

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
BIBLIOTECA UNIVERSITÁRIA

Ion Leandro dos Santos

**INVERSOR DIFERENCIAL *BUCK-BOOST* COM
TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO DE GANHO
ESTÁTICO PARA REDUÇÃO DE DISTORÇÃO
HARMÔNICA DE TENSÃO**

Florianópolis

2020

Ion Leandro dos Santos

**INVERSOR DIFERENCIAL *BUCK-BOOST* COM
TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO DE GANHO
ESTÁTICO PARA REDUÇÃO DE DISTORÇÃO
HARMÔNICA DE TENSÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Florianópolis

2020

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da Universidade Federal de Santa Catarina.

Arquivo compilado às 03:57h do dia 18 de dezembro de 2020.

Ion Leandro dos Santos

Inversor diferencial *Buck-Boost* com técnica de linearização de ganho estático para redução de distorção harmônica de tensão : / Ion Leandro dos Santos; Orientador, Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.; Coorientador, - Florianópolis, 03:57, 7 de dezembro de 2020.

121 p.

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Centro Tecnológico, Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Inversor diferencial. 2. *Buck-Boost*. 3. Técnica de linearização. 4. Redução de THD I. Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. II. III. Curso de Graduação em Engenharia Elétrica IV. Inversor diferencial *Buck-Boost* com técnica de linearização de ganho estático para redução de distorção harmônica de tensão

CDU 02:141:005.7

Ion Leandro dos Santos

**Inversor Diferencial *Buck-Boost* com Técnica de Linearização de Ganho Estático para
Redução de Distorção Harmônica de Tensão**

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 7 de dezembro de 2020.



Documento assinado digitalmente
Jean Vianei Leite
Data: 16/12/2020 20:47:10-0300
CPF: 003.474.909-80

Prof. Jean Vianei Leite, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Documento assinado digitalmente
Telles Brunelli Lazzarin
Data: 07/12/2020 10:56:55-0300
CPF: 023.400.719-25

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Anderson José Balbino
Data: 07/12/2020 12:03:30-0300
CPF: 029.814.350-00

Eng. Andreson José Balbino, Me.
Coorientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Roberto Francisco Coelho
Data: 07/12/2020 12:03:30-0300
CPF: 038.034.249-92

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Jéssika Melo de Andrade
Data: 07/12/2020 11:00:35-0300
CPF: 064.459.059-94

Jéssika Melo de Andrade, Me.
Universidade Federal de Santa Catarina

*Este trabalho é dedicado a todos aqueles que, de alguma forma,
contribuíram para minha formação pessoal e profissional.*

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, pela base do meu caráter e por garantir a possibilidade de eu estudar por todos esses anos. À minha namorada, Karina, por todo o companheirismo e carinho nesses cinco anos. Você foi vital para que esse trabalho acontecesse. És a pessoa que faz com que meus polos não estejam no lado esquerdo do plano complexo. Obrigado. Aos meus familiares, por todas as risadas, almoços em família e interações agradáveis por toda a vida. Aos meus amigos que me proporcionaram muita diversão, conversas e apoio em todos esse momentos: Batata, Bernardo, Breno, Bruno Griep, Bruno Zimpel, Claudinho, Deninho, Emo, Frata, Guilherme Fonseca, Guilherme Mayer, Jô, Lucas Prá, Maico, Roberto, Ruan, Uilia. Vocês todos foram especiais nessa caminhada. Agradeço ao professor Telles pelos ensinamentos, desde Eletrônica Geral no IFSC até os tempos de TCC na UFSC. Exemplo de compromisso, profissionalismo e orientador, além de possuir um bom humor leve e saudável. Agradeço ao professor Renato Pacheco, pelas longas e boas conversas no tempo de monitoria. Agradeço ao professor Roberto Coelho pelas dicas, gentilezas e excelente explicações nesse último ano e aos professores Roberto Salgado, Marcelo Heldwein, Roddy Romero, Denizar Martins, Marcio Costa, Gilberto Valentim e Nelson Jhoe, todos marcantes nesse caminho de formação. Um agradecimento ao mestre Anderson, por todas as dicas, conversas, orientações, profissionalismo. À Jessika, pelas dicas e resoluções de problemas que tive na execução desse trabalho. À UFSC, pela oportunidade de um morador do Morro do Quilombo realizar um curso de excelência. Ao INEP, por proporcionar a interação com profissionais qualificados e o acesso a conhecimento de fronteira em Engenharia. Ao povo brasileiro, financiador dos meus estudos.

