ao degrau da equação (195).

Figura 52 – Regime transitório do conversor *Buck* no MATLAB® ($V_D = 0$)



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 5 mostra os valores obtidos em ambos os *softwares* de simulação e suas diferenças de valores.

Tabela 5 – Comparação do transitório do conversor *Buck* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando $V_D = 0$

	PSIM	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	15,514	15,5	$1,40 \times 10^{-2}$	0,090 %
Máximo sobressinal	31,19 %	31,06 %	$1,22 \times 10^{-3}$	0,390 %
Tempo de pico (s)	$2,51 \times 10^{-4}$	$2,48 \times 10^{-4}$	$3,30 \times 10^{-6}$	1,315 %
Valor eficaz (V)	11,826	11,827	$1,00 \times 10^{-3}$	0,008 %

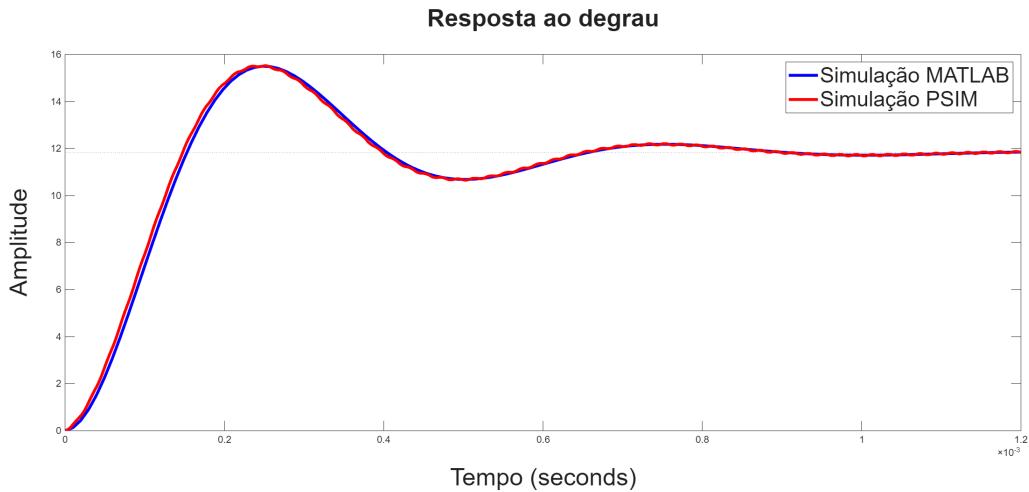
Fonte: Autoria própria.

Utilizando uma importação da curva da tensão da carga do PSIM® para o MATLAB®, é gerada uma sobreposição de curvas, ilustrado na Figura 53.

O próximo passo é avaliar a tensão de junção do diodo (V_D) como uma fonte de entrada. Para a simulação no PSIM®, considerou-se o diodo com uma queda de tensão ($V_D = 0,55$ V).

Considerando duas entradas para o conversor *Buck*, é necessário fazer outra análise para os fatores da fonte de entrada. Essa nova análise é obtida utilizando o princípio da superposição para obter a curva da tensão na carga (V_0). A matriz **B** pode ser dividida em duas colunas, sendo que a primeira coluna refere-se à fonte de entrada (V_g) e a segunda refere-se à tensão no diodo (V_D). A nova matriz **Bs** é obtida de acordo com a equação (197).

Figura 53 – Comparação do transitório do conversor *Buck* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)



Fonte: Autoria própria.

$$\mathbf{Bs} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g + \begin{bmatrix} -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_D = \begin{bmatrix} 97617 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (197)$$

A fonte de entrada está relacionada apenas a matriz **B**. Logo, as matrizes **A**, **C** e **D** não serão alteradas. A equação (198) representa a função no domínio da frequência obtida com as matrizes **A**, **Bs**, **C** e **D**.

$$V_0(s) = \frac{2892s + 2,051 \times 10^9}{s^2 + 9296s + 1,777 \times 10^8}. \quad (198)$$

A Tabela 6 apresenta a comparação dos resultados obtidos pelos dois softwares com a queda de tensão no diodo ($V_D = 0,55$). Pode ser observado na Tabela 6 uma pequena queda na tensão de pico e regime permanente. Esse mesmo fato ocorre em ambas as simulações.

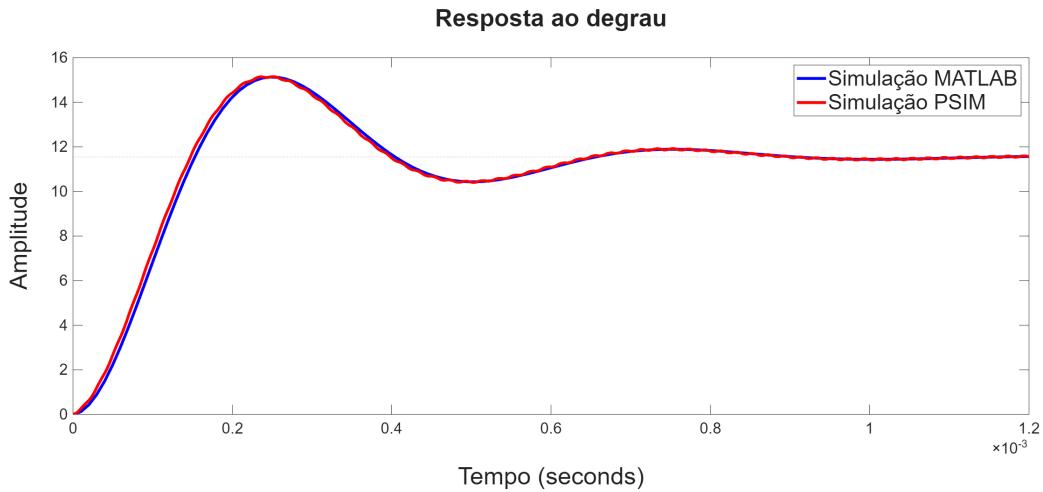
Tabela 6 – Comparação do transitório do conversor *Buck* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando $V_D = 0,55$ V

Conversor <i>Buck</i>	PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	15,145	15,131	$1,40 \times 10^{-2}$	0,092 %
Máximo sobressinal	31,18 %	31,06 %	$1,22 \times 10^{-3}$	0,392 %
Tempo de pico (s)	$2,51 \times 10^{-4}$	$2,48 \times 10^{-4}$	$3,30 \times 10^{-6}$	1,315 %
Valor eficaz (V)	11,545	11,545	0	0 %

Fonte: Autoria própria.

A Figura 54 apresenta a sobreposição para as duas simulações.

Figura 54 – Comparação do transitório do conversor *Buck* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando a entrada $V_g = 25\text{V}$ e $V_D = 0,55\text{V}$



Fonte: Autoria própria.

4.2 Simulação do conversor *Boost*

O conversor *Boost* pode ser criado com a mesma quantidade de componentes eletrônicos que o conversor *Buck*. No projeto do conversor CC-CC *Boost* foram considerados como fixos os valores apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros do conversor *Boost*

Tensão da fonte (V_g)	12 V
Tensão da carga (V_0)	25 V
Corrente da carga (I_0)	2,5 A
Potência de saída (P_0)	62,5 W

Fonte: Autoria própria.

Os valores de resistência equivalente e *duty cycle* encontram-se nas equações (199) e (200)

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0} = 10 \Omega, \quad (199)$$

$$D = 1 - \frac{V_g}{V_0} = 0,52. \quad (200)$$

Semelhante ao conversor *Buck*, o valor do *duty cycle* é calculado considerando um circuito ideal. Para determinar o valor final em regime permanente, devem ser consideradas as não idealidades presentes no sistema.

A frequência de comutação (F_{sw}), a variação de corrente no indutor (ΔI_L) e variação da tensão na saída (ΔV_c) são parâmetros que podem ser determinados pelo projetista. Os

limites escolhidos para o conversor *Boost* foram os mesmos limites que o conversor *Buck*, sendo resumidos na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros determinados pelo projetista (*Boost*).

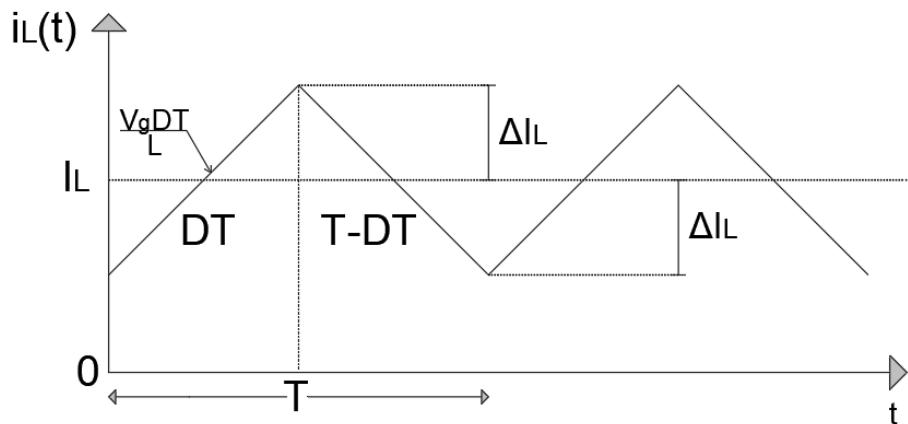
Frequência de comutação (F_{Sw})	50 kHz
Variação de corrente (ΔI_L)	0,25 A
Variação da tensão ΔV_C	0,25 V

Fonte: Autoria própria.

Por conta do filtro *LC* do conversor, os valores do indutor e capacitor do conversor *Boost* divergem dos respectivos valores do conversor *Buck*. As equações a serem apresentadas têm o objetivo de calcular o valor de indutância e capacitância do conversor *Boost*.

A Figura 55 representa a corrente no indutor em regime permanente.

Figura 55 – Corrente no indutor do conversor *Boost* CCM



Fonte: Autoria própria.

Em um conversor *Boost* operando em CCM, a corrente do indutor pode ser representada por uma equação linear, considerando o valor máximo da corrente no indutor para $t = DT$. Logo, a ondulação pode ser obtida de acordo com a equação (201).

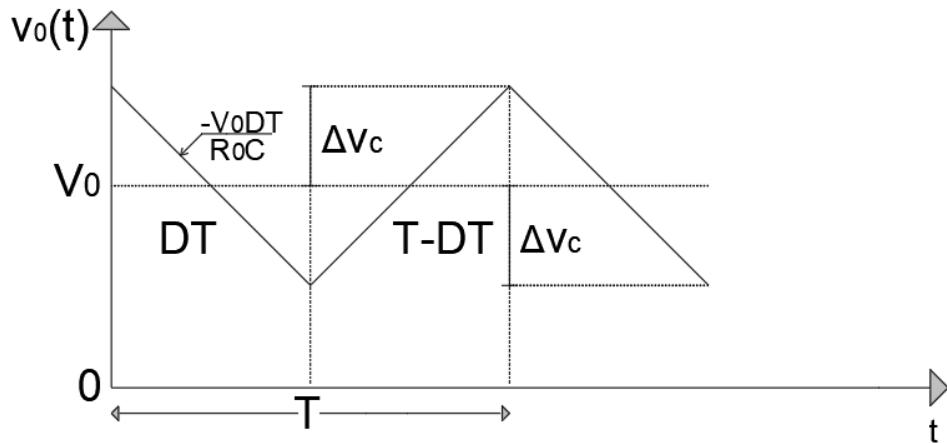
$$\Delta I_L = \frac{V_g DT}{2L}. \quad (201)$$

Para um projeto com ondulação de corrente definida, a equação (202) é utilizada para obter o valor do indutor.

$$L = \frac{V_g DT}{2\Delta I_L} = 249,6 \mu \text{H.} \quad (202)$$

Para a ondulação da tensão de saída, a forma de onda é semelhante à da corrente do indutor, porém, no primeiro estágio, o capacitor está cedendo energia para a carga. A forma de onda da tensão de saída (V_0) é representada na Figura 56.

Figura 56 – Tensão na carga do conversor *Boost* CCM



Fonte: Autoria própria.

A variação de tensão é semelhante para a primeira fase e segunda fase. Logo, considerando a primeira fase, tem-se a equação (203).

$$\Delta v_c = \frac{V_0 DT}{2R_0 C}. \quad (203)$$

Em um projeto com a ondulação máxima do conversor definida, o valor do capacitor é definido pela equação (204).

$$C = \frac{V_0 DT}{2R_0 \Delta v_c} = 52 \mu \text{F.} \quad (204)$$

Os valores de indutância e capacitância são resumidos na Tabela 9. Esses novos valores levam em conta os valores comerciais. O valor do capacitor foi alterado para um valor superior de maneira a obter uma margem maior no sistema de controle do conversor *Boost*.

As não idealidades dos componentes utilizados para o cálculo analítico e simulação do conversor *Boost* são resumidas na Tabela 10. A Figura 57 representa o esquemático do conversor *Boost* no simulador PSIM®.

Tabela 9 – Valores dos parâmetros do conversor

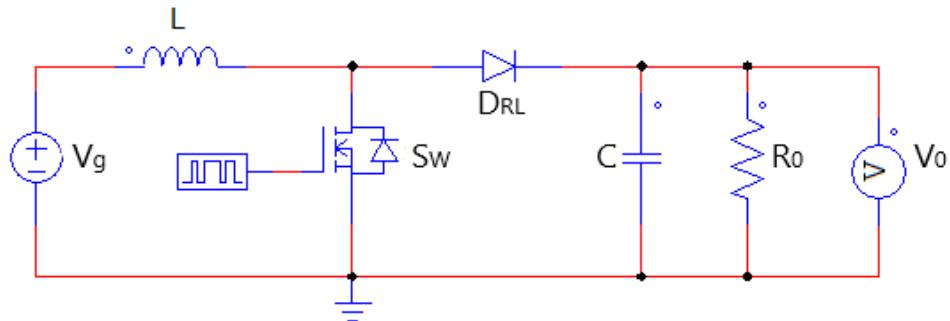
Parâmetro	Valor
Capacitância (C)	$100 \mu\text{F}$
<i>duty cycle</i> (D)	0,52
Frequência de comutação (F_{sw})	50 kHz
Indutor (L)	$270 \mu\text{H}$
Resistência da carga (R_0)	10Ω
Tensão da carga (V_0)	25 V
Tensão da fonte (V_g)	12 V

Fonte: Autoria própria.

