

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**

JEFERSON CAMPOS MONTEIRO

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS CONVERSORES
BUCK-BOOST CLÁSSICO E *BUCK-BOOST* NÃO INVERSOR**

VITÓRIA
2019

JEFERSON CAMPOS MONTEIRO

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS CONVERSORES *BUCK-BOOST* CLÁSSICO E *BUCK-BOOST* NÃO INVERSOR

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Jeferson Campos Monteiro**, apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos

VITÓRIA
2019

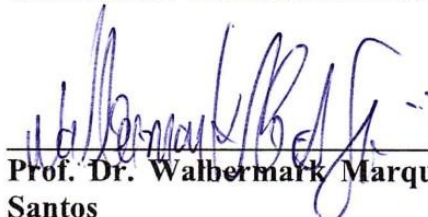
JEFERSON CAMPOS MONTEIRO

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS CONVERSORES
BUCK-BOOST CLÁSSICO E BUCK-BOOST NÃO INVERSOR**

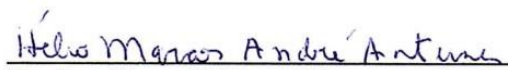
Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Jeferson Campos Monteiro**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 16, de dezembro de 2019.


COMISSÃO EXAMINADORA:



Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)
Orientador



Prof. Dr. Hélio Marcos André Antunes
Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)
Examinador



Prof. Dr. Vinícius Secchin de Melo
Instituto Federal do Espírito Santo (Ifes)
Examinador

RESUMO

Neste trabalho, serão apresentadas informações sobre o ganho estático e o rendimento dos conversores *Buck-Boost* clássico e *Buck-Boost* não inversor, que poderão ajudar na escolha de uma das topologias para desenvolvimento de projetos ou aplicações. São fornecidas informações sobre o comportamento dos indutores e capacitores, empregados em circuitos que operam em regime permanente. São apresentados os equacionamentos matemáticos e as análises de funcionamento dos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, para que as técnicas empregadas sejam aplicadas no estudo sobre as características do conversor não inversor. Os modos de atuação do conversor não inversor são analisados bem como o papel dos elementos da topologia inicialmente escolhida e a retirada dos componentes que não interferem nas características de funcionamento do circuito. Também são realizadas comparações entre as estruturas, quanto ao dimensionamento dos componentes inseridos nos circuitos conversores, trabalhando em torno do mesmo ponto de operação escolhido com parâmetros iguais para ambas as configurações. São apresentados os modelos dos componentes escolhidos, para que nas formulações matemáticas sejam consideradas as perdas de potência devido às não idealidades dos elementos dos circuitos. Por fim, são realizadas simulações dos conversores, onde são obtidas as curvas referentes ao ganho e o rendimento das estruturas considerando as perdas.

Palavras-chave: *Buck-Boost* clássico. *Buck-Boost* não inversor. Perdas.

ABSTRACT

This study proposes to introduce information about the static gain and the performance of the Classical Buck-Boost and the Non-Inverting Buck-Boost converters, which could help in the development of other projects that need to be selected by one of them. It provides information about the behavior of the inductors and capacitors when they are used in circuits that remain in a steady state. This study uses the mathematical equations and functional analyzes of the Classical Converters best-known to enable that the techniques used can also be used in the study about the characteristics of the Non-Inverting converter. The modes of operation of the Non-Inverting converter are analyzed as well as the function of the topology elements chosen at first, justifying the simplification to a new circuit. Comparisons are also made, especially regarding the sizing of components inserted in the converter circuits, between structures, working around the point of schematic operation chosen with equal parameters for all of them. The models of the selected components are presented to approximate the answers of the mathematical formulations that would occur in real physical structures. Ultimately, converters simulations are made, considering the losses caused by the imperfections of the components and the providing curves related to their performance.

Keywords: Classical Buck-Boost. Non-Inverting Buck-Boost. Losses.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – (a) Relé eletromecânico (b) Rele fotoelétrico	16
Figura 2 – Simbologia do retificador controlado de silício	16
Figura 3 – Interdisciplinaridade da Eletrônica de Potência	17
Figura 4 – Classificação dos circuitos quanto ao tipo de conversão	18
Figura 5 – Representação de um bloco conversor CC-CC	22
Figura 6 – Topologia dos principais conversores CC-CC Não Isolados: (a) <i>Buck</i> (b) <i>Boost</i> (c) <i>Buck-Boost</i> (d) Cúk (e) Zeta (f) Sepic	23
Figura 7 – Circuito com diodo de roda livre.....	26
Figura 8 – Regimes transitório e permanente da corrente em um indutor.....	27
Figura 9 – Tensão sobre o indutor em regime permanente	28
Figura 10 – Corrente no capacitor em regime permanente.....	30
Figura 11 – Conversor <i>Buck</i> com chave fechada.....	32
Figura 12 – Conversor <i>Buck</i> com chave aberta	33
Figura 13 – Formas de onda no conversor <i>Buck</i> : (a) tensão sobre o indutor (b) corrente nos enrolamentos do indutor	34
Figura 14 – Ganho do conversor <i>Buck</i>	36
Figura 15 – Ondulação relativa de corrente no <i>Buck</i>	37
Figura 16 – Formas de onda no conversor <i>Buck</i> : (a) tensão sobre o capacitor de saída (b) corrente no capacitor de saída.....	38
Figura 17 – Ondulação relativa de tensão no <i>Buck</i>	41
Figura 18 – Conversor <i>Boost</i> com chave fechada	41
Figura 19 – Conversor <i>Boost</i> com chave aberta	42
Figura 20 – Formas de onda no conversor <i>Boost</i> : (a) tensão sobre o indutor (b) corrente nos enrolamentos do indutor	43
Figura 21 – Ganho do conversor <i>Boost</i>	44
Figura 22 – Ondulação relativa de corrente no <i>Boost</i>	46
Figura 23 – Formas de onda no conversor <i>Boost</i> : (a) corrente no capacitor de saída (b) tensão no capacitor de saída.....	47
Figura 24 – Ondulação relativa de tensão no <i>Boost</i>	48
Figura 25 – Conversor <i>Buck-Boost</i> com chave fechada	49
Figura 26 – Conversor <i>Buck-Boost</i> com chave aberta.....	49
Figura 27 – Ganho estático do conversor <i>Buck-Boost</i>	50

Figura 28 – Ondulação relativa de corrente no <i>Buck-Boost</i>	52
Figura 29 – Corrente e tensão no capacitor do conversor <i>Buck-Boost</i> : (a) corrente no capacitor de saída (b) tensão no capacitor de saída.....	52
Figura 30 – Curvas relativas das correntes dos conversores	54
Figura 31 – Curvas relativas das tensões dos conversores	54
Figura 32 – Ondulação relativa de tensão das simulações dos conversores.....	61
Figura 33 – Ondulação relativa de corrente das simulações dos conversores.....	61
Figura 34 – Topologia do conversor <i>Buck-Boost</i> Não Inversor	63
Figura 35 – <i>Buck-Boost</i> Não Inversor controlado por quatro chaves.....	64
Figura 36 – <i>Buck-Boost</i> Não Inversor controlado por duas chaves.....	64
Figura 37 – Modo <i>Buck</i> com chave fechada.....	65
Figura 38 – Modo <i>Buck</i> com chave aberta	65
Figura 39 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo <i>Buck</i> : (a) tensão nos enrolamentos do indutor L_1 (b) corrente nos enrolamentos do indutor L_1	66
Figura 40 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo <i>Buck</i> : (a) corrente no capacitor C_1 (b) tensão no capacitor C_1	67
Figura 41 – Modo <i>Boost</i> com chave fechada.....	69
Figura 42 – Modo <i>Boost</i> com chave aberta	70
Figura 43 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo <i>Boost</i> : (a) tensão no indutor L_2 (b) corrente no indutor L_2	70
Figura 44 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo <i>Boost</i> : (a) corrente no capacitor C_1 (b) corrente no capacitor de saída.....	72
Figura 45 – Modelo adotado para estudo de pequenos e grandes sinais	76
Figura 46 – Estrutura simplificada do <i>Buck-Boost</i> Não Inversor	77
Figura 47 – Modelo real de um indutor	78
Figura 48 – Modelo real adotado para o capacitor	79
Figura 49 – Modelo real adotado para o diodo.....	79
Figura 50 – Estrutura <i>Buck-Boost</i> clássica considerando a resistência dos elementos.....	81
Figura 51 – Formas de onda nos elementos do <i>Buck-Boost</i> clássico: (a) tensão sobre a chave (b) corrente no indutor (c) corrente no diodo de roda livre (d) corrente no capacitor de saída (e) corrente na chave.....	82
Figura 52 – Curvas simuladas com R_L e R_{Co} nulos: (a) ganho (b) rendimento.....	86
Figura 53 – Curvas simuladas com $R_L = 320\text{m}\Omega$ e $R_{Co} = 500\text{m}\Omega$: (a) ganho (b) rendimento	86
Figura 54 – Conversor não inversor no modo <i>Buck</i>	87

Figura 55 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo <i>Buck</i> : (a) tensão sobre a chave $S_{(1)}$ (b) corrente nos enrolamentos do indutor L (c) corrente no diodo de roda livre $D_{r(1)}$ (d) corrente no capacitor de saída C_o (e) corrente na chave $S_{(1)}$	88
Figura 56 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo <i>Buck</i> considerando as perdas: (a) ganho (b) rendimento	91
Figura 57 – Conversor não inversor no modo <i>Boost</i>	92
Figura 58 – Formas de onda na estrutura não inversora o modo <i>Boost</i> : Tensão sobre a chave $S_{(2)}$ (b) corrente no indutor L (c) corrente no diodo de roda livre $D_{r(2)}$ (d) corrente no capacitor de saída C_o (e) corrente na chave $S_{(2)}$	93
Figura 59 – Formas de onda na estrutura não inversora com R_L e R_{C_o} nulos: (a) ganho (b) rendimento	96
Figura 60 – Formas de onda na estrutura não inversora com $R_L = 320\text{m}\Omega$ e $R_{C_o} = 500\text{m}\Omega$: (a) ganho (b) rendimento	96
Figura 61 – Formas de onda simuladas da estrutura não inversora no modo <i>Buck</i> : (a) ganho (b) rendimento	98
Figura 62 – Formas de onda simuladas da estrutura não inversora no modo <i>Boost</i> : (a) ganho (b) rendimento	98
Figura 63 – Formas de onda simuladas do conversor <i>Buck-Boost</i> clássico: (a) ganho (b) rendimento	99
Figura 64 – Formas de onda do conversor <i>Buck-Boost</i> clássico mesclando as características das curvas dos modos <i>Buck</i> e <i>Boost</i> : (a) ganhos (b) rendimentos	100

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Ganho estático dos conversores em função da razão-cíclica.....	25
Quadro 2 – Dados dos elementos simulados para comparação entre os conversores <i>Buck</i> e <i>Buck-Boost</i>	58
Quadro 3 – Dados dos elementos simulados para comparação entre os conversores <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i>	58
Quadro 4– Resultado das ondulações dos conversores <i>Buck</i> e <i>Buck-Boost</i>	58
Quadro 5– Resultado das ondulações dos conversores <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i>	58
Quadro 6 – Constantes limitadoras <i>Buck</i> e <i>Buck-Boost</i>	59
Quadro 7 – Constantes limitadoras <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i>	59
Quadro 8 – Valores máximos obtidos por meio das constantes limitadoras de ondulações de correntes.....	59
Quadro 9 – Valores máximos obtidos por meio das constantes limitadoras de tensões.....	60
Quadro 10 – Dados adotados para cálculos das equações do conversor <i>Buck-Boost</i> clássico.....	85
Quadro 11 – Resistência dos elementos semicondutores	85
Quadro 12 – Ganho e rendimento afetados pela inserção das resistências passivas	87
Quadro 13 – Dados adotados para cálculos das equações no modo <i>Buck</i>	91
Quadro 14 – Ganho e rendimento afetados pela inserção das resistências passivas	92
Quadro 15 – Dados adotados para cálculos das equações no modo <i>Boost</i>	95
Quadro 16 – Ganho e rendimento afetados pela inserção das resistências passivas.	97
Quadro 17 – Dados para simulação dos circuitos conversores.....	97
Quadro 18 – Resistência dos elementos escolhidos	97

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
DC	<i>Direct Current</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
PSIM	<i>Power Electronics Simulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

P_e	Potência na fonte de entrada (W)
P_o	Potência na carga (W)
E	Valor da tensão na fonte de entrada (V)
I_E	Valor médio da corrente na fonte de entrada (A)
V_o	Valor médio da tensão sobre a carga (V)
I_o	Valor médio da corrente na carga (A)
G	Ganho estático
t_a	Tempo de chave aberta (s)
t_c	Tempo de chave em condução (s)
T	Período de chaveamento (s)
D	Razão-cíclica
v_L	Tensão instantânea sobre o indutor (V)
L	Valor da indutância do indutor (H)
i_L	Corrente instantânea no indutor (A)
t	Tempo (s)
t_0	Tempo inicial (s)
Δt	Variação de tempo (s)
V_L	Valor médio da tensão sobre o indutor (V)
X_L	Impedância do indutor (Ω)
f	Frequência de chaveamento (Hz)
i_c	Corrente instantânea no capacitor (A)
C	Valor da capacitância do capacitor (F)
v_c	Tensão instantânea sobre o capacitor (V)
I_c	Valor médio da corrente no capacitor (A)
X_C	Impedância do capacitor (Ω)
S	Chave comutadora
D_r	Diodo de roda livre
ΔI	Variação de corrente no indutor (A)
i_{max}	Corrente máxima no indutor (A)
i_{min}	Corrente mínima no indutor (A)
I_L	Valor médio da corrente no indutor (A)

I_{C0}	Valor médio da corrente no capacitor de saída (A)
α	Ondulação relativa de corrente
K	Constante limitadora da ondulação de corrente
R_o	Valor da resistência de carga (Ω)
i_{C0}	Corrente instantânea no capacitor de saída (A)
C_o	Valor da capacitância do capacitor de saída (F)
v_{C0}	Tensão instantânea sobre o capacitor de saída (V)
ΔV	Variação de tensão sobre o capacitor (V)
Y	Constante limitadora da ondulação de tensão <i>Buck</i>
Y'	Constante limitadora da ondulação de tensão <i>Boost</i> e <i>Buck-Boost</i>
I_{Dr}	Valor médio da corrente no diodo (A)
β	Ondulação relativa de tensão
ΔI_{BU}	Variação de corrente no indutor no modo <i>Buck</i> (A)
ΔI_{BB}	Variação de corrente no indutor no modo <i>Buck-Boost</i> (A)
D_{BU}	Razão-cíclica no modo <i>Buck</i>
L_{BU}	Valor da indutância do indutor no modo <i>Buck</i> (H)
L_{BB}	Valor da indutância do indutor no modo <i>Buck-Boost</i> (H)
D_{BB}	Razão-cíclica no modo <i>Buck-Boost</i>
ΔV_{BU}	Variação de tensão no capacitor no modo <i>Buck</i> (V)
ΔV_{BB}	Variação de tensão no capacitor no modo <i>Buck-Boost</i> (V)
C_{BB}	Valor da capacitância do capacitor no modo <i>Buck-Boost</i> (F)
C_{BU}	Valor da capacitância do capacitor no modo <i>Buck</i> (F)
ΔI_{BO}	Variação de corrente no indutor no modo <i>Boost</i> (A)
D_{BO}	Razão-cíclica no modo <i>Boost</i>
L_{BO}	Valor da indutância do indutor no modo <i>Boost</i> (H)
C_{BO}	Valor da capacitância do capacitor no modo <i>Boost</i> (F)
K_{BU}	Constante limitadora da ondulação de corrente no modo <i>Buck</i>
K_{BB}	Constante limitadora da ondulação de corrente no modo <i>Buck-Boost</i>
K_{BO}	Constante limitadora da ondulação de corrente no modo <i>Boost</i>
Y_{BU}	Constante limitadora da ondulação de tensão no modo <i>Buck</i>
Y_{BB}	Constante limitadora da ondulação de tensão no modo <i>Buck-Boost</i>
Y_{BO}	Constante limitadora da ondulação de tensão no modo <i>Boost</i>
S_1	Chave comutadora 1

S_2	Chave comutadora 2
$D_{r(1)}$	Diodo de roda livre 1
L_1	Valor da indutância do indutor 1 (H)
$D_{r(2)}$	Diodo de roda livre 2
v_{L1}	Tensão instantânea sobre o indutor 1 (V)
v_{L2}	Tensão instantânea sobre o indutor 2 (V)
i_{L1}	Corrente instantânea no indutor 1 (A)
v_{C1}	Tensão instantânea sobre o capacitor 1 (V)
C_1	Valor da capacitância do capacitor 1 (F)
ΔI_{L1}	Variação de corrente no indutor 1 (A)
ΔI_{L2}	Variação de corrente no indutor 2 (A)
i_{C1}	Corrente instantânea no capacitor 1 (A)
i_{L2}	Corrente instantânea no indutor 2 (A)
ΔV_{Co}	Variação de tensão sobre o capacitor de saída (V)
ΔV_{C1}	Variação de tensão sobre o capacitor 1 (V)
V_{max}	Tensão máxima sobre o capacitor (V)
V_{min}	Tensão mínima sobre o capacitor (V)
L_2	Valor da indutância do indutor 2 (H)
I_{L1}	Valor médio da corrente no indutor 1 (A)
I_{L2}	Valor médio da corrente no indutor 2 (A)
I_{C1}	Valor médio da corrente no capacitor 1 (A)
$I_{Dr(2)}$	Valor médio da corrente no diodo 2 (A)
$I_{S(2)}$	Valor médio da corrente na chave 2 (A)
R_L	Valor da resistência do indutor (Ω)
R_{Co}	Valor da resistência do capacitor de saída (Ω)
R_{Dr}	Valor da resistência de polarização direta do diodo (Ω)
V_B	Tensão de barreira potencial do diodo (V)
I_{Dr}	Valor médio da corrente no diodo (A)
η	Rendimento
P_{perdas}	Potência total dissipada no circuito (W)
$I_{S(RMS)}$	Valor eficaz da corrente na chave (A)
$I_{Dr(RMS)}$	Valor eficaz da corrente no diodo (A)

$I_{L(RMS)}$	Valor eficaz da corrente no indutor (A)
$I_{Co(RMS)}$	Valor eficaz da corrente no capacitor de saída (A)
$I_{Dr(1)(RMS)}$	Valor eficaz da corrente no diodo 1 (A)
$I_{Dr(2)(RMS)}$	Valor eficaz da corrente no diodo 2 (A)
R_{eqBB}	Valor da resistência equivalente <i>Buck-Boost</i> clássico (Ω)
V_{eqBB}	Tensão equivalente <i>Buck-Boost</i> clássico (V)
D_{min}	Razão-cíclica mínima
R_S	Valor da resistência de condução da chave mosfet (Ω)
$S_{(1)}$	Chave comutadora 1
$S_{(2)}$	Chave comutadora 2
$R_{S(1)}$	Valor da resistência da chave 1 (Ω)
$R_{S(2)}$	Valor da resistência da chave 2 (Ω)
$V_{B(1)}$	Tensão de barreira potencial do diodo 1 (V)
$V_{B(2)}$	Tensão de barreira potencial do diodo 2 (V)
$R_{Dr(1)}$	Valor da resistência do diodo 1 (Ω)
R_{eqBU}	Valor da resistência equivalente modo <i>Buck</i> (Ω)
V_{eqBU}	Tensão equivalente modo <i>Buck</i> (V)
$R_{Dr(2)}$	Valor da resistência do diodo 2 (Ω)
R_{eqBO}	Valor da resistência equivalente modo <i>Boost</i> (Ω)
V_{eqBO}	Tensão equivalente modo <i>Boost</i> (V)

SUMÁRIO

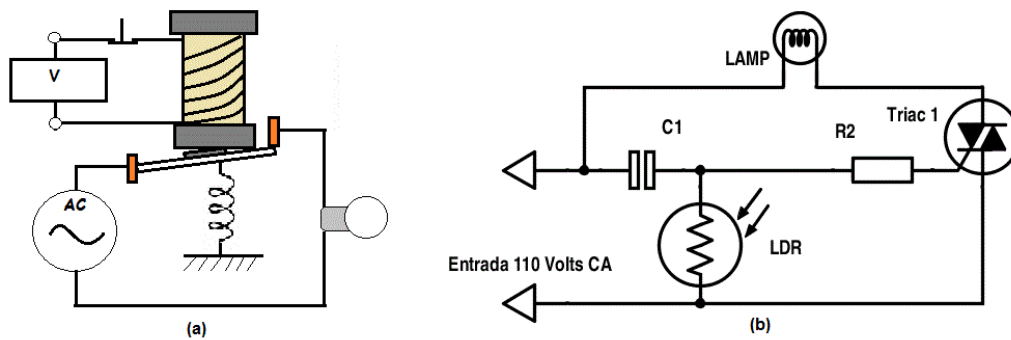
1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Motivação e Justificativa	19
1.2	Objetivo Geral	19
1.2.1	Objetivos Específicos	19
1.3	Metodologia.....	20
1.4	Organização do texto	20
2	CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS.....	22
2.1	Conversores clássicos mais utilizados.....	23
2.2	Características importantes sobre indutores e capacitores em regime permanente... 27	
2.2.1	Valor médio da tensão em indutores	27
2.2.2	Valor médio da corrente em capacitores	29
2.3	Considerações sobre o capítulo	30
3	ANÁLISE DOS CONVERSORES <i>BUCK</i>, <i>BOOST</i> E <i>BUCK-BOOST</i>.....	32
3.1	Conversor <i>Buck</i>	32
3.1.1	Ondulação de corrente no indutor	33
3.1.2	Ondulação de tensão no capacitor	38
3.2	Conversor <i>Boost</i>	41
3.2.1	Ondulação de corrente no indutor	42
3.2.2	Ondulação de tensão no capacitor	46
3.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	48
3.3.1	Ondulação de corrente no indutor	49
3.3.2	Ondulação de tensão no capacitor	52
3.4	Comparativo entre os conversores sobre suas ondulações	53
3.5	Considerações sobre o capítulo	61
4	ANÁLISE DO CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> NÃO INVERSOR	63
4.1	Modo <i>Buck</i>	65
4.1.1	Ondulação de corrente no indutor	66
4.1.2	Ondulação de tensão no capacitor	67
4.2	Modo <i>Boost</i>	69
4.2.1	Ondulação de corrente no indutor	70
4.2.2	Ondulação de tensão no capacitor	72

4.3 Modo <i>Buck-Boost</i>	75
4.4 Topologia do circuito adotado para análise do conversor <i>Buck-Boost</i> não inversor.	76
4.5 Considerações sobre o capítulo	77
5 ANÁLISE DE PERDAS DOS CONVERSORES	78
5.1 Modelos adotados para os elementos do circuito	78
5.2 Rendimento dos conversores	81
5.2.1 <i>Buck-Boost</i> Clássico	81
5.2.2 Modo <i>Buck</i>	87
5.2.3 Modo <i>Boost</i>	92
5.3 Simulação dos circuitos conversores <i>Buck-Boost</i> Não Inversor e <i>Buck-Boost</i> Clássico	97
5.4 Considerações sobre o capítulo	99
6 CONCLUSÕES	101
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	103

1 INTRODUÇÃO

Com o passar dos anos, o controle realizado por meio de componentes eletromecânicos na área de potência elétrica vem sendo substituído por elementos de estado sólido. Utilizar partes mecânicas móveis para realizar ações de controle em um sistema possui desvantagens, já que ocorre a geração de ruídos de natureza elétrica, além dos desgastes das partes que se deslocam. O relé eletromecânico, ilustrado na Figura 1(a), é um exemplo disso, pois utiliza uma parte móvel para controlar o fluxo de energia. Já os componentes de estado sólido são compostos por elementos semicondutores, por exemplo, tiristores e transistores, que não sofrem com a ação mecânica, como é ilustrado no esquema de circuito de um relé fotoelétrico na Figura 1(b).

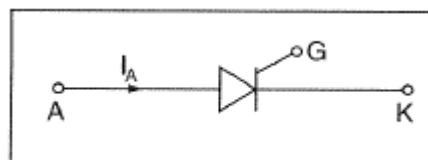
Figura 1 – (a) Relé eletromecânico (b) Rele fotoelétrico



Fonte: Citisystems (2016) e Nova Eletrônica (2016).

Na década de 60, pela primeira vez, surge o termo “Eletrônica de Potência”, segundo Ahmed (2000, p. 14), “após a criação do SCR (*Silicon Controlled Rectifier* – retificador controlado de silício) pela *General Electric*”. A simbologia desse elemento retificador é ilustrada na Figura 2.

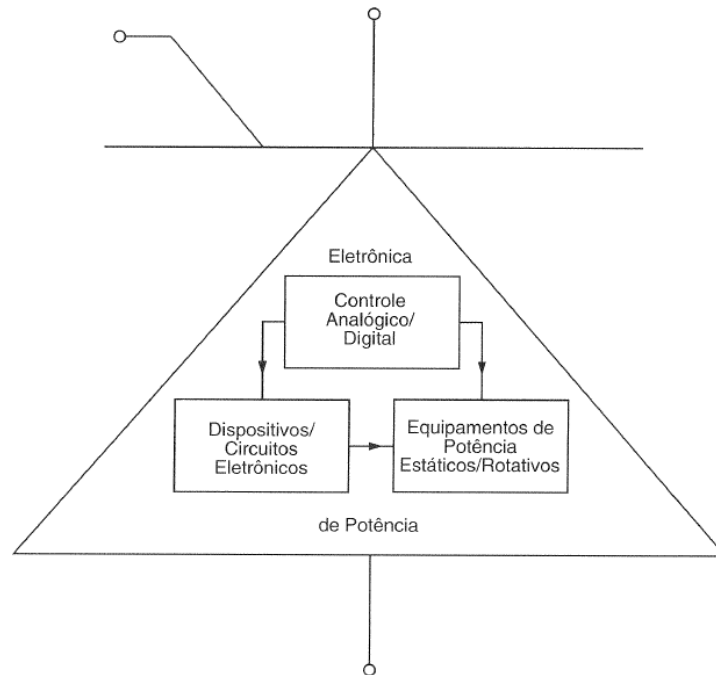
Figura 2 – Simbologia do retificador controlado de silício



Fonte: Rashid (2004).

Eletrônica de potência é a junção de potência, eletrônica e controle. Nessa área são empregados dispositivos semicondutores de potência utilizados no controle e na conversão de energia elétrica em altos níveis de potência. Essa composição das três áreas é ilustrada na Figura 3.