*"To succeed, planning alone is insufficient. One must improvise as well.
I'll improvise.
Isaac Asimov*

*"O 'cobertorzinho' da engenharia é curto: você melhora de um lado,
mas perde do outro."
Roberto Coelho*

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um inversor diferencial *Buck-Boost*. Tal topologia gera tensões distorcidas a partir de uma referência senoidal. Neste trabalho aplica-se uma técnica de linearização do ganho estático para mitigar esse efeito e reduzir a distorção harmônica de tensão de saída. Realiza-se uma revisão bibliográfica sobre inversores diferenciais, a técnica de linearização, os modelos dinâmicos e técnicas de controle. Faz-se uma revisão do conversor *Buck-Boost* clássico para aplicar a técnica de linearização em um conversor bidirecional de mesma topologia. Em seguida, é apresentado o inversor diferencial *Buck-Boost*, no qual é realizada a análise estática. São apresentados alguns resultados preliminares comparando o inversor diferencial *Buck-Boost* sem técnica de linearização e o mesmo inversor aplicando tal técnica, havendo uma redução da distorção harmônica da tensão de saída de 5,96 % para 0,56 %. É desenvolvido o modelo dinâmico linearizado do conversor obtendo-se uma função de transferência validada através de resposta ao degrau e resposta em frequência. É projetado o controlador proporcional ressonante para seguimento de referência e rejeição a perturbação. São apresentados os resultados de simulação dada especificação de potência nominal de 250 W, tensão de entrada de 100 V, tensão eficaz de saída de 110 V e frequência de comutação de 50 kHz. Obtém-se resultados de simulação e qualidade da tensão de saída. E, como resultado final, dentre o inversor diferencial *Buck-Boost* sem técnica de linearização em malha aberta e o mesmo inversor aplicando técnica de linearização em malha fechada, houve redução da distorção harmônica da tensão de saída de 5,96 % para 0,274 %.

Palavras-chaves: Inversor diferencial. *Buck-Boost*. Técnica de linearização. Redução de THD

ABSTRACT

A review is carried out for the theoretical basis on differential inverters, the linearization technique, dynamic models and control techniques. A brief review of the classic *Buck-Boost* converter is made to apply a linearization technique in a bidirectional converter of the same topology. Then, the *Buck-Boost* differential inverter is presented, in which static analysis is performed. Some preliminary results are needed comparing the differential *Buck-Boost* without the linearization technique and the inverter applying such technique, with a reduction of the harmonic distortion of the output voltage by 5,96 % to 0,56 %. The dynamic linearized model of the converter is developed, obtaining a validated transfer function through the step response and frequency response. The resonant proportional controller is designed for reference tracking and disturbance rejection. Simulation results are processed given the nominal power of 250 W, input voltage of 100 V, effective output voltage of 110 V and 50 kHz switching frequency. The result of simulation and quality of the output voltage is obtained. And, as a final result, among the *Buck-Boost* differential inverter in open loop operation without linearization technique and the same inverter applying the technique in a closed loop structure, there was a reduction in the harmonic distortion of the output voltage by 5,96 % to 0,274 %.