Tabela 10 – Não idealidades consideradas conversor *Boost*

Componente	Modelo	Não idealidades
Capacitor	EEHAZA1H101B	$R_{se} = 28 \text{ m}\Omega$
Chave	IRF8010	$R_{on} = 15 \text{ m}\Omega$
Díodo	821-SR804	$V_D = 0,55 \text{ V}$
Indutor	PCV-2-274-10L	$R_L = 60 \text{ m}\Omega$

Fonte: Autoria própria.

Figura 57 – Esquemático do conversor *Boost*

Fonte: Autoria própria.

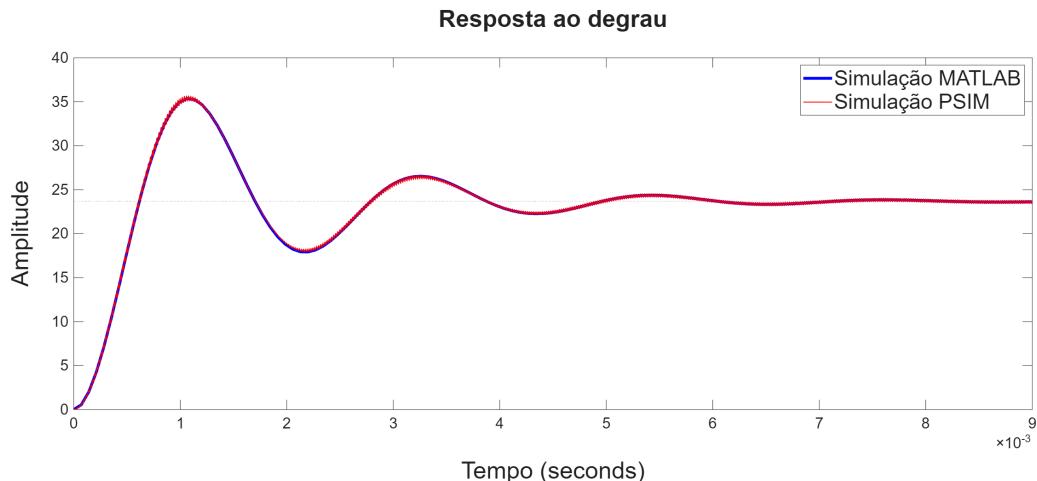
Para realizar as simulações no MATLAB®, o primeiro passo é calcular a equação (121) utilizando os valores disponíveis nas Tabelas 9 e 10. As matrizes da equação (205) são obtidas; nesta mesma equação é representada a matriz da fonte de entrada (**U**), considerando um diodo ideal ($V_D = 0,55 \text{ V}$).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -300,7 & -1772,8 \\ 4786,6 & -997,2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 3703,7 & -1777,8 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 0,0134 & 0,9972 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0,
 \end{aligned} \tag{205}$$

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 12 \\ 0,55 \end{bmatrix}.$$

Na Figura 58 é apresentada a sobreposição das duas curvas geradas pela simulação nos softwares PSIM® e MATLAB®.

Figura 58 – Comparação do transitório do conversor *Boost* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)



Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 11 são listados os valores obtidos pelos softwares PSIM® e MATLAB®. Nesta mesma tabela, também é listada a diferença entre o simulador de circuito e a análise matemática.

Tabela 11 – Comparação do transitório do conversor *Boost* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®)

Conversor <i>Boost</i>	PSIM	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	35,6514	35,3649	0,2865	0,8036 %
Máximo sobressinal	50,5473 %	49,3355 %	0,0121	2,3973 %
Tempo de pico (s)	$1,08 \times 10^{-3}$	$1,06 \times 10^{-3}$	2×10^{-5}	1,8519 %
Valor eficaz (V)	23,6812	23,6815	$0,3 \times 10^{-3}$	0,0013 %

Fonte: Autoria própria.

4.3 Simulação do conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* tem as características de abaixador e elevador de tensão. Para essa simulação serão considerados o conversor *Buck-Boost* operando como abaixador. Neste projeto será considerado como fixos os valores representados na Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros do conversor *Buck-Boost*

Tensão da fonte (V_g)	25 V
Tensão da carga (V_0)	12 V
Corrente da carga (I_0)	5 A
Potência de saída (P_0)	60 W

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 12 apresenta os valores determinados pelo projetista e os valores de resistência equivalente e *duty cycle*. A frequência de chaveamento e porcentagem de ondulação das correntes no indutor e tensão da carga serão semelhantes ao conversor *Buck*.

Tabela 13 – Parâmetros determinados e calculado pelo projetista (*Buck-Boost*).

Frequência de comutação (F_{Sw})	50 kHz
Variação de corrente (ΔI_L)	0,5 A
Variação da tensão (ΔV_C)	0,12 V
Resistência da carga (R_0)	2,4 Ω
<i>duty cycle</i> (D)	0,32

Fonte: Autoria própria.

O cálculo para o filtro LC do conversor *Buck-Boost* é semelhante ao conversor *Boost*. Essa relação pode ser observada por comparação entre as equações diferenciais dos indutores (111) e (122) e as equações diferenciais dos capacitores (112) e (123) dos conversores *Boost* e *Buck-Boost* na primeira etapa de chaveamento. Logo, as equações (202) e (204) são utilizadas para o cálculo do filtro LC .

$$L = \frac{V_g DT}{2\Delta I_L} = 162,16 \mu\text{H}. \quad (206)$$

$$C = \frac{V_0 DT}{2R_0 \Delta v_c} = 270,27 \mu\text{F} \quad (207)$$

Na Tabela 14, os valores de indutância e capacitância referem-se aos valores comerciais.

Tabela 14 – Valores dos parâmetros do conversor *Buck-Boost*

Parâmetro	Valor
Capacitância (C)	330 μF
<i>duty cycle</i> (D)	0,32
Frequência de comutação (F_{sw})	50 kHz
Indutor (L)	180 μH
Resistência da carga (R_0)	2,4 Ω
Tensão da carga (V_0)	12 V
Tensão da fonte (V_g)	25 V

Fonte: Autoria própria.

As não idealidades dos componentes utilizados para o cálculo analítico e simulação do conversor *Buck-Boost* são apresentadas na Tabela 15.

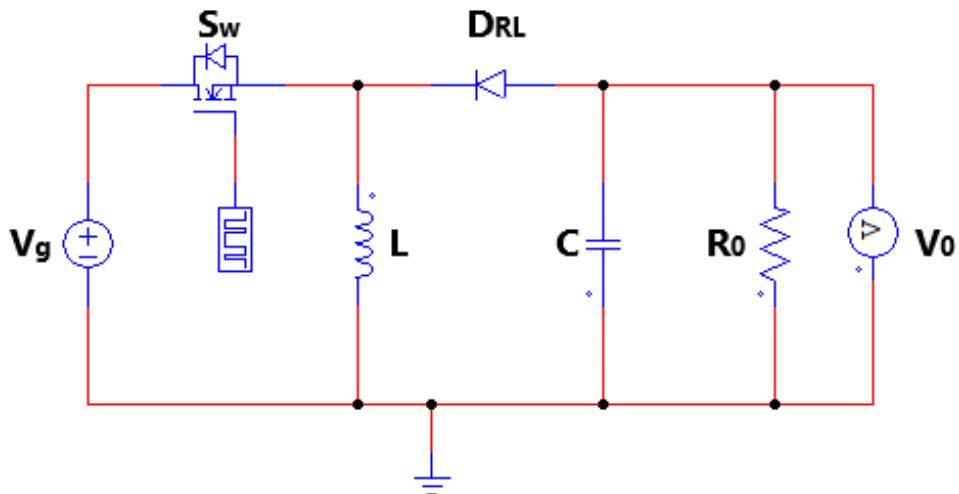
Tabela 15 – Não idealidades consideradas conversor *Buck-Boost*

Componente	Modelo	Não idealidades
Capacitor	EEHAZS1V331B	$R_{se} = 14 \text{ m}\Omega$
Chave	IRF8010	$R_{on} = 15 \text{ m}\Omega$
Diodo	821-SR804	$V_D = 0,55 \text{ V}$
Indutor	PCV-2-184-10L	$R_L = 48 \text{ m}\Omega$

Fonte: Autoria própria.

A Figura 59 representa o esquemático do conversor *Buck-Boost* no simulador PSIM®. As matrizes da representação em espaço de estado do conversor *Buck-Boost* são obtidas na equação (208).

Figura 59 – Esquemático do conversor *Buck-Boost*



Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -345,4 & -3755,9 \\ 2048,7 & -1255,3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1777,8 & -3777,8 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 0,0095 & 0,9942 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0, \\
 \mathbf{U} &= \begin{bmatrix} 25 \\ 0,55 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{208}$$

Aplicam-se as matrizes à simulação, através da equação (208) a função de transferência é obtida com o uso do software MATLAB®, sendo sobreposta pela simulação do PSIM® para conversor *Buck-Boost* na Figura 60.

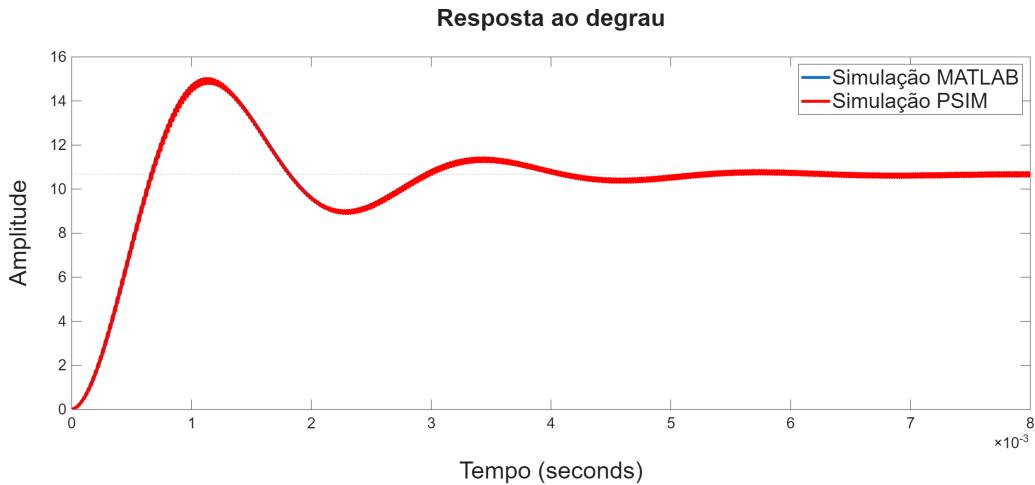
Na Tabela 16 são resumidos os valores obtidos pelo PSIM® e MATLAB®.

Tabela 16 – Comparação do transitório do conversor *Buck-Boost* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando $V_D = 0,55$ V e D corrigido para 0,5 V.

Conversor <i>Buck-Boost</i>	PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	15,0250	14,9380	0,087	0,579 %
Máximo sobressinal	40,7125 %	39,8907 %	0,0082	2,0186 %
Tempo de pico (s)	$1,14 \times 10^{-3}$	$1,15 \times 10^{-3}$	1×10^{-5}	0,8772 %
Valor eficaz (V)	10,6778	10,6784	$0,6 \times 10^{-3}$	0,0056 %

Fonte: Autoria própria.

Figura 60 – Comparação do transitório do conversor *Buck-Boost* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®) considerando a entrada V_{in} e $V_D = 0,55$ V



Fonte: Autoria própria.

4.4 Simulação do conversor SEPIC

O conversor SEPIC será projetado para elevar a tensão de saída em referência a tensão da fonte. Para o conversor SEPIC será considerado como fixos os valores representados na Tabela 17.

Tabela 17 – Parâmetros do conversor SEPIC

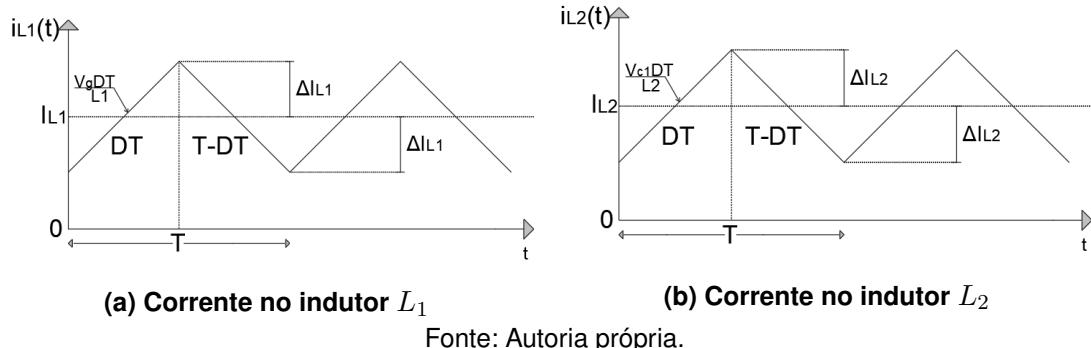
Tensão da fonte (V_g)	15 V
Tensão da carga (V_0)	25 V
Corrente da carga (I_0)	10 A
Potência de saída (P_0)	250 W

Fonte: Autoria própria.

As equações (209) a (213) têm o objetivo de calcular os valores de indutâncias e capacitâncias do conversor SEPIC.

A Figura 61 representa as correntes nos indutores (L_1) e (L_2).

Figura 61 – Corrente nos indutores L_1 e L_2 do conversor SEPIC.



Fonte: Autoria própria.

A partir da análise da Figura 61a, obtém-se a equação (209).