Figura 3 – Interdisciplinaridade da Eletrônica de Potência



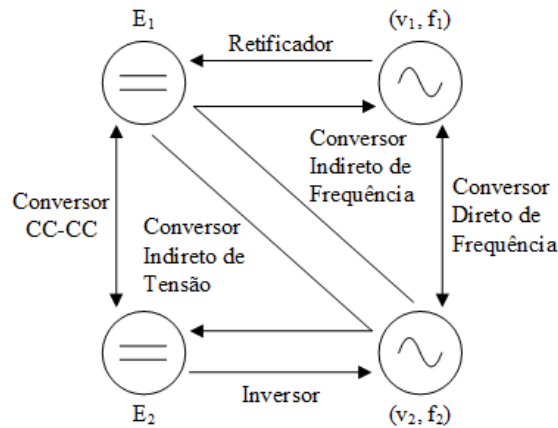
Fonte: Rashid (2004).

A criação dos dispositivos semicondutores capazes de realizar conversão de energia em altas potências possibilitou a evolução rápida nesse novo segmento. Ahmed (2000, p. 14) informa que: “esses dispositivos oferecem alta confiabilidade e são de pequeno porte”. Por serem menores são utilizados em áreas que não eram alcançadas, como: controle de iluminação e de aquecimento, fontes reguladas, sistema de transmissão DC, entre outros.

Em meio às diversas ramificações da Eletrônica de Potência, podem-se citar os circuitos quanto ao tipo de conversão, sendo classificados como: conversor CA-CC (retificadores controlados), conversor CA-CA (controladores de tensão CA), conversores CC-CC (*choppers*) e conversores CC-CA (inversores), conforme ilustrado na Figura 4. Os Conversores CC-CC Não Isolados podem ser utilizados para transformar uma fonte de tensão contínua em uma fonte com saída de tensão ajustável. O termo “Não Isolado” é usado quando o conversor não tem a presença de um transformador isolador; e quando é citado com o termo “Isolado”, faz uso deste elemento.

São muitas as estruturas conversoras disponíveis atualmente, mas existem seis topologias básicas mais utilizadas, a saber: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cúk*, *Zeta* e *Sepic*.

Figura 4 – Classificação dos circuitos quanto ao tipo de conversão



Fonte: Barbi (2006).

Entre as topologias básicas citadas, o conversor *Buck-Boost* tem sido acoplado a circuitos de sistemas híbridos de energia solar e eólica com armazenamento em baterias. Mas alguns artigos têm-se referido a esse conversor como uma opção com desvantagem para implementação nesse tipo de sistema, já que na topologia clássica a tensão de saída tem polaridade invertida em relação à fonte de entrada (FARIAS, 2016).

Então, uma nova estrutura vem ganhando espaço, conhecida como *Buck-Boost Não Inversor*, onde a tensão de saída e a fonte de entrada mantém a mesma polaridade. Entretanto, algumas propostas verificadas para uso do não inversor apenas informam da substituição para sanar a desvantagem citada, sem discorrerem sobre os aspectos do ganho e do rendimento frente às perdas inerentes aos circuitos físicos reais. Por isso, este trabalho relembra algumas topologias clássicas, apresenta a nova e compara os resultados, por meio do desenvolvimento de equações que aproximem o comportamento dos circuitos reais, e com dados de simulações ajudando na identificação dos pontos positivos e negativos dos dois conversores, deixando em aberto qual seria mais vantajoso para ser utilizado nas aplicações de interesse.

O trabalho explana sobre o comportamento dos elementos do circuito, as características de funcionamento associadas aos modelos matemáticos, apresentando informações que justifiquem as respostas nos circuitos. Isso serve para entender o comportamento dos

conversores básicos e desenvolver as equações para dimensionar os elementos. Com as características dos elementos e o estudo das estruturas clássicas, os conceitos vistos são aplicados à nova estrutura não inversora que é comparada ao *Buck-Boost* clássico, fornecendo informações para escolha da topologia adequada ao projeto.

1.1 Motivação e Justificativa

O conversor *Buck-Boost* clássico é empregado em diversas aplicações, por exemplo, em circuitos que regulam os níveis de tensão de uma ponte retificadora para armazenamento em bancos de baterias. Mas a estrutura clássica, com polaridade invertida da tensão de saída em relação à tensão de entrada, tem sido substituída pelo conversor *Buck-Boost* não inversor, sendo justificado por Didonet (2015) e Farias (2016), como uma alternativa para sanar essa desvantagem.

A análise do tema é importante, pois a escolha entre a estrutura clássica e a não inversora deve ser fundamentada não apenas pela desvantagem da inversão de polaridade, mas desenvolvendo análises baseadas na obtenção do ganho e do rendimento desses conversores. É fundamental o estudo dessas topologias considerando às não idealidades dos componentes do circuito, possibilitando a escolha sobre qual conversor utilizar, de acordo com dados extraídos da dinâmica do circuito, além da experiência e o conhecimento alcançado, após o estudo dessas estruturas.

1.2 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo auxiliar na escolha entre os conversores *Buck-Boost* clássico e *Buck-Boost* não inversor para desenvolvimento de projetos e aplicações, por meio do levantamento das curvas de ganho e rendimento.

1.2.1 Objetivos Específicos

- Realizar a análise do comportamento dos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* clássicos;
- Desenvolver o equacionamento matemático dos conversores nos casos ideais e com perdas;

- Ilustrar as curvas de ganho e rendimento com perdas;
- Explicar o comportamento da estrutura não inversora;
- Comparar as formas de onda obtidas por meio de equacionamento com as curvas simuladas.

1.3 Metodologia

Inicialmente é feito um estudo sobre as estruturas dos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* clássicos. São apresentados os métodos empregados na análise e obtenção do equacionamento matemático desses circuitos, os termos e as divisões das etapas para entendimento das técnicas utilizadas.

Os métodos empregados no estudo inicial são aplicados na análise da estrutura não inversora para desenvolvimento do equacionamento matemático, e assim as curvas de ganho e rendimento, ondulações de corrente e tensão e o dimensionamento dos elementos do circuito são obtidos.

Finalmente, são realizadas comparações das respostas de ganho e rendimento dos conversores *Buck-Boost* clássico e *Buck-Boost* não inversor, considerando as perdas devidas às não idealidades dos componentes, com simulações dos circuitos realizadas por meio da versão para estudantes do software PSIM (*Power Electronics Simulation*) comprovando o equacionamento matemático desenvolvido.

1.4 Organização do texto

No Capítulo 2 são apresentadas as topologias dos circuitos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* clássicos. Informações sobre o comportamento de indutores e capacitores em regime permanente, e uma explicação do fenômeno que ocorre ao abrir uma chave inserida em um circuito com características de fonte de corrente.

No Capítulo 3 é desenvolvido o equacionamento matemático que descreve as ondulações de corrente e tensão das estruturas dos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, e qual o comportamento delas em relação ao próprio valor médio variando-se a razão-cíclica. Ainda é

feita uma comparação referente ao dimensionamento de indutores e capacitores empregados em diferentes estruturas que trabalham em torno de um mesmo ponto de operação, em condições iguais de funcionamento.

No Capítulo 4 é apresentado o conversor *Buck-Boost* não inversor e seus modos de operação. São desenvolvidos os equacionamentos referentes ao ganho, para comprovar suas características abaixadora e elevadora de tensão, semelhante ao que ocorre nos conversores *Buck* e *Boost* clássicos. É feita uma análise dos elementos demonstrando que a estrutura com apenas um indutor e um capacitor pode ser empregada sem alterar a dinâmica do circuito.

No Capítulo 5 são assumidos modelos dos componentes incluindo suas não idealidades, permitindo a obtenção das curvas de ganho e rendimento considerando as perdas que ocorrem no circuito. São realizadas simulações que fornecem as mesmas características obtidas por meio dos equacionamentos matemáticos.

Por fim, no capítulo Conclusões são apresentados os resultados e entendimentos que foram extraídos de todo trabalho, e as sugestões para continuidade do tema em trabalhos futuros.

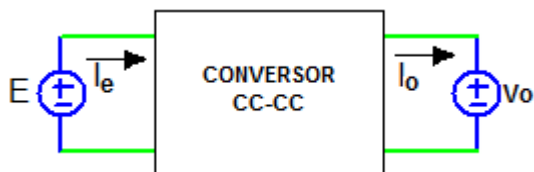
2 CONVERSORES CC-CC BÁSICOS NÃO ISOLADOS

Na sequência serão apresentadas as estruturas dos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, destacando-se suas características de ondulações de corrente e tensão. Será realizado um comparativo quanto ao dimensionamento dos elementos, quando os circuitos estiverem trabalhando em torno do mesmo ponto de operação, assumindo condições iguais de funcionamento.

Um conversor CC-CC básico não isolado é um circuito formado por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores, composto por chave feita de elemento semiconductor de potência que controla o fluxo de energia da fonte de entrada para a saída.

As etapas de funcionamento de um conversor podem ser entendidas analisando a Figura 5. Nela, um circuito composto por uma fonte de tensão (E) responsável por fornecer energia, é conectada ao bloco denominado conversor CC-CC que controla o fluxo de energia que chega à fonte de saída V_o .

Figura 5 – Representação de um bloco conversor CC-CC



Fonte: Barbi e Martins (2006).
Nota: Adaptado pelo autor.

Barbi e Martins (2006, p. 2) informam que, “num conversor ideal, as perdas internas são nulas e a potência entregue à carga é igual à potência cedida pela fonte [...]”. A carga na Figura 5 é representada pela fonte V_o que recebe uma potência de saída (P_o) igual à potência cedida pela fonte de entrada (P_E), conforme a equação (1).

$$P_E = P_o \quad (1)$$

A equação (1) pode ser determinada pelos valores médios de corrente de entrada (I_E) e de saída (I_o), e da tensão de entrada (E) e saída (V_o), conforme a equação (2).

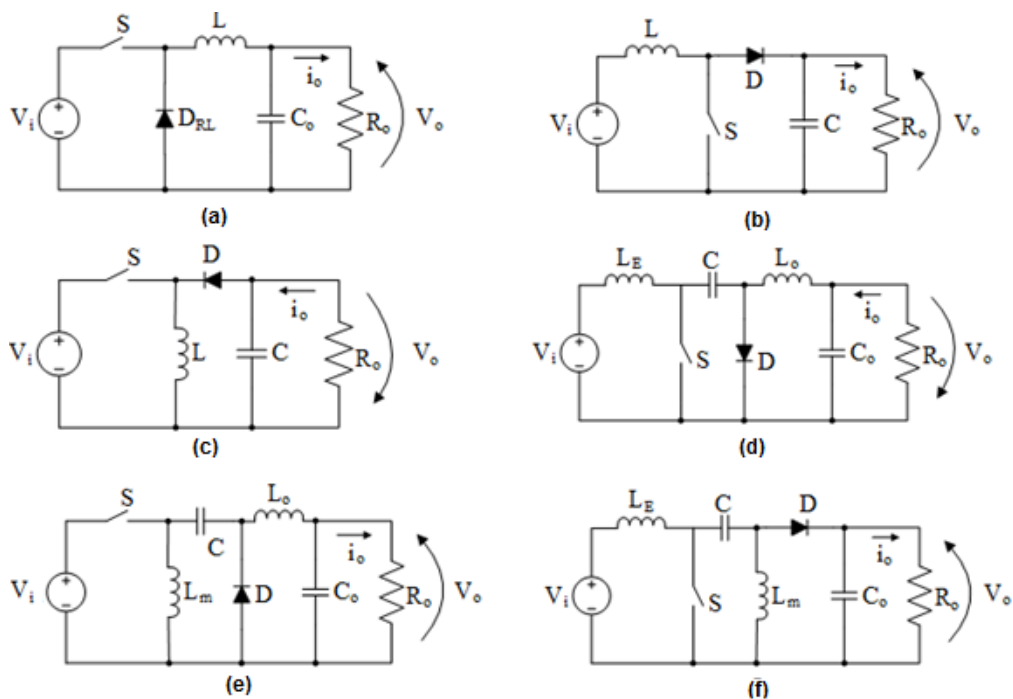
$$EI_E = V_o I_o \quad (2)$$

Na Figura 5, pode-se notar ainda que o bloco conversor CC-CC está entre duas fontes de tensão, mas Barbi e Martins (2006, p. 18) afirmam que: “uma fonte de tensão só pode ser conectada a uma carga com características de fonte de corrente”. Portanto, internamente, o conversor deve ter obrigatoriamente uma etapa com fonte de corrente.

2.1 Conversores clássicos mais utilizados

Barbi e Martins (2006, p.3) relatam que: “o número de conversores estáticos CC-CC não isolados é muito grande. Contudo, seis deles são mais populares e difundidos [...]”. Os conversores mais utilizados segundo eles são: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cúk*, *Zeta* e *Sepic*, mostrados na Figura 6.

Figura 6 – Topologia dos principais conversores CC-CC Não Isolados: (a) *Buck* (b) *Boost* (c) *Buck-Boost* (d) *Cúk* (e) *Zeta* (f) *Sepic*



Fonte: Moraes (2018).

Nota: Adaptado pelo autor.

Os conversores apresentam topologias diferentes para controlar o fluxo de energia, podendo elevar ou abaixar a tensão de saída. Por exemplo, o conversor *Buck* é dito puramente abaixador de tensão, pois seu ganho estático (G), apresentado na equação (3), pode chegar a no máximo 1, quando a tensão de entrada for igual à tensão de saída. Já o conversor *Boost* é puramente elevador de tensão, já que seu ganho estático mínimo é 1 para uma tensão de saída igual à da fonte de entrada, mas pode alcançar valores maiores. Os outros conversores apresentam características de elevar e abaixar a tensão de saída.

$$G = \frac{V_o}{E} \quad (3)$$

O fluxo de energia controlado através do chaveamento é dividido em dois tempos, sendo t_c o intervalo de chave fechada conduzindo e t_a , de chave aberta.

Os dois tempos somados resultam no período de chaveamento (T), apresentado na equação (4).

$$T = t_c + t_a \quad (4)$$

O tempo da chave em condução dividido pelo período de chaveamento é chamado de razão-cíclica (D) ou (*duty cycle*), conforme a equação (5).

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (5)$$

O intervalo disponível para variação da razão-cíclica é apresentado na equação (6).

$$0 \leq D \leq 1 \quad (6)$$

O ganho estático que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada, definido na equação (3), é apresentado em função da razão-cíclica, conforme Quadro 1.

Quadro 1 – Ganho estático dos conversores em função da razão-cíclica

Conversor	Ganho estático
<i>Buck</i>	D
<i>Boost</i>	$1/(1-D)$
<i>Buck-Boost</i>	$D/(1-D)$
<i>Cúk</i>	$D/(1-D)$
<i>Zeta</i>	$D/(1-D)$
<i>Sepic</i>	$D/(1-D)$

Fonte: Barbi e Martins (2006).

Nota: Itálico nosso.

Para confirmar o que foi dito anteriormente, sobre os conversores agirem como elevadores e/ou abaixadores de tensão, basta variar a razão-cíclica no seu intervalo de atuação nas equações apresentadas no Quadro 1. Assim, verifica-se também que os conversores que assumem as duas características; trabalham como: abaixadores quando $D < 0,5$; como elevadores quando $D > 0,5$; e com $D = 0,5$ a tensão de entrada é igual à tensão de saída.

Os conversores ainda apresentam outra característica quando estão em funcionamento. Eles podem assumir três modos distintos de condução: o primeiro é o Modo de Condução Contínua (MCC), aonde a corrente no indutor nunca chega à zero; o segundo modo é o crítico, quando a corrente mínima assume valor nulo, mas volta a crescer; e o Modo de Condução Descontínua (MCD), quando a corrente permanece nula em parte do período de chaveamento.

Neste trabalho, assume-se que os conversores estão em Modo de Condução Contínua, e outras características, tais como:

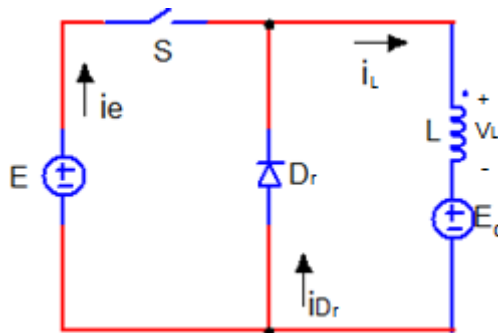
- Regime permanente;
- Carga resistiva;
- Componentes ideais.

Antes de continuar, é possível notar o emprego de indutores nos conversores da Figura 6, que assumem características de fonte de corrente para uma indutância (L) muito maior que zero. Por isso, vale citar outra observação importante na Engenharia Elétrica, referente à abertura de uma fonte de corrente ou de uma carga com características de fonte de corrente. Barbi e Martins (2006, p. 18) informam que: “a abertura de uma fonte de corrente, ou de uma carga com características de fonte de corrente (bateria ou capacitor, ambos em série com um indutor), não é permitida”.

A simples abertura de uma fonte de corrente sem qualquer regra, não é permitida. É necessário colocar em antiparalelo um diodo de roda livre, que fornece um caminho para que a corrente continue circulando. Mas se ele não for empregado, pode causar tensões destrutivas sobre a chave do circuito (BARBI, 2006).

Para entender o fenômeno físico provocado ao abrir um circuito com características de fonte de corrente, é utilizado o circuito da Figura 7 como exemplo e a equação (7) que descreve a tensão instantânea (v_L) obtida por meio da derivada da corrente (i_L) no indutor.

Figura 7 – Circuito com diodo de roda livre



Fonte: Produção do próprio autor.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (7)$$

Na Figura 7, o indutor com indutância (L) inicia seu carregamento com o fechamento da chave S . Quando a chave é aberta, a equação (7) é reescrita conforme a equação (8).

$$v_L = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = L \frac{(i_f - i_i)}{(t_f - t_i)} = L \frac{(0 - i_i)}{(t_f - 0)} = -L \frac{i_i}{t_f} \quad (8)$$

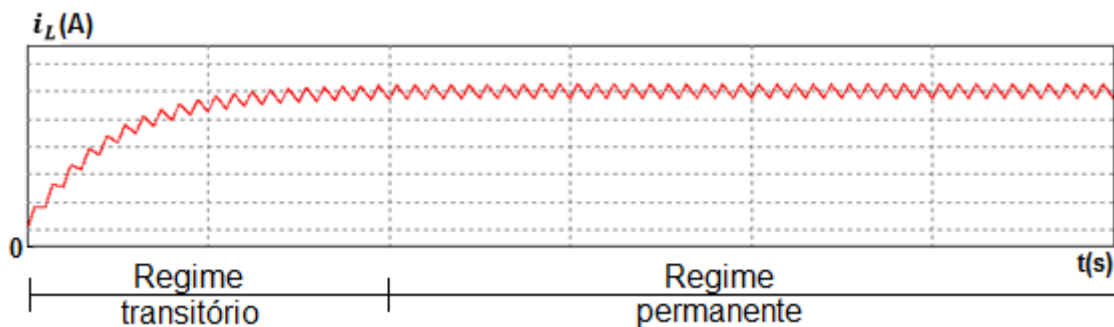
O resultado na equação (8) indica uma tensão v_L que pode assumir valores altos, provocando no diodo uma polarização direta, forçando-o a conduzir. Essa tensão elevada, ou melhor, essa força contra eletromotriz (f_{cem}) tenta impedir a abertura da chave. Fowler (2013, p. 294) diz que: “essa tensão elevada (f_{cem}), que é gerada quando um circuito indutivo é aberto, é conhecida como GOLPE INDUTIVO”. A tensão não continua crescendo indefinidamente, pois o diodo; ao ser polarizado diretamente, faz com que a corrente circule e a tensão no indutor se estabilize.

2.2 Características importantes sobre indutores e capacitores em regime permanente

Foi dito que, neste estudo, os conversores serão analisados em regime permanente. Trata-se de um período de tempo, cujos efeitos transitórios deixam de existir. Conforme Pavan (2017, p. 1) explica: “[...] esse regime é atingido após a passagem de um tempo suficiente para que as respostas transitórias do circuito desapareçam”.

Ilustrando as afirmações anteriores, é possível notar na Figura 8 que antes de atingir o regime permanente, caracterizado por uma onda estacionária com período definido e valores que se repetem, a corrente (i_L) passa por um período em que os valores são diferentes, denominado regime transitório.

Figura 8 – Regimes transitório e permanente da corrente em um indutor



Fonte: Produção do próprio autor.

O regime permanente provoca efeitos interessantes em indutores e capacitores e será analisado na sequência.

2.2.1 Valor médio da tensão em indutores

As equações (7) e (9) descrevem os comportamentos instantâneos da tensão e corrente em indutores, respectivamente.

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L(t) dt + i_L(t_0) \quad (9)$$

O regime permanente, caracterizado pela repetição de valores, é analisado no indutor avaliando a equação (9) nos limites de integração t_0 a $t_0 + T$, que resulta na equação (10).

$$L[i_L(t_0 + T) - i_L(t_0)] = \int_{t_0}^{t_0+T} v_L(t) dt = 0 \quad (10)$$

A equação (10) é zero porque o valor assumido pela corrente em t_0 é igual ao valor em $t_0 + T$. Substituindo o resultado da equação (10) na equação (11), referente à definição matemática do valor médio (H_M) de uma função $h(t)$:

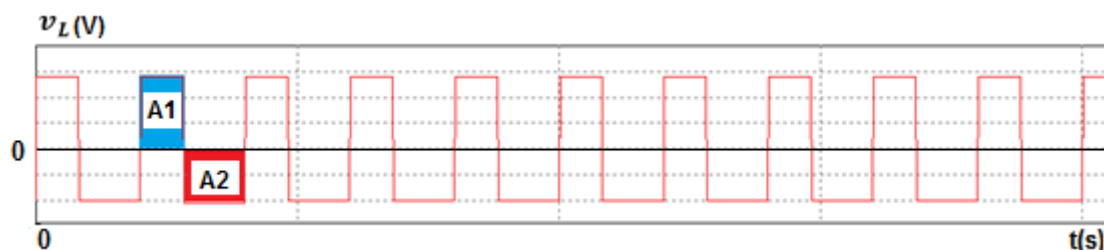
$$H_M = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} h(t) dt \quad (11)$$

Obtém-se o valor médio da tensão no indutor (V_L) que é zero, conforme a equação (12):

$$V_L = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_L(t) dt = 0 \quad (12)$$

Portanto, o resultado obtido em (12), mostra que em regime permanente o valor médio da tensão (V_L) é zero. Essa tensão varia em torno de zero com integrais de áreas positivas e negativas, conforme é visto na Figura 9, cujas áreas A1 e A2 são iguais em valores absolutos.

Figura 9 – Tensão sobre o indutor em regime permanente



Fonte: Produção do próprio autor.

Outro aspecto interessante do indutor refere-se ao seu comportamento com relação à frequência do sinal que circula em seus enrolamentos. Valendo-se da equação (13), referente ao módulo

de sua impedância (X_L), é possível notar que para frequências (f) tendendo a valores infinitos, ele age como um circuito aberto, mas se os valores tendem a zero comporta-se como um curto-circuito.

$$X_L = 2\pi fL \quad (13)$$

2.2.2 Valor médio da corrente em capacitores

As equações (14) e (15) descrevem o comportamento da corrente (i_C) e da tensão (v_C) no capacitor com capacitância C .

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (14)$$

e

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(t) dt + v_C(t_0) \quad (15)$$

Em regime permanente, a equação (15) avaliada nos limites de integração t_0 a $t_0 + T$, resulta na equação (16).

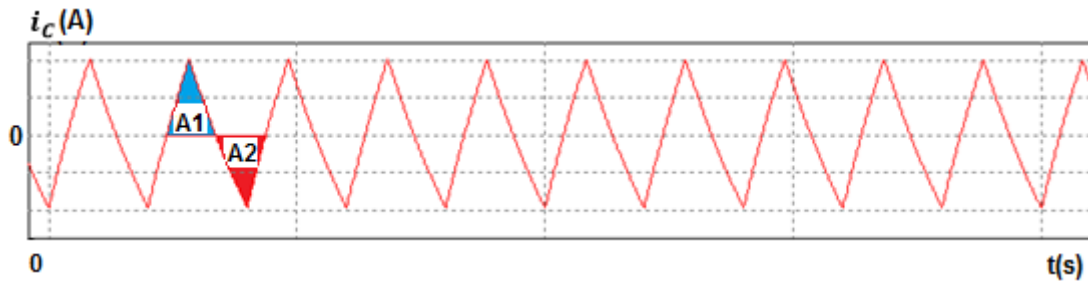
$$C[v_C(t_0 + T) - v_C(t_0)] = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_0+T} i_C(t) dt = 0 \quad (16)$$

Assim, semelhante ao que ocorreu no indutor ocorre também no capacitor, mas aqui em relação ao valor médio da corrente (I_C), conforme é visto na equação (17).

$$I_C = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_C(t) dt = 0 \quad (17)$$

O valor médio da corrente no capacitor é zero e oscila em torno desse valor também, com integrais de áreas positivas e negativas, sendo as áreas A1 e A2, na Figura 10, iguais em valores absolutos.

Figura 10 – Corrente no capacitor em regime permanente



Fonte: Produção do próprio autor.

Em relação ao aspecto do módulo da impedância do capacitor (X_c), apresentado na equação (18), revela-se que, para sinais com valores de frequências tendendo a valores infinitos seu comportamento é de um curto-circuito, mas para valores tendendo a zero comporta-se como um circuito aberto.

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad (18)$$

Os resultados para a tensão no indutor e para a corrente no capacitor, em regime permanente, são possíveis graças às características de cada um. No indutor, a tensão varia instantaneamente, permitindo assumir valores positivos e negativos. Já no capacitor, quem varia rapidamente é a corrente. Essas informações serão usadas na sequência para analisar o funcionamento dos conversores.

2.3 Considerações sobre o capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os conversores mais utilizados e difundidos. Suas diferentes topologias possibilitam diferentes ganhos. Também foram apresentadas peculiaridades para conexões de fontes de tensão e regra para abertura de uma fonte de corrente ou de uma carga com características de fonte de corrente. Por fim, o comportamento da tensão e corrente de indutores e capacitores que trabalham em regime permanente e o que ocorre com suas

impedâncias frente às variações de frequência de um sinal. As considerações tratadas neste capítulo são de extrema relevância para entender o funcionamento e o equacionamento matemático que descrevem os conversores apresentados no próximo capítulo.

3 ANÁLISE DOS CONVERSORES *BUCK*, *BOOST* E *BUCK-BOOST*

A seguir, serão analisados os funcionamentos dos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Serão apresentadas as características de ganho, valores médios, variações de corrente e tensão que ocorrem durante as etapas de chaveamento.