Keywords: Differential inverter. *Buck-Boost*. Gain linearization technique. THD reduction.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Conversor CC-CC <i>buck</i> clássico	36
Figura 1.2 – Conversor CC-CC <i>boost</i> clássico	36
Figura 1.3 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> clássico	37
Figura 1.4 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC <i>buck-boost</i> clássico em MCC	38
Figura 1.5 – Segunda etapa de operação do conversor CC-CC <i>buck-boost</i> clássico em MCC	38
Figura 1.6 – Curva de tensão de saída e respectiva ondulação	43
Figura 2.1 – Conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional	46
Figura 2.2 – Descrição por diagrama de blocos da técnica de linearização	50
Figura 2.3 – Curva da corrente de entrada e estimativa da cor- rente média no indutor	54
Figura 3.1 – Inversor diferencial <i>Buck-Boost</i>	60
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do inversor <i>Buck-Boost</i> apli- cando técnica de modulação com linearização do ganho estático	61
Figura 3.3 – Estados topológicos do inversor diferencial <i>Buck- Boost</i>	63
Figura 3.4 – Curvas teóricas da função antidistorção, ganho es- tático do subconversor e ganho estático linearizado	69
Figura 3.5 – Curvas teóricas das razões cíclicas dos geradores de referência de cada subconversor	70
Figura 3.6 – Curvas teóricas de d_a e d_b pós FAD	71
Figura 3.7 – Curva teórica de tensão de pico em função da am- plitude da referência senoidal	71
Figura 3.8 – Curvas teóricas das correntes $i_{La}(\omega t)$ e $i_{Lb}(\omega t)$.	72
Figura 3.9 – Curvas teóricas das correntes $i_{La}(\omega t)$ e $i_{Lb}(\omega t)$.	72

Figura 3.10–Corrente de entrada do inversor juntamente com os valores quase-instantâneos	75
Figura 3.11–Correntes nos indutores da topologia juntamente com os valores quase-instantâneos	76
Figura 3.12–Correntes nos indutores da topologia juntamente com os valores quase-instantâneos	77
Figura 3.13–Tensões de saída de cada subconversor	77
Figura 3.14–Tensão de saída V_{out} obtida por simulação com técnica de linearização	78
Figura 3.15–Tensão de saída V_{out} obtida por simulação sem técnica de linearização	78
Figura 3.16–Comparação das harmônicas ímpares de baixa frequência e na frequência de comutação	79
Figura 4.1 – Circuito equivalente do modelo médio	84
Figura 4.2 – Circuito equivalente do modelo de grandes sinais	87
Figura 4.3 – Circuito equivalente do modelo de pequenos sinais	88
Figura 4.4 – Simulação numérica para determinação de $R_{damping}$ de menor amortecimento	89
Figura 4.5 – Tensão de saída do modelo dinâmico e do circuito com a aplicação de um degrau de razão cíclica positivo	92
Figura 4.6 – Tensão de saída do modelo dinâmico e do circuito com a aplicação de um degrau de razão cíclica negativo	93
Figura 4.7 – Magnitude da resposta em frequência do modelo dinâmico e do circuito	94
Figura 4.8 – Fase da resposta em frequência do modelo dinâmico e do circuito	94
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle para regulação da tensão de saída do inversor <i>Buck-Boost</i> diferencial	99
Figura 5.2 – Resposta em frequência de magnitude da função de transferência de laço aberto não compensada	100
Figura 5.3 – Resposta em frequência de fase da função de transferência de laço aberto não compensada	101

Figura 5.4 – Resposta em frequência de magnitude do controlador	102
Figura 5.5 – Resposta em frequência de fase do controlador	102
Figura 5.6 – Resposta em frequência de magnitude da função de transferência de laço aberto compensada	103
Figura 5.7 – Resposta em frequência de fase da função de transferência de laço aberto compensada	103
Figura 5.8 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga resistiva pura	104
Figura 5.9 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime transiente para carga resistiva pura	105
Figura 5.10 – Curva de tensão e corrente de saída para sistema sem técnica de linearização	106
Figura 5.11 – Curva de tensão e corrente para degrau de carga de $0,5 pu \rightarrow 1,0 pu$	107
Figura 5.12 – Curva de tensão e corrente para degrau de carga de $0,5 pu \rightarrow 1,5 pu$	107
Figura 5.13 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga RL com fator de potência de $0,86$	108
Figura 5.14 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga não linear	109
Figura 5.15 – Curvas de tensão de saída em regime permanente a vazio	110
Figura A.1 – Circuito no <i>software</i> PSIM para validação da modelagem dinâmica	120
Figura A.2 – Circuito no <i>software</i> PSIM para validação do controle em malha fechada	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Especificação técnica de projeto	40
Tabela 3.1 – Sequência de sinais lógicos de comando dos interruptores	62
Tabela 3.2 – Especificações técnicas do inversor diferencial <i>Buck-Boost</i> para as simulações para análise estática . .	73
Tabela 3.3 – Dimensionamento dos componentes passivos do inversor diferencial <i>Buck-Boost</i>	73
Tabela 3.4 – Comparação entre valores teóricos e simulados .	74
Tabela 4.1 – Especificações técnicas do inversor diferencial <i>Buck-Boost</i> para as simulações para análise dinâmica .	83
Tabela 4.2 – Valores numéricos dos coeficientes da função de transferência em (4.49)	91
Tabela 5.1 – Especificação de margem de fase e frequência de cruzamento para projeto do controlador	100
Tabela 5.2 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga R	104
Tabela 5.3 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga R sem aplicação da técnica de linearização	106
Tabela 5.4 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga RL	108
Tabela 5.5 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga não linear	109
Tabela 5.6 – Dados da qualidade da tensão de saída a vazio .	110