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_g DT}{2L_1}. \quad (209)$$

Isolando o indutor (L_1) na equação (209), e substituindo os valores, tem-se a equação (210).

$$L_1 = \frac{V_g DT}{2\Delta I_{L1}}. \quad (210)$$

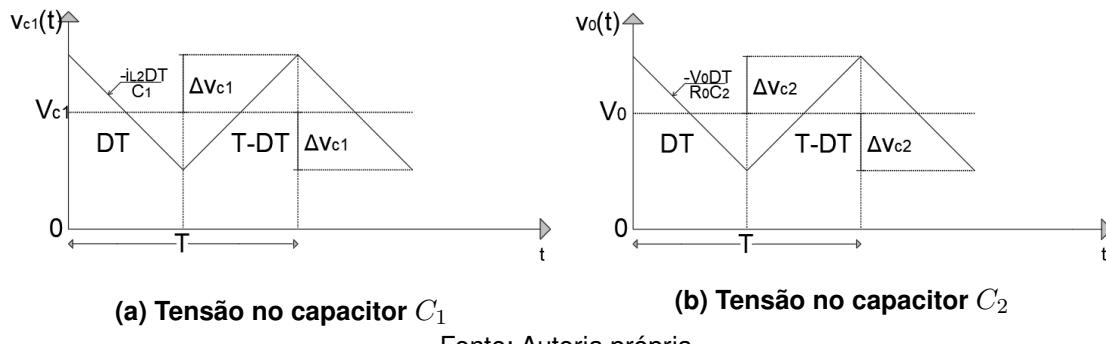
Na Figura 61b tem a representação da corrente no indutor (L_2), isolando o indutor (L_2) na equação (211).

$$L_2 = \frac{V_{C1} DT}{2\Delta I_{L2}}. \quad (211)$$

A tensão no capacitor (C_1) é equivalente a tensão da fonte (V_g). Essa conclusão é obtida substituindo a equação (38) na equação (36). Logo, o resultado da equação (210) será semelhante para o indutor (L_2), apresentado na equação (211)

A Figura 62 representa as tensões nos capacitores (C_1) e (C_2). A Figura 62a representa a variação de tensão no capacitor (C_1). No caso será considerada a corrente no indutor de maneira semelhante à corrente na carga. Logo, para capacitância (C_1) tem-se a equação (212):

Figura 62 – Corrente nos indutores C_1 e C_2 do conversor SEPIC.



Fonte: Autoria própria.

$$C_1 = \frac{I_0 DT}{2\Delta v_{c1}}. \quad (212)$$

e, para a capacitância (C_2), tem-se a equação (213).

$$C_2 = \frac{V_0 DT}{2R_0 \Delta v_{C2}}. \quad (213)$$

As equações (210)–(213) representam os parâmetros recomendados para o projeto do filtro do conversor SEPIC em CCM. Vale ressaltar que, em sistemas com realimentação, algumas alterações podem ser consideradas no projeto final, a fim de garantir a estabilidade e ampliar a faixa de operação do sistema.

Em Kavitha (2021), apresenta-se uma comparação entre os conversores *Boost* e SEPIC aplicados a sistemas fotovoltaicos, com o objetivo de identificar aquele com maior eficiência energética ao longo de todo o período de irradiação. No estudo, adota-se uma variação de corrente nos indutores de 30%, conforme as equações (210) e (211). Para o dimensionamento do capacitor de entrada C_1 , utiliza-se a equação (212). Já o capacitor de saída C_2 tem seu valor dobrado com base na equação (213).

Neste projeto do conversor SEPIC, a variação da corrente nos indutores L_1 e L_2 será considerada como 5% da corrente da fonte (I_g). A ondulação da tensão no capacitor de entrada (C_1) será assumida como 1% da tensão na carga. Para o capacitor de saída (C_2), adota-se também uma ondulação de 1% da tensão da carga, multiplicado seu valor por um fator de 2, a fim de reduzir significativamente a ondulação na saída do conversor. Esses parâmetros estão listados na Tabela 18.

Tabela 18 – Parâmetros determinados e calculado pelo projetista (SEPIC).

Frequência de comutação (F_{Sw})	50 kHz
Variação de corrente (ΔI_{L1})	0,833 A
Variação de corrente (ΔI_{L2})	0,833 A
Variação da tensão (ΔV_{C1})	0,25 V
Variação da tensão (ΔV_{C2})	0,25 V
Resistência da carga (R_0)	2,5 Ω
<i>duty cycle (D)</i>	0,625

Fonte: Autoria própria.

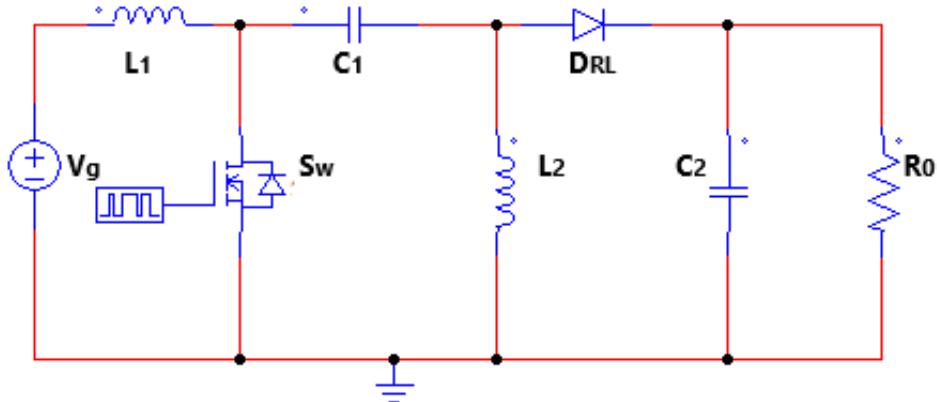
A Tabela 19 resume os valores utilizados nas simulações, sendo considerado valores comerciais dos indutores e capacitores. Para os conversores SEPIC, *Cuk* e *Zeta* discutidos neste trabalho, serão adotados os valores apresentados na Tabela 19. Esses valores representam um filtro aplicável aos três modelos de conversores de quarta ordem, priorizando uma resposta de saída estável — característica desejável para sistemas com controle em malha fechada.

Tabela 19 – Valores dos parâmetros do conversor SEPIC

Parâmetro	Valor
Capacitância (C_1)	$250 \mu\text{F}$
Capacitância (C_2)	$500 \mu\text{F}$
<i>duty cycle (D)</i>	0,625
Indutor (L_1)	$120 \mu\text{H}$
Indutor (L_2)	$120 \mu\text{H}$
Resistência da carga (R_0)	$2,5 \Omega$
Tensão da carga (V_0)	25 V
Tensão da fonte (V_g)	15 V
Capacitor (R_{se1} e R_{se2})	$30 \text{ m}\Omega$
Chave (R_{on})	$15 \text{ m}\Omega$
Indutor (R_{L2} e R_{L2})	$28 \text{ m}\Omega$
Diodo (V_d)	0,55 V

Fonte: Autoria própria.

Figura 63 – Esquemático do conversor SEPIC

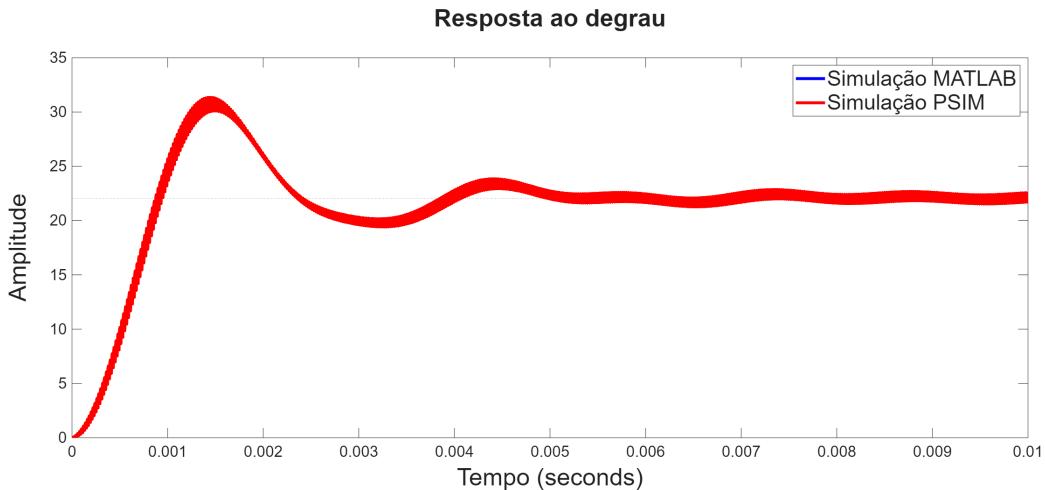


Fonte: Autoria própria.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -497,85 & -170,76 & -3125,00 & -3087,94 \\ -170,76 & -560,35 & 5208,33 & -3087,94 \\ 1500,00 & -2500,00 & 0 & 0 \\ 741,11 & 741,11 & 0 & -790,51 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 123281,25 \\ -1718,75 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0,01112 & 0,01112 & 0 & 0,9881 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \quad (214)$$

Figura 64 – Comparação do transitório do conversor SEPIC em nível de circuito PSIM® e modelo MATLAB®



Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 20 são listados os valores obtidos pelo PSIM® e MATLAB®. Nesta mesma tabela, também é listada a diferença entre o simulador de circuito e a análise matemática.

Tabela 20 – Comparação do transitório do conversor SEPIC em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®).

Conversor SEPIC	PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	31,3619	30,6038	0,7581	2,42 %
Máximo sobressinal	42,19 %	38,78 %	0,034	8,08%
Tempo de pico (s)	$1,14 \times 10^{-3}$	$1,19 \times 10^{-3}$	$5,17 \times 10^{-5}$	3,59%
Valor eficaz (V)	22,057	22,052	$4,5 \times 10^{-3}$	0,02 %

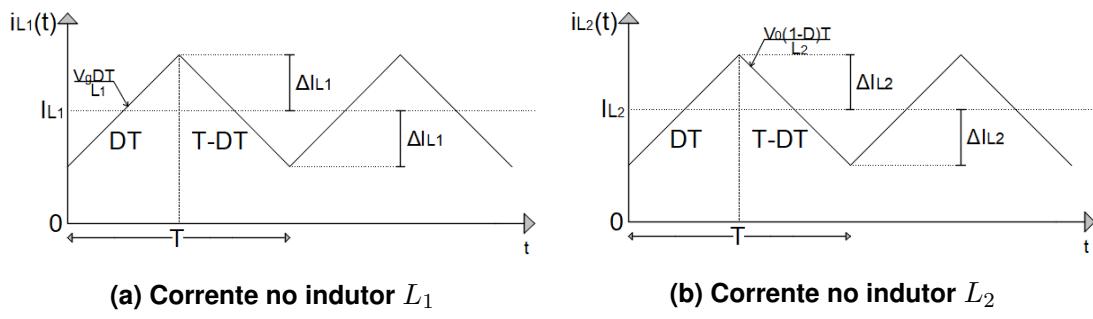
Fonte: Autoria própria.

4.5 Simulação do conversor *Cuk*

O conversor *Cuk* será projetado para atender a mesma carga utilizada no conversor SEPIC, conforme resumido na Tabela 17.

As equações (215)–(219) têm o objetivo de calcular os valores de indutâncias e capacidades do conversor *Cuk*. A Figura 65 representa as correntes nos indutores (L_1) e (L_2).

Figura 65 – Corrente nos indutores L_1 e L_2 do conversor *Cuk*.



Fonte: Autoria própria.

A partir da análise da Figura 61a, obtém-se a equação (209). Vale ressaltar que esta equação serve como ponto de partida para o cálculo da ondulação, considerando um sistema ideal. Para a análise de um sistema que leve em conta as não idealidades, deve-se utilizar a equação (156), que incorpora tais efeitos.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_g DT}{2L_1}. \quad (215)$$

Isolando o indutor (L_1) na equação (215), e substituindo os valores, tem-se a equação (216).

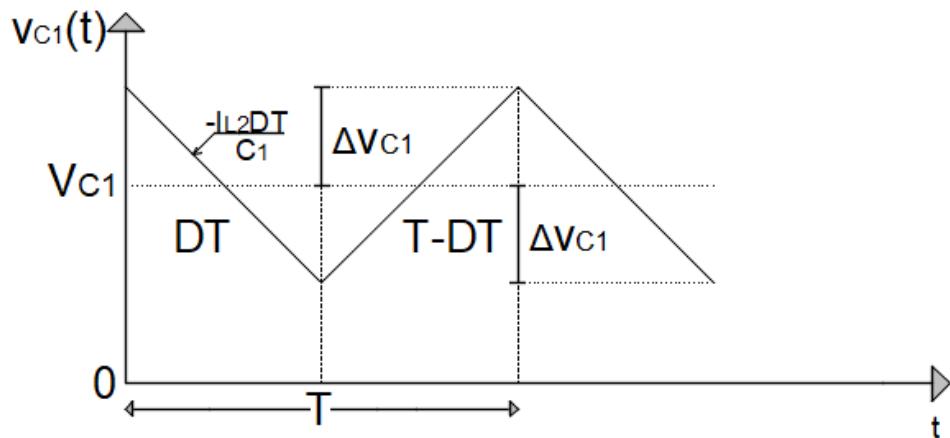
$$L_1 = \frac{V_g DT}{2\Delta I_{L1}}. \quad (216)$$

Na Figura 65b tem a representação da corrente no indutor (L_2) quando a chave está aberta. A ondulação da corrente no indutor será semelhante tanto no intervalo em que a chave está aberta quanto no intervalo em que está fechada. Entretanto, devido à menor quantidade de variáveis envolvidas, adota-se a análise do circuito com a chave aberta para o cálculo da ondulação, sendo este representado pela equação (217).

$$L_2 = \frac{V_0(1 - D)T}{2\Delta I_{L2}}. \quad (217)$$

A Figura 66 representa a tensão no capacitor (C_1).