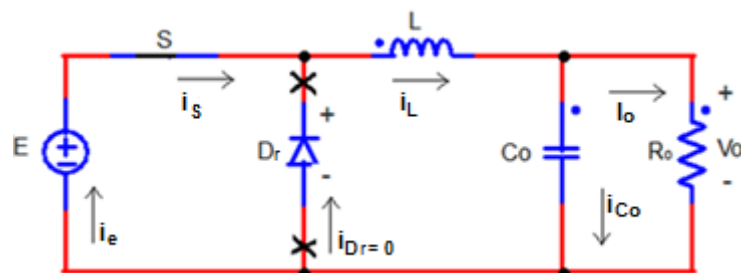
3.1 Conversor *Buck*

O conversor *Buck* é um circuito abaixador de tensão. Entre suas aplicações, Ahmed (2000, p. 313) cita que: “esse circuito fornece uma corrente DC linear para cargas práticas, como um motor DC”. Ou seja, ocorre o emprego desse conversor em aplicações que precisam ter o controle sobre a corrente contínua de um motor DC (*Direct Current*).

Para compreender o funcionamento do circuito, as análises foram divididas em duas etapas:

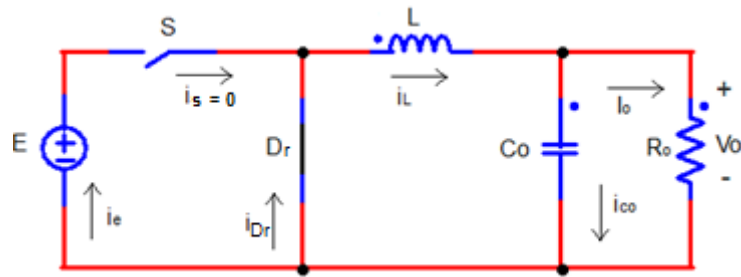
- 1) A primeira etapa é iniciada com o fechamento da chave S no circuito da Figura 11. O diodo D_r é inversamente polarizado e ocorre a transferência de energia da fonte E para o circuito, carregando o indutor L . A etapa é encerrada com a abertura da chave.

Figura 11 – Conversor *Buck* com chave fechada



Fonte: Produção do próprio autor.

- 2) A segunda etapa começa com a abertura da chave S que isola a fonte E , interrompendo a corrente que circula por elas. O diodo é diretamente polarizado permitindo que circule a corrente do indutor L fornecendo energia à carga, conforme é visto na Figura 12. A etapa termina com o fechamento da chave.

Figura 12 – Conversor *Buck* com chave aberta

Fonte: Produção do próprio autor.

3.1.1 Ondulação de corrente no indutor

O indutor em regime permanente está submetido a dois níveis de tensão com sinal ora positivo e ora negativo, provocando a carga e descarga de energia do elemento. Isso cria uma ondulação que varia entre os mesmos valores máximos e mínimos, sendo a diferença entre eles um valor constante.

Na primeira etapa, a tensão que está sobre o indutor é apresentada na equação (19).

$$v_L = E - V_o \quad (19)$$

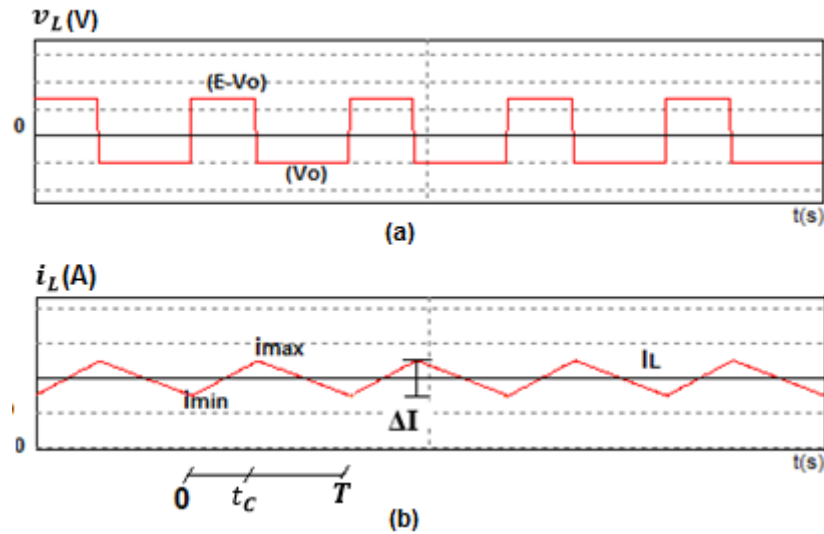
E na segunda etapa, a tensão sobre o indutor é obtida através da equação (20).

$$v_L = -V_o \quad (20)$$

Nota-se nas Figuras 11 e 12 que a tensão V_o é a tensão sobre a carga e o capacitor ao qual assume-se que é constante para a análise da ondulação de corrente no indutor. Pomilio (2018, p. 1) diz que: “considere-se V_o praticamente constante, por uma ação de filtragem suficientemente eficaz do capacitor de saída”. Ou seja, o capacitor será grande o suficiente para que sua ondulação, neste momento, seja desconsiderada.

A Figura 13 mostra as formas de onda da tensão e corrente no indutor. Através dela, é possível ver a ondulação ΔI que existe nele, oscilando em torno do valor médio da corrente (I_L), e também a tensão no indutor variando em torno de zero.

Figura 13 – Formas de onda no conversor *Buck*: (a) tensão sobre o indutor (b) corrente nos enrolamentos do indutor



Fonte: Produção do próprio autor.

Em acordo com a Figura 13, pode-se verificar que o valor da ondulação de corrente (ΔI) no indutor é a diferença entre os valores máximo (i_{max}) e mínimo (i_{min}), determinado pela equação (21).

$$\Delta I = i_{max} - i_{min} \quad (21)$$

A equação (9) referente a corrente no indutor, é reescrita em função dos valores máximo e mínimo, conforme a equação (22).

$$i_{max} = \frac{1}{L} \int_0^{t_c} (E - V_o) dt + i_{min} \quad (22)$$

Substituindo t_c por DT e resolvendo a integral, tem-se o resultado apresentado na equação (23).

$$i_{max} - i_{min} = \frac{(E - V_o)DT}{L} \quad (23)$$

Mas no intervalo t_c a T em que a corrente no indutor decresce, a integral referente a corrente no indutor em função dos valores máximo e mínimo, é descrita pela equação (24).

$$i_{\min} = \frac{1}{L} \int_{t_c}^T (-V_o) dt + i_{\max} \quad (24)$$

A equação (25) fornece o resultado ao resolver a integral da equação (24).

$$i_{\max} - i_{\min} = \frac{V_o(1-D)T}{L} \quad (25)$$

A equação (25) é a ondulação de corrente no indutor, que pode ser apresentada conforme a equação (26).

$$\Delta I = \frac{(E - V_o)D}{fL} \quad (26)$$

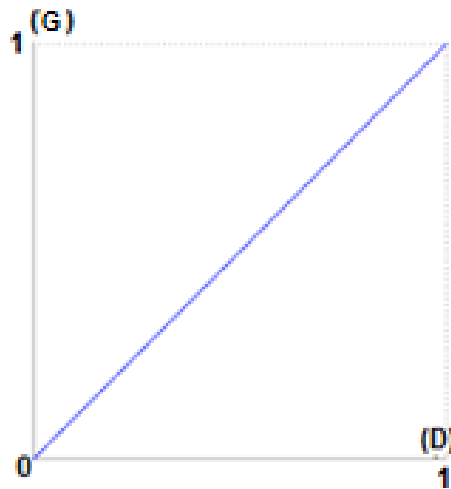
Ou, conforme a equação (27).

$$\Delta I = \frac{V_o(1-D)}{fL} \quad (27)$$

Sendo as equações igualadas (26) e (27), é possível obter o ganho estático apresentado na equação (28).

$$G = \frac{V_o}{E} = D \quad (28)$$

O ganho estático é igual a D e varia linearmente. A curva gerada por meio da equação (28) é ilustrada na Figura 14.

Figura 14 – Ganho do conversor *Buck*

Fonte: Produção do próprio autor.

Pelas Figuras 11 e 12 verifica-se que o valor médio da corrente no indutor é igual ao valor médio da corrente na carga (I_o), já que para um sinal contínuo o valor médio da corrente no capacitor (I_{Co}) é zero, comportando-se como um circuito aberto, conforme é visto na equação (29).

$$I_L = I_o + I_{Co} = I_o \quad (29)$$

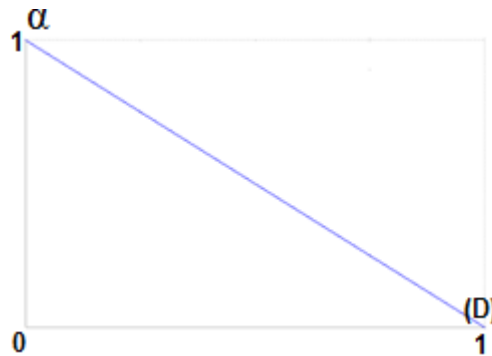
Ao dividir a equação (26) por (29), obtém-se a ondulação de corrente por seu valor médio, conforme a equação (30).

$$\frac{\Delta I}{I_L} = \frac{(1-D)R_o}{fL} \quad (30)$$

A equação (30) é reorganizada e apresentada como uma corrente normalizada, denominada corrente relativa do indutor (α), conforme a equação seguinte. Ela é um indicativo do comportamento da ondulação em relação ao seu valor médio. Pela equação (31) é possível notar que para D tendendo a zero, o conversor *Buck* terá a maior ondulação de corrente por valor médio; e para D igual a 1, ela será zero. A curva obtida da equação (31) é ilustrada na Figura 15.

$$\alpha = \frac{\Delta I}{I_L} \left(\frac{fL}{R_o} \right) = 1 - D \quad (31)$$

Figura 15 – Ondulação relativa de corrente no Buck



Fonte: Produção do próprio autor.

A equação (31) indica um limitador para a ondulação de corrente, definido por meio dos elementos que influenciam a ondulação de corrente no indutor. Trata-se da constante limitadora de ondulação de corrente (K), conforme a equação (32). Ela possibilita a obtenção e comparação da ondulação de corrente por valor médio dos conversores. Por exemplo na equação (32), o máximo de ondulação por valor médio de corrente ocorre para D igual a zero. Assim, a curva da ondulação relativa de corrente fornece os pontos de máximo e mínimo que são relacionados com a constante limitadora para retornar o valor real da ondulação por valor médio de corrente. Fica claro, pela equação seguinte, que quanto maior a constante limitadora, menor a ondulação por valor médio de corrente.

$$\frac{\Delta I}{I_L} = \frac{(1 - D)}{K} \quad (32)$$

Onde a constante limitadora de corrente é definida conforme a equação (33).

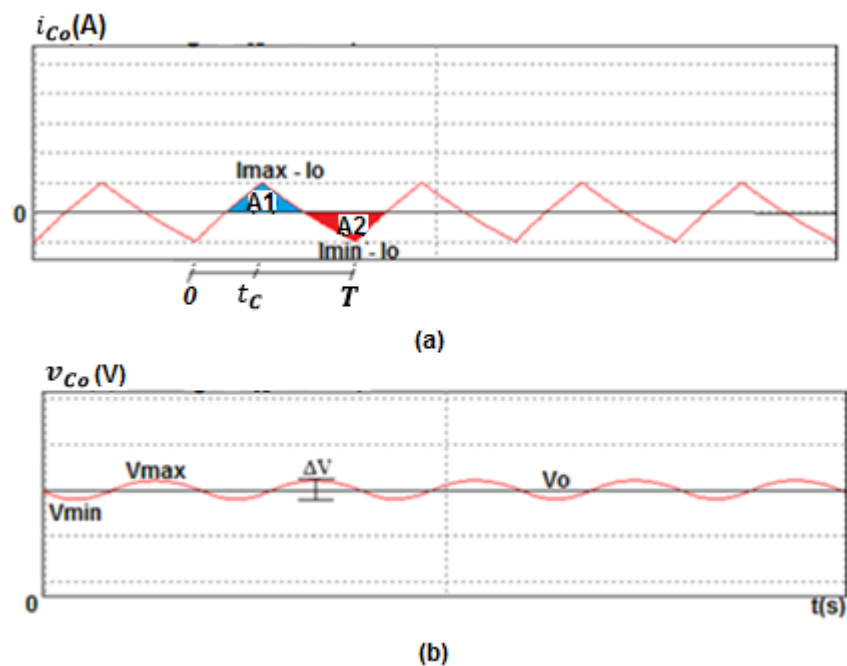
$$K = \frac{fL}{R_o} \quad (33)$$

O aumento da constante K pode ser obtido aumentando-se a indutância L ou a frequência de chaveamento.

3.1.2 Ondulação de tensão no capacitor

Anteriormente, a análise da ondulação de corrente no indutor foi feita considerando-se a tensão no capacitor constante. Mas ao verificar as formas de onda de tensão (v_{C_o}) e corrente (i_{C_o}) deste elemento, conforme ilustrado na Figura 16, nota-se uma tensão oscilante em torno do valor médio V_o . Segundo Barbi (2006, p. 76), “[...] o sistema em regime permanente produz uma ondulação nos bornes do capacitor de valor constante igual a ΔV .”

Figura 16 – Formas de onda no conversor *Buck*: (a) tensão sobre o capacitor de saída (b) corrente no capacitor de saída



Fonte: Produção do próprio autor.

O valor da ondulação ΔV , pode ser encontrada por meio da equação (15) que descreve o comportamento da tensão no capacitor. A ondulação está relacionada com o acúmulo de cargas desse elemento e com as áreas A1 e A2 da Figura 16. A curva referente a corrente (i_{C_o}) no capacitor com capacitância C_o , indicada na Figura 16, tem uma das retas crescentes iniciando no tempo 0 e alcançando valor máximo no tempo t_c ; a reta decrescente inicia no tempo t_c e atinge valor mínimo no tempo T . Como o valor médio da corrente no capacitor é nula, então as áreas A1 e A2 são iguais. Portanto, em metade do período a área A1 é formada; e, na outra metade a área A2. Assim, a equação (34) permiti obter a ondulação de tensão que pode ser associada a qualquer uma das áreas.

$$C_o \int_{V_{\min}}^{V_{\max}} dv_{C_o} = \int_0^{T/2} i_{C_o}(t) dt \quad (34)$$

Resolvendo a integral do lado esquerdo, a equação (34) resulta na equação (35).

$$C_o \Delta V = \int_0^{T/2} i_{C_o}(t) dt \quad (35)$$

A integral no lado direito da equação anterior refere-se a uma das áreas que é formada na metade do período de chaveamento, que pode ser obtida através da equação (36).

$$C_o \Delta V = (i_{\max} - I_o) \frac{T}{2} \frac{1}{2} \quad (36)$$

Ao encontrar o valor médio da área formada pela corrente no indutor, em função de seus valores máximo e mínimo, durante o período de chaveamento, conforme a equação (37), tem-se:

$$i_{\max} - i_{\min} = 2I_o \quad (37)$$

A equação (37) combinada com a equação (23), fornece o valor máximo da corrente no indutor, conforme equação (38).

$$i_{\max} = \frac{\Delta I}{2} + I_o \quad (38)$$

Substituindo a equação (38) em (36), obtém-se a ondulação de tensão no capacitor apresentada na equação (39).

$$\Delta V = \frac{(E - V_o) D}{8C_o L f^2} \quad (39)$$

Normalizando a equação anterior, é possível apresentá-la na forma da equação (40), referente à ondulação relativa de tensão no capacitor (β). Ela permite avaliar o comportamento da

ondulação de tensão em relação ao seu valor médio; e também é limitada por uma constante, conforme é visto na equação (41).

$$\beta = \frac{\Delta V}{V_o} (8C_o Lf^2) = 1 - D \quad (40)$$

$$\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{1 - D}{Y} \quad (41)$$

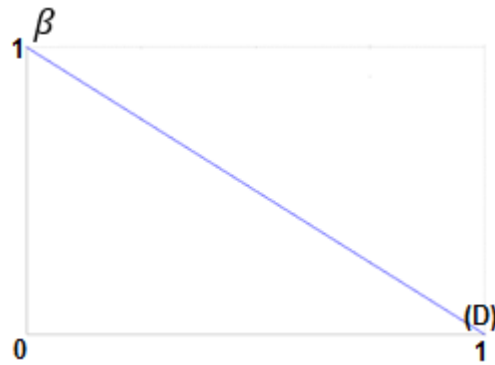
Onde a constante limitadora da ondulação de tensão do conversor *Buck* é dada pela equação (42).

$$Y = 8C_o Lf^2 \quad (42)$$

Na equação (41) a ondulação de tensão por valor médio pode ser diminuída com aumento da frequência de chaveamento, da capacitância C_o ou da indutância L . Quanto maior a constante, menor será a ondulação de tensão.

A curva resultante da equação (40) pode ser observada na Figura 17. Nota-se que existem pontos de máximo e mínimo valores, iguais aos que foram encontrados na Figura 15. Tanto a corrente quanto a tensão tendem para um sinal contínuo com o aumento da razão-cíclica no conversor *Buck*. Percebe-se, pois, nas Figuras 15 e 17, que para uma razão-cíclica igual a 1 não existem ondulações de corrente e tensão no conversor. Isso é compatível, pois se mantiver a chave fechada nesse conversor, o indutor que se encontra entre duas fontes de tensão constantes se comportará como um curto-circuito e o capacitor como um circuito aberto. Ou seja, a fonte está sendo diretamente ligada à carga.

Figura 17 – Ondulação relativa de tensão no *Buck*



Fonte: Produção do próprio autor.

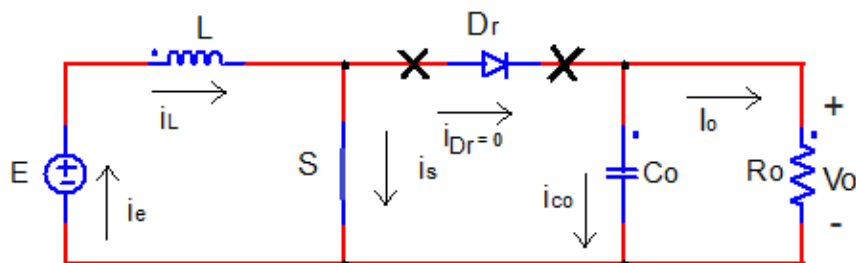
3.2 Conversor *Boost*

O conversor Boost é um circuito elevador de tensão. Sua saída parte de um valor mínimo igual ao valor da fonte de entrada e pode alcançar valores maiores. Tenório (2017) utiliza esse conversor em seu projeto de rastreador solar formado por dois motores que se deslocam para obter a máxima incidência solar.

O funcionamento deste conversor é dividido em duas etapas durante o período de chaveamento.

- 1) A primeira etapa inicia com o fechamento da chave S , provocando uma polarização inversa no diodo que permanece bloqueado. Assim, a fonte de entrada compõe uma única malha com o indutor. Então, a energia cedida à carga vem apenas do capacitor, pois o diodo isola os dois, conforme é visto na Figura 18.

Figura 18 – Conversor *Boost* com chave fechada

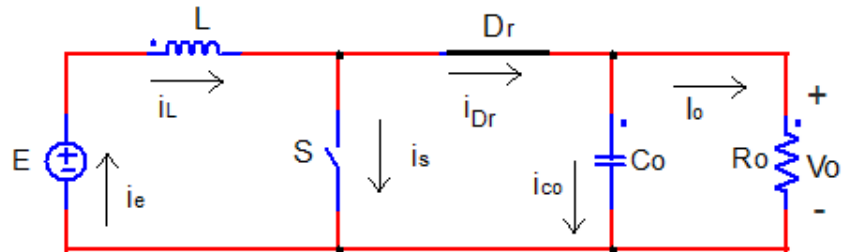


Fonte: Produção do próprio autor.

- 2) A segunda etapa inicia com a abertura da chave S e a consequente condução do diodo, pois será diretamente polarizado. Isso faz com que o circuito se reconecte às partes que

antes estavam isoladas. É possível, então, que o indutor descarregue a energia acumulada na etapa anterior, alimentando a carga. A Figura 19 mostra o circuito resultante dessa etapa.

Figura 19 – Conversor *Boost* com chave aberta



Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1 Ondulação de corrente no indutor

Na primeira etapa, iniciada com o fechamento da chave, a tensão sobre o indutor é obtida de acordo com a equação (43).

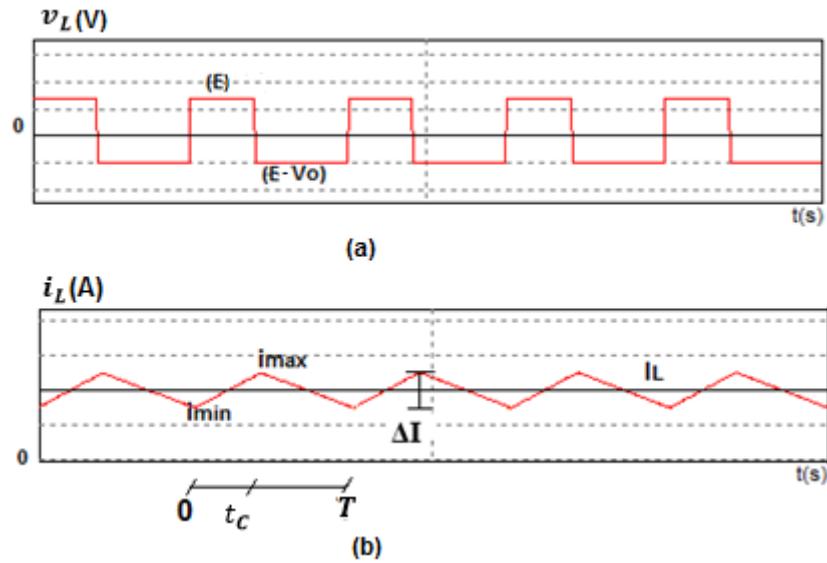
$$v_L = E \quad (43)$$

E na segunda etapa, é obtida de acordo com a equação (44).

$$v_L = E - V_o \quad (44)$$

Como o conversor é elevador de tensão, o resultado da equação (44) é menor ou igual a zero, pois o módulo da tensão de saída é maior ou igual ao da tensão de entrada. A forma de onda da tensão sobre o indutor durante o período de chaveamento pode ser vista na Figura 20, que também fornece a forma de onda da corrente no elemento.

Figura 20 – Formas de onda no conversor *Boost*: (a) tensão sobre o indutor (b) corrente nos enrolamentos do indutor



Fonte: Produção do próprio autor.

Mantendo a mesma sequência de passos utilizados no conversor *Buck*, é possível encontrar a ondulação de corrente no indutor do conversor *Boost*, conforme a equação (45), que será na primeira etapa, igual a:

$$\Delta I = \frac{ED}{fL} \quad (45)$$

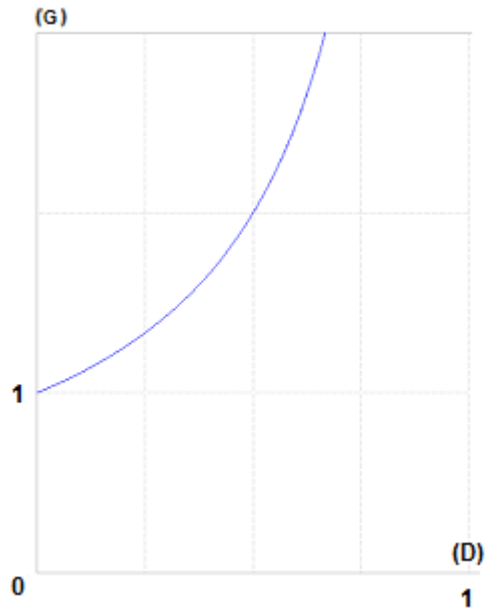
E na segunda etapa, é obtida de acordo com a equação (46).

$$\Delta I = \frac{(V_o - E)(1 - D)}{fL} \quad (46)$$

O ganho estático deste conversor é obtido igualando-se as equações (45) e (46), resultando na equação (47).

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{1}{1 - D} \quad (47)$$

A equação anterior resulta na curva mostrada na Figura 21, que confirma as características elevadoras do conversor *Boost*.

Figura 21 – Ganho do conversor *Boost*

Fonte: Produção do próprio autor.

Neste conversor, o valor médio da corrente no diodo (I_{Dr}) é igual ao valor médio da corrente (I_o) na carga, pois o valor médio da corrente no capacitor (I_{Co}) é zero, conforme equação (48).

$$I_{Dr} = I_o + I_{Co} = I_o \quad (48)$$

A corrente no indutor é uma composição da corrente que circula pelo diodo mais a corrente que circula pela chave. Então, o valor médio da corrente do diodo é visto como uma parte do valor médio da corrente do indutor (I_L), que depende do tempo em que a chave permanece aberta, conforme a equação (49).

$$I_{Dr} = (1 - D)I_L \quad (49)$$

Reorganizando, resulta na equação (50).

$$I_L = \frac{I_o}{1 - D} \quad (50)$$

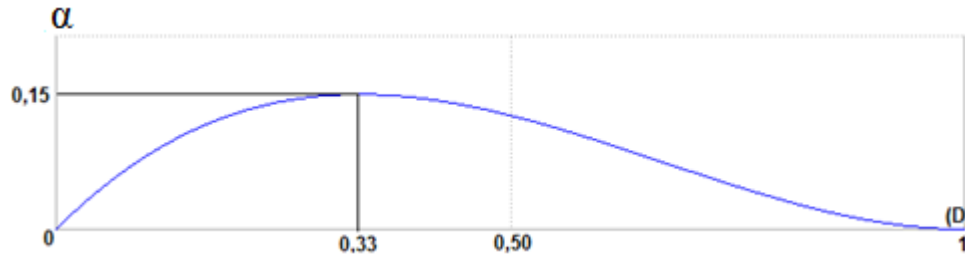
Dividindo a equação (45) pela equação (50) e organizando o resultado, é possível encontrar a equação (51), referente à ondulação relativa de corrente no indutor (α).

$$\alpha = \frac{\Delta I}{I_L} \left(\frac{fL}{R_o} \right) = D(1-D)^2 \quad (51)$$

A equação (51) apresenta uma ondulação relativa máxima igual a 0,15 em D igual a 0,33. Diferente do que foi visto no conversor *Buck*, em que as ondulações relativas chegam ao valor máximo 1, neste conversor não ocorre isso. Entretanto, quem vai determinar o valor real da ondulação por valor médio de corrente é a constante limitadora, conforme apresentado na equação (52).

$$\frac{\Delta I}{I_L} = \frac{D(1-D)^2}{K} \quad (52)$$

A forma de onda que mostra o comportamento da equação (51) é verificada na Figura 22. A curva assume um valor máximo em D igual a 0,33 conforme citado anteriormente. O comportamento da ondulação neste conversor tende para zero nos valores iniciais e finais da razão-cíclica. Isso pode ser entendido ao se lembrar do circuito conversor Boost. Se a chave do circuito for mantida aberta ($D = 0$) o indutor se comportará como um curto-circuito conectando a fonte de entrada diretamente à carga, pois o diodo estará conduzindo. No caso da chave fechada ($D = 1$), o indutor estará novamente sob tensão constante conduzindo uma corrente puramente contínua.