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
CC-CC	Corrente contínua para corrente contínua
CC-CA	Corrente contínua para corrente alternada
CA-CC	Corrente alternada para corrente contínua
CA-CA	Corrente alternada para corrente alternada
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
MCC	Modo de condução contínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
FTLA	Função de transferência de laço aberto

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Razão cíclica
E_L	Energia armazenada no indutor
E_C	Energia armazenada no capacitor
v_C	Tensão sobre o capacitor
S	Interruptor controlado da topologia
L	Indutor e indutância da topologia
C	Capacitor e capacitância da topologia
$v_L(t)$	Tensão sobre indutor L em função do tempo
G_{est}	Ganho estático
$G_{est}(t)$	Ganho estático em função da razão cíclica
T_s	Período de comutação
\bar{V}_L	Tensão média no indutor
f_s	Frequência de comutação
V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
P_{in}	Potência de entrada
P_{out}	Potência média de saída
i_L	Corrente elétrica no indutor
Δi_L	Variação de corrente no indutor

Δv_C	Variação de tensão no capacitor
t_f	Tempo em que um interruptor permanece fechado
t_a	Tempo que um interruptor permanece aberto
$\overline{f(t)}$	Média de uma função
$y_{máx}$	Valor máximo da variável y
$y_{mín}$	Valor mínimo da variável y
D_{cc}	Parcela CC da razão cíclica
δ	Amplitude da parcela CA da razão cíclica
$G_{máx}$	Valor máximo de ganho estático
$d_{máx}$	Valor máximo de razão cíclica
d_{FAD}	Razão cíclica oriunda da função antidistorção
I_{in}	Corrente de entrada no conversor estático
$\Delta I_L\%$	Variação máxima percentual de corrente no indutor
i_C	Corrente no capacitor
$\Delta V_C\%$	Variação máxima percentual de tensão no capacitor
L_a	Indutância da topologia no subconversor a
L_b	Indutância da topologia no subconversor b
C_a	Capacitância da topologia no subconversor a
C_b	Capacitância da topologia no subconversor b
G_a	Ganho estático do subconversor a
G_b	Ganho estático do subconversor b
G_{dif}	Ganho estático do diferencial do inversor

i_{La}	Corrente no indutor L_a
i_{Lb}	Corrente no indutor L_b
v_a	Tensão de saída do subconversor a
v_b	Tensão de saída do subconversor b
L_f	Indutância do filtro de entrada
C_f	Capacitância do filtro de entrada
i_{S2a}	Corrente no interruptor $S2a$
v_{S1a}	Tensão no interruptor $S1a$
i_{S2b}	Corrente no interruptor $S2b$
v_{S1b}	Tensão no interruptor $S1b$
T_1	Intervalo da primeira etapa de operação
T_2	Intervalo da segunda etapa de operação
T_3	Intervalo da terceira etapa de operação
T_4	Intervalo da quarta etapa de operação
	Função x perturbada em torno do seu ponto de operação
$R_{damping}$	Resistência de amortecimento
$C_{damping}$	Capacitância de amortecimento
$G_{vd}(s)$	Função de transferência da tensão razão cíclica para a tensão de saída
\mathcal{L}	Transformada de Laplace
s	Variável Laplaciana
ω_s	Frequência de comutação
ω_r	Frequência da tensão de saída