Figura 66 – Tensão no capacitor C_1 do conversor Cuk.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 66 representa a variação de tensão no capacitor (C_1). Considerando um sistema ideal, a corrente no indutor L_2 é equivalente à corrente da carga I_0 . Logo, para capacitância (C_1) tem-se a equação (218).

$$C_1 = \frac{I_0 DT}{2\Delta v_{c1}}. \quad (218)$$

O conversor *Cuk* apresenta características de saída em corrente semelhantes ao conversor *Buck*. Como consequência, a tensão no capacitor C_2 apresenta uma forma de onda mais próxima de uma senoide, diferentemente de conversores com saída em tensão, nos quais predomina uma forma triangular. A equação (219), que descreve esta característica, foi extraída de (Barbi, 2006, p. 176).

$$C_2 = \frac{V_g DT^2}{8L_2 \Delta v_{C2}}. \quad (219)$$

Neste trabalho serão utilizados parâmetros de ondulação semelhantes ao conversor SE-PIC e resumidos na Tabela 18.

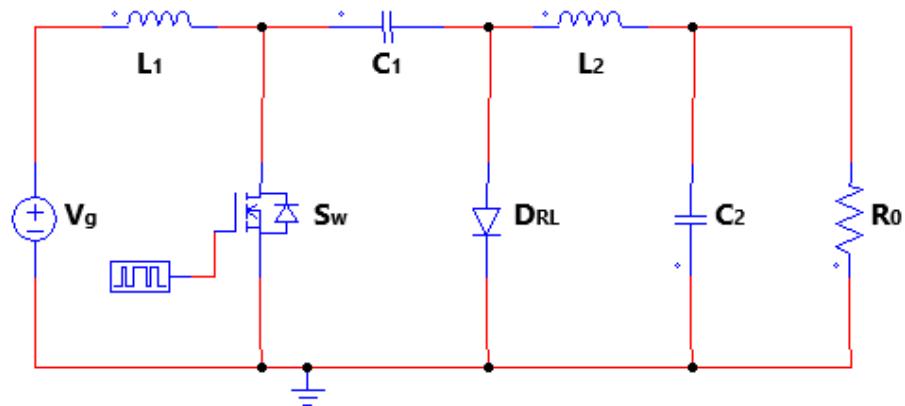
A partir dos cálculos realizados para o filtro do conversor *Cuk*, a Tabela 21 apresenta os valores convertidos em componentes comerciais, os quais serão utilizados na simulação.

Tabela 21 – Valores dos parâmetros do conversor *Cuk*

Parâmetro	Valor
Capacitância (C_1)	$250 \mu\text{F}$
Capacitância (C_2)	$33 \mu\text{F}$
<i>duty cycle</i> (D)	0,625
Indutor (L_1)	$120 \mu\text{H}$
Indutor (L_2)	$120 \mu\text{H}$
Resistência da carga (R_0)	$2,5 \Omega$
Tensão da carga (V_0)	25 V
Tensão da fonte (V_g)	15 V
Capacitor (R_{se1})	$0,21 \Omega$
Capacitor (R_{se2})	$0,288 \Omega$
Chave (R_{on})	$15 \text{ m}\Omega$
Indutor (R_{L2} e R_{L2})	$15 \text{ m}\Omega$
Díodo (V_d)	0,55 V

Fonte: Autoria própria.

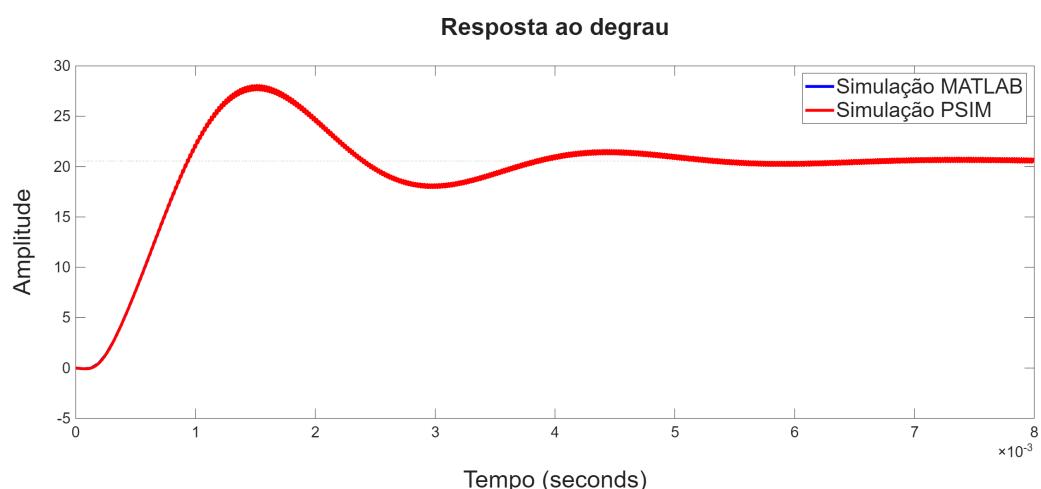
Figura 67 – Esquemático do conversor *Cuk*



Fonte: Autoria própria.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -859,38 & -78,13 & -3125,00 & 0,00 \\ -78,13 & -3448,96 & 5208,33 & -7472,50 \\ 1500,00 & -2500,00 & 0 & 0 \\ 0,00 & 27172,73 & 0 & -10869,09 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 123281,25 \\ -1718,75 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0,2582 & 0 & 0,8967 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \quad (220)$$

Figura 68 – Comparação do transitório do conversor *Cuk* em nível de circuito PSIM® e modelo MATLAB®



Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 20 são listados os valores obtidos pelos softwares PSIM® e MATLAB®. Nesta mesma tabela, também é listada a diferença entre o simulador de circuito e a análise matemática.

Tabela 22 – Comparação do transitório do conversor *Ćuk* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®).

Conversor <i>Ćuk</i>	PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	28,0637	27,8223	0,2414	0,86 %
Máximo sobressinal	36,52 %	35,34 %	0,01177	3,22 %
Tempo de pico (s)	$1,513 \times 10^{-3}$	$1,519 \times 10^{-3}$	6×10^{-6}	0,40 %
Valor eficaz (V)	22,5569	22,5577	8×10^{-4}	0,004 %

Fonte: Autoria própria.

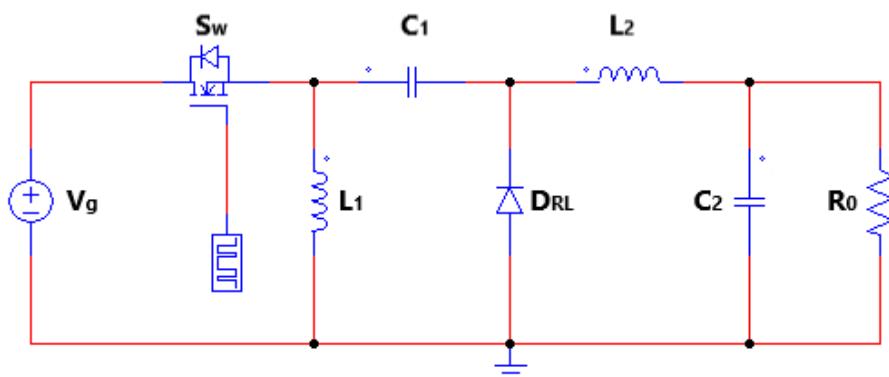
4.6 Simulação do conversor *Zeta*

O conversor *Zeta* será projetado como um elevador de tensão para atender a mesma carga utilizada no conversor SEPIC e *Ćuk*, conforme resumido na Tabela 17.

O filtro do conversor *Zeta* apresenta semelhança com o filtro do conversor *Ćuk*, como pode ser observado pela comparação das equações diferenciais dos indutores e capacitores apresentadas no capítulo 3. A equivalência também aplica-se ao capacitor de saída. Para os valores de ondulação das correntes nos indutores e da tensão nos capacitores, serão adotados os valores apresentados na Tabela 18, semelhante aos conversores SEPIC e *Ćuk*.

Tanto o conversor *Ćuk* quanto o *Zeta* apresentam o mesmo filtro de saída, além de possuírem características de saída em tensão. Dessa forma, os mesmos componentes utilizados no filtro do conversor *Ćuk* podem ser empregados no filtro do conversor *Zeta*, sendo tais valores apresentados na Tabela 21.

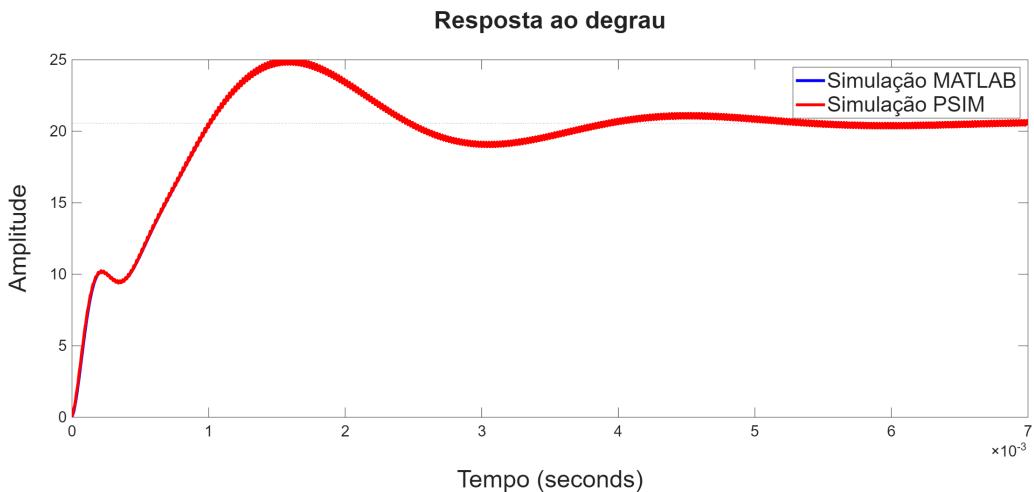
Figura 69 – Esquemático do conversor *Zeta*



Fonte: Autoria própria.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -859,38 & -78,13 & -3125,00 & 0,00 \\ -78,13 & -3448,96 & 5208,33 & -7472,50 \\ 1500,00 & -2500,00 & 0 & 0 \\ 0,00 & 27172,73 & 0 & -10869,09 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 76406,25 \\ 76406,25 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0,2582 & 0 & 0,8967 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = 0. \quad (221)$$

Figura 70 – Comparação do transitório do conversor *Zeta* em nível de circuito PSIM® e modelo MATLAB®



Fonte: Autoria própria.

Na Tabela 23 são listados os valores obtidos pelos softwares PSIM® e MATLAB®. Nesta mesma tabela, também é listada a diferença entre o simulador de circuito e a análise matemática.

Tabela 23 – Comparação do transitório do conversor *Zeta* em nível de circuito (PSIM®) e modelo (MATLAB®).

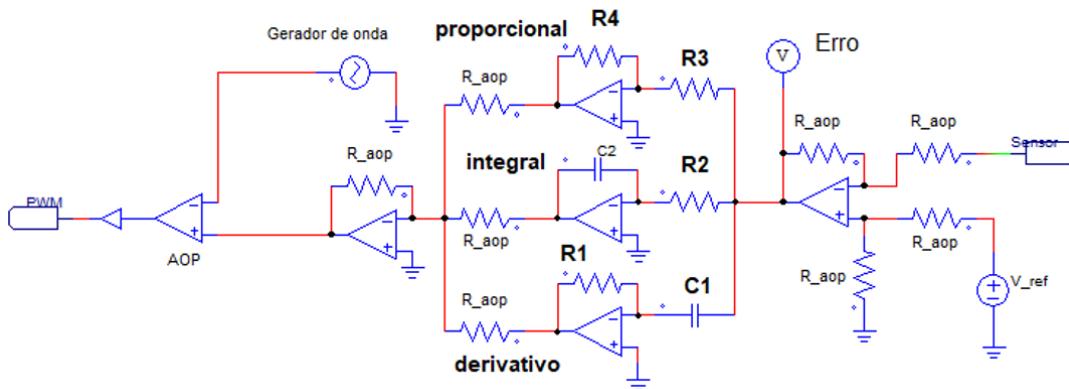
Conversor <i>Zeta</i>	PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	25,0939	24,8761	0,2178	0,87 %
Máximo sobressinal	22,07 %	21,01 %	0,0106	4,80 %
Tempo de pico (s)	$1,593 \times 10^{-3}$	$1,584 \times 10^{-3}$	$8,6 \times 10^{-6}$	0,54 %
Valor eficaz (V)	20,5569	20,5577	8×10^{-4}	0,004 %

Fonte: Autoria própria.

5 CONTROLE DOS CONVERSORES CC-CC

O controle PID utilizado neste projeto foi implementado via simulação com base em AOP, caracterizando uma versão analógica do controle. No entanto, essa abordagem impõe certas limitações, como a definição de ganhos fixos. Por esse motivo, embora o modelo de circuito seja o mesmo para todos os controladores, conforme representado na Figura 71, os valores dos resistores e capacitores são ajustados de acordo com o conversor utilizado. Essa característica torna o projeto menos flexível para testes em *hardware*, sendo, portanto, geralmente implementado apenas quando se tem um modelo confiável previamente validado em simulação.

Figura 71 – Controle PID com AOP simulado no PSIM®



Fonte: Autoria própria.

A Figura 72 representa duas etapas do controle analógico, uma dessas etapas é composta por um circuito com AOP configurado como diferenciador. Na malha fechada do diferenciador, é utilizado laço de realimentação negativa, conforme pode ser observado na Figura 72b e pela equação (85). Nessa configuração, o valor de entrada do diferenciador é determinado por um sensor que monitora a tensão na carga e pela tensão de referência, definida de acordo com o valor projetado para a tensão de saída. A diferença entre essas duas tensões resulta no sinal de erro, que constitui a saída dessa etapa. Considerando que os resistores¹ utilizados no circuito com AOP apresentam valores semelhantes, não há amplificação significativa do sinal de erro e_r . Essa primeira etapa pode ser representada matematicamente pela equação (222).