Figura 22 – Ondulação relativa de corrente no *Boost*

Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.2 Ondulação de tensão no capacitor

As formas de onda da tensão e da corrente no capacitor são apresentadas na Figura 23. É possível notar um comportamento de tensão diferente do que foi visto no conversor *Buck*. Aqui, o capacitor tem uma participação mais direta no fornecimento de energia à carga, já que durante o intervalo de tempo em que a chave permanece fechada, ele é responsável por mantê-la.

Na Figura 23, as duas áreas A1 e A2 são iguais, conforme explicado anteriormente. Qualquer uma delas relaciona a variação de tensão que ocorre no capacitor. Assim, utilizando a área A1 para determinar a variação de tensão, conforme a equação (53), tem-se:

$$C_o \Delta V = \int_0^{DT} i_{C_o}(t) dt \quad (53)$$

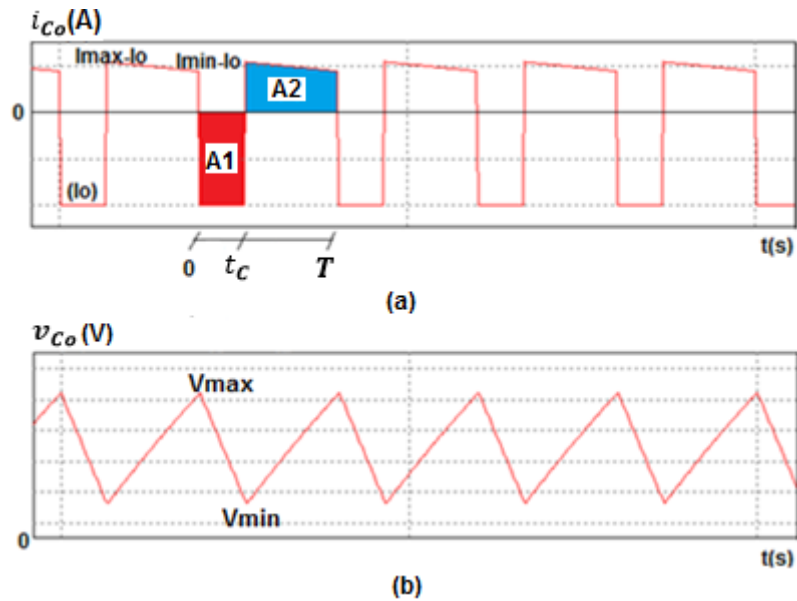
A área A1 é um retângulo que é determinado de acordo com a equação (54).

$$C_o \Delta V = I_o DT \quad (54)$$

Assim, a ondulação de tensão no capacitor é obtido por meio da equação (55).

$$\Delta V = \frac{V_o D}{R_o C_o f} \quad (55)$$

Figura 23 – Formas de onda no conversor *Boost*: (a) corrente no capacitor de saída (b) tensão no capacitor de saída



Fonte: Produção do próprio autor.

A ondulação relativa da tensão no capacitor é dada pela equação (56).

$$\beta = \frac{\Delta V}{V_o} (R_o C_o f) = D \quad (56)$$

A ondulação de corrente por valor médio pode ser alterada por meio da manipulação da constante limitadora (Y'), conforme equação (57).

$$\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{D}{Y'} \quad (57)$$

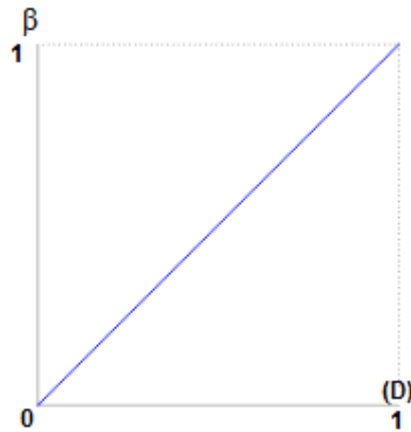
Sendo que a constante limitadora de tensão do conversor *Boost*, é definida conforme a equação (58).

$$Y' = R_o C_o f \quad (58)$$

A ondulação relativa da tensão no capacitor apresenta um comportamento linear crescente e tende para o valor máximo 1 quando a razão-cíclica aproxima-se do valor 1. A curva referente à equação (56) é apresentada na Figura 24, que mostra uma ondulação nula para a chave aberta

($D = 0$), isso porque a fonte de entrada será conectada diretamente à carga. Para razões cíclicas que tendem a zero a ondulação de tensão por valor médio tende para o valor máximo.

Figura 24 – Ondulação relativa de tensão no *Boost*



Fonte: Produção do próprio autor.

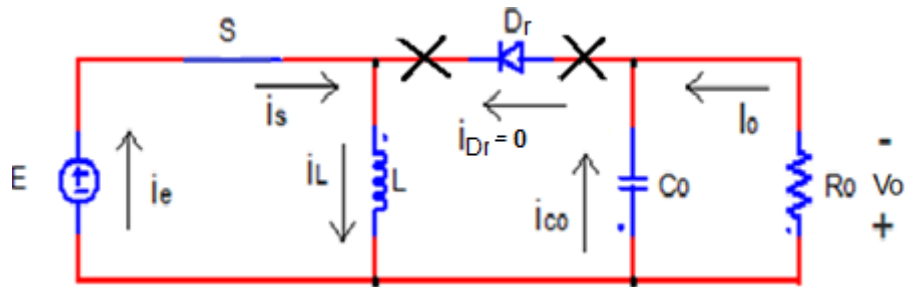
3.3 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* clássico mescla as características dos ganhos estáticos dos conversores *Buck* e *Boost*. É utilizado em aplicações que precise elevar e abaixar o nível da tensão de saída. Nunes (2012), por exemplo, utiliza este conversor em seu projeto que regula o nível de tensão de um painel fotovoltaico para armazenamento de energia em baterias.

O circuito deste conversor tem o indutor como um elemento intermediador entre a fonte de entrada e a carga. A transferência de energia não é direta, sendo transferida primeiro ao indutor e depois à carga.

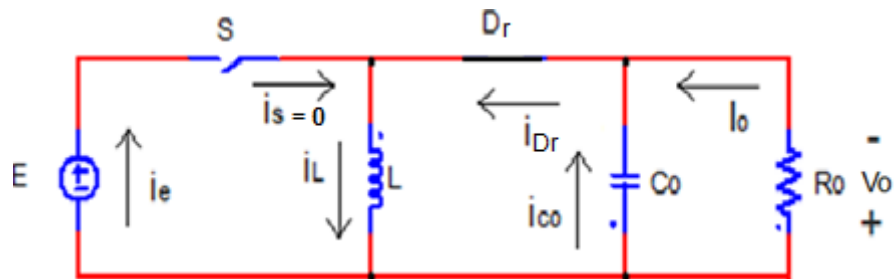
As etapas de funcionamento deste conversor; ocorrem da seguinte forma:

- 1) A primeira etapa é iniciada com o fechamento da chave, provocando o bloqueio do diodo devido a sua polarização reversa. A carga e o capacitor ficam isoladas do restante do circuito. O indutor está diretamente ligado à fonte de entrada e sua tensão será igual a E . A etapa é encerrada com a abertura da chave. A Figura 25 apresenta o circuito resultante.

Figura 25 – Conversor *Buck-Boost* com chave fechada

Fonte: Produção do próprio autor.

- 2) A segunda etapa começa com a abertura da chave que isola a fonte de tensão da entrada e força o diodo a conduzir, pois estará diretamente polarizado. Assim, um caminho é fornecido para que o indutor transfira energia à carga. A etapa termina com o fechamento da chave e o circuito é apresentado na Figura 26.

Figura 26 – Conversor *Buck-Boost* com chave aberta

Fonte: Produção do próprio autor.

3.3.1 Ondulação de corrente no indutor

Ao fechar a chave no circuito do conversor *Boost*, a tensão sobre os enrolamentos do indutor é obtida por meio da equação (59).

$$v_L = E \quad (59)$$

E na etapa seguinte é obtida de acordo com a equação (60).

$$v_L = -V_o \quad (60)$$

A ondulação de corrente no indutor durante o período de chaveamento, mantendo as mesmas análises utilizadas nos conversores anteriores, é representada pela expressão mostrada na equação (61).

$$\Delta I = \frac{ED}{fL} \quad (61)$$

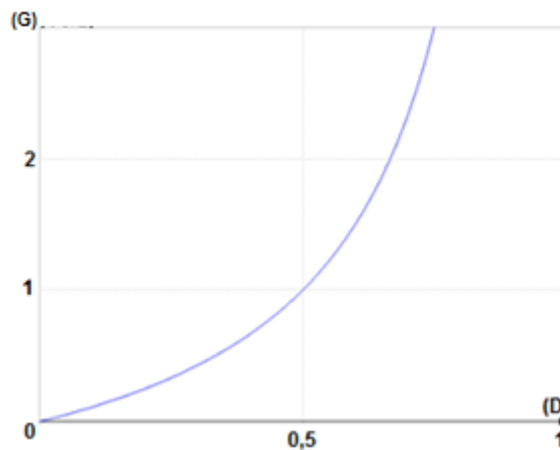
Ou, pode ser apresentada em função de V_o , conforme a equação (62).

$$\Delta I = \frac{V_o(1-D)}{fL} \quad (62)$$

O ganho estático deste conversor é obtido igualando-se as equações (61) e (62). O resultado é apresentado na equação (63) e a curva obtida é ilustrada na Figura 27.

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \quad (63)$$

Figura 27 – Ganho estático do conversor *Buck-Boost*



Fonte: Produção do próprio autor.

O valor médio da corrente no diodo é igual ao valor médio da corrente na carga, conforme a equação (64).

$$I_{Dr} = I_o \quad (64)$$

O valor médio da corrente no diodo é proporcional ao valor médio da corrente no indutor, conforme a equação (65). Assim:

$$I_{Dr} = (1 - D)I_L \quad (65)$$

A corrente I_L , em função da corrente na carga, é dada pela equação (66).

$$I_L = \frac{I_o}{1 - D} \quad (66)$$

Dividindo-se a equação (61) pela equação (66) e organizando o resultado, obtém-se a ondulação relativa de corrente no indutor, conforme a equação (67).

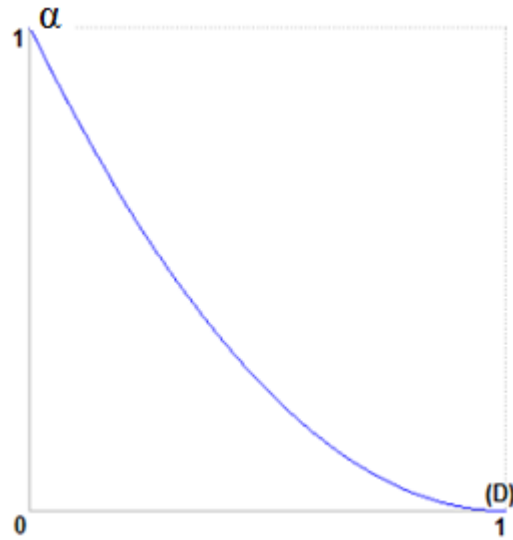
$$\alpha = \frac{\Delta I}{I_L} \left(\frac{fL}{R_o} \right) = (1 - D)^2 \quad (67)$$

A equação (67) apresentada em função de sua constante limitadora de ondulação é dada pela equação (68).

$$\frac{\Delta I}{I_L} = \frac{(1 - D)^2}{K} \quad (68)$$

Ao percorrer o intervalo de atuação da razão-cíclica, a ondulação relativa de corrente assume um formato parabólico resultante da equação (68) que é apresentado na Figura 28. O valor máximo de ondulação por valor médio de corrente ocorre em D igual a zero, mas decresce com o aumento da razão-cíclica até ser extinta. Uma razão-cíclica pequena indica um tempo curto para transferir energia ao indutor, ou seja, uma corrente cada vez menor para ser descarregada por quase todo o período. Para a chave fechada, o indutor estará diretamente ligado à fonte de entrada tornando-se um curto-circuito.

Figura 28 – Ondulação relativa de corrente no *Buck-Boost*

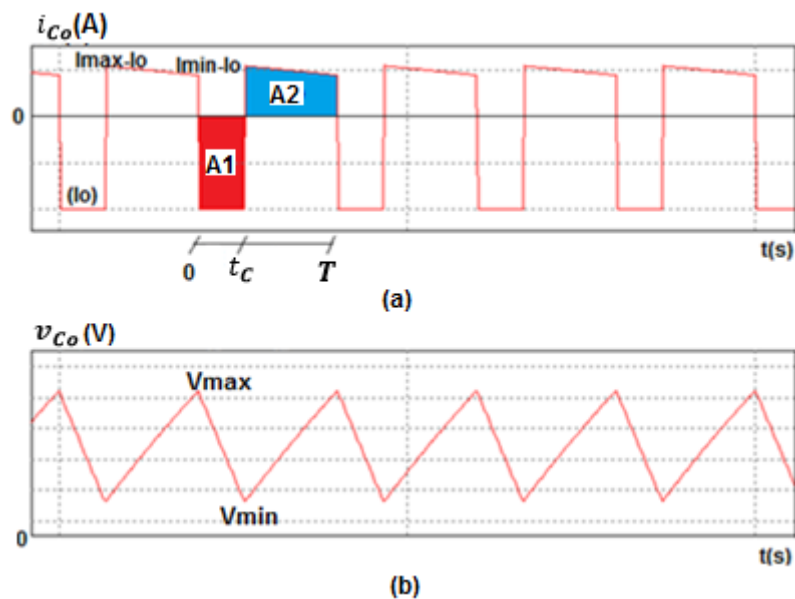


Fonte: Produção do próprio autor.

3.3.2 Ondulação de tensão no capacitor

A ondulação de tensão no capacitor é obtida utilizando-se as curvas de tensão e corrente ilustradas na Figura 29. Como o circuito apresenta semelhança com o do conversor *Boost*, no nó que envolve diodo, capacitor e carga, a ondulação relativa de tensão do capacitor é semelhante a que foi encontrada na análise do conversor anterior.

Figura 29 – Corrente e tensão no capacitor do conversor *Buck-Boost*:
(a) corrente no capacitor de saída (b) tensão no capacitor de saída



Fonte: Produção do próprio autor.

A relação entre a área A1 da corrente e a ondulação de tensão é obtida por meio da equação (69) que relaciona os valores máximo (V_{\max}) e mínimo (V_{\min}) da tensão no capacitor.

$$C_o(V_{\max} - V_{\min}) = \int_0^{DT} i_{C_o}(t)dt \quad (69)$$

E, seguindo o mesmo raciocínio desenvolvido para o conversor *Boost*, é possível chegar a ondulação de tensão no capacitor conforme a equação (70).

$$\Delta V = \frac{V_o D}{R_o C_o f} \quad (70)$$

Por meio da equação (70), obtém-se a ondulação relativa de tensão no capacitor que é dada pela equação (71).

$$\beta = \frac{\Delta V}{V_o} (R_o C_o f) = D \quad (71)$$

Ou, em função de sua constante limitadora, que é a mesma definida para o conversor *Boost*, conforme a equação (72).

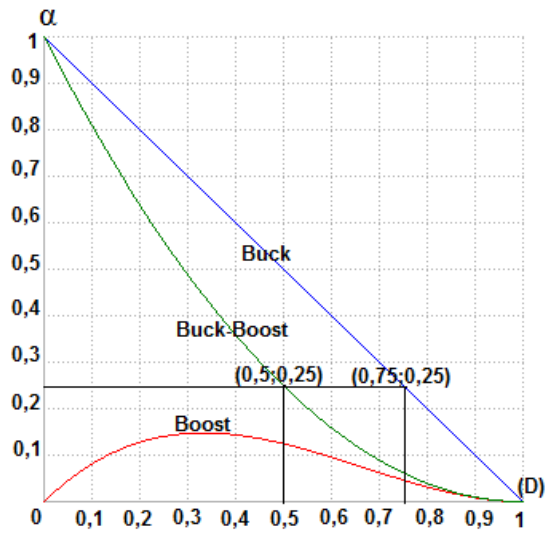
$$\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{D}{Y'} \quad (72)$$

A curva resultante da equação (72) é a mesma apresentada anteriormente na Figura 28.

3.4 Comparativo entre os conversores sobre suas ondulações

Os três conversores clássicos analisados mostraram diferentes resultados em relação às ondulações relativas de corrente e tensão. Reunindo as respostas obtidas nas Figuras 30 e 31, percebe-se que o *Buck* tem a curva relativa de corrente, mais lenta, seguido do *Buck-Boost* e do *Boost*.

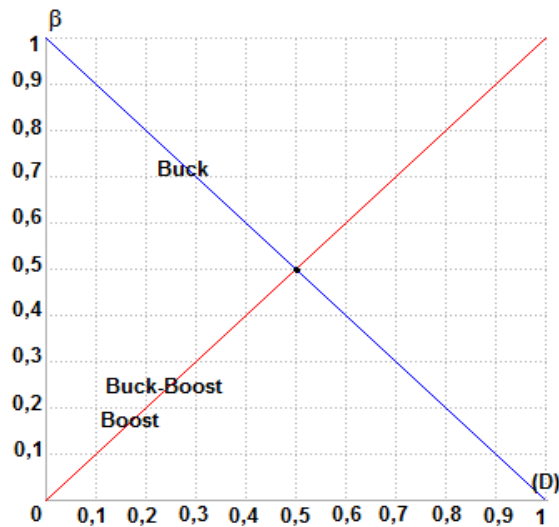
Figura 30 – Curvas relativas das correntes dos conversores



Fonte: Produção do próprio autor.

Entretanto, em relação à ondulação relativa de tensão, todos atingiram os mesmos valores máximos em algum momento e suas curvas seguem um comportamento linear.

Figura 31 – Curvas relativas das tensões dos conversores



Fonte: Produção do próprio autor.

As curvas relativas podem ser utilizadas para analisar os conversores quanto aos valores máximos de ondulação por valor médio, projetando o circuito para que durante a variação da razão-cíclica o valor máximo permitido seja respeitado.

As ondulações de fato obedecem a limites estabelecidos durante o projeto. Mas outros parâmetros também devem ser assumidos, tais como: frequência de chaveamento, tensão de entrada, tensão de saída e carga. Portanto, para manter uma base de comparação entre os conversores esses parâmetros serão iguais.

A primeira comparação é feita entre o conversor *Buck-Boost* atuando como um abaixador e o conversor *Buck*. A segunda comparação realizada é feita entre o conversor *Buck-Boost* atuando como elevador de tensão e o conversor *Boost*. Novamente, ressalta-se as mesmas condições adotadas para o dimensionamento dos elementos do circuito.

Para diferenciar os elementos de cada conversor, serão incluídos subscritos que identifiquem qual conversor está sendo referido. O subscrito “*BU*” refere-se ao *Buck*, “*BO*” ao *Boost* e “*BB*” indicará o *Buck-Boost*.

A comparação tem início dividindo-se as equações da ondulação de corrente do *Buck*, ΔI_{BU} , pela equação do *Buck-Boost*, ΔI_{BB} , conforme a equação (73). Assim:

$$\frac{\Delta I_{BU}}{\Delta I_{BB}} = \frac{(E - V_o)D_{BU}}{fL_{BU}} \frac{fL_{BB}}{ED_{BB}} \quad (73)$$

As condições de igualdade simplificam a equação (73) apresentada em função da razões-cíclicas, D_{BB} e D_{BU} , e das indutâncias, L_{BB} e L_{BU} , dos conversores *Buck* e *Buck-Boost*, respectivamente, na forma da equação (74).

$$1 = \frac{(E - V_o)D_{BU}}{ED_{BB}} \frac{L_{BB}}{L_{BU}} \quad (74)$$

Substituindo as expressões das razões-cíclicas referentes a cada conversor, tem-se a equação (75).

$$L_{BU} = L_{BB} \left[1 - \left(\frac{V_o}{E} \right)^2 \right] \quad (75)$$

Já que os conversores atuam como abaixadores, a tensão de saída é menor ou igual a tensão da entrada, portanto a equação (75) revela que para as mesmas condições de projeto, a indutância do conversor *Buck-Boost* precisa ser maior que a do conversor *Buck*. Fazendo o mesmo para a ondulação de tensão desses dois conversores, ΔV_{BU} e ΔV_{BB} , encontra-se a relação entre eles conforme a equação (76).

$$\frac{\Delta V_{BU}}{\Delta V_{BB}} = \frac{(E - V_o) D_{BU}}{8 f^2 C_{BU} L_{BU}} \frac{R_o C_{BB} f}{V_o D_{BB}} \quad (76)$$

A relação entre as capacitâncias, C_{BU} e C_{BB} , dos conversores *Buck* e *Buck-Boost*, respectivamente, é dada pela equação (77).

$$C_{BU} = \frac{R_o (E^2 - V_o^2)}{8 E V_o L_{BU} f} C_{BB} \quad (77)$$

Para a capacitância dos conversores analisados, a relação depende de vários fatores, conforme é visto na equação (77). Por isso o resultado será útil quando as premissas de um projeto forem conhecidas.

A segunda comparação realizada cria uma relação entre os elementos dos conversores *Buck-Boost* e *Boost*, mantendo-se novamente as mesmas condições para os dois circuitos.

Dividindo-se as ondulações de correntes, ΔI_{BB} e ΔI_{BO} , dos conversores *Buck-Boost* e *Boost*, respectivamente, é possível obter a equação (78), sendo que D_{BO} é a razão-cíclica do conversor *Boost*.

$$\frac{\Delta I_{BO}}{\Delta I_{BB}} = \frac{E D_{BO}}{f L_{BO}} \frac{f L_{BB}}{E D_{BB}} \quad (78)$$

Que resulta na equação (79) que relaciona as indutâncias, L_{BO} e L_{BB} , dos conversores *Boost* e *Buck-Boost*, respectivamente, devido as simplificações.

$$L_{BO} = \frac{D_{BO}}{D_{BB}} L_{BB} \quad (79)$$

A relação entre a capacitância (C_{BO}) do conversor Boost e a capacitância (C_{BB}) do conversor *Buck-Boost*, obtida dividindo-se as ondulações de tensão destes conversores, apresentada na equação (80), é semelhante ao que foi encontrado na equação (79), onde:

$$C_{BO} = \frac{D_{BO}}{D_{BB}} C_{BB} \quad (80)$$

As equações (79) e (80) mostram que a indutância e a capacitância do conversor *Boost*, quando comparado ao conversor *Buck-Boost*, sob as mesmas condições de projeto, só será maior se $D_{BO} \geq D_{BB}$. A relação entre essas razões-cíclicas resulta na equação (81).

$$\frac{V_o - E}{V_o} \geq \frac{V_o}{V_o + E} \quad (81)$$

A desigualdade na equação (81) só tem solução para $E \leq 0$, assim, assumindo que a fonte de entrada é fixa e de valor positivo, os elementos passivos do *Buck-Boost* serão maiores que os do *Boost*. Objetivando verificar os resultados matemáticos encontrados anteriormente, sobre a relação de indutâncias e capacitâncias dos conversores sob condições iguais, foi realizada uma simulação com os dados apresentados nos Quadros 2 e 3.

Quadro 2 – Dados dos elementos simulados para comparação entre os conversores *Buck* e *Buck-Boost*

Conversor	$L(\mu\text{H})$	$C(\mu\text{F})$	$E(\text{V})$	$f(\text{kHz})$	D	$V_0(\text{V})$	$R_0(\Omega)$	$\Delta I(\text{A})$	$\Delta V(\text{V})$
<i>Buck</i>	200	2,5	20	100	0,6	12	5	$10\%I_0$	$1\%V_0$
<i>Buck-Boost</i>	312,5	75			0,375				

Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 3 – Dados dos elementos simulados para comparação entre os conversores *Boost* e *Buck-Boost*

Conversor	$L(\mu\text{H})$	$C(\mu\text{F})$	$E(\text{V})$	$f(\text{kHz})$	D	$V_0(\text{V})$	$R_0(\Omega)$	$\Delta I(\text{A})$	$\Delta V(\text{V})$
<i>Boost</i>	111	66,6	10	100	0,333	15	5	$10\%I_0$	$1\%V_0$
<i>Buck-Boost</i>	199,8	119,88			0,6				

Fonte: Produção do próprio autor.

As simulações forneceram os resultados mostrados nos Quadros 4 e 5, referentes às máximas ondulações por valores médios do circuito.

Quadro 4– Resultado das ondulações dos conversores *Buck* e *Buck-Boost*

Conversor	$\left(\frac{\Delta V}{V_0}\right)_{max}$ Calculado	$\left(\frac{\Delta I}{I_L}\right)_{max}$ Calculado	$\left(\frac{\Delta V}{V_0}\right)_{max}$ Simulado	$\left(\frac{\Delta I}{I_L}\right)_{max}$ Simulado
<i>Buck</i>	0,025	0,25	0,025	0,225
<i>Buck-Boost</i>	0,013	0,16	0,013	0,13

Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 5– Resultado das ondulações dos conversores *Boost* e *Buck-Boost*

Conversor	$\left(\frac{\Delta V}{V_0}\right)_{max}$ Calculado	$\left(\frac{\Delta I}{I_L}\right)_{max}$ Calculado	$\left(\frac{\Delta V}{V_0}\right)_{max}$ Simulado	$\left(\frac{\Delta I}{I_L}\right)_{max}$ Simulado
<i>Boost</i>	0,03	0,068	0,027	0,067
<i>Buck-Boost</i>	0,016	0,063	0,016	0,063

Fonte: Produção do próprio autor.

As constantes limitadoras de ondulações apresentadas nos Quadros 6 e 7, podem ser utilizadas para obter os valores máximos fornecidos nos Quadros 4 e 5, mas é preciso verificar os pontos onde eles ocorrem.

Quadro 6 – Constantes limitadoras *Buck* e *Buck-Boost*

Conversor	Corrente (<i>K</i>)	Tensão (<i>Y</i>)
<i>Buck</i>	4	40
<i>Buck-Boost</i>	6,25	37,5

Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 7 – Constantes limitadoras *Boost* e *Buck-Boost*

Conversor	Corrente (<i>K</i>)	Tensão (<i>Y</i>)
<i>Boost</i>	2,22	33,3
<i>Buck-Boost</i>	3,996	59,9

Fonte: Produção do próprio autor.