k_p	Ganho da parcela proporcional do controlador proporcional ressonante
ω_x	Variável auxiliar da parcela ressonante do controlador proporcional ressonante
k_r	Variável auxiliar da parcela ressonante do controlador proporcional ressonante
ζ	Fator de amortecimento
ω_0	Frequência de ressonância
$FTLA_{NC}$	Função de transferência de laço aberto não compensada
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador proporcional ressonante
$k_{linearizador}$	Ganho do bloco linearizador
k_{PWM}	Ganho do modulador <i>PWM</i>
K_v	Ganho do sensor de tensão
ω_c	Frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto compensada
$FTLA_C$	Função de transferência de laço aberto compensada
pu	Por unidade

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	31	
1	O CONVERSOR CC-CC <i>BUCK-BOOST</i> CLÁSSICO	35
1.1	ANÁLISE ESTÁTICA	36
1.1.1	Etapas de operação	37
1.1.2	Ganho estático	38
1.2	CÁLCULO DOS ELEMENTOS PASSIVOS	40
1.2.1	Cálculo da resistência do resistor de carga	40
1.2.2	Cálculo da indutância do indutor da topologia	40
1.2.3	Cálculo da capacitância do capacitor da topologia	42
1.3	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	43
2	O CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> BIDIRECCIONAL	45
2.1	OPERAÇÃO E FUNCIONAMENTO	45
2.1.1	Modulação utilizada	46
2.1.2	Razão cíclica e ganho estático não linear	47
2.2	TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO DE GANHO ESTÁTICO	50
2.3	ANÁLISE ESTÁTICA DO SUBCONVERSOR	52
2.3.1	Determinação do nível CC e amplitude do nível CA da tensão de saída	52
2.3.2	Dimensionamento da carga R_o	53
2.3.3	Cálculo da indutância L	53
2.3.4	Dimensionamento da capacitância C	56
2.3.5	Conclusões do capítulo	57
3	O INVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> DIFERENCIAL COM TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO	59

3.1	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	59
3.1.1	Inversor Buck-Boost diferencial e linearização . . .	59
3.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO	61
3.3	ANÁLISE ESTÁTICA DO INVERSOR DIFERENCIAL <i>BUCK-BOOST</i>	64
3.3.1	Ganho estático diferencial	64
3.4	DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS PASSIVOS	65
3.4.1	Resistência de carga R_o	65
3.4.2	Dimensionamento das indutâncias L_a e L_b	66
3.4.2.1	Dimensionamento das capacitâncias C_a e C_b	68
3.5	FORMAS DE ONDA TEÓRICAS	69
3.5.1	Ganho estático, função antidistorção e ganho estático linearizado	69
3.5.2	Razões cíclicas pré e pós função antidistorção . . .	70
3.5.3	Tensão de pico de saída em função da amplitude da componente CA da razão cíclica	70
3.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM REGIME PERMANENTE	73
3.6.1	Dimensionamento dos componentes passivos	73
3.6.2	Comparação entre os valores teóricos e simulados	74
3.6.3	Corrente de entrada	74
3.6.4	Correntes nos indutores e tensões nos capacitores	76
3.6.5	Tensão de saída com e sem técnica de linearização	77
3.7	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	79
4	MODELAGEM DINÂMICA ORIENTADA AO CONTROLE	81
4.1	MODELOS DINÂMICOS	81
4.2	PONTO DE OPERAÇÃO	82
4.3	MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE	83
4.3.1	Etapas de operação	84
4.3.2	Modelo de grandes sinais	87
4.3.3	Modelo de pequenos sinais	88
4.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	91
4.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	94

5	SISTEMAS DE CONTROLE	97
5.1	INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE CONTRO- LE CLÁSSICOS	97
5.1.1	Projeto do controlador	99
5.1.2	Malha de controle	99
5.1.3	Determinação dos coeficientes do controlador . . .	99
5.1.4	Resposta em frequência da função de transferên- cia de laço aberto do sistema compensado	101
5.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	103
5.2.1	Carga R nominal	104
5.2.2	Degrau de carga R	105
5.2.3	Carga RL nominal	108
5.2.4	Carga não-linear	108
5.2.5	Sistema a vazio	109
5.3	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	111
	Considerações Finais	113
	Referências	115
	APÊNDICE A – APÊNDICE A	119