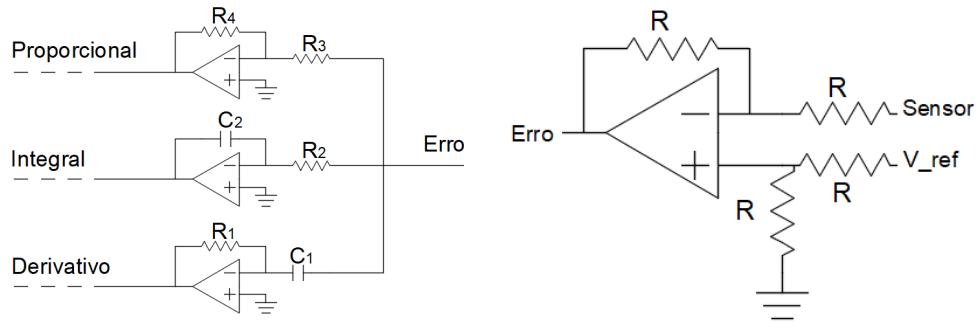
$$e_r = \frac{R}{R} (V_{ref} - \text{Sensor}). \quad (222)$$

O valor de erro atua como entrada do controlador PID. A resposta gerada possui sinal oposto ao sinal da entrada, conforme evidenciado nas equações (82)–(84).

O circuito apresentado na Figura 73b é responsável por somar cada parcela do controle PID. Observando a equação (223), nota-se que o sinal de controle resultante volta a ter o mesmo sinal do valor do erro.

¹ Os resistores que não pertencem ao controlador PID possuem resistência equivalente de 10 Ω.

Figura 72 – Circuitos PID e diferenciador (AOP)



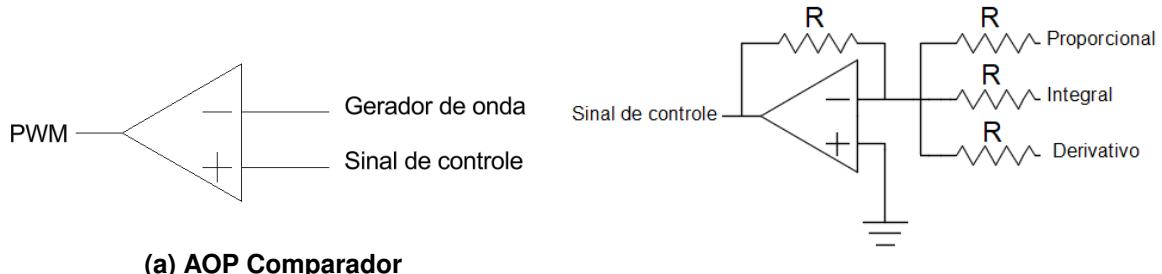
(a) PID analógico

(b) AOP Diferenciador

Fonte: Autoria própria.

$$\text{Sinal de controle} = e_r K_P + K_i \int e_r dt + K_d \frac{de_r}{dt}. \quad (223)$$

Figura 73 – AOP Comparador e Somador



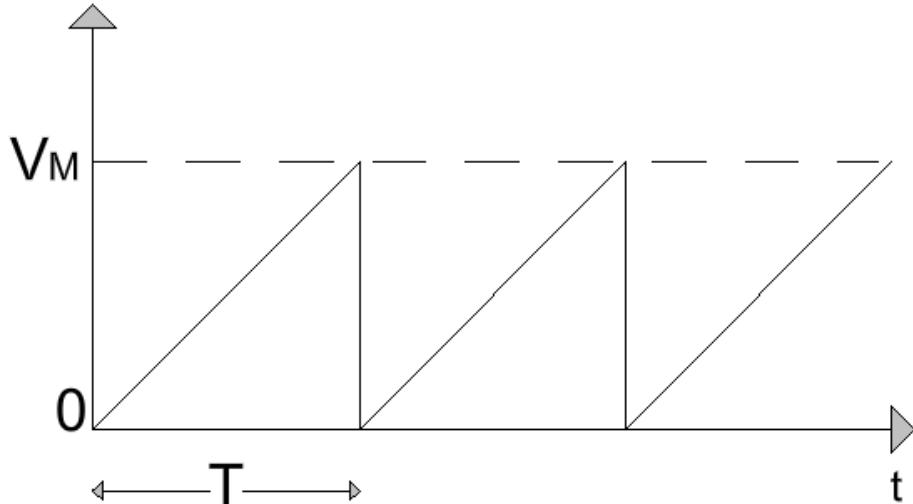
Fonte: Autoria própria.

O sinal de controle é aplicado ao AOP comparador, sendo comparado com o sinal do gerador de onda, que opera a uma frequência de 50 kHz. Dessa forma, gera-se o sinal de *Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso) (PWM) na saída, que é enviado ao atuador responsável pelo chaveamento do conversor CC-CC.

Outro ponto a ser considerado no projeto do controle PID dos conversores CC-CC é o gerador de onda utilizado na modulação PWM. A amplitude do gerador de onda V_M influencia o ganho do sistema e, consequentemente, sua dinâmica. Para representar esse efeito no modelo do controlador, foi incluído um ganho equivalente a $1/V_M$ ao fechar a malha de controle, conforme apresentado em Erickson e Maksimovic (2001). Para o conversores CC-CC foi adotada a forma de onda dente de serra tendo uma amplitude $V_M = 5$ V.

O controle dos conversores CC-CC pode ser determinado por meio da sintonia do controlador PID, considerando um circuito em paralelo, como será utilizado nas Seções 5.1–5.6. Essa abordagem apresenta um bom ponto de partida, pois, mesmo após a determinação inicial do controlador, é possível ajustar individualmente os ganhos. Por exemplo, se o máximo sobressinal for igual ou superior a um valor predefinido, as parcelas do controlador podem ser

Figura 74 – Forma de onda dente de serra



Fonte: Autoria própria.

ajustadas com o objetivo de reduzir o *overshoot*. Esse tipo de ajuste é comumente denominado sintonia fina (Ogata, 2010).

Para os conversores CC-CC é utilizado o modelo representado em espaço de estados, obtido nas simulações do Capítulo 4, por meio das matrizes **A**, **Bs**, **C** e **D**. Com base nesses termos, aplica-se a ferramenta pidtune uma abordagem de modelagem do software MATLAB®, utilizada para determinar os ganhos K_p , K_i e K_d . A Tabela 24 apresenta os ganhos do controlador para cada conversor CC-CC.

Tabela 24 – Ganhos dos conversores CC-CC pidtune - MATLAB®.

Conversor CC-CC	K_p	K_i	K_d
<i>Buck</i>	0,809	5720	$2,86 \times 10^{-5}$
<i>Boost</i>	0,125	203	$1,93 \times 10^{-5}$
<i>Buck-Boost</i>	1,83	2300	$3,63 \times 10^{-4}$
<i>SEPIC</i>	0,0855	186	$9,84 \times 10^{-6}$
<i>Cuk</i>	0,113	220	$1,46 \times 10^{-5}$
<i>Zeta</i>	0,503	472	$1,46 \times 10^{-5}$

Fonte: Autoria própria.

As equações a seguir correspondem aos ganhos de cada AOP. Os valores das resistências R_1 , R_2 e R_3 foram definidos como 100Ω . As demais resistências, que não influenciam diretamente as parcelas de ganho, terão valor de 10Ω . As equações (224)–(226) são utilizadas para determinar os valores das resistências e capacitâncias, considerando o ganho obtido via MATLAB®.

Para a parcela proporcional, é preciso determinar o valor da resistência R_4 . Ao isolar R_4 na equação do AOP Inversor, tem-se a equação (224).

$$R_4 = K_p R_3. \quad (224)$$

Já na parcela integral é necessário obter o valor do capacitor C_2 . Isolando nos termos que estão envolvidos com o ganho do AOP Integrador, tem-se a equação (225).

$$C_2 = \frac{1}{R_2 K_i}. \quad (225)$$

A capacitância C_1 utilizada na parcela derivativa, é obtida isolando-a na equação (84) do AOP derivativo, resultando na equação (226).

$$C_1 = \frac{K_d}{R_1}. \quad (226)$$

As Seções 5.1–5.6 apresentam a aplicação do controle PID analógico aos conversores CC-CC, utilizando o padrão ilustrado na Figura 71. Para todos os casos apresentados nas figuras, foi considerado o tempo de simulação definido pelo MATLAB®. No entanto, os resultados apresentados em tabelas referem-se aos valores obtidos em cada simulação, levando em conta o tempo necessário específico para que cada conversor CC-CC atingisse o regime permanente..

5.1 Conversor **Buck**

Uma das limitações do controle analógico está na escolha dos componentes, já que o projeto geralmente é restrito aos valores comerciais de resistores e capacitores. Por esse motivo, os valores utilizados no circuito podem diferir daqueles calculados em MATLAB®. Essa limitação também dificulta o ajuste de sintonia fina em simulações. Algumas associações desses componentes podem ser feitas para obter valores mais próximos dos desejados. Porém, isso também é limitado pelo espaço físico disponível na Placa de Circuito Impresso (PCI).

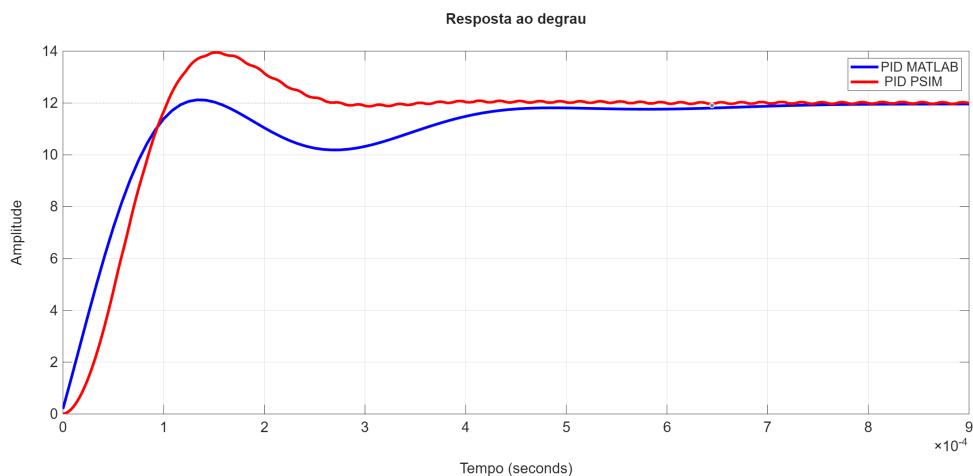
A Tabela 25 apresenta os valores utilizados para criar o controlador PID para o conversor *Buck*.

Tabela 25 – Buck – valores calculado e valores comerciais

Conversor Buck	Valor calculado	Valor comercial	Ganho
Capacitor C_1	286 nF	300 nF	K_d
Resistor R_1	100 Ω	100 Ω	K_d
Capacitor C_2	1,75 μF	1,8 μF	K_i
Resistor R_2	100 Ω	100 Ω	K_i
Resistor R_3	100 Ω	100 Ω	K_p
Resistor R_4	80,9 Ω	80 Ω	K_p
Resistor R	10 Ω	10 Ω	—

Fonte: Autoria própria.

A Figura 75 apresenta a simulação do conversor *Buck* operando em malha fechada, tanto para o modelo representado em espaço de estados implementado no MATLAB®, quanto para a simulação em nível de circuito realizada no PSIM®.

Figura 75 – Buck com controle pidtune no MATLAB® e PSIM®

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 26 destaca as diferenças entre as duas simulações, evidenciando o valor de pico, tempo de pico, máximo sobressinal, tempo de acomodação e valor eficaz.

Tabela 26 – Buck malha Fechada PSIM® vs MATLAB®

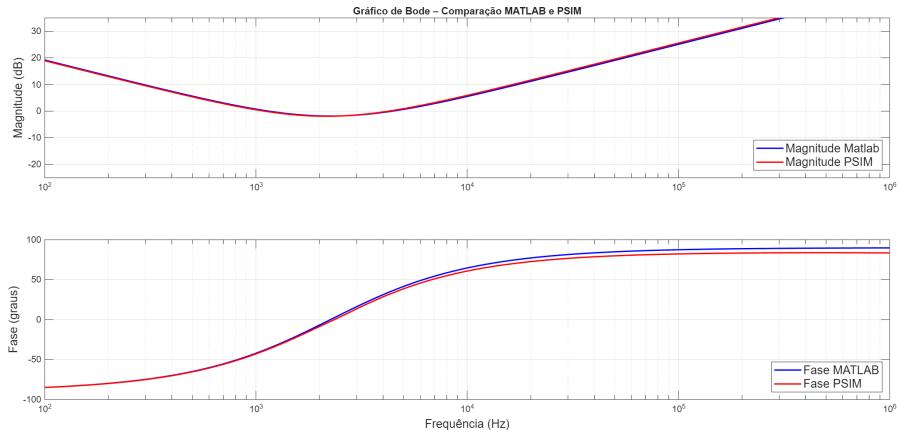
Conversor Buck	PID PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	13,95	12,12	1,83	13,12%
Tempo de pico (s)	$1,52 \times 10^{-4}$	$1,33 \times 10^{-4}$	$1,9 \times 10^{-5}$	12,50%
Máximo sobressinal	16,25%	1,03%	15,22%	93,66%
Tempo de acomodação (s)	$2,45 \times 10^{-4}$	$4,47 \times 10^{-4}$	$2,02 \times 10^{-4}$	82,45%
Valor eficaz (V)	12	12	0	0%

Fonte: Autoria própria.

Para o controle do conversor *Buck*, embora o controle PID simulado no MATLAB® e no PSIM® apresentem uma boa aproximação, em determinados pontos, essa diferença pode comprometer o funcionamento do sistema. Um impacto significativo pode ser observado no valor do *overshoot*, que é consideravelmente menor no modelo matemático. Esse erro pode implicar em danos à planta, já que o valor real pode ser muito superior ao previsto. Apesar das divergências no comportamento dinâmico, o resultado em regime permanente foi semelhante em ambas as simulações. Esse fato também representa um bom ponto de partida para a regulação do controle PID no PSIM®, permitindo uma sintonia fina.