Os Quadros 8 e 9 fornecem um resumo para facilitar a utilização das constantes limitadoras de corrente K_{BU} , K_{BB} e K_{BO} , e das constantes limitadoras de tensão Y_{BU} , Y_{BB} e Y_{BO} , dos conversores *Buck*, *Buck-Boost* e *Boost*, respectivamente; e encontrar os valores máximos de ondulações por valores médios. São indicados os pontos, a ondulação relativa e a expressão para obter os resultados.

Quadro 8 – Valores máximos obtidos por meio das constantes limitadoras de ondulações de correntes

Conversor	<i>D</i>	α_{max}	$\left(\frac{\Delta I}{I_L}\right)_{max}$
<i>Buck</i>	0	1	$\frac{1}{K_{BU}}$
<i>Boost</i>	0,33	0,15	$\frac{0,15}{K_{BO}}$
<i>Buck-Boost</i> Abaixador	0	1	$\frac{1}{K_{BB}}$
<i>Buck-Boost</i> Elevador	0,5	0,25	$\frac{0,25}{K_{BB}}$

Fonte: Produção do próprio autor.

Vale lembrar que o conversor *Buck-Boost* foi comparado em duas simulações, atuando apenas como abaixador ou como elevador. Portanto, para utilizar as expressões contidas nos Quadros 8 e 9, é necessário substituir os valores dos elementos referentes ao projeto específico, pois são diferentes.

Quadro 9 – Valores máximos obtidos por meio das constantes limitadoras de tensões

Conversor	D	β_{max}	$\left(\frac{\Delta V}{V_0}\right)_{max}$
<i>Buck</i>	0	1	$\frac{1}{Y_{BU}}$
<i>Boost</i>	1	1	$\frac{1}{Y_{BO}}$
<i>Buck-Boost</i> Abaixador	0,5	0,5	$\frac{0,5}{Y_{BB}}$
<i>Buck-Boost</i> Elevador	1	1	$\frac{1}{Y_{BB}}$

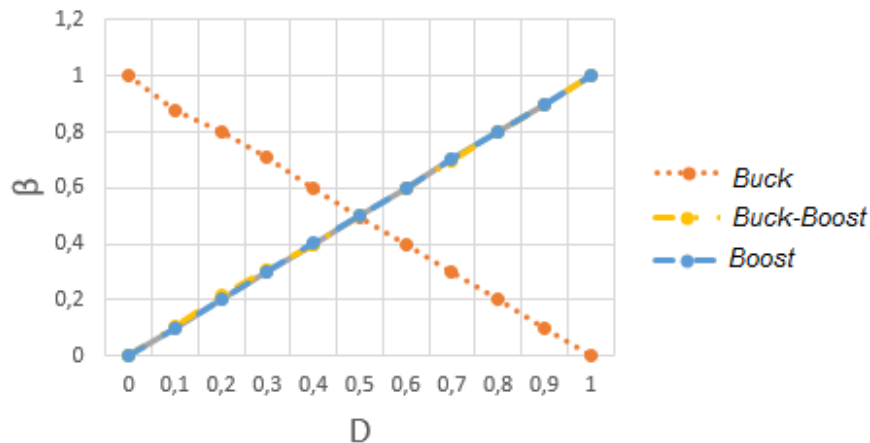
Fonte: Produção do próprio autor.

Os resultados obtidos nos Quadros 4 e 5 mostram que as ondulações de corrente e tensão por valores médios têm melhores resultados para estes projetos simulados, nos conversores *Buck-Boost*, pois suas constantes limitadoras de ondulação são maiores. Dessa forma, ter uma constante limitadora maior poderá resultar em uma ondulação por valor médio menor.

Entretanto, os resultados apresentados nos Quadros 2 e 3 mostram que os elementos empregados nos conversor *Buck-Boost* são maiores que os elementos do conversor *Buck*. A indutância L_{BB} é 1,56 vez maior que L_{BU} , e a capacitância C_{BB} é 30 vezes maior que C_{BU} .

O conversor *Buck-Boost* comparado ao *Boost* tem elementos que são 1,8 vez maior. A simulação também possibilitou a plotagem das curvas referentes às ondulações relativas de corrente e tensão apresentadas nas Figuras 32 e 33, e mostram os mesmos comportamentos obtidos por meio dos equacionamentos matemáticos.

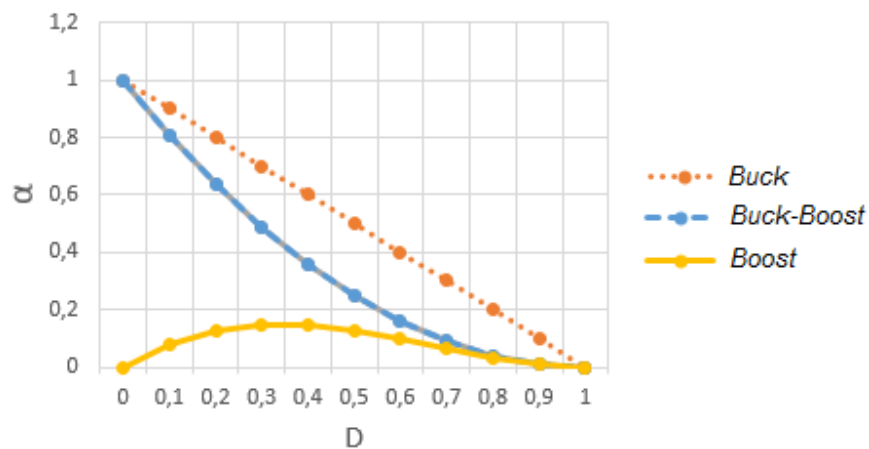
Figura 32 – Ondulação relativa de tensão das simulações dos conversores



Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 32 a reta β do conversor *Boost* é colinear à reta do conversor *Buck-Boost*. Um resultado esperado, verificado pelos estudos desenvolvidos anteriormente.

Figura 33 – Ondulação relativa de corrente das simulações dos conversores



Fonte: Produção do próprio autor.

3.5 Considerações sobre o capítulo

Neste capítulo, foram apresentadas as análises convencionais dos circuitos conversores básicos *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Essas estruturas são base para as análises que serão feitas na sequência. Características de ondulação de corrente e tensão foram avaliadas, e uma abordagem foi apresentada sobre o comportamento delas em relação aos seus respectivos valores médios. Comparações foram realizadas por meio de equacionamentos e simulações para verificar na prática o comportamento até então conhecido apenas por meio das curvas matemáticas. Na

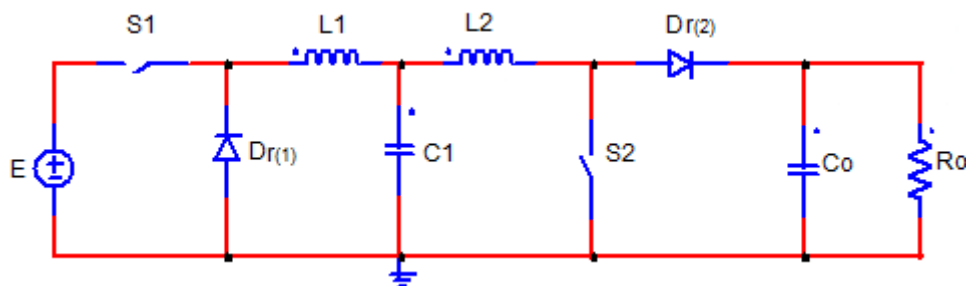
sequência serão empregadas no conversor *Buck-Boost* Não Inversor, as análises desenvolvidas para o *Buck-Boost* clássico.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR *BUCK-BOOST* NÃO INVERSOR

Neste capítulo, é apresentado a análise da estrutura do circuito não inversor escolhido. Os modos de atuação *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, terão seus equacionamentos desenvolvidos. O papel de cada componente do circuito será avaliado para determinar a estrutura que será estudada frente às perdas inerentes ao circuito.

Os conversores *Buck* e *Boost*, unidos em uma única topologia, deram origem ao novo conversor chamado de *Buck-Boost* Não Inversor, que tem sua estrutura mostrada na Figura 34. Ele é uma alternativa ao uso do conversor *Buck-Boost* clássico, já que pesquisadores citam a inversão de polaridade que ocorre no conversor clássico como uma desvantagem. A nova estrutura mantém a mesma polaridade na fonte de entrada e na carga, conforme é visto na figura seguinte.

Figura 34 – Topologia do conversor *Buck-Boost* Não Inversor



Fonte: Produção do próprio autor.

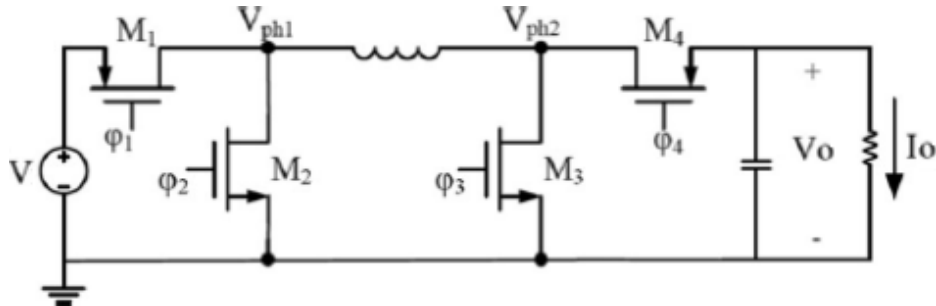
A topologia não inversora emprega o uso de duas chaves para propiciar a operação em diferentes modos, e fazer o controle do fluxo de energia. Seu funcionamento depende exclusivamente delas, podendo utilizá-las da seguinte forma:

- S_1 comutando e S_2 permanecendo aberta, o conversor entrará no modo *Buck*;
- S_1 permanecendo fechada e S_2 comutando, o conversor entrará no modo *Boost*;
- S_1 e S_2 comutando juntas o mesmo estado, o conversor entrará no modo *Buck-Boost*.

Didonet (2015, p. 11, *italico nosso*) utiliza em seu projeto a topologia não inversora apresentada na Figura 35, controlada por quatro chaves e justifica que: “ o conversor *Buck-Boost* consegue realizar tanto a conversão para cima quanto para baixo da tensão de entrada com apenas uma

chave, porém possui a desvantagem de inverter o sinal da tensão, o que é normalmente indesejável”.

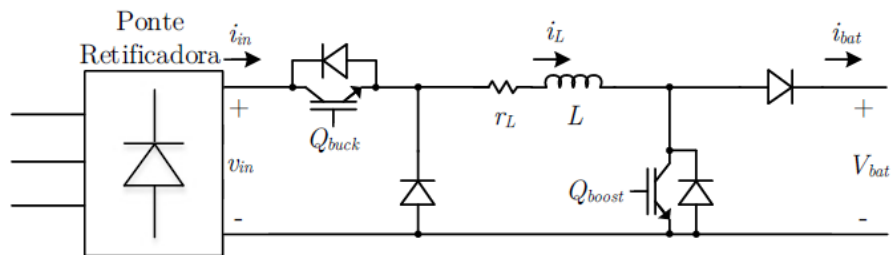
Figura 35 – *Buck-Boost* Não Inversor controlado por quatro chaves



Fonte: Didonet (2015).
Nota: Adaptado pelo autor.

Farias (2016, p. 30, *itálico nosso*) utiliza uma estrutura não inversora controlada por duas chaves e sugere que: “[...] uma solução para essa desvantagem é a utilização do conversor *buck-boost* não inversor”. Ele utiliza a topologia mostrada na Figura 36, sendo que a desvantagem do *Buck-Boost* clássico refere-se mais uma vez à inversão da polaridade na tensão de saída em relação à entrada.

Figura 36 – *Buck-Boost* Não Inversor controlado por duas chaves



Fonte: Farias (2016).

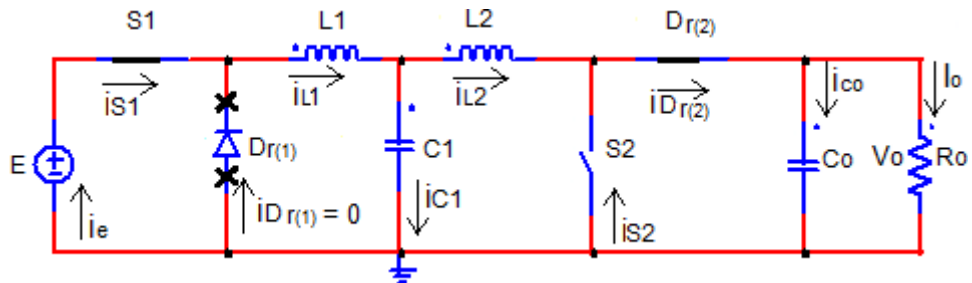
Os modos citados anteriormente serão analisados na sequência, de forma que o equacionamento matemático possibilite a comprovação de seu funcionamento como um *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*.

4.1 Modo Buck

Da mesma forma que se avaliou os conversores básicos, dividindo-se as análises em duas etapas, será feito para o conversor não inversor. Assim:

- 1) A primeira etapa inicia com o fechamento da chave S_1 provocando no diodo $D_{r(1)}$ uma polarização inversa que o bloqueará. O indutor L_1 estará armazenando energia e o diodo $D_{r(2)}$ ficará em permanente condução. A etapa termina com a abertura de S_1 e o circuito resultante pode ser visto na Figura 37.

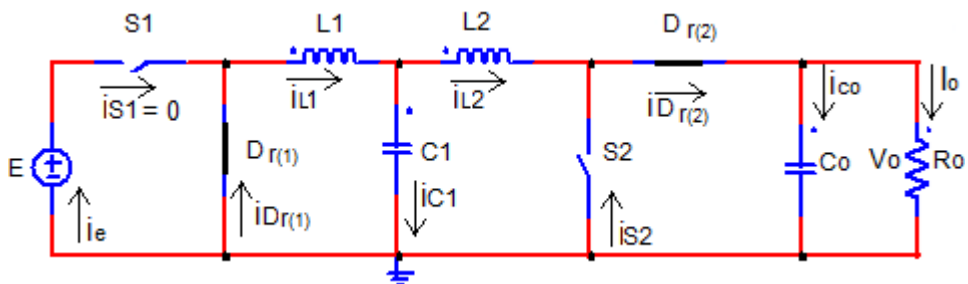
Figura 37 – Modo Buck com chave fechada



Fonte: Produção do próprio autor.

- 2) A segunda etapa inicia com a abertura da chave S_1 , forçando o diodo $D_{r(1)}$ a conduzir, pois será diretamente polarizado. O indutor passa a fornecer energia ao circuito, possibilitado pelo caminho fornecido pelo diodo $D_{r(1)}$ para circulação da corrente. A etapa termina quando S_1 é fechada. O esquema é visto na Figura 38.

Figura 38 – Modo Buck com chave aberta



Fonte: Produção do próprio autor.

4.1.1 Ondulação de corrente no indutor

Os sinais de tensão (v_{L1}) e corrente (i_{L1}) em L_1 são mostrados na Figura 39. Na primeira etapa, a tensão sobre o indutor é a diferença entre a tensão da fonte E e a tensão v_{C1} do capacitor C_1 . Assim, a tensão do indutor L_1 na primeira etapa, é dada pela equação (82).

$$v_{L1} = E - v_{C1} \quad (82)$$

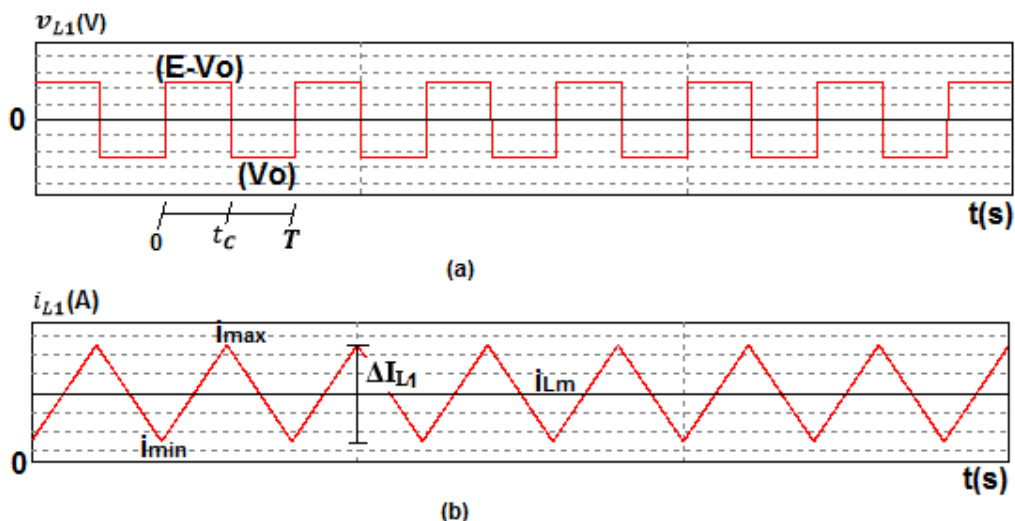
E na segunda, é dada pela equação (83).

$$v_{L1} = -v_{C1} \quad (83)$$

Como a capacitância de C_1 tem valor alto o suficiente para considerar sua tensão constante, então, analisando as malhas do conversor, obtém-se a equação (84) referente ao valor dessa tensão.

$$v_{C1} = V_o \quad (84)$$

Figura 39 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo *Buck*: (a) tensão nos enrolamentos do indutor L_1 (b) corrente nos enrolamentos do indutor L_1



Fonte: Produção do próprio autor.

Portanto, a ondulação de corrente (ΔI_{L1}) no indutor L_1 , conforme a equação (85), pode ser encontrada na primeira etapa como:

$$\Delta I_{L1} = \frac{(E - V_o)D}{fL_1} \quad (85)$$

Ou, na segunda etapa, pela equação (86).

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o(1-D)}{fL_1} \quad (86)$$

Igualando as equações (85) e (86), obtém-se o ganho estático conforme a equação (87).

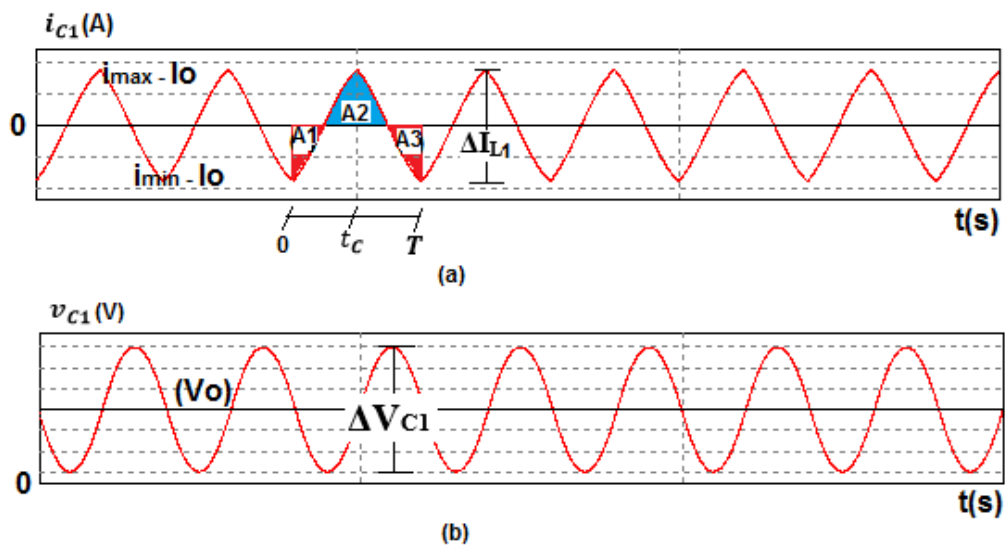
$$G = \frac{V_o}{E} = D \quad (87)$$

O resultado da expressão (85) é o mesmo encontrado nas análises da topologia básica do conversor *Buck*, mostrando que a atuação do não inversor com relação ao ganho estático, é a mesma vista no caso clássico.

4.1.2 Ondulação de tensão no capacitor

As formas de onda da tensão e da corrente no capacitor C_1 são apresentadas na Figura 40. Elas auxiliam na obtenção do equacionamento matemático da ondulação de tensão desse elemento.

Figura 40 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo *Buck*: (a) corrente no capacitor C_1 (b) tensão no capacitor C_1



Fonte: Produção do próprio autor.

A corrente i_{C1} é a corrente no indutor L_1 menos a corrente no indutor L_2 , que se comporta como um curto-circuito permitindo que passe somente a corrente I_o , já que está entre dois capacitores. Assim, a corrente i_{C1} é dada pela equação (88).

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{L2} \quad (88)$$

E pode ser apresentada em função da corrente de carga, conforme a equação (89).

$$i_{C1} = i_{L1} - I_o \quad (89)$$

Como a corrente i_{L1} é formada por uma reta crescente com inclinação $(E - V_o)$ e outra reta decrescente de inclinação $(-V_o)$, a corrente i_{C1} também terá as mesmas inclinações.

As retas da corrente i_{C1} são cortadas ao meio pelo eixo das abscissas, e o tempo necessário para que a área A2 seja formada é $T/2$, conforme visto no caso do conversor *Buck*.

Portanto, relacionando a área A2 indicada na curva da corrente i_{C1} com a ondulação de tensão ΔV_{C1} , obtém-se a equação (90).

$$C_1 \Delta V_{C1} = \int_0^{T/2} i_{C1}(t) dt \quad (90)$$

A integral na equação anterior é a área A2 indicada na Figura 40 e pode ser escrita conforme a equação (91).

$$C_1 \Delta V_{C1} = (i_{\max} - I_o) \frac{T}{2} \frac{1}{2} \quad (91)$$

Também foi visto na análise do conversor *Buck* que o valor máximo da corrente no indutor, pode ser obtido por meio da equação (92).

$$i_{\max} = \frac{\Delta I_{L1}}{2} + I_o \quad (92)$$

Substituindo a equação (92) na equação (90) e organizando o resultado, obtém-se a ondulação de tensão no capacitor C_1 , conforme a equação (93).

$$\Delta V_{C1} = \frac{(E - V_o)D}{8C_1 L_1 f^2} \quad (93)$$

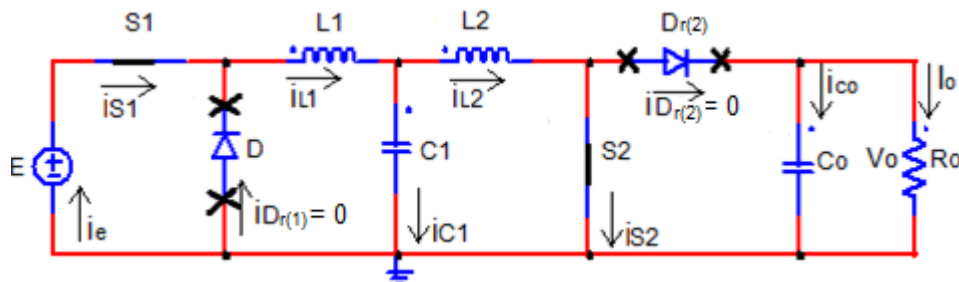
A expressão (92) é a mesma obtida para o conversor *Buck* clássico e depende apenas do indutor L_1 e C_1 . Inserir L_2 na topologia não altera o funcionamento e sua participação pode ser desprezada, pois está entre dois capacitores com altos valores de capacitâncias, fazendo com que ele atue como um curto-circuito, pois estará sob um sinal de tensão constante. C_1 absorve a componente oscilatória de L_1 , assim, a corrente que circula os enrolamentos de L_2 é constante.

4.2 Modo *Boost*

Neste modo de atuação do conversor não inversor, o funcionamento do circuito é determinado pelas seguintes etapas:

- 1) A primeira iniciando com o fechamento da chave S_2 , tornando o diodo $D_{r(2)}$ inversamente polarizado e o seu consequente bloqueio. A carga é isolada juntamente com o capacitor C_o . Então, o indutor L_2 recebe energia cedida pela fonte de entrada. A fonte de entrada provoca o permanente bloqueio de $D_{r(1)}$. A etapa termina quando a chave é aberta e o esquema ilustrativo é apresentado na Figura 41.

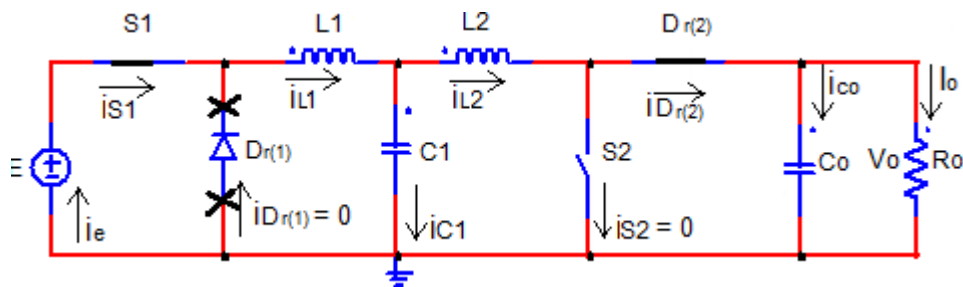
Figura 41 – Modo *Boost* com chave fechada



Fonte: Produção do próprio autor.

- 2) E a segunda etapa começa com a abertura da chave S_2 , provocando a consequente condução do diodo $Dr_{(2)}$, forçando-o a conduzir. Assim, o capacitor e a carga são reconectados ao restante do circuito, permitindo que o indutor L_2 e a fonte (E) forneçam energia ao circuito. A etapa termina quando a chave é fechada e o esquema pode ser visto na Figura 42.

Figura 42 – Modo *Boost* com chave aberta

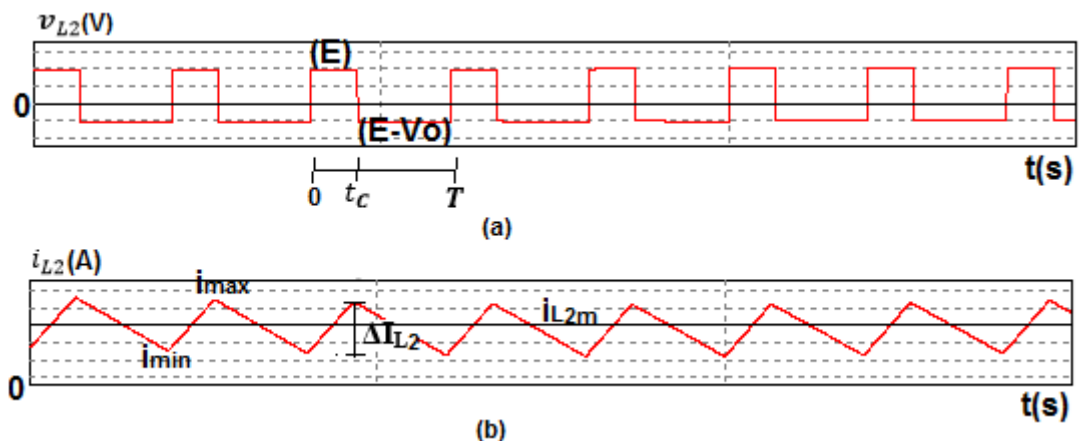


Fonte: Produção do próprio autor.