INTRODUÇÃO

A área da Eletrônica de Potência é responsável pelo desenvolvimento da tecnologia do processamento de energia elétrica por meio de dispositivos semicondutores. Em módulos fotovoltaicos, por exemplo, a tensão de saída em corrente contínua (CC) possui baixa amplitude (ordem de dezenas de volts). Tendo em vista a conexão com a rede de distribuição da concessionária, faz-se necessário o prévio processamento da energia gerada a fim de disponibilizá-la convenientemente, uma vez que a tensão de linha da rede elétrica é da ordem de centenas de volts e em corrente alternada (CA) (BARBI, 2002).

Desse modo, os sistemas que realizam o processamento eletrônico da energia elétrica fornecida por outros sistemas são os conversores estáticos de potência (MARTINS; BARBI, 2006). Tais conversores podem ser classificados de acordo com o tipo de conversão efetuada (BARBI, 2002), tais como os conversores estáticos CC-CA, também chamados de inversores.

Os inversores do tipo fonte de tensão (*VSI*, do inglês *Voltage Source Inverters*) são dispositivos projetados para converter uma tensão CC de entrada para uma tensão CA de saída. Um inversor amplamente aplicado na indústria é o do tipo *Buck* (CÁCERES; ROJAS; CAMACHO, 2000). Esse inversor possui a desvantagem de fornecer somente tensões de pico de saída menores que a tensão de entrada pela própria característica abaixadora (CORREA; LAZ-

ZARIN; BARBI, 2018). Entretanto, para aplicações em que deseje-se tensões de pico de saída maiores que as tensões de entrada, faz-se necessário pré-processar a energia da fonte CC aplicando um ganho através de um conversor CC-CC em cascata, de modo a resultar em uma característica equivalente a um inversor do tipo *Boost* (SANCHIS et al., 2005).

(CÁCERES, 1997) descreve uma família de conversores CC-CA derivados dos conversores CC-CC fundamentais, chamados inversores diferenciais, os quais herdaram as características dos conversores CC-CC que os formam. Tais inversores são modulados de maneira que cada braço que os compõe possua uma razão cíclica composta de uma componente CC e uma componente senoidal, sendo que a componente CC deve ser maior que a componente CA e a soma de ambas deve ser maior que zero e menor que um. Além disso, a componente senoidal de cada braço possui um deslocamento de fase de 180° entre si, de modo que a tensão de saída do inversor gerada pela conexão diferencial dos módulos anule a componente CC e as componentes senoidais geradas por cada braço sejam somadas.

Dentre os inversores que utilizam tal implementação topológica está o tipo *Buck*, o qual a versão clássica possui redução de componentes, bem conhecido na literatura. Além disso, como descrevem (CÁCERES, 1997), (CORREA; LAZZARIN; BARBI, 2018), (SILVA et al., 2020) e (PIAZZA; BARBI, 2014), a topologia diferencial pode ser usada para gerar inversores elevadores do tipo *Buck-Boost*, *Boost*, *Zeta-SEPIC*. No caso do inversor diferencial *Buck-Boost*, ele tem capacidade de operar tanto como *Buck* quanto como *Boost*, de acordo com a amplitude da componente senoidal da razão cíclica imposta.

Entretanto, o inversor *Buck-Boost* diferencial, assim como outros inversores diferenciais elevadores de tensão, possui uma característica não linear de ganho estático inerente a cada um dos braços que o formam, fato que causa uma distorção da razão cíclica e uma subsequente distorção harmônica na tensão de saída. Tal característica foi observada e é mostrada na literatura como uma possível desvantagem no uso de topologias diferenciais (ANDRADE; COEL-