A Figura 76 representa a comparação do gráfico de bode para ambos os simulados em PSIM® e MATLAB®. O diagrama de Bode tem uma representação que implica na divergência do circuito, o qual apresenta uma frequência de corte equivalente a 1097 Hz, para a frequência de corte é indicado uma frequência equivalente a 10% da frequência de comutação F_{sw} (Erickson; Maksimovic, 2001). Este é um dos ajustes que podem ser realizados no ajuste fino do controlador PID.

Figura 76 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®



Fonte: Autoria própria.

5.2 Conversor Boost

A Tabela 27 apresenta os valores utilizados para criar o controlador PID analógico para o conversor *Boost*, sendo implementado para simulação os respectivos valores comerciais.

Tabela 27 – Boost - valores calculado e valores comerciais

Conversor Boost	Valor calculado	Valor comercial	Ganho
Capacitor C_1	193 nF	200 nF	K_d
Resistor R_1	100 Ω	100 Ω	K_d
Capacitor C_2	49,3 μF	50 μF	K_i
Resistor R_2	100 Ω	100 Ω	K_i
Resistor R_3	100 Ω	100 Ω	K_p
Resistor R_4	12,5 Ω	12,5 Ω	K_p
Resistor R_{AOP}	10 Ω	10 Ω	—

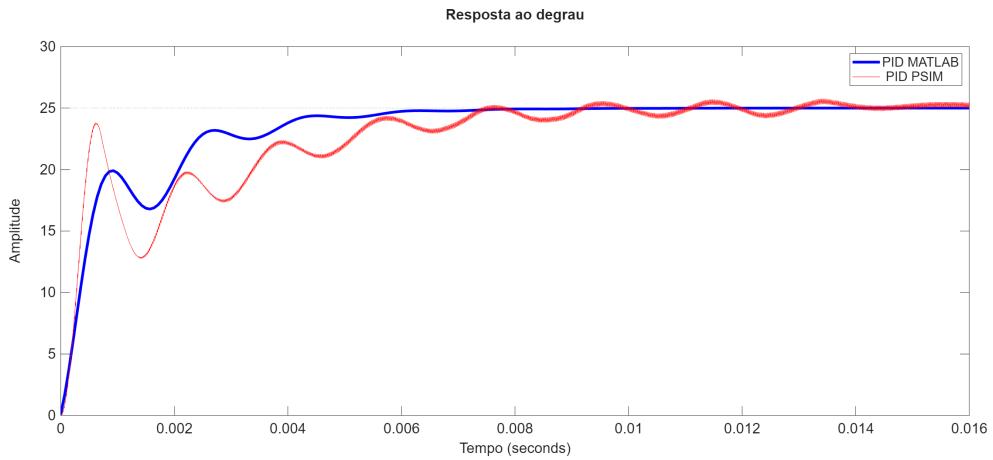
Fonte: Autoria própria.

A Figura 77 apresenta a simulação do conversor *Boost* operando em malha fechada. Nesta simulação tem-se uma maior ondulação na curva da simulação realizada no PSIM®. Para o projeto do conversor *Boost*, o controle não foi capaz de estabilizar o sistema com uma ondulação inferior a 2 %, como é o padrão utilizado nas simulações no MATLAB®. Para a simulação no PSIM®, foi necessário adotar uma faixa de tolerância de 5 % para o tempo de acomodação. Para a estabilidade do sistema também foi alterada a amplitude do gerador de onda dente de serra, que precisou ser configurado em $3V_M$. Essas alterações fazem com que o conversor *Boost* não apresente um bom ponto de partida para o ajuste fino, principalmente pelo fato de o sistema não ser estável para os valores definidos pelo software MATLAB®.

5.3 Conversor Buck-Boost

Nos conversores CC-CC abaixadores e elevadores de tensão, para que o controle PID calculado no MATLAB® (K_p , K_i e K_d) seja aplicável a planta, foi necessário normalizar os sinais

Figura 77 – Boost com controle pidtune no MATLAB® e PSIM®



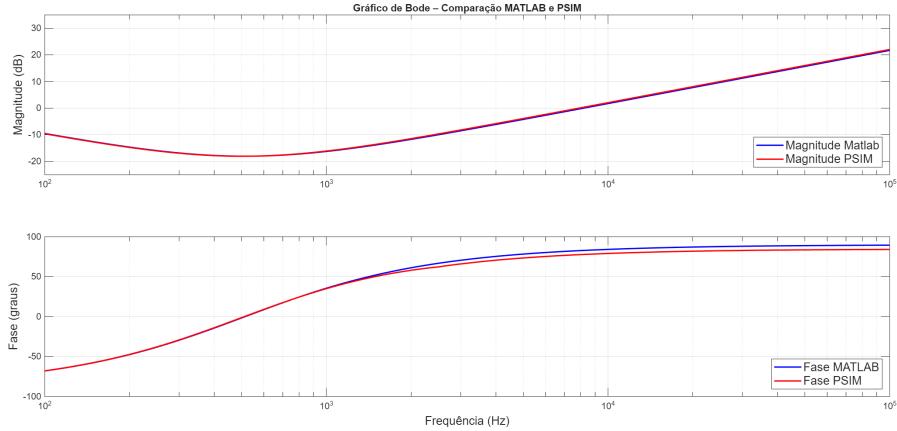
Fonte: Autoria própria.

Tabela 28 – Boost malha fechada PSIM® vs MATLAB®

Conversor Boost	PID PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	–	–	–	–
Tempo de pico (s)	–	–	–	–
Máximo sobressinal	–%	–	–	–
Tempo de acomodação (s)	$6,96 \times 10^{-3}$	$5,62 \times 10^{-3}$	$1,34 \times 10^{-3}$	19,21%
Valor eficaz (V)	25	25	0	0%

Fonte: Autoria própria.

Figura 78 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®



Fonte: Autoria própria.

do sensor e da referência. Observando o comparador de entrada, apresentado na Figura 72b e na equação (85), a normalização é alcançada transformando a relação R_2/R_1 de forma a ser o inversor da referência desejada, expresso de forma matemática na equação (227).

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{V_{ref}}. \quad (227)$$

Os valores apresentados na Tabela 29 representam os valores calculados e comerciais do conversor *Buck-Boost*.

Tabela 29 – Buck-Boost pidtune: valores calculado e valores comerciais

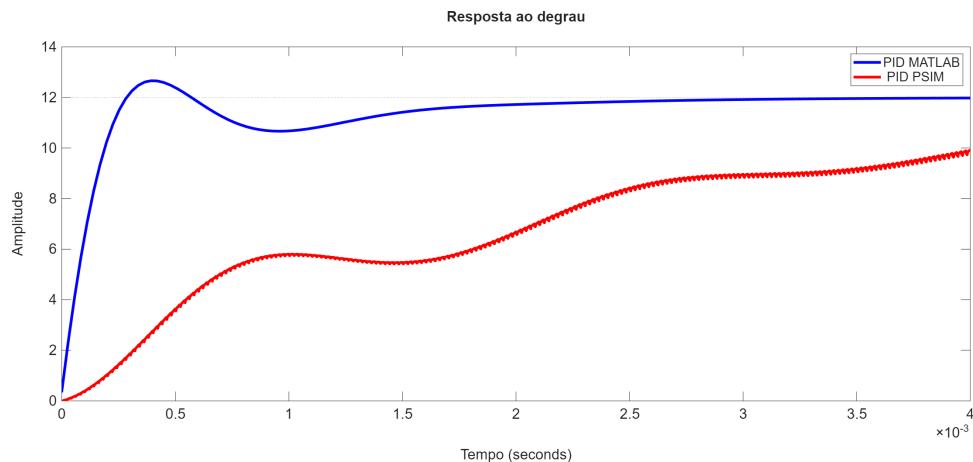
Conversor <i>Buck-Boost</i>	Valor calculado	Valor comercial	Ganho
Capacitor C_1	$3,63 \mu\text{F}$	$3,5 \mu\text{F}$	K_d
Resistor R_1	100Ω	100Ω	K_d
Capacitor C_2	$4,35 \mu\text{F}$	$4,5 \mu\text{F}$	K_i
Resistor R_2	100Ω	100Ω	K_i
Resistor R_3	100Ω	100Ω	K_p
Resistor R_4	183Ω	180Ω	K_p
Resistor R_{AOP}	10Ω	10Ω	—

Fonte: Autoria própria.

Semelhante ao conversor *Boost*, foi utilizado em nível de circuito uma amplitude do gerador de onda de $3V_M$; caso contrário, o conversor torna-se instável com o controle gerado pelo MATLAB®. Mesmo com esse ajuste, o conversor apresentou um tempo de acomodação maior, apresentado na Figura 79, em que não atinge a tensão de projeto na mesma escala temporal da simulação no MATLAB®. A Figura 80 apresenta uma nova janela de tempo levando em conta a estabilidade do conversor *Buck-Boost* no PSIM®.

A Tabela 30 apresenta os valores simulados utilizando componentes comerciais. A Figura 79 exibe as formas de onda obtidas nas simulações realizadas no MATLAB® e no PSIM®.

Figura 79 – Buck-Boost com controle pidtune no MATLAB® e PSIM®



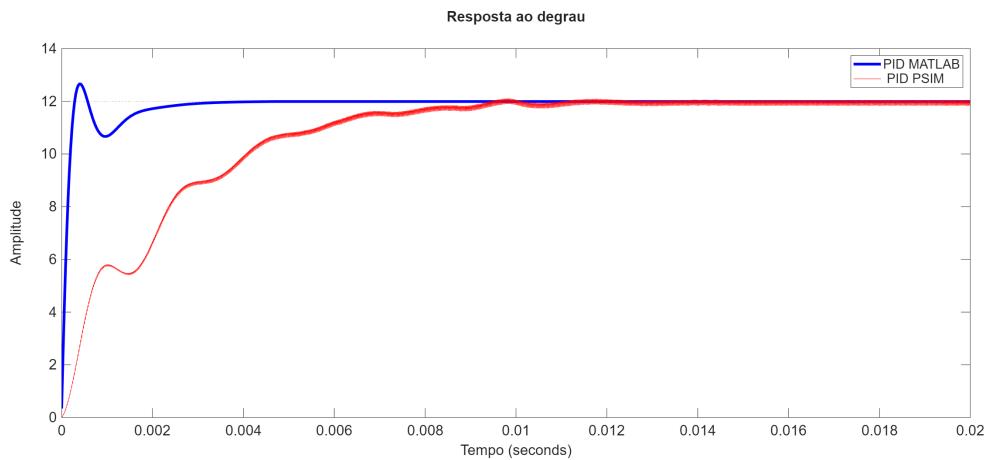
Fonte: Autoria própria.

Tabela 30 – Buck-Boost malha aberta vs malha fechada

Conversor <i>Buck-Boost</i>	PID PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	—	12,66	—	—
Tempo de pico (s)	—	$3,94 \times 10^{-4}$	—	—
Máximo sobressinal	—	5,5 %	—	—
Tempo de acomodação (s)	$9,21 \times 10^{-3}$	$2,20 \times 10^{-3}$	$7,01 \times 10^{-3}$	76,11 %
Valor eficaz (V)	12	12	0	0 %

Fonte: Autoria própria.

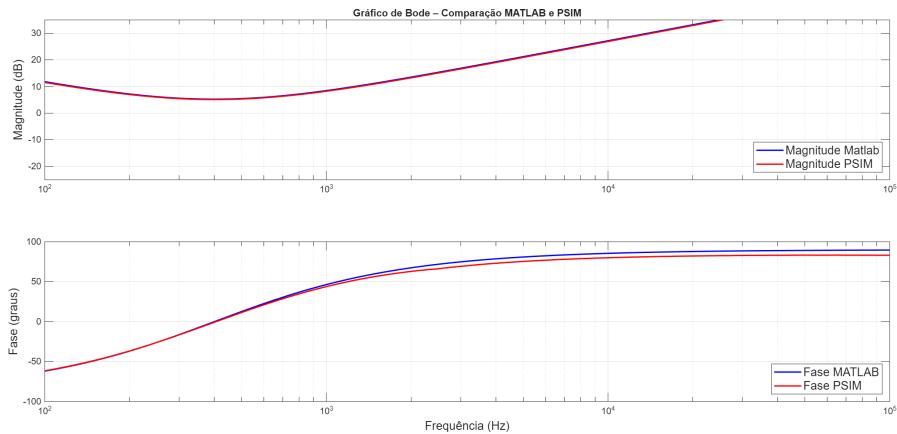
Figura 80 – Buck-Boost com pidtune MATLAB®.



Fonte: Autoria própria.

O conversor *Buck-Boost* precisou ser normalizado para a aplicação do controle PID analógico. A normalização foi adotada devido às altas amplitudes do sinal de entrada, levando o AOP à saturação. Diferentemente da simulação realizada no MATLAB®, a simulação do PSIM® não apresentou um *overshoot*. Apesar dessas diferenças e da normalização do sistema, o controle manteve a estabilidade em ambas as simulações, apresentando valores semelhantes em regime permanente.

Figura 81 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®



Fonte: Autoria própria.