4.2.1 Ondulação de corrente no indutor

Os sinais de tensão (v_{L2}) e corrente (i_{L2}) em L_2 são mostrados na Figura 43, na qual se nota que os níveis de tensões nas duas etapas de trabalho são os mesmos encontrados na análise do conversor *Boost* clássico.

Figura 43 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo *Boost*: (a) tensão no indutor L_2
(b) corrente no indutor L_2



Fonte: Produção do próprio autor.

Na primeira etapa o indutor L_2 terá uma tensão v_{L2} igual a do capacitor C_1 , expressa pela equação (94).

$$v_{L2} = v_{C1} \quad (94)$$

Mas o valor médio de v_{C1} é igual ao da fonte de entrada. Assim, a equação (94) resulta na equação (95).

$$v_{L2} = E \quad (95)$$

Na segunda etapa a tensão é obtida através da equação (96).

$$v_{L2} = (E - V_o) \quad (96)$$

Seguindo a ideia desenvolvida para encontrar a ondulação de corrente no conversor *Buck* clássico, encontra-se neste caso para o indutor L_2 , a expressão apresentada na equação (97).

$$\Delta I_{L2} = i_{\max} - i_{\min} = \frac{ED}{fL_2} = \frac{-(E - V_o)(1 - D)}{fL_2} \quad (97)$$

Resolvendo a igualdade que relaciona as tensões sobre L_2 na equação (97), obtém-se o ganho estático para este conversor, conforme a equação (98).

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{1}{1 - D} \quad (98)$$

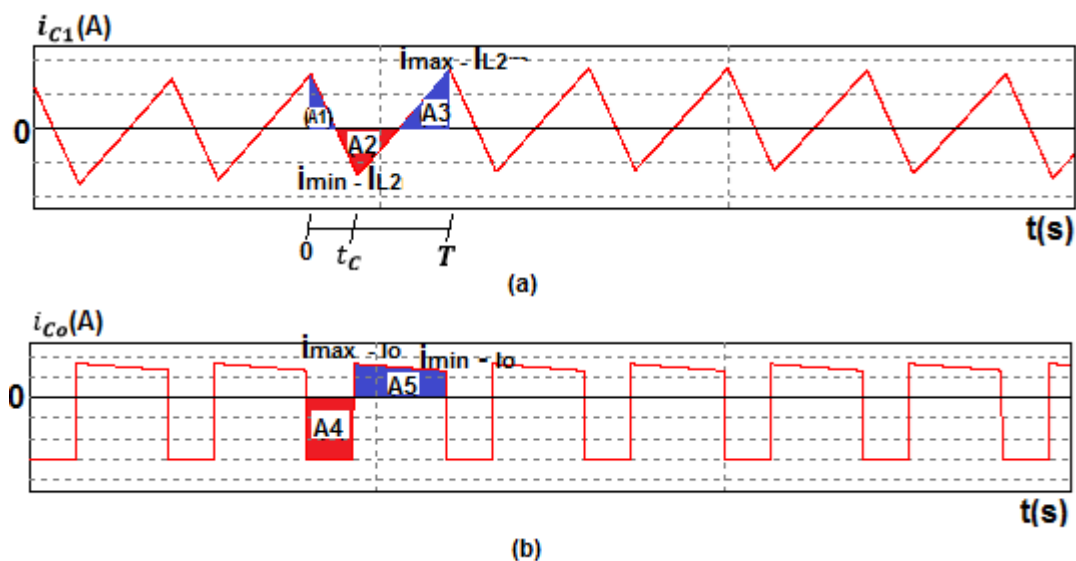
A equação (98) fornece o mesmo resultado obtido na análise do conversor *Boost* clássico. Isto mostra que o conversor não inversor no modo *Boost* atua como um elevador de tensão, igual ao caso clássico.

4.2.2 Ondulação de tensão no capacitor

Este modo de funcionamento do conversor atribui ao capacitor C_1 o papel de fornecimento da componente oscilatória à corrente i_{L_2} . Isso porque, o indutor L_1 estando entre duas fontes de tensões torna-se um curto-circuito, permitindo que passe por ele somente a componente contínua da corrente. O capacitor C_o ficaria responsável por alimentar a carga e absorver a componente oscilatória de corrente que vem de L_2 .

Para desenvolver as equações das ondulações de tensão nos capacitores é necessário encontrar os valores médios das correntes relacionadas ao nó do circuito que envolve cada um deles. A Figura 44, referente às formas de onda das correntes dos capacitores, irá auxiliar na obtenção das expressões das ondulações de tensão.

Figura 44 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo *Boost*: (a) corrente no capacitor C_1 (b) corrente no capacitor de saída



Fonte: Produção do próprio autor.

Na topologia apresentada referente ao modo *Boost*, é possível encontrar as expressões para as componentes contínuas das correntes $I_{L_1}, I_{L_2}, I_{C_1}, I_{D_{r(2)}}, I_{S_2}$ e I_{C_o} , referentes ao indutor L_1 e L_2 , capacitor C_1 , diodo $D_{r(2)}$, chave S_2 e capacitor C_o , respectivamente, que são dadas pelas equações (99), (100) e (101).

$$I_{L_1} = I_{L_2} + I_{C_1} \quad (99)$$

$$I_{L2} = I_{Dr(2)} + I_{S2} \quad (100)$$

$$I_{Dr(2)} = I_{Co} + I_o \quad (101)$$

Como os valores médios das correntes I_{Co} e I_{C1} , são nulos, as três equações anteriores resultam nas equações (102), (103) e (104).

$$I_{L1} = I_{L2} \quad (102)$$

$$I_{L2} = I_{Dr(2)} + I_{S2} \quad (103)$$

$$I_{Dr(2)} = I_o \quad (104)$$

A estrutura dessa topologia mostra que a corrente na fonte E é a mesma no indutor L_1 , permitindo relacionar na equação (105), correntes e tensões, da seguinte forma:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{I_{L1}}{I_o} = \frac{1}{1-D} \quad (105)$$

Substituindo a equação (105) nas equações (102) e (103), obtém-se os valores médios de corrente no indutor L_1 e na chave S_2 , conforme as equações (106) e (107).

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{I_o}{1-D} \quad (106)$$

$$I_{S2} = \frac{I_o D}{1-D} \quad (107)$$

A ondulação de tensão ΔV_{Co} sobre o capacitor C_o está relacionada com a área A4 marcada na curva i_{Co} da Figura 44, que resulta na expressão apresentada na equação (108). Assim:

$$C_o \Delta V_{C_o} = \int_0^{DT} i_{C_o}(t) dt \quad (108)$$

A integral de corrente na equação (108) é a área A4 da Figura 44, e sua expressão é dada pela equação (109).

$$C_o \Delta V_{C_o} = I_o DT \quad (109)$$

Logo, a ondulação de tensão para o capacitor C_o , conforme a equação (110), será:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_o D}{f C_o} \quad (110)$$

Já a ondulação de tensão sobre o capacitor C_1 está relacionada com a área A2 da Figura 44 e pode ser determinada pela equação (111).

$$C_1 \Delta V_{C_1} = \int_0^{T/2} i_{C_1}(t) dt \quad (111)$$

A integral na equação (111) é a área A2 da Figura 44 que forma um triângulo e resulta na expressão apresentada na equação (112). Assim:

$$C_1 \Delta V_{C_1} = (i_{\min} - I_{L_2}) \frac{T}{2} \frac{1}{2} \quad (112)$$

Na equação (112), i_{\min} , é o menor valor que a corrente no indutor L_2 pode assumir. A equação (113) que fornece sua expressão, é obtida seguindo os mesmos passos empregados para determinar a equação (38).

$$i_{\min} = I_{L_2} - \frac{\Delta I_{L_2}}{2} \quad (113)$$

Substituindo a equação (113) na equação (112), tem-se a relação apresentada na equação (114).

$$C_1 \Delta V_{C1} = -\frac{\Delta I_{L2}}{2} \frac{T}{2} \frac{1}{2} \quad (114)$$

A ondulação de corrente em L_2 foi determinada na equação (97), assim, substituindo na equação (114), obtém-se a ondulação de tensão no capacitor C_1 , conforme a equação (115).

$$\Delta V_{C1} = \frac{ED}{8C_1 L_2 f^2} \quad (115)$$

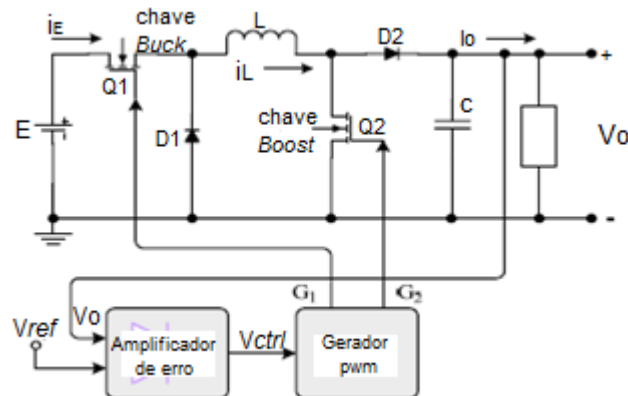
A equação (115) indica que a ondulação de tensão sobre o capacitor C_1 precisa do valor de L_2 . O indutor L_1 , além de não entrar na equação, atua como um curto-circuito, conduzindo uma corrente constante e absorvendo as pequenas ondulações das tensões dos capacitores. O indutor L_1 colocado entre os capacitores, atua como um curto-circuito, isso implica que as tensões sobre os capacitores serão praticamente iguais. Assim, apenas um capacitor seria necessário, já que não é interesse para este trabalho o estudo de filtros capacitivos.

4.3 Modo *Buck-Boost*

Este modo de funcionamento é o mesmo apresentado pelo conversor *Buck-Boost* clássico, mas só ocorre com o uso simultâneo das duas chaves mostradas na topologia não inversora. O sincronismo deve ser perfeito e as comutações devem ocorrer ao mesmo tempo, já que qualquer variação seria refletida numa saída diferente do esperado, exigindo um controle mais complexo empregado no conversor.

Um estudo desenvolvido pelo pesquisador Lee (2009), que utiliza o esquema ilustrado na Figura 45, verificou as influências de pequenos e grandes sinais no ganho estático e concluiu que é necessário eliminar o modo *Buck-Boost* de operação, justificando que ocorrem mais perdas com as comutações e a tensão de saída é mais sensível a qualquer variação na razão-cíclica entre as duas chaves.

Figura 45 – Modelo adotado para estudo de pequenos e grandes sinais



Fonte: Lee (2009).

Nota: Adaptado pelo autor.

As conclusões indicadas pelo pesquisador citado anteriormente nortearam para o estudo no sentido de não avaliar o modo *Buck-Boost* de funcionamento do conversor não inversor, já que sua funcionalidade prática estaria cercada dos problemas decorrentes das comutações das chaves. O conversor *Buck-Boost* Não Inversor será analisado apenas nos modos *Buck* e *Boost*.

4.4 Topologia do circuito adotado para análise do conversor *Buck-Boost* não inversor

Na análise do conversor *Buck-Boost* Não Inversor atuando como *Buck* e *Boost*, foram apresentados os papéis dos elementos passivos, indutores e capacitores, durante o funcionamento do circuito.

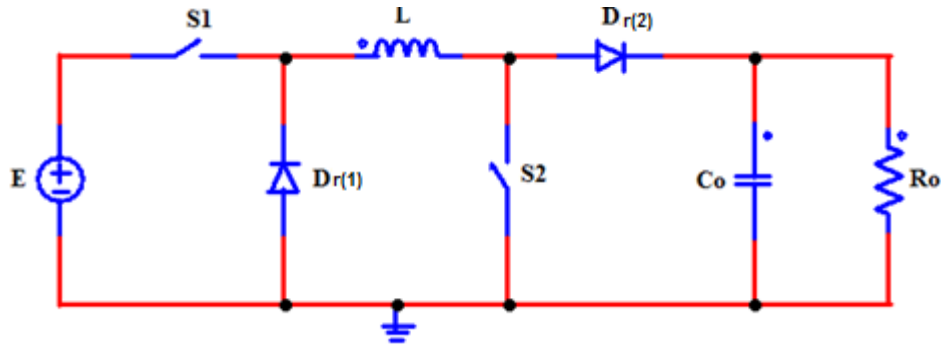
No modo *Buck* o indutor L_2 atua como um curto-circuito, já que ele aparece entre os capacitores C_1 e C_o , que atuam como duas fontes de tensão constantes. O capacitor C_1 absorve a componente oscilatória da corrente vinda de L_1 , tornando C_o pouco participativo neste modo.

Já no modo *Boost*, o indutor L_1 é quem está entre duas fontes de tensão e também atua como um curto-circuito. O capacitor C_1 fica responsável por fornecer a componente oscilatória da corrente que vai para o indutor L_2 , um papel que pode ser desempenhado pela fonte de entrada.

Dessa forma, sem qualquer prejuízo para o funcionamento do conversor *Buck-Boost* Não Inversor, visando a economia de componentes e melhor utilização deles, as análises que serão

feitas na sequência, utilizarão apenas um indutor e um capacitor, conforme a Figura 46. Os modos *Buck* e *Boost* desse circuito se resumem as mesmas estruturas dos conversores *Buck* e *Boost* clássicos, mas com o emprego de dois diodos e duas chaves.

Figura 46 – Estrutura simplificada do *Buck-Boost* Não Inversor



Fonte: Produção do próprio autor.

4.5 Considerações sobre o capítulo

Neste capítulo, foram analisados os modos *Buck* e *Boost* que o conversor *Buck-Boost* não inversor pode assumir. As equações desenvolvidas permitiram comprovar as características dos ganhos, iguais aos casos clássicos. Foram identificados os papéis dos componentes no circuito e descobriu-se que não era necessário o uso de dois indutores e dois capacitores, assim, o circuito inicialmente escolhido foi simplificado sem qualquer prejuízo para o funcionamento. Dessa forma, as próximas análises serão baseadas na nova estrutura, incluindo modelos dos componentes para avaliar o ganho e o rendimento frente às perdas.

5 ANÁLISE DE PERDAS DOS CONVERSORES

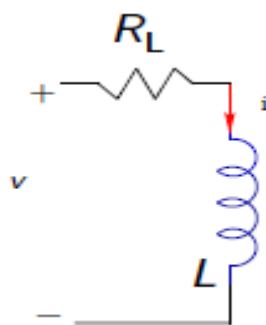
Na sequência, serão apresentados os modelos adotados para os componentes considerando suas não idealidades. Com isso, será possível determinar o equacionamento das perdas do circuito, relacionando-as com o ganho e o rendimento para determinar o comportamento da topologia nessas condições. Por fim, serão realizadas simulações que comprovem a dinâmica do conversor obtida por meio das equações.

5.1 Modelos adotados para os elementos do circuito

As análises realizadas assumiram que os componentes eram ideais, isso facilitou o desenvolvimento das equações e o entendimento quanto ao funcionamento, mas não permitiu entender o que ocorre com os conversores ao considerar as perdas. Os componentes apresentam limitações e precisam ser analisados baseados em modelos que os aproximam dos componentes reais. Então, serão apresentados na sequência os modelos adotados nas simulações.

Deaecto (2012) apresenta um modelo composto por uma indutância (L) em série com uma resistência (R_L) para representar o indutor, conforme é apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Modelo real de um indutor

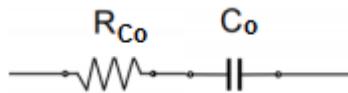


Fonte: Deaecto (2012).

O modelo adotado para o capacitor (C_o) é composto por uma capacitância em série com uma resistência (R_{C_o}), conforme Figura 48. O modelo completo contempla uma indutância que influencia nas características de resposta do componente para sinais com determinado valor de frequência (SBROGIO, 2018). Portanto, deve-se atentar durante a análise do circuito para a

frequência do sinal utilizado que pode provocar alterações nas características do capacitor. Também há uma resistência em paralelo com a capacitância, mas seu valor alto permite atribuir às perdas por calor apenas a resistência série.

Figura 48 – Modelo real adotado para o capacitor

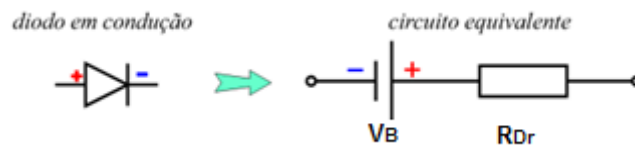


Fonte: Sbrogio (2018).
Nota: Adaptado pelo autor.

O diodo é modelado por Wendling (2011), como uma resistência (R_{Dr}) em série com uma fonte de tensão (V_B), conforme a Figura 49. V_B representa a barreira de potencial que deve ser vencida para que o elemento entre em condução e R_{Dr} é a resistência do elemento durante a polarização direta.

As perdas no diodo são causadas por comutação (P_{comDr}), já que ele não muda de estado instantaneamente e por condução (P_{condDr}). Elas são descritas através das equações (116) e (117).

Figura 49 – Modelo real adotado para o diodo



Fonte: Wendling (2011).

$$P_{condDr} = V_B I_{Dr} + R_{Dr} I_{Dr(RMS)}^2 \quad (116)$$

$$P_{comDr} = \frac{f}{2} [(V_{BP} - V_B) I_{Dr \max} t_{fr} + V_{RRM} I_{rr} t_{rr}] \quad (117)$$

Onde:

t_{fr} : tempo que o diodo leva para conduzir;

t_{rr} : tempo de recuperação reversa;

I_{rr} : corrente reversa;

V_{RRM} : tensão reversa;

I_{Dr} : valor médio da corrente do diodo;

$I_{Dr(RMS)}$: valor eficaz da corrente do diodo;

V_{BP} : tensão de pico na entrada em condução;

I_{Drmax} : corrente que circula o diodo.

O *Mosfet* também apresenta perdas por condução (P_{conds}), modelada por um resistor (R_S) que representa a resistência entre a fonte e o dreno do componente e por comutação (P_{coms}) devido ao tempo que demora mudando de estado. Petry (2013), para representá-las utiliza as expressões apresentadas nas equações (118) e (119).

$$P_{conds} = \frac{t_l}{T} R_S I_{S(RMS)}^2 \quad (118)$$

$$P_{coms} = \frac{f}{2} (t_r + t_f) V_{Smax} I_S \quad (119)$$

Onde:

t_c : tempo que o transistor permanece ligado;

I_S : corrente de dreno quando ligado;

V_{Smax} : tensão entre fonte e dreno ao final da comutação;

t_r : tempo de subida da corrente de dreno;

t_f : tempo de descida da corrente de dreno;

I_S : valor médio da corrente da chave;

$I_{S(RMS)}$: valor eficaz da corrente da chave.

Por questões de simplificações dos cálculos, as perdas por comutação serão desprezadas neste trabalho.

5.2 Rendimento dos conversores

Uma das formas de entender como as perdas do circuito estão influenciando seu desempenho é por meio de seu rendimento. Ele pode ser determinado utilizando as perdas ou a potência de saída em relação à potência de entrada, conforme a equação (120). No caso ideal, onde a potência de entrada é igual à potência de saída o rendimento é unitário, por isso quanto mais próximo deste valor melhor será.

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} = 1 - \frac{P_{perdas}}{P_E} \quad (120)$$

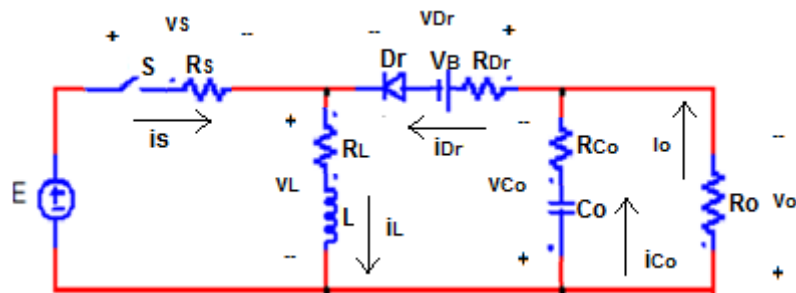
Onde:

P_{perdas} : potência total dissipada no circuito.

5.2.1 Buck-Boost Clássico

O conversor *Buck-Boost* clássico é o primeiro a ser avaliado. Seu esquema de circuito com os modelos considerando as perdas é apresentado na Figura 50. Ele possui apenas uma chave e um diodo, diferente da topologia não inversora que emprega dois de cada.

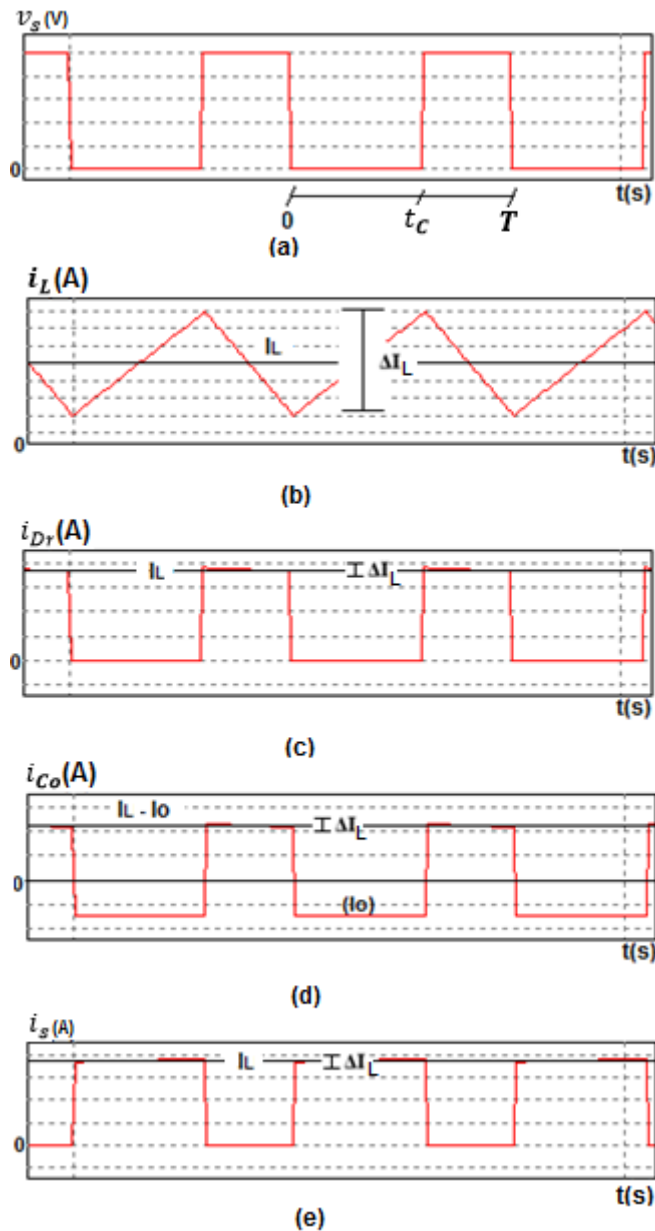
Figura 50 – Estrutura *Buck-Boost* clássica considerando a resistência dos elementos



Fonte: Produção do próprio autor.

As correntes dos elementos que provocam perdas no circuito são ilustradas na Figura 51. Através delas, serão desenvolvidas as equações de ganho e rendimento.

Figura 51 – Formas de onda nos elementos do *Buck-Boost* clássico: (a) tensão sobre a chave (b) corrente no indutor (c) corrente no diodo de roda livre (d) corrente no capacitor de saída (e) corrente na chave



Fonte: Produção do próprio autor.

Antes de apresentar a equação é preciso lembrar que a potência dissipada em uma resistência que está sob uma onda periódica de tensão e corrente é associada ao seu valor eficaz ou RMS (*Root Mean Square*). Utilizando o método adotado por Nakashima (2013) para determinar esse

valor, obtém-se a equação (121) com as perdas desse circuito em função dos valores eficazes das correntes $I_{S(RMS)}$, $I_{Dr(RMS)}$, $I_{L(RMS)}$ e $I_{Co(RMS)}$ referente a chave, ao diodo de roda livre, o indutor e o capacitor, respectivamente.

$$P_{perdas} = R_S I_{S(RMS)}^2 + V_B I_{Dr} + R_{Dr} I_{Dr(RMS)}^2 + R_L I_{L(RMS)}^2 + R_{Co} I_{Co(RMS)}^2 \quad (121)$$

Relacionando a equação (121) com as curvas da Figura 51, é possível reescrever a equação anterior em função de I_L e ΔI_L , conforme a equação (122).

$$\begin{aligned} P_{perdas} = & R_S \left(DI_L^2 + \frac{D\Delta I_L^2}{12} \right) + V_B (1-D)I_L + R_{Dr} \left[(1-D)I_L^2 + \frac{(1-D)\Delta I_L^2}{12} \right] \\ & + R_L \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) + R_{Co} \left[DI_o^2 + (1-D)(I_L - I_o)^2 + \frac{(1-D)\Delta I_L^2}{12} \right] \end{aligned} \quad (122)$$

Nesta topologia I_o é igual a $(1-D)I_L$, assim, substituindo na equação (122) obtém-se a equação (123).

$$\begin{aligned} P_{perdas} = & R_S \left(DI_L^2 + \frac{D\Delta I_L^2}{12} \right) + V_B (1-D)I_L + R_{Dr} \left[(1-D)I_L^2 + \frac{(1-D)\Delta I_L^2}{12} \right] \\ & + R_L \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) + R_{Co} \left[(D-D^2)I_L^2 + \frac{(1-D)\Delta I_L^2}{12} \right] \end{aligned} \quad (123)$$

Considerando que o indutor tem uma indutância muito alta, o suficiente para considerar a corrente I_L constante da mesma forma como é feito em Silva (2015). Assim, a equação (123) resulta na equação (124).

$$P_{perdas} = R_S DI_L^2 + V_B (1-D)I_L + R_{Dr} (1-D)I_L^2 + R_L I_L^2 + R_{Co} (D-D^2)I_L^2 \quad (124)$$

A equação (124) pode ser apresentada em função de uma resistência equivalente, R_{eqBB} , e uma tensão equivalente, V_{eqBB} , assim como é dada na equação (125).

$$P_{perdas} = R_{eqBB} I_L^2 + V_{eqBB} I_L \quad (125)$$

É possível notar, através das equações (124) e (125) que a tensão (V_{eqBB}) e resistência (R_{eqBB}) equivalentes do conversor *Buck-Boost* clássico, foram definidas conforme as equações (126) e (127), respectivamente.

$$V_{eqBB} = V_B (1 - D) \quad (126)$$

$$R_{eqBB} = R_S D + R_{Dr} (1 - D) + R_L + R_{Co} (D - D^2) \quad (127)$$

A potência de entrada que agora é uma soma das perdas e da potência de saída, permite escrever a equação (128).

$$EI_E = R_{eqBB} I_L^2 + V_{eqBB} I_L + V_o I_o \quad (128)$$

Nesta topologia, o valor médio da corrente de entrada I_E é igual a DI_L . Assim, a equação anterior resulta na equação (129).

$$V_o = \frac{R_o (1 - D)(ED - V_{eqBB})}{R_o (1 - D)^2 + R_{eqBB}} \quad (129)$$

A equação (129) indica que existe uma razão-cíclica mínima (D_{min}) representada pela equação (130), para que o circuito compense a queda de tensão causada pelo diodo.

$$D_{min} = \frac{V_B}{E + V_B} \quad (130)$$

Substituindo a equação (125) na equação (120) é possível obter a expressão para o rendimento (η), de acordo com a equação (131).

$$\eta = 1 - \frac{R_{eqBB} I_L^2 + V_{eqBB} I_L}{E I_E} \quad (131)$$

Substituindo na equação (131) a corrente I_E por $D I_L$, obtém a expressão apresentada na equação (132).

$$\eta = 1 - \frac{R_{eqBB} I_L + V_{eqBB}}{D} \quad (132)$$

Para verificar o comportamento do ganho estático e do rendimento para este conversor, dois pontos de atuação foram escolhidos para serem verificados nas condições indicadas no Quadro 10. Eles serviram para serem usados no dimensionamento dos elementos passivos para manterem as ondulações de corrente e tensão nos níveis desejados.

Quadro 10 – Dados adotados para cálculos das equações do conversor *Buck-Boost* clássico

<i>Buck-Boost</i> Clássico	L (mH)	C (μ F)	E (V)	D	f (kHz)	V_0 (V)	R_0 (Ω)	ΔI (A)	ΔV (V)
Abaixador	1,2	2,34	10	0,375	100	5	160	10% I_0	1% V_0
Elevador	6,61	3,88	10	0,62		15			

Fonte: Produção do próprio autor.

Os dados do Quadro 10 possibilitaram a escolha dos elementos semicondutores apresentados no Quadro 11.

Quadro 11 – Resistência dos elementos semicondutores

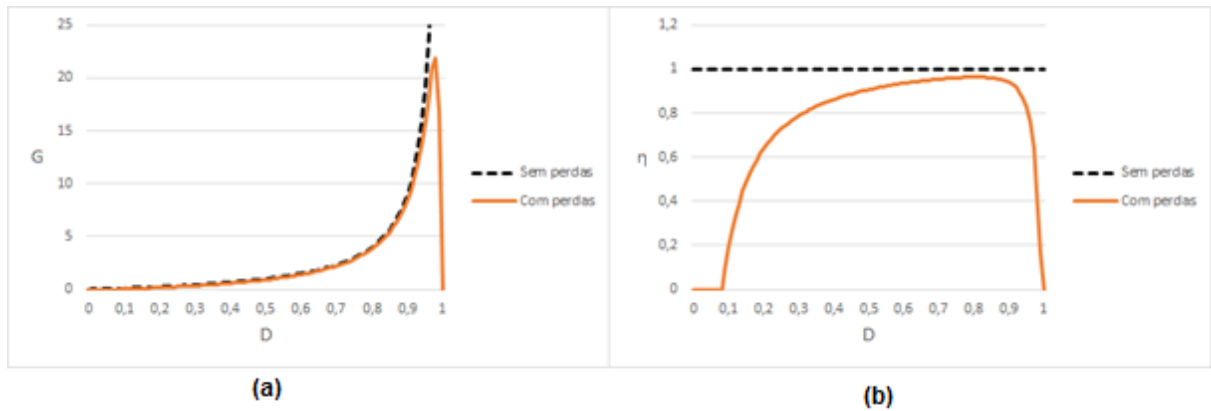
Conversor	R_S (m Ω)	$R_{D,r}$ (m Ω)	V_B (V)
<i>Buck-Boost</i> Clássico	77	166,67	0,89

Fonte: Produção do próprio autor.

Com as características definidas até agora é possível plotar as curvas de rendimento e ganho estático. Isso é feito para que a potência dissipada no circuito esteja dentro do aceitável para cada projeto. Assim, foram assumidos valores de resistências do indutor e do capacitor para

verificar o comportamento da curva e em que região ele sofreria mais influência das perdas. Então, as curvas obtidas estão ilustradas nas Figuras 52 e 53.

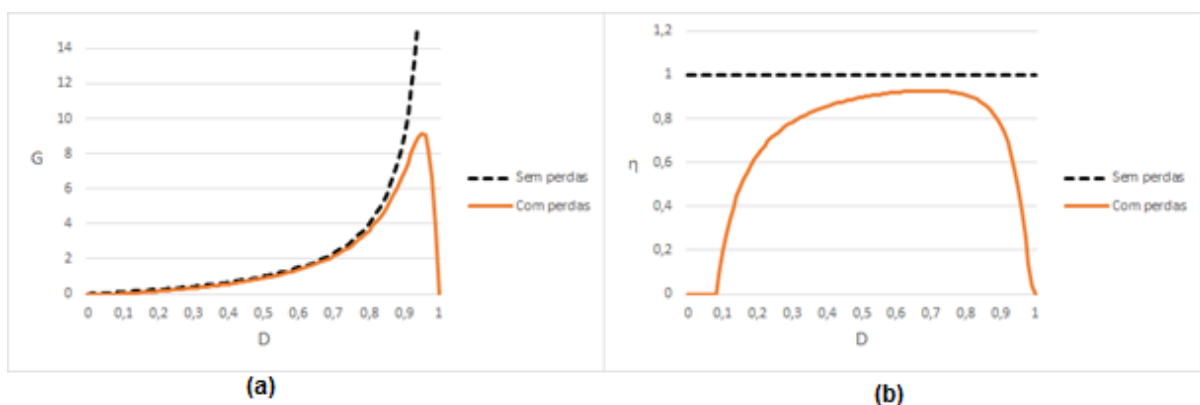
Figura 52 – Curvas simuladas com R_L e R_{Co} nulos: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Produção do próprio autor.

A curva do conversor *Buck-Boost* clássico sofre uma grande mudança na característica referente ao ganho e como consequência no rendimento. O ganho estático que no caso ideal tem valores tendendo a infinito, no caso com perdas, é limitado, não só pelas perdas nas resistências do indutor e do capacitor, já que a Figura 52 é uma simulação com valores nulos para esses elementos, mas tem suas características alteradas por perdas causadas pelas resistências da chave e do diodo. A curva do conversor clássico quando são consideradas as resistências dos elementos passivos para este circuito projetado têm as características das curvas da Figura 53.

Figura 53 – Curvas simuladas com $R_L = 320\text{m}\Omega$ e $R_{Co} = 500\text{m}\Omega$: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Produção do próprio autor.

Da Figura 53 e das simulações realizadas pode ser percebido que o aumento da resistência do indutor provocava mais perdas no circuito do que a do capacitor. Os valores máximos atingidos

pelo rendimento eram diretamente prejudicados pela resistência R_L , já a resistência capacitiva provocava perdas na casa dos decimais. O rendimento também é prejudicado pela resistência do indutor quando a razão-cíclica se aproximava do valor 1, como pode ser comparado nas Figuras 52 e 53, com uma deflexão da curva diminuindo o valor dele. É possível notar também que o rendimento vai para zero nos extremos do intervalo de atuação. O Quadro 12 apresenta as diferenças que ocorreram ao inserir as resistências dos elementos passivos.

Quadro 12 – Ganho e rendimento afetados pela inserção das resistências passivas

Conversor	$R_L(\text{m}\Omega)$	$R_{Co}(\text{m}\Omega)$	G_{\max}	η_{\max}
<i>Buck-Boost</i> Clássico	0	0	21,92	0,96
	320	500	9,17	0,93

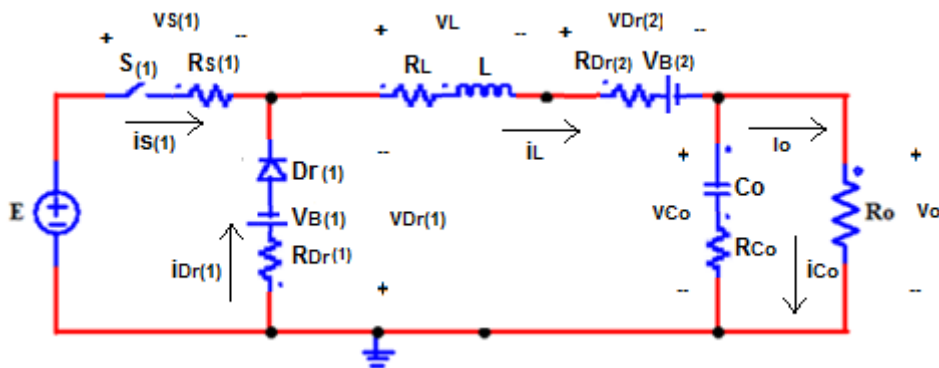
Fonte: Produção do próprio autor.

A dinâmica para o conversor atuando como um abaixador e um elevador é a mesma se considerar as resistências dos elementos iguais. As mudanças ocorrem no dimensionamento dos elementos passivos em torno do ponto de operação, pois dependem das razões-cíclicas e da tensão sobre eles, conforme é visto no Quadro 10.

5.2.2 Modo *Buck*

O primeiro modo a ser analisado no conversor *Buck-Boost* Não Inversor é o *Buck*. Ele não tem a participação da chave $S_{(2)}$, resultando no circuito da Figura 54. O controle é feito por meio do chaveamento em $S_{(1)}$.

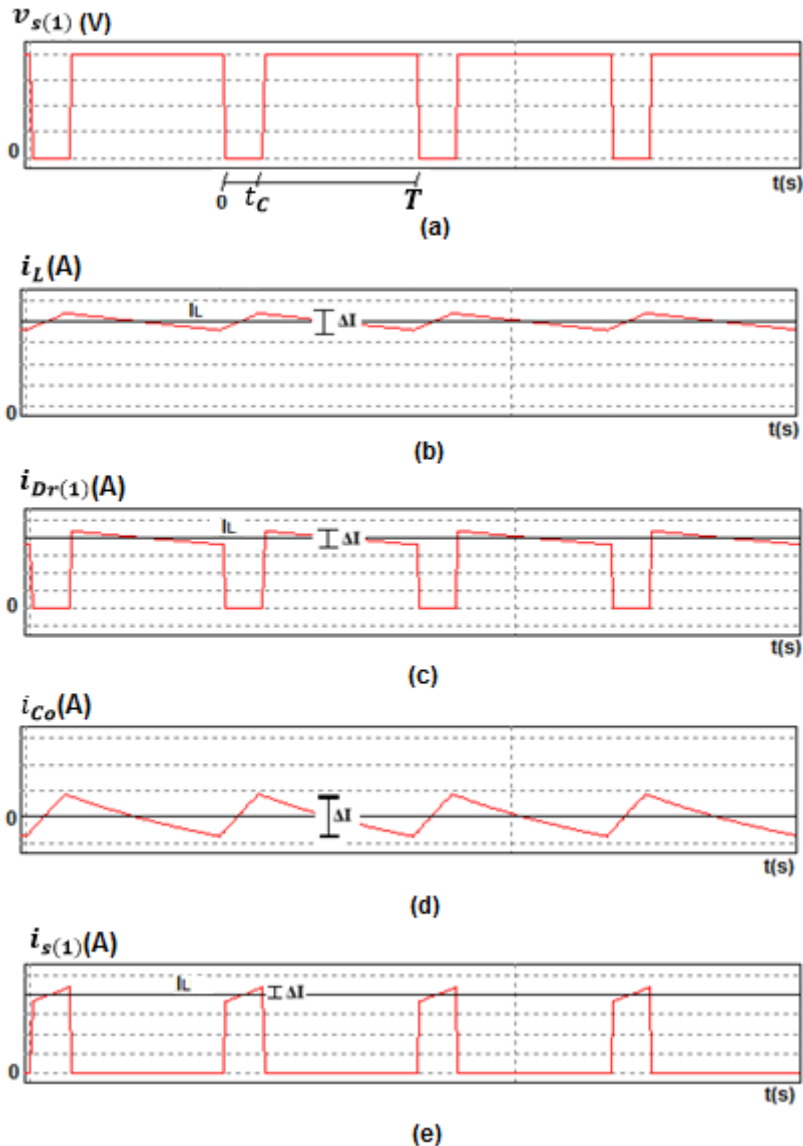
Figura 54 – Conversor não inversor no modo *Buck*



Fonte: Produção do próprio autor.

As perdas, no circuito da Figura 54, são causadas por $D_{r(1)}$, $D_{r(2)}$, C_o , L e $S_{(1)}$. Os gráficos das correntes desses elementos, mostrados na Figura 55, ajudam no desenvolvimento das equações de seus valores médios e eficazes, utilizados para obter a expressão do ganho e do rendimento.

Figura 55 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo *Buck*:
 (a) tensão sobre a chave $S_{(1)}$ (b) corrente nos enrolamentos do indutor L
 (c) corrente no diodo de roda livre $D_{r(1)}$ (d) corrente no capacitor de saída C_o (e) corrente na chave $S_{(1)}$



Fonte: Produção do próprio autor.

As perdas por condução e comutação envolvendo os elementos do circuito, são indicadas por meio da expressão apresentada na equação (133), onde $I_{S(1)(RMS)}$, $I_{D_{r(1)}(RMS)}$ e $I_{D_{r(2)}(RMS)}$ são os valores eficazes das correntes na chave $S_{(1)}$ e nos diodos $D_{r(1)}$ e $D_{r(2)}$, respectivamente. Já $V_{B(1)}$ e $V_{B(2)}$ são os valores das barreiras de potenciais dos diodos $D_{r(1)}$ e $D_{r(2)}$.

$$\begin{aligned}
P_{perdas} = & R_{S(1)} I_{S(1)(RMS)}^2 + R_{Dr(1)} I_{Dr(1)(RMS)}^2 + V_{B(1)} I_{Dr(1)} + R_L I_{L(RMS)}^2 \\
& + R_{Dr(2)} I_{Dr(2)(RMS)}^2 + V_{B(2)} I_{Dr(2)} + R_{Co} I_{Co(RMS)}^2
\end{aligned} \quad (133)$$

Utilizando o método para obtenção do valor eficaz adotado por Nakashima (2013), é possível escrever a equação (133) em função da corrente do indutor (I_L) e sua ondulação (ΔI_L), conforme a equação (134).

$$\begin{aligned}
P_{perdas} = & R_{S(1)} \left(DI_L^2 + \frac{D\Delta I_L^2}{12} \right) + V_{B(1)} (1-D)I_L + R_{Dr(1)} \left[(1-D)I_L^2 + \frac{(1-D)\Delta I_L^2}{12} \right] \\
& + R_L \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) + V_{B(2)} I_L + R_{Dr(2)} \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) + R_{Co} \left(\frac{\Delta I_L^2}{12} \right)
\end{aligned} \quad (134)$$

Aplicando as mesmas considerações feitas na análise do conversor *Buck-Boost* clássico, nas quais se considerou que a corrente no indutor era constante, é possível reescrever a equação (134) na forma da equação (135).

$$P_{perdas} = R_{S(1)} DI_L^2 + V_{B(1)} (1-D)I_L + R_{Dr(1)} (1-D)I_L^2 + R_L I_L^2 + V_{B(2)} I_L + R_{Dr(2)} I_L^2 \quad (135)$$

A pequena participação causada pelas perdas no capacitor é desconsiderada, já que elas eram obtidas por meio da ondulação de corrente no indutor, que foi desconsiderada.

Apresentando a equação (135) em função de uma resistência (R_{eqBU}) e uma tensão (V_{eqBU}) equivalentes, obtém-se a equação (136).

$$P_{perdas} = R_{eqBU} I_L^2 + V_{eqBU} I_L \quad (136)$$

Sendo que no modo *Buck* a tensão e resistência equivalentes são definidos conforme as equações (137) e (138), respectivamente.

$$R_{eqBU} = R_{S(1)} D + R_{Dr(1)} (1-D) + R_L + R_{Dr(2)} \quad (137)$$

$$V_{eqBU} = V_{B(1)}(1-D) + V_{B(2)} \quad (138)$$

A potência cedida pela fonte de entrada pode ser escrita em função do valor médio de sua corrente e tensão, conforme equação (139) que inclui as perdas desse circuito.

$$EI_E = R_{eqBU} I_L^2 + V_{eqBU} I_L + V_o I_o \quad (139)$$

Nesta topologia, a corrente I_E é igual a DI_L , e a corrente I_o é igual a I_L . Assim, a equação (139) resulta na equação (140).

$$V_o = \frac{DE - V_{eqBU}}{1 + (R_{eqBU} / R_o)} \quad (140)$$

O resultado em (134) indica que para aproximar o circuito com perdas do modelo ideal, é necessário escolher elementos com baixa resistência e menor tensão de barreira para os diodos.

Note que a razão-cíclica deve iniciar a partir de um valor mínimo para compensar as quedas de tensões causadas pelas barreiras de potenciais dos diodos. O valor mínimo obedece à expressão dada pela equação (141).

$$D_{\min} = \frac{V_{B(1)} + V_{B(2)}}{E + V_{B(1)}} \quad (141)$$

O rendimento desse conversor é dado pela equação (142).

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} = 1 - \frac{P_{perdas}}{P_E} \quad (142)$$

Substituindo a equação (136) referente às perdas em (142), encontra-se o rendimento apresentado conforme a equação (143).

$$\eta = 1 - \frac{R_{eqBU} I_L + V_{eqBU}}{D} \quad (143)$$

Para verificar o comportamento do ganho estático e do rendimento para este conversor, novamente foi simulado um projeto com os mesmos dados do projeto abaixador do conversor *Buck-Boost* clássico apresentado no Quadro 13.

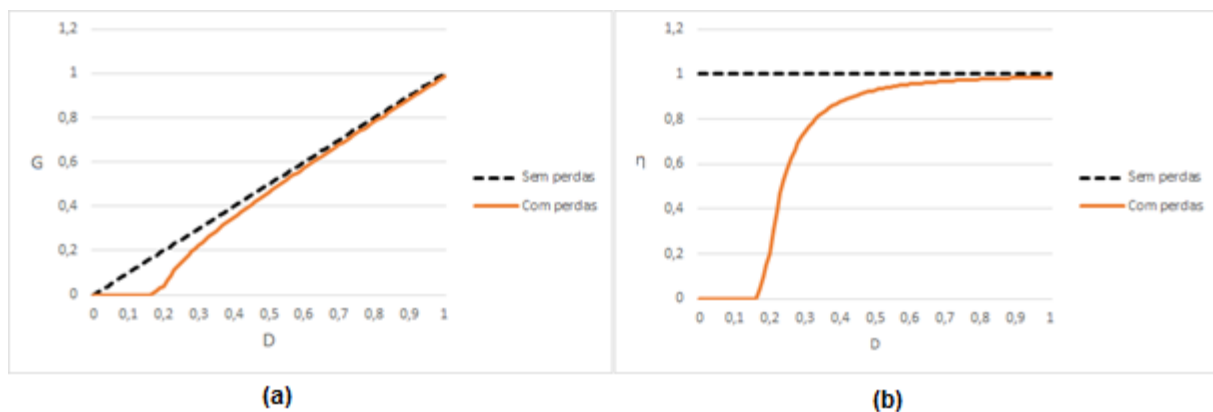
Quadro 13 – Dados adotados para cálculos das equações no modo *Buck*

Conversor	L (mH)	C (nF)	E (V)	f (kHz)	V_0 (V)	R_0 (Ω)	D	ΔI (A)	ΔV (V)
Modo <i>Buck</i>	5,28	158,62	10	100	5	160	0,67	10% I_o	1% V_o

Fonte: Produção do próprio autor.

Os valores do projeto permitem utilizar a chave e os diodos empregados no conversor clássico, conforme o Quadro 11 mostrado anteriormente. Assumindo valores de resistências do indutor e do capacitor, verifica-se o comportamento do ganho do conversor no modo *Buck*, conforme a Figura 56.

Figura 56 – Formas de onda na estrutura não inversora no modo *Buck* considerando as perdas: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Própria do autor.

Verifica-se pela Figura 56 que a curva do ganho deste conversor é limitada a um valor máximo diferente de 1, ocasionado pelas perdas do circuito. Assim, a tensão de saída máxima não será igual ao da fonte de entrada. Ocorre também uma pequena variação no valor do ganho e rendimento quando é inserido o valor da resistência do indutor na simulação, conforme o Quadro 14, mas valores significativos que diminuam a inclinação da curva do ganho ou o rendimento só com resistência na casa das unidades.

Quadro 14 – Ganho e rendimento afetados pela inserção das resistências passivas

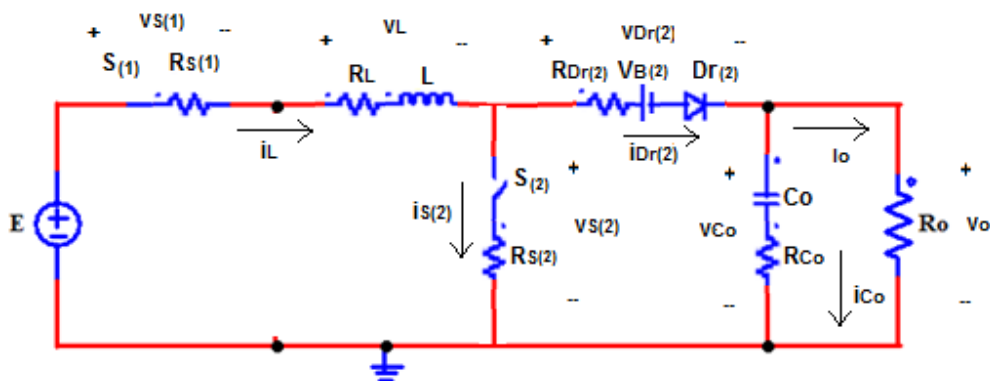
Conversor	$R_L(m\Omega)$	G_{max}	η_{max}
<i>Buck-Boost</i>	0	0,910	0,910
Clássico	320	0,908	0,908

Fonte: Produção do próprio autor.

5.2.3 Modo *Boost*

O conversor *Buck-Boost* Não Inversor ao atuar como *Boost* sofre as perdas causadas pela chave $S_{(1)}$, pois permanece fechada. O circuito resultante é mostrado na Figura 57, sendo controlado pela chave $S_{(2)}$ e com o diodo $Dr_{(1)}$ bloqueado.

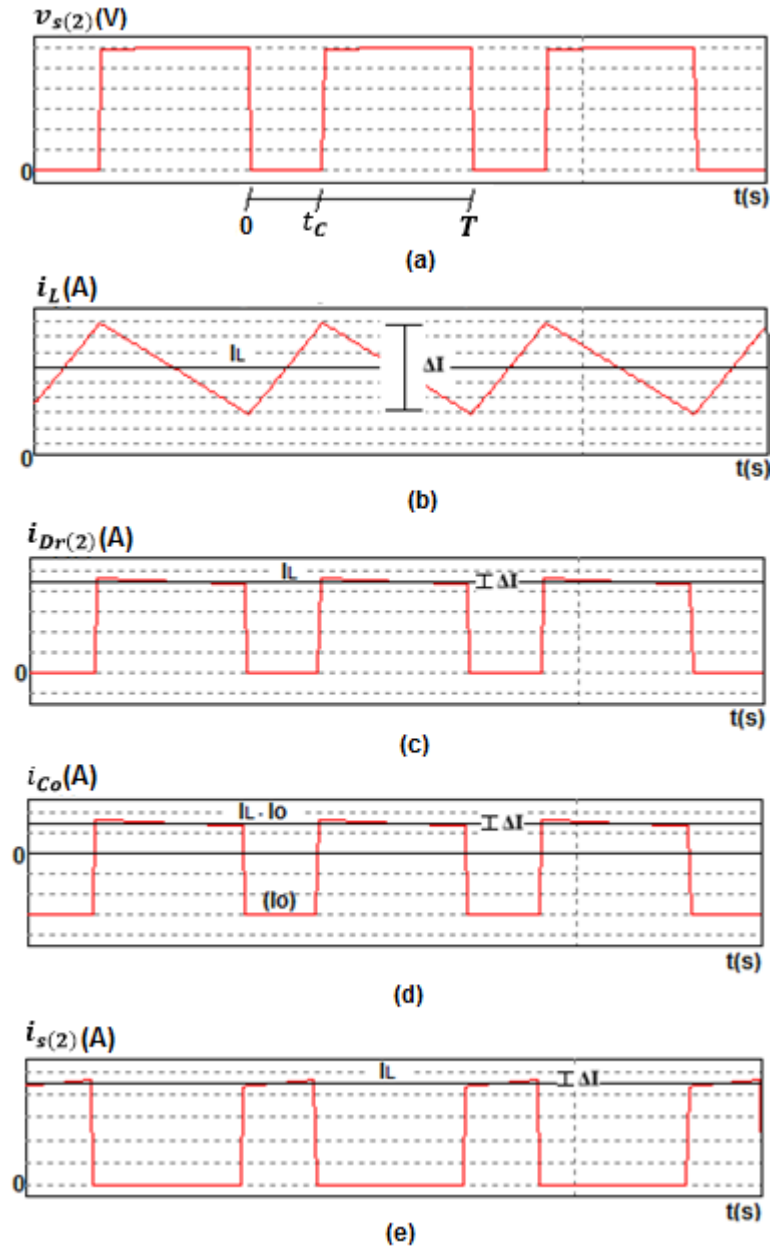
Figura 57 – Conversor não inversor no modo *Boost*



Fonte: Produção do próprio autor.

As perdas são provocadas por $S_{(1)}$, L , $S_{(2)}$, $Dr_{(2)}$ e C_o . As correntes desses elementos são apresentadas na Figura 58 e irão auxiliar na obtenção do equacionamento.

Figura 58 – Formas de onda na estrutura não inversora o modo *Boost*: Tensão sobre a chave $S_{(2)}$ (b) corrente no indutor L (c) corrente no diodo de roda livre $D_{r(2)}$ (d) corrente no capacitor de saída C_o (e) corrente na chave $S_{(2)}$



Fonte: Produção do próprio autor.

Na equação (144) são apresentadas as perdas envolvidas no circuito devido as não idealidades dos componentes.

$$P_{perdas} = R_{S(1)} I_{S(1)(RMS)}^2 + R_L I_{L(RMS)}^2 + R_{Dr(2)} I_{Dr(2)(RMS)}^2 + V_{B(2)} I_{Dr(2)} + R_{Co} I_{Co(RMS)}^2 + R_{S(2)} I_{S(2)(RMS)}^2 \quad (144)$$

Novamente, utilizando-se o método de Nakashima (2013), é possível escrever a equação (144) em função da corrente do indutor (I_L) e sua ondulação (ΔI_L) que resulta na equação (145).