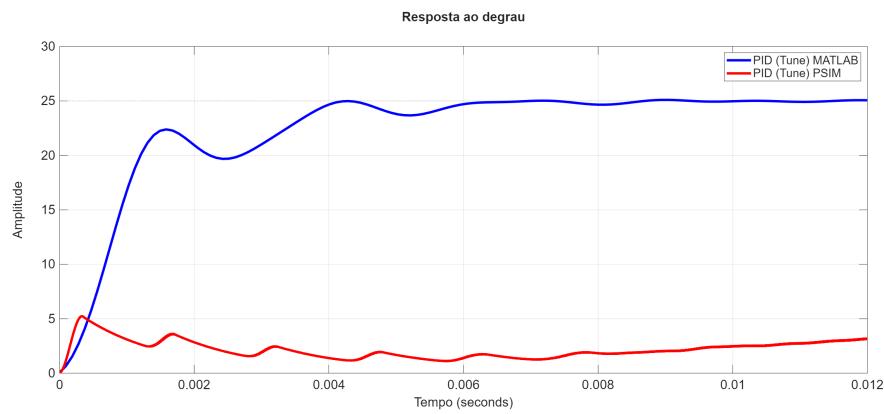
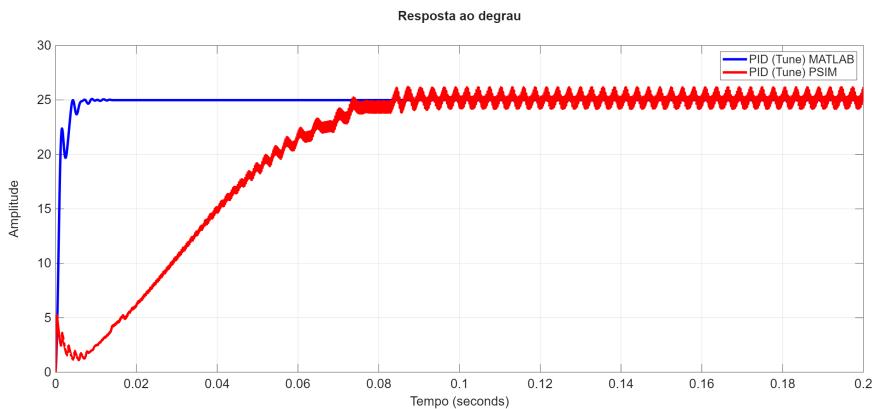
5.4 Conversor SEPIC

Os parâmetros K_p , K_i e K_d , obtidos pelo MATLAB® não estabilizam o sistema no mesmo intervalo de tempo. Por esse motivo, a Figura 82 foi dividida em duas simulações, a fim de ajustar o tempo para apresentar o comportamento dinâmico das curvas geradas no MATLAB® e no PSIM®.

Tabela 31 – SEPIC pidtune: valores calculado e valores comerciais

Conversor SEPIC	Valor calculado	Valor comercial	Ganho
Capacitor C_1	98,4 nF	100 nF	K_d
Resistor R_1	100 Ω	100 Ω	K_d
Capacitor C_2	53,8 μF	55 μF	K_i
Resistor R_2	100 Ω	100 Ω	K_i
Resistor R_3	100 Ω	100 Ω	K_p
Resistor R_4	8,55 Ω	8,5 Ω	K_p
Resistor R_{AOP}	10 Ω	10 Ω	—

Fonte: Autoria própria.

Figura 82 – SEPIC com pidtune MATLAB® e PSIM®**(a) Intervalo de 0-0,012s****(b) Intervalo de 0-0,2s**

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 32 apresenta os valores obtido das duas simulações.

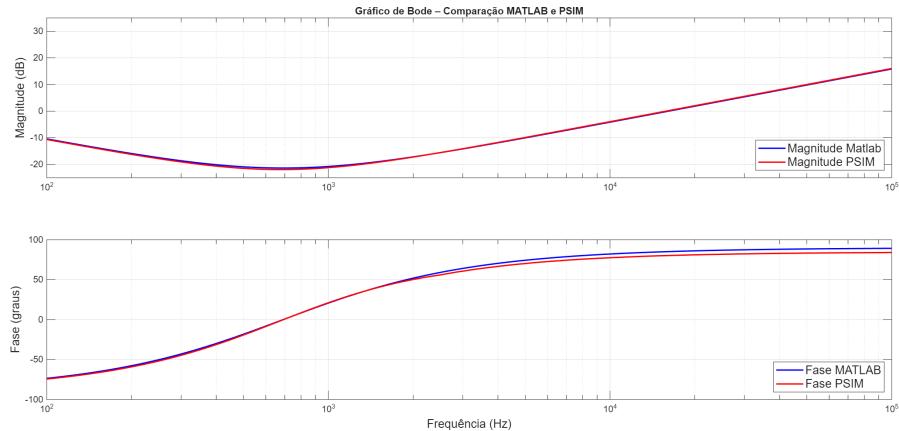
Tabela 32 – SEPIC malha aberta vs malha fechada

Conversor SEPIC	PID PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	—	—	—	—%
Tempo de pico (s)	—	—	—	—%
Máximo sobressinal	—%	—%	—%	—%
Tempo de acomodação (s)	$7,16 \times 10^{-2}$	$5,84 \times 10^{-3}$	$6,58 \times 10^{-2}$	91,84 %
Valor eficaz (V)	25	25	0	0%

Fonte: Autoria própria.

O conversor *SEPIC* apresentou um dos piores desempenhos em malha fechada, com um tempo de estabilização bem superior na simulação realizada no PSIM®. Outro ponto a ser destacado, o valor de regime permanente não correspondeu ao projetado em malha aberta, apresentando uma ondulação de 3,78% na carga. Para a simulação do conversor *SEPIC*, também foi necessário utilizar um valor de V_M em nível de circuito diferente do projetado no PID, sendo este equivalente a $2V_M$.

Figura 83 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®



Fonte: Autoria própria.

5.5 Conversor *Cuk*

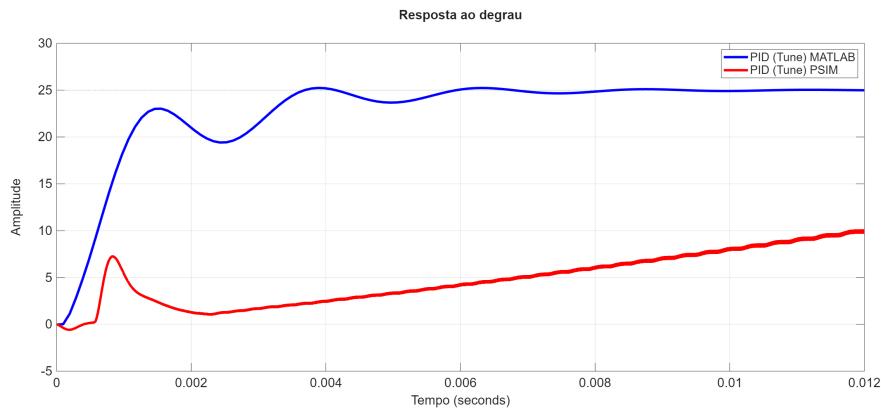
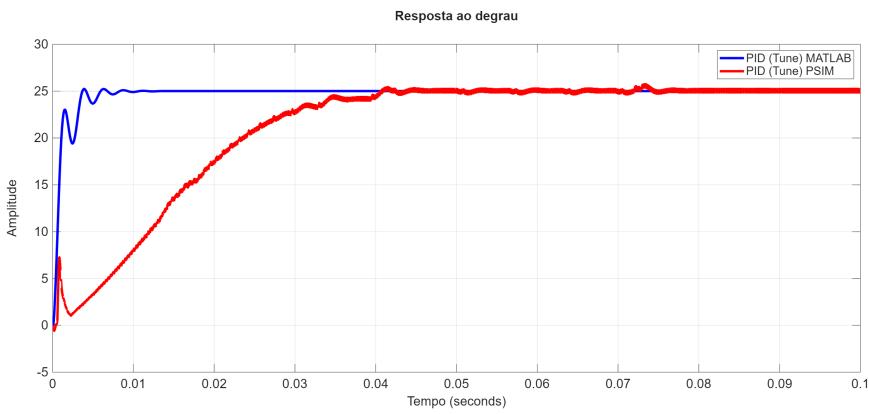
A Tabela 33 apresenta os valores utilizados para criar o controlador PID analógico utilizando os AOP para o conversor *Cuk*.

Tabela 33 – *Cuk* pidtune – valores calculado e valores comerciais

Conversor <i>Cuk</i>	Valor calculado	Valor comercial	Ganho
Capacitor C_1	146 nF	150 nF	K_d
Resistor R_1	100 Ω	100 Ω	K_d
Capacitor C_2	45,5 μ F	45 μ F	K_i
Resistor R_2	100 Ω	100 Ω	K_i
Resistor R_3	100 Ω	100 Ω	K_p
Resistor R_4	11,3 Ω	11,3 Ω	K_p
Resistor R_{AOP}	10 Ω	10 Ω	—

Fonte: Autoria própria.

O conversor *Cuk*, por ser um conversor de quarta ordem, assim como o *SEPIC*, também apresentou um tempo de acomodação elevada, sendo necessário dividir a simulação em dois intervalos de tempo para representar o sistema dinâmico em ambas as simulações. No regime permanente, o conversor apresentou um bom desempenho, embora ainda com diferenças em relação à simulação no MATLAB®.

Figura 84 – Cuk com pidtune MATLAB® e PSIM®**(a) Intervalo de 0-0,012s****(b) Intervalo de 0-0,1s**

Fonte: Autoria própria.

Tabela 34 – Cuk malha aberta vs malha fechada

Conversor Cuk	PID PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	—	—	—	—%
Tempo de pico (s)	—	—	—	—%
Máximo sobressinal	—%	—%	—%	—%
Tempo de acomodação (s)	$3,39 \times 10^{-2}$	$5,63 \times 10^{-3}$	$2,83 \times 10^{-2}$	83,39 %
Valor eficaz (V)	25	25	0	0%

Fonte: Autoria própria.

5.6 Conversor Zeta

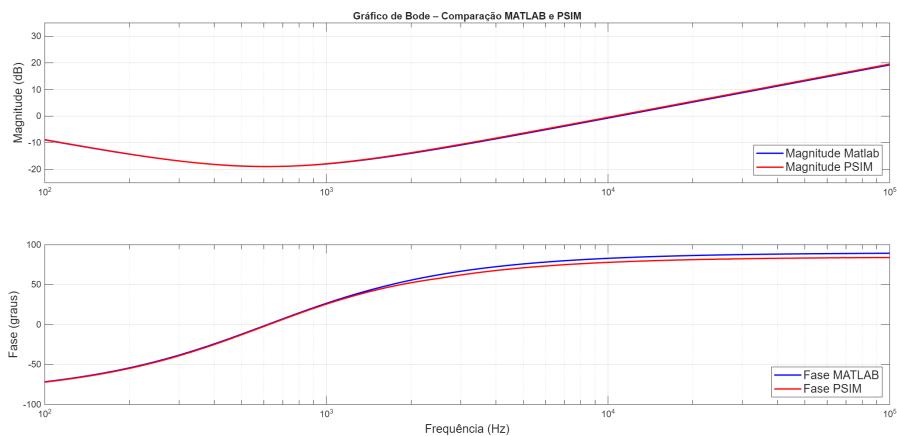
A Tabela 35 representa os valores calculados e comerciais utilizados para o projeto do PID analógico do conversor *Zeta*.

A Figura 86 representa a simulação do conversor CC-CC *Zeta* com dois intervalos de tempo. Os dois intervalos de tempo referem-se ao período necessário para que o conversor CC-CC atinja o regime permanente em cada *software*.

A Tabela 36 representa os valores obtido das duas simulações.

O conversor *Zeta* apresentou um resultado semelhante ao conversor *Cuk*. Em ambos os simuladores, não foi necessário alterar o valor de pico do gerador de onda projetado no controlador PID. Apesar de se tratar de um conversor de quarta ordem, ainda seria possível realizar

Figura 85 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®



Fonte: Autoria própria.

Tabela 35 – Zeta pidtune – valores calculado e valores comerciais

Conversor Zeta	Valor calculado	Valor comercial	Ganho
Capacitor C_1	146 nF	150 nF	K_d
Resistor R_1	100 Ω	100 Ω	K_d
Capacitor C_2	21,2 μF	22 μF	K_i
Resistor R_2	100 Ω	100 Ω	K_i
Resistor R_3	100 Ω	100 Ω	K_p
Resistor R_4	50,3 Ω	50 Ω	K_p
Resistor R_{AOP}	10 Ω	10 Ω	—

Fonte: Autoria própria.

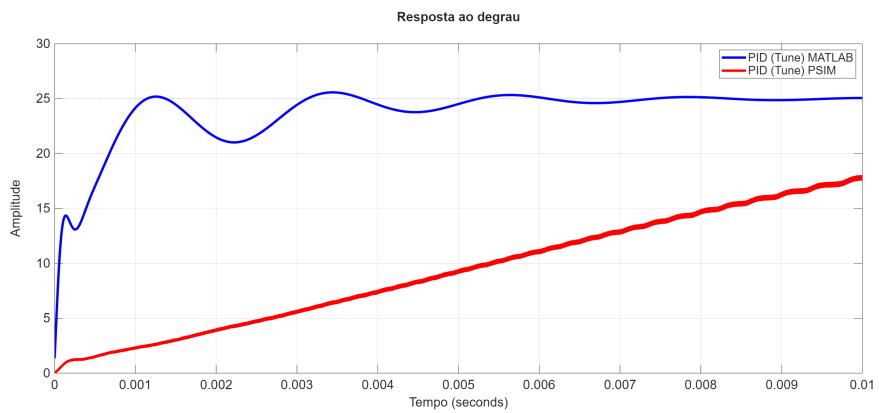
Tabela 36 – Zeta malha aberta vs malha fechada

Conversor Zeta	PID PSIM®	MATLAB®	Diferença	Diferença (%)
Amplitude de pico (V)	—	—	—	—%
Tempo de pico (s)	—	—	—	—%
Máximo sobressinal	—%	—%	—%	—%
Tempo de acomodação (s)	$2,25 \times 10^{-2}$	5×10^{-3}	$1,75 \times 10^{-2}$	77,78 %
Valor eficaz (V)	25	25	0	0 %

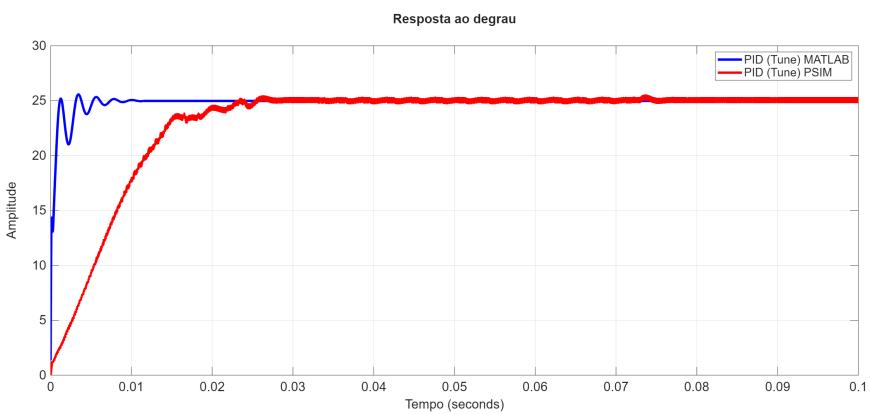
Fonte: Autoria própria.

um ajuste fino para obter um valor mais adequado ao sistema, principalmente em relação ao tempo de acomodação. Essa alteração pode ser feita com margem de segurança, pois ambos os circuitos não apresentaram *overshoot*.