Assim:

$$P_{perdas} = R_{S(1)} \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) + V_{B(2)} (1-D) I_L + R_{Dr(2)} \left[(1-D) I_L^2 + \frac{(1-D) \Delta I_L^2}{12} \right] + R_{S(2)} \left(D I_L^2 + \frac{D \Delta I_L^2}{12} \right) + R_L \left(I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) + R_{Co} \left[D I_o^2 + (1-D)(I_L - I_o)^2 + \frac{(1-D) \Delta I_L^2}{12} \right] \quad (145)$$

Considerando a corrente no indutor constante, a equação anterior é simplificada e apresentada conforme a equação (146).

$$P_{perdas} = R_{S(1)} I_L^2 + V_{B(2)} (1-D) I_L + R_{Dr(2)} (1-D) I_L^2 + R_L I_L^2 + R_{Co} (D - D^2) I_L^2 + R_{S(2)} D I_L^2 \quad (146)$$

A equação (146) pode ser reescrita em função de uma resistência (R_{eqBO}) e uma tensão (V_{eqBO}) equivalentes, e sua expressão será dada pela equação (147).

$$P_{perdas} = R_{eqBO} I_L^2 + V_{eqBO} I_L \quad (147)$$

Onde a tensão e resistência equivalentes, no modo *Boost*, são definidas conforme as equações (148) e (149).

$$R_{eqBO} = R_{S(1)} + R_{Dr(2)} (1-D) + R_L + R_{S(2)} D + R_{Co} (D - D^2) \quad (148)$$

$$V_{eqBO} = V_{B(2)} (1-D) \quad (149)$$

Agora, a resistência do capacitor (R_{Co}) tem influência nas perdas, dado seu comportamento ao manter na carga uma corrente constante durante o fechamento da chave.

A potência de entrada, escrita em função da corrente e tensão de entrada, quando incluídas as perdas, forma a expressão apresentada na equação (150).

$$EI_E = R_{eqBO} I_L^2 + V_{eqBO} I_L + V_o I_o \quad (150)$$

Nesta topologia I_E é igual a I_L , e a corrente I_o é igual a $I_L(1 - D)$. Assim, a tensão de saída é dada pela equação (151).

$$V_o = \frac{(E - V_{eqBO})(1 - D)}{[(1 - D)^2 + (R_{eqBO} / R_o)]} \quad (151)$$

O rendimento neste circuito é obtido por meio da equação (152).

$$\eta = 1 - \frac{R_{eqBO} I_L + V_{eqBO}}{1 - D} \quad (152)$$

Para simular o comportamento da curva descrita pelas equações de ganho e rendimento, novamente será simulado um projeto com as mesmas considerações do conversor *Buck-Boost* clássico atuando como elevador de tensão. Os dados inseridos no projeto são apresentados no Quadro 15.

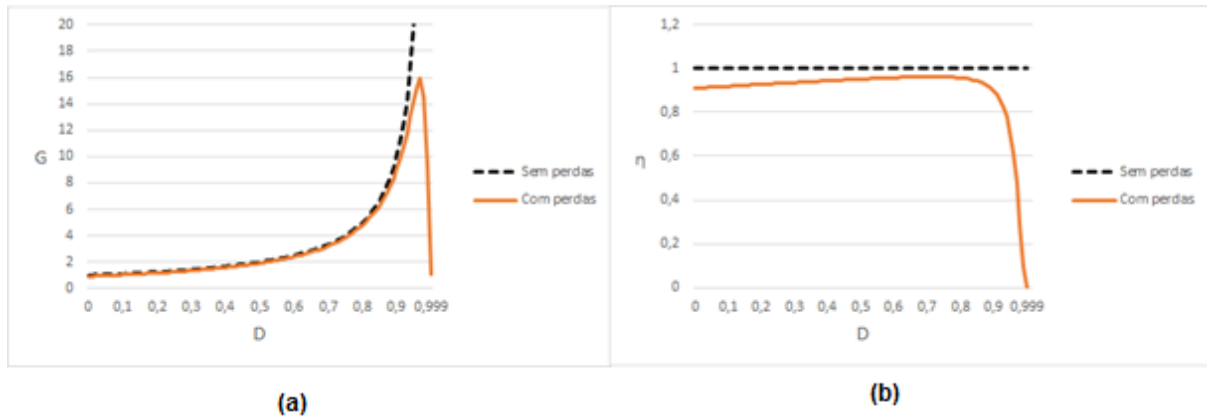
Quadro 15 – Dados adotados para cálculos das equações no modo *Boost*

Conversor	L (mH)	C (μ F)	E (V)	f (kHz)	V_o (V)	R_o (Ω)	D	ΔI (A)	ΔV (V)
Modo <i>Buck</i>	4,05	2,375	10	100	15	160	0,38	$10\% I_0$	$1\% V_0$

Fonte: Produção do próprio autor.

Os valores do projeto permitem aplicar a chave e os diodos utilizados no conversor clássico, conforme o Quadro 11. Inicialmente não são atribuídos valores às resistências dos elementos passivos, conforme pode ser visto na Figura 59, e mesmo assim o ganho e o rendimento mudaram suas características, já que existem as perdas causadas pelos elementos semicondutores.

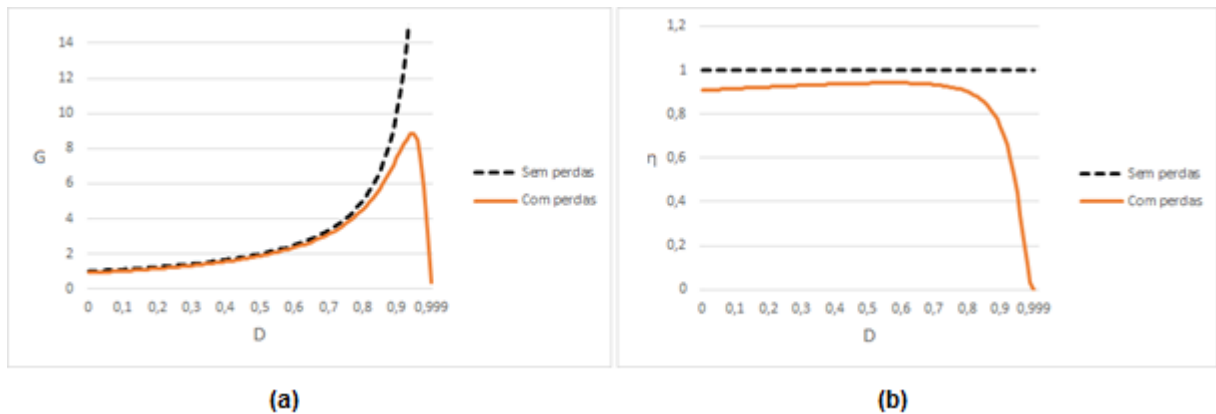
Figura 59 – Formas de onda na estrutura não inversora com R_L e R_{Co} nulos: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Produção do próprio autor.

Assumindo valores de resistências do indutor e do capacitor, conforme a Figura 60, é verificado que o maior influenciador na queda do ganho e do rendimento é o indutor, assim como ocorreu com o conversor clássico. Ele provoca uma diminuição do valor máximo atingido pelo ganho e uma deflexão da curva de rendimento quando a razão-cíclica se aproxima de 1.

Figura 60 – Formas de onda na estrutura não inversora com $R_L = 320\text{m}\Omega$ e $R_{Co} = 500\text{m}\Omega$: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Produção do próprio autor.

Este conversor é afetado pelas perdas do circuito, de tal modo que a tensão de saída chega a zero, assim como ocorreu no caso clássico, diferente do modelo ideal que assumia valores infinitos. Antes, em D igual a zero a saída tinha o mesmo valor da fonte de entrada, agora esse valor é abaixo. O Quadro 16 mostra o que ocorreu com os valores máximos ao inserir as resistências dos elementos passivos.

Quadro 16 – Ganho e rendimento afetados pela inserção das resistências passivas

Conversor	$R_L(m\Omega)$	$R_{Co}(m\Omega)$	G_{max}	η_{max}
<i>Buck-Boost</i>	0	0	15,92	0,96
Clássico	320	500	8,83	0,94

Fonte: Produção do próprio autor.

5.3 Simulação dos circuitos conversores *Buck-Boost* Não Inversor e *Buck-Boost* Clássico

O ganho e o rendimento dos conversores *Buck-Boost* Não Inversor e *Buck-Boost* clássico foram obtidos por meio das equações desenvolvidas anteriormente. Na sequência, para comprovar as respostas obtidas, serão realizadas as simulações dos circuitos, utilizando os mesmos dados inseridos para as respostas com as equações. Mas como as estruturas na prática são fixas, os elementos passivos escolhidos são os de maior indutância e capacitância, garantindo que as condições de ondulação de corrente e tensão serão respeitadas nos dois pontos analisados anteriormente, conforme Quadro 17.

Quadro 17 – Dados para simulação dos circuitos conversores

Conversor	$L(mH)$	$C(\mu F)$	$E(V)$	$f(kHz)$	$R_o(\Omega)$	$\Delta I(A)$	$\Delta V(V)$
<i>Buck-Boost</i> Não Inversor	6,61	3,88	10	100	160	10%Io	1%Vo
<i>Buck-Boost</i> Clássico	5,28	2,375					

Fonte: Produção do próprio autor.

Como a intenção é de verificar o comportamento das respostas geradas pelos circuitos e uma possível comprovação do que já foi analisado, o Quadro 18 fornece as resistências obtidas por meio de catálogos com valores de indutâncias e capacitâncias que satisfaçam as exigências do circuito.

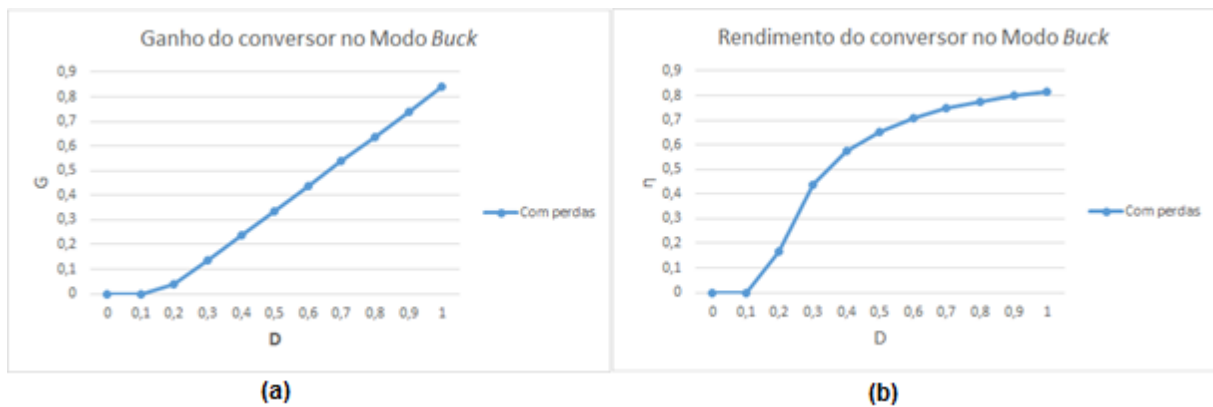
Quadro 18 – Resistência dos elementos escolhidos

Conversor	$R_L(\Omega)$	$R_S(m\Omega)$	$R_{Co}(m\Omega)$	$R_D(m\Omega)$	$V_B(V)$
<i>Buck-Boost</i> Não Inversor	13,2	77	200	166,67	0,89
<i>Buck-Boost</i> Clássico	11,5		200		

Fonte: Produção do próprio autor.

A resposta do conversor no Modo *Buck* manteve o que foi encontrado nas equações, cujo ganho cresce de forma linear até atingir o valor máximo limitado pelas perdas do circuito. O rendimento tem início em zero, mas à medida que a razão-cíclica aumenta tende para um valor máximo diferente de 1. A região com melhor rendimento ocorre para valores de D próximos a 1, conforme é mostrado na Figura 61.

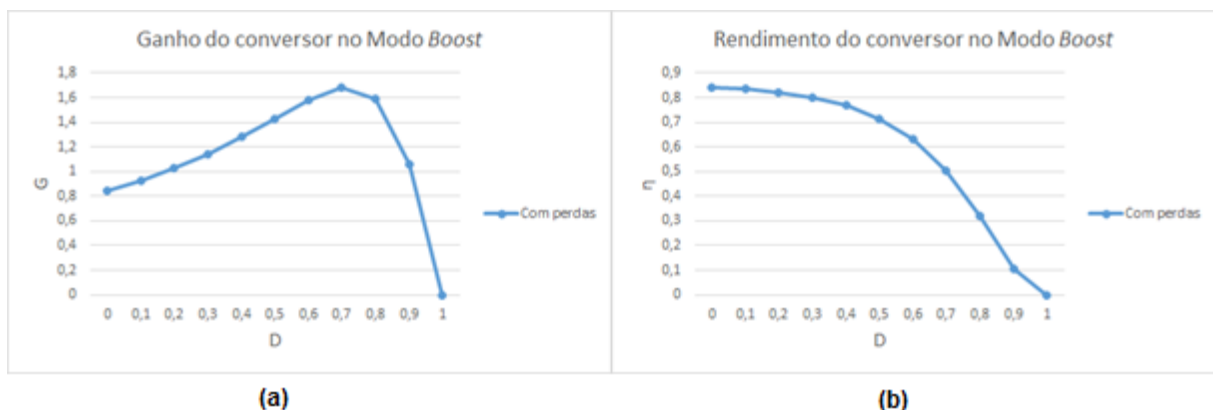
Figura 61 – Formas de onda simuladas da estrutura não inversora no modo *Buck*: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Produção do próprio autor.

O conversor não inversor atuando no Modo *Boost* tem suas características de ganho modificadas em relação ao que é conhecido do caso ideal. Seu valor inicial não é mais igual ao da fonte, apresentando um valor máximo que cai para zero quando a razão-cíclica se aproxima de 1, diferente do que era visto com valores tendendo a infinito. O rendimento apresenta um valor limitado também diferente de 1, sendo que para a razão-cíclica igual a 1, apresenta-se o melhor desempenho do circuito, conforme a Figura 62.

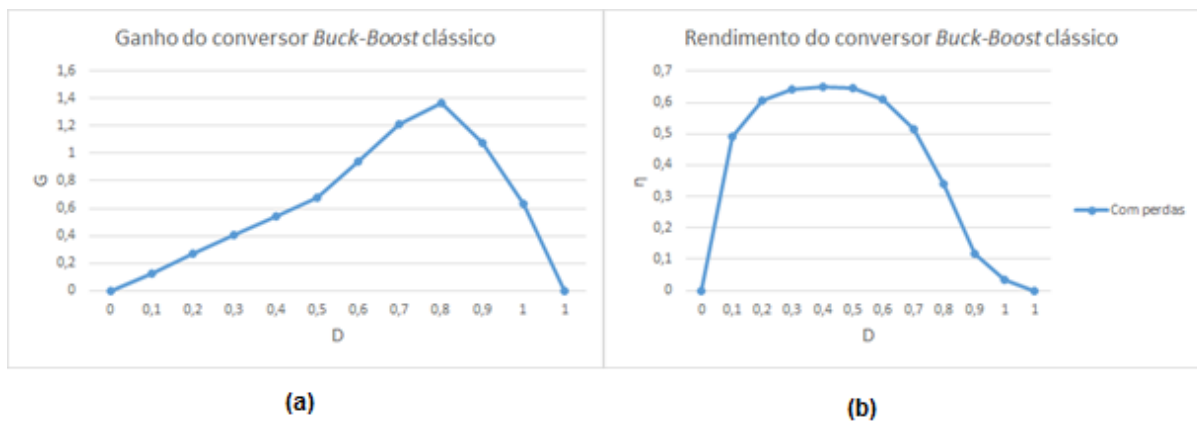
Figura 62 – Formas de onda simuladas da estrutura não inversora no modo *Boost*: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Produção do próprio autor.

O conversor *Buck-Boost* clássico parece, mais uma vez, mesclar as características dos conversores *Buck* e *Boost*, com um ganho que tem um início parecido com o conversor no modo *Buck*, apresentando uma característica linear, mas depois passa a ter um ganho semelhante ao do conversor no modo *Boost*, com um valor máximo e um decaimento para zero quando a razão-cíclica chega a 1. O rendimento também apresentou um comportamento inicial parecido com o modo *Buck* com transição para um comportamento semelhante ao modo *Boost*, podendo-se identificar na curva da Figura 63 uma região de máximo rendimento.

Figura 63 – Formas de onda simuladas do conversor *Buck-Boost* clássico: (a) ganho (b) rendimento



Fonte: Produção do próprio autor.

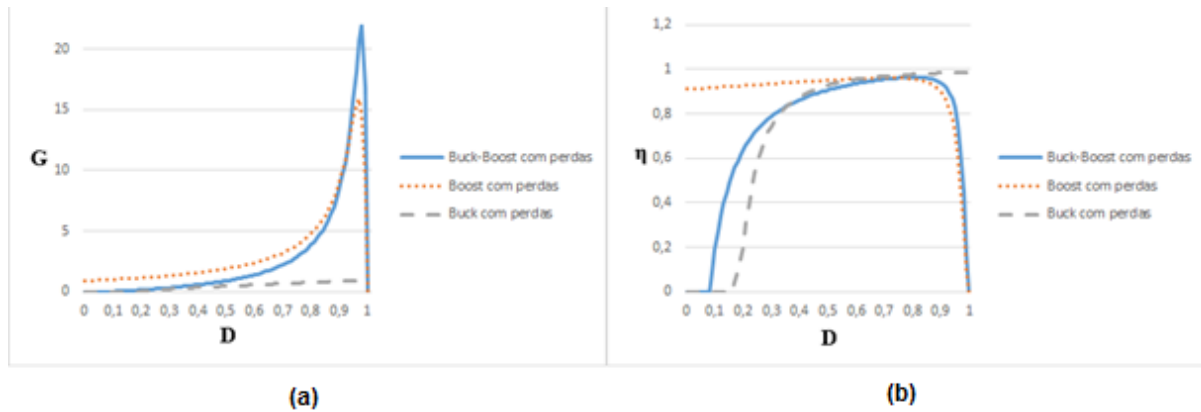
O comportamento das curvas simuladas seguiram o que foi encontrado nas curvas geradas a partir do equacionamento. Essa comparação teve a intenção de mostrar que as perdas no indutor são as que mais influenciam o ganho e o rendimento dos conversores. Portanto, um conversor pode desempenhar melhores resultados que o outro utilizando elementos com menores resistências e diodos com menores barreiras potenciais.

5.4 Considerações sobre o capítulo

Neste capítulo, foram analisados os conversores *Buck-Boost* clássico e *Buck-Boost* não inversor, considerando as perdas provocadas nos elementos. Foi possível verificar que esses conversores ao serem utilizados como circuitos elevadores de tensão têm as características totalmente modificadas, apresentando ganhos máximos e intervalos de rendimentos máximos. Quando esses conversores são utilizados como abaixadores de tensão são pouco influenciados pela resistência do indutor. Ressalta-se ainda que as características de ganho e rendimento do

conversor *Buck-Boost* clássico mescla as características do conversor não inversor, conforme é ilustrado na Figura 64.

Figura 64 – Formas de onda do conversor *Buck-Boost* clássico mesclando as características das curvas dos modos *Buck* e *Boost*: (a) ganhos (b) rendimentos



Fonte: Produção do próprio autor.

A curva de ganho do conversor *Buck-Boost* clássico apresenta uma região linear semelhante ao que ocorre no conversor não inversor no modo *Buck* e uma região de ganho máximo, assim como ocorre no modo *Boost*. O rendimento apresenta uma curva com um intervalo de rendimento máximo que parece mesclar as características do conversor não inversor nos modos *Buck* e *Boost*.

6 CONCLUSÕES

Após as pesquisas e análises do conversor *Buck-Boost* Não Inversor foram confirmadas as formas de atuação da estrutura nos modos *Buck* e *Boost*. Mas havia outro modo que foi descartado, o *Buck-Boost*. Isto foi necessário porque sua atuação dependia de duas chaves que deveriam comutar simultaneamente o mesmo estado, pois a tensão de saída que é muito sensível a variação das razões-cíclicas das chaves poderia resultar num valor não desejado, conforme estudo desenvolvido por Lee (2009) com análise de pequenos e grandes sinais em sua estrutura não inversora apresentada na Figura 45 do capítulo 4.

Inicialmente a estrutura do conversor *Buck-Boost* Não Inversor adotada para estudo era composta por dois indutores e dois capacitores, conforme pode ser vista na Figura 34 do capítulo 4, além dos outros elementos. Contudo, o equacionamento desenvolvido das análises dos modos de atuação, descrevendo o papel de cada componente do circuito, mostrou que o emprego desse número de elementos passivos era desnecessário, já que dependendo da forma como o circuito era utilizado, um dos indutores era forçado a trabalhar como um curto-circuito, gerando perdas e nada mais, e um dos capacitores fornecia um sinal alternado que poderia ser cedido pela fonte de entrada como ocorre no caso clássico. Por isso, concluiu-se que a estrutura poderia ser simplificada e composta apenas por um indutor e um capacitor, conforme apresentada na Figura 50 do capítulo 4.

As formas de onda analisadas por meio das equações e as confirmações delas através de simulações dos circuitos conversores, mostraram que as curvas obtidas para o conversor *Buck-Boost* clássico aparentavam ter os formatos mesclados das curvas dos modos *Buck* e *Boost*. O resultado disto era uma curva de rendimento que alcançava um valor máximo, assumindo um formato achatado quase *flat* para o intervalo $[0,2; 0,6]$ da razão-cíclica, que depois decrescia até chegar a zero evidenciando uma região de máximo rendimento para os circuitos simulados. Disso, é possível supor que se as curvas do conversor *Buck-Boost* clássico obtidas considerando-se as perdas por condução, mesclam as características das curvas dos modos *Buck* e *Boost*, também poderia ocorrer o mesmo incluindo as perdas por comutação.

Também foram analisadas nos conversores clássicos, as ondulações de corrente do indutor e de tensão no capacitor, verificando o comportamento delas em relação ao valor médio das curvas

geradas nestes elementos. Descobriu-se em especial no caso do conversor *Buck*, que o valor máximo da ondulação de corrente em relação ao valor médio ocorria em D igual a zero, conforme pode ser revisto na Figura 14 do capítulo 3 e comprovado por meio da simulação do circuito. Ou seja, variando-se a razão-cíclica, a curva de corrente relativa assume a forma de uma reta decrescente indo do valor 1 ao zero. Isto demonstra que o valor da ondulação de corrente em relação ao valor médio tende a diminuir quando D aumenta, chegando ao valor zero quando a chave permanece fechada, forçando o indutor a funcionar como um curto-circuito, permitindo a circulação de uma corrente constante.

Como proposta de continuidade do trabalho, sugere-se:

- Implementar a montagem física do conversor e a realização no protótipo das análises teóricas aqui apresentadas;
- Realizar uma análise completa do conversor incluindo as perdas por comutação e comparar com os resultados de um protótipo real e;
- Determinar a modelagem matemática para controle do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AHMED, A. **Eletrônica de potência**. 1. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- BARBI, I.; MARTINS D. C. **Eletrônica de potência: conversores cc-cc básicos não isolados**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 6. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006. il.
- CITISYSTEMS. **Relé de interface: encontre o ideal para sua aplicação**. 2016. Disponível em: <https://www.citisystems.com.br/rele-de-interface/>. Acesso em: 19 dez. 2019. il.
- DEAECTO, G. S. **Eletricidade aplicada**. 2012. 37 slides. Disponível em: http://www.fem.unicamp.br/~grace/capacitores_indutores.pdf. Acesso em: 01 dez. 2019.
- DIDONET, R. J. **Conversor Buck cmos com controle pwm de frequência fixa em modo de tensão**. 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, 2015.
- FARIAS, G. C. **Sistema para gerenciamento do carregamento de baterias alimentado por uma turbina eólica**. 2016. Mestrado (Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2016.
- FOWLER, R. **Fundamentos de eletricidade**. 7. ed. Porto Alegre: AMG Editora Ltda, 2013.
- LEE, Y. A Compensation Technique for Smooth Transitions in Non-inverting Buck-Boost Converter. *In: ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 24., 2009, Washington DC. Proceedings [...]*. Chicago: Electric Power and Power Electronics Center Electrical and Computer Engineering Department, 2009. p.608-614.
- MORAES, C. **Conversores CC-CC Não Isolados: Principais topologias de conversores CC-CC Não Isolados**. 11/08/2018 Disponível em: <https://eletronicadepotencia.com/conversores-cc-cc-nao-isolados/>. Acesso em: 05 nov. 2019. il.
- NAKASHIMA, K. **Valor médio e eficaz**. 2013. Apostila. Disponível em: <http://professor.ufabc.edu.br/~jose.azcue/Circuitos%20Eltricos%201/rms.pdf>. Acesso em: 01 dez. 2019.
- NOVA ELETRÔNICA. **Relé fotoelétrico alimentado diretamente da rede**. 2016. Disponível em: <http://blog.novaeletronica.com.br/rele-fotoeletrico-alimentado-diretamente-da-rede/>. Acesso em: 19 dez. 2019. il.
- NUNES, P. M. A. O. **Controle de um conversor Buck-Boost para carga e descarga de bateria**. 2012. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

PAVAN, F. R. M. **Regime permanente senoidal e fasores**. 2017. Apostila. Disponível em: https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/4915388/mod_resource/content/2/rpsefasores.pdf. Acesso em: 30 nov. 2019.

POMILIO, J. A. **Topologias básicas de conversores CC-CC não-isolados**. 2018. Material de aula – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2018. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP1.pdf>. Acessado em: 30 nov. 2019.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potencia: circuitos, dispositivos e aplicações**. 3. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2004. il.

SBROGIO, F. **Caracterização de parâmetros de indutores e capacitores aplicados ao modelamento de resposta em frequência de fontes chaveadas**. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia e Urbanismo, Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2018.

SILVA, J. C. **Análise e projeto de um conversor boost de três níveis intercalado**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.

TENÓRIO, A. N. O. L. **Projeto de um conversor Boost para rastreamento de máxima potência em sistemas fotovoltaicos**. 2017. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia de Energia) – Faculdade UnB Gama, Universidade de Brasília, Brasília, 2017.

WENGLING, M. **Diodo semiconductor**. 2011. Apostila. Disponível em: <https://www.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/2---diodo-semicondutor.pdf>. Acesso em: 01 dez. 2019.