Figura 86 – Zeta com pidtune MATLAB® e PSIM®



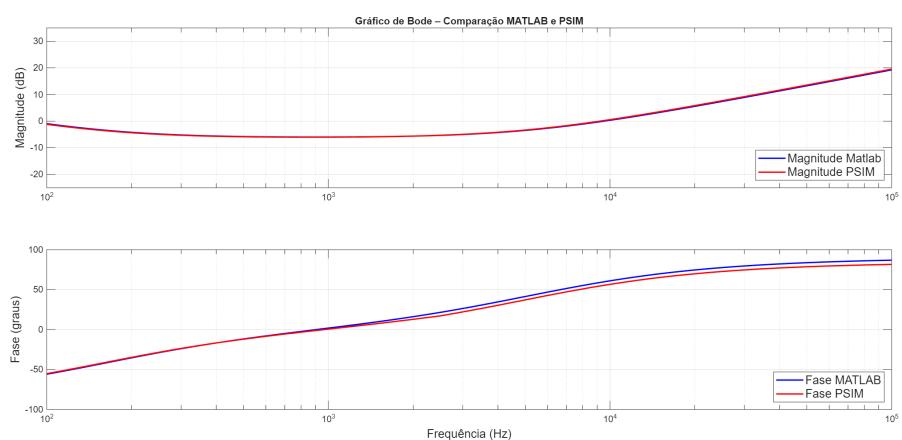
(a) Intervalo de 0-0,01s



(b) Intervalo de 0-0,1s

Fonte: Autoria própria.

Figura 87 – Comparação do diagrama de Bode entre as simulações no MATLAB® e PSIM®



Fonte: Autoria própria.

6 CONCLUSÃO

O trabalho apresentou seis conversores CC-CC não isolados; *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *SEPIC*, *Cuk* e *Zeta*, abordando o princípio de funcionamento de cada topologia a partir de modelos ideais, os pontos de transição entre CCM, CRM e DCM, bem como a relação entre tensão de entrada e de saída. A representação em espaço de estados foi desenvolvida levando em conta as não idealidades do conversor CC-CC. O controle dos conversores foi realizado por meio de um controlador analógico do tipo PID, implementado com AOP. Foram abordados dois softwares MATLAB® e PSIM® de forma a comprovar o modelo matemático com o simulado.

A modelagem dos seis conversores CC-CC permitiram comprovar uma boa aproximação dos modelos tanto para conversores de segunda ordem quanto para os de quarta ordem. A modelagem em espaço de estados mostrou-se uma abordagem eficiente para a representação dos conversores, proporcionando um padrão estruturado que facilita a modelagem das topologias de segunda e quarta ordem, sem apresentar dificuldades significativas no processo de modelagem. Essa modelagem se mostrou válida mesmo com as considerações de não idealidades, sendo possível observar, por meio das simulações e da sobreposição das curvas geradas pelos softwares PSIM® e MATLAB®.

A validação do modelo matemático por meio das simulações realizadas no PSIM® e no MATLAB® apresentou divergências entre o modelo matemático e em nível de circuito. As maiores diferenças foram observadas no conversor *SEPIC*, principalmente em relação ao máximo sobressinal (8,08%) e ao tempo de pico (2,5%). Para todos os conversores, a divergência em regime permanente apresentou valores inferiores a 1%, sendo a maior observada também para o conversor de quarta ordem *SEPIC* (0,02%), representando um ponto consistente para o projeto e análise em malha aberta.

No entanto, o projeto em malha fechada, utilizando os parâmetros obtidos pelo comando pidtune do MATLAB®, não apresentou a mesma sobreposição observada em malha aberta. Essa discrepância foi verificada inclusive no conversor *Buck*, que possui uma das topologias mais simples e uma relação linear entre entrada e saída. Nas simulações apresentadas no Capítulo 5, observou-se que as maiores diferenças ocorreram nos conversores de quarta ordem, nos quais o termo derivativo do controlador PID não exerceu impacto significativo sobre a planta. Esse comportamento resultou em tempo de acomodação consideravelmente maior nas simulações em nível de circuito quando comparadas ao modelo matemático. Para os conversores *Boost*, *Buck-Boost* e *SEPIC*, foi necessário utilizar um valor de amplitude do gerador de onda diferente daquele previsto no projeto do controlador PID, a fim de manter a estabilidade do sistema. Observou-se, ao longo do desenvolvimento do projeto, que a amplitude do gerador de onda exerce forte influência no desempenho do controle, resultando em variações significativas no tempo de acomodação e na estabilidade do sistema.

Apesar dessas diferenças entre o MATLAB® e PSIM®, todos os sistemas permaneceram estáveis com a implementação do controle PID analógico. Ressalta-se, no entanto, o caso do conversor *SEPIC*, que apresentou uma ondulação superior a 1% da tensão de saída.

Como perspectiva para trabalhos futuros, destaca-se a implementação de filtros nas ações derivativa e integrativa dos controladores PID analógicos, uma implementação mais precisa sobre o impacto do V_M no projeto do controlador. Essas abordagens podem aumentar o grau de liberdade do sistema de controle e aprimorar a resposta dinâmica dos conversores em malha fechada.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. [S.I.]: Prentice Hall/SP, 2000. ISBN:8587918036.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. **Fundamentos de circuitos elétricos**. Porto Alegre, RS: Bookman, 2013. v. 5. ISBN:978-85-8055-173-0.
- BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. [S.I.]: Florianópolis, 2006.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Modernos**. [S.I.]: Grupo GEN, 2018. ISBN: 9788521635147.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.I.]: Springer, 2001. 1-883 p. ISBN 978-0-306-48048-5.
- HART, D. W. **Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**. [S.I.]: AMGH, 2012. ISBN: 9788580550450.
- MOHAN, N. **Eletrônica de Potência - Curso Introdutório**. [S.I.]: Grupo GEN, 2014. ISBN: 9788521627050.
- NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. [S.I.]: Grupo GEN, 2023. ISBN: 9788521638285.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. [S.I.]: PEARSON, 2010. ISBN: 9788576058106.
- RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência Dispositivos, circuitos e aplicações**. [S.I.]: Pearson, 2014. ISBN: 9788543014524.
- RAVI, A. *et al.* The state space average model of cuk converter fed from photo voltaic array. *In: 2021 5TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON TRENDS IN ELECTRONICS AND INFORMATICS (ICOEI)*. 2021. **Anais** [...] [S.I.: s.n.], 2021. p. 349–355.
- TAN, R. H.; HOO, L. Y. H. Dc-dc converter modeling and simulation using state space approach. *In: 2015 IEEE CONFERENCE ON ENERGY CONVERSION (CENCON)*. 2015. **Anais** [...] [S.I.: s.n.], 2015. p. 42–47.
- TOFOLI, F. L. **Conversores CC-CC não isolados: análise, modelagem e controle**. [S.I.]: Artliber, 2018. ISBN:9788588098817.
- ÅSTRÖM, K. J.; HäGGLUND, T. **Advanced PID Control**. [S.I.]: ISA – The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006. ISBN:978-1-55617-942-6.

APÊNDICE A – Procedimentos de Simulação em MATLAB e PSIM

Este passo a passo tem como objetivo permitir que o leitor replique as simulações realizadas nos conversores CC-CC. Considera-se que o conversor e o filtro LC já foram definidos. Sendo utilizado o conversor Buck com os valores apresentados na Tabela 3 e 4.

Para facilitar a reprodução do projeto, foi disponibilizado no rodapé o repositório¹ no GitHub, que contém um script em MATLAB® para executar o sistema, incluindo a geração dos ganhos do controlador PID. Ao executar o arquivo no MATLAB®, os ganhos do controlador PID são exibidos na variável BUCK_PID. Dessa forma, obtém-se os valores necessários para a implementação no PSIM, permitindo a simulação do controlador PID em nível de circuito. A Tabela 37 apresenta os valores da etapa de potência do conversor CC-CC a serem utilizados no simulador.

Tabela 37 – Valores dos parâmetros referente a potência do conversor

Parâmetro	Valor
Tensão da fonte (V_g)	25 V
Resistência da carga (R_0)	2,4 Ω
Frequência de comutação (F_{sw})	50 kHz
Indutor (L)	120 μH
Capacitor (C)	47 μF
Queda de tensão no diodo (D_{RL})	0,55 V
Resistência de condução da chave (R_{on})	15 mΩ
Resistência de enrolamento do indutor (R_L)	28 mΩ
Resistência série equivalente do capacitor (R_C)	30 mΩ

Fonte: Autoria própria.

Para a implementação da fonte, foi utilizada uma fonte DC de 25 V. Para a chave do conversor, adotou-se um modelo ideal, no qual foi inserida apenas a resistência de condução de 15 mΩ, sendo os demais parâmetros considerados nulos. No diodo de roda livre, considerou-se somente a queda de tensão de 0,55 V. O indutor foi configurado como modelo de nível 2, permitindo a inclusão da resistência série de 28 mΩ e da indutância de 120 μH. O capacitor também foi modelado como nível 2, com capacitância de 47 μF e resistência série equivalente de 30 mΩ. Para este sistema, utilizou-se uma resistência de carga equivalente de 2,4 Ω.

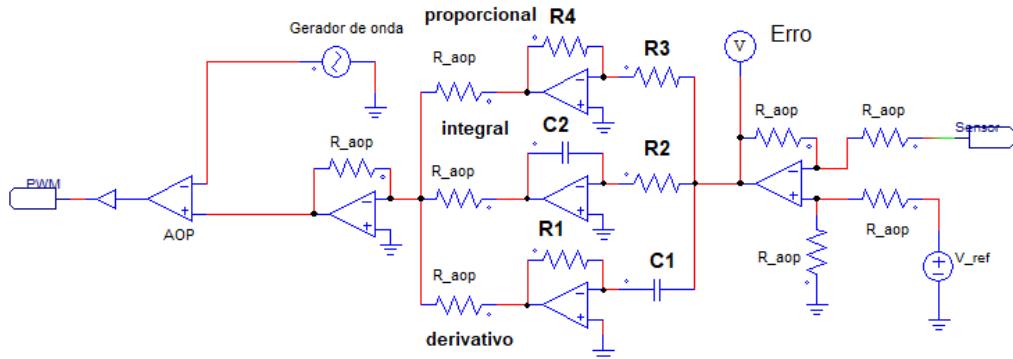
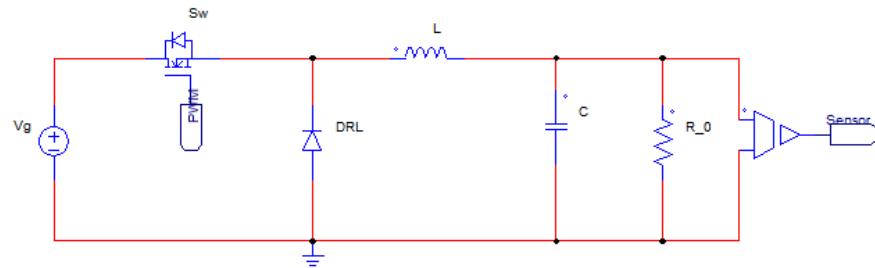
A Figura 88 apresenta o esquemático elaborado no simulador PSIM®, contemplando a etapa de potência e o sistema de controle do conversor *Buck*.

Na parte de controle, utilizou-se o controle analógico implementado por meio de amplificadores operacionais. Nos circuitos diferenciador e somador, as resistências foram escolhidas com valores equivalentes, de forma que a relação entre entrada e saída apresente a menor diferença possível. Dessa maneira, o circuito realiza apenas as operações de soma e diferença, sem introduzir ganho ou atenuação.

Para as capacitâncias associadas aos ganhos integral e derivativo, foi utilizado capacitores ideais; o mesmo procedimento foi adotado para os amplificadores operacionais. A referência foi definida por meio de uma fonte com valor equivalente à tensão de saída especificada no projeto do conversor *Buck*. Para o gerador de onda, utilizou-se um sinal dente de serra.

¹ <https://github.com/CarlosEngUTFPR/Procedimentos-de-Simula-o-em-MATLAB-e-PSIM.git>.

Figura 88 – Esquemático no PSIM®



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 38 apresenta os valores para a parte de controle do conversor *Buck*.

Tabela 38 – Valores dos parâmetros referente ao controle

Parâmetro	Valor
Resistência (R_{aop})	10 Ω
Tensão de referência (V_{ref})	12 V
Resistência (R_3)	100 Ω
Resistência (R_4)	80 Ω
Resistência (R_2)	100 Ω
Capacitor (C_2)	1,8 μF
Capacitor (C_1)	300 nF
Frequência de comutação (F_{sw})	50 kHz
Amplitude do gerador de onda (V_M)	5 V

Fonte: Autoria própria.

Para os amplificadores, utilizou-se um amplificador operacional ideal, sendo necessária apenas a definição da tensão de alimentação. Para sua implementação, considerou-se uma alimentação de +50 V e -50 V.

Para o tempo de simulação, este deve ser igual ou superior ao utilizado no MATLAB®, de modo a permitir a sobreposição das curvas ou, ao menos, uma comparação visual adequada. Esse valor está especificado no arquivo *BuckPID.m*, na Figura 2: Buck em malha fechada.