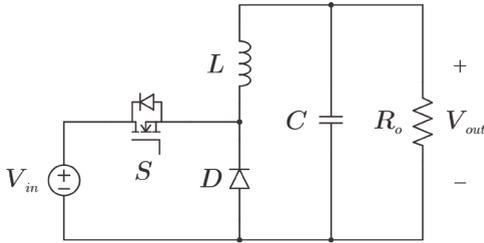
HO; LAZZARIN, 2019). Assim, (SILVA et al., 2020) propôs uma técnica de linearização do ganho estático de um inversor diferencial do tipo *Boost* a capacitor chaveado. Essa é uma técnica em cuja implementação da modulação é imposta uma distorção que gera um ganho estático final equivalente a uma função linear. A partir dessa proposta, esse trabalho possui como objetivo equacionar e validar por simulação numérica a aplicação de tal técnica no inversor diferencial *Buck-Boost*, obter o modelo dinâmico linearizado e efetuar o controle de tensão em malha fechada, de modo a aprimorar a qualidade da tensão de saída através da redução da distorção harmônica total (*THD*, do inglês *Total Harmonic Distorsion*) e possuir um inversor com característica *step-up* ou *step-down*.

CAPÍTULO 1

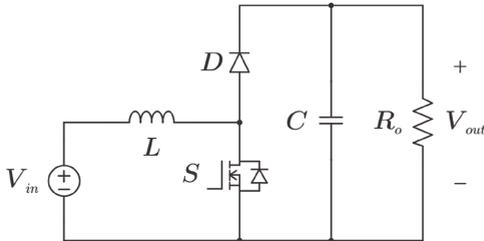
O CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST CLÁSSICO

Em Eletrônica de Potência existem diversas topologias de circuitos que podem ser empregadas para o processamento de energia elétrica. Tradicionalmente, as topologias de conversores estáticos de potência podem ser divididas em conversores do tipo CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA, dependendo da aplicação e da natureza da energia a ser processada. Além dessa classificação, os conversores estáticos podem ser divididos em dois grupos: isolados e não-isolados. Essa última classificação é dada pela presença ou ausência de isolamento galvânica entre entrada e saída de determinado conversor.

Dentre os conversores CC-CC não-isolados, existem diversas topologias amplamente difundidas. As topologias com menor número de elementos armazenadores de energia e interruptores são as topologias *buck* (Figura 1.1), *boost* (Figura 1.2) e *Buck-Boost* (Figura 1.3), as quais em MCC (Modo de Condução Contínua) possuem característica de abaixador de tensão, elevador de tensão e abaixador/elevador de tensão, respectivamente.

Figura 1.1 – Conversor CC-CC *buck* clássico

Fonte: Autor.

Figura 1.2 – Conversor CC-CC *boost* clássico

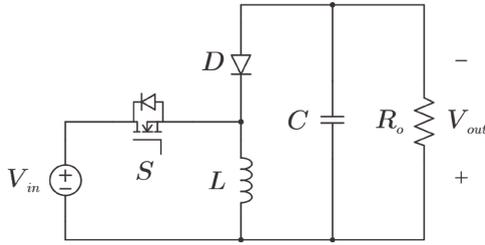
Fonte: Autor.

Neste capítulo, será dado foco ao conversor CC-CC não-isolado *buck-boost* em MCC. Tal foco será dado, pois, tal conversor é a estrutura fundamental para a implementação de inversores diferenciais do tipo tratado neste trabalho.

1.1 ANÁLISE ESTÁTICA

O conversor *buck-boost* clássico é uma topologia de dois interruptores, um controlado e outro não-controlado, com dois elementos armazenadores de energia, um indutor e um capacitor. Tal topologia é mostrada na Figura 1.3.

Supondo funcionamento em regime permanente, MCC e idealizado (sem perdas), a topologia possui dois estados topológicos que equivalem às duas etapas de operação. A duração de cada etapa

Figura 1.3 – Conversor CC-CC *buck-boost* clássico

Fonte: Autor.

de operação é, neste caso, definida pela razão cíclica do comando da chave controlada que, na Figura 1.3, é ilustrada por um MOSFET. O estado topológico de cada etapa de operação é mostrado na Figura 1.4 e na Figura 1.5.

1.1.1 Etapas de operação

Na primeira etapa de operação, o interruptor S conduz e o diodo D entra em bloqueio. Assim, a tensão V_{in} é diretamente aplicada sobre o indutor L que, por sua vez, armazena energia na forma de campo magnético de acordo com a equação (1.1). O estado topológico dessa etapa de operação é mostrado na Figura 1.4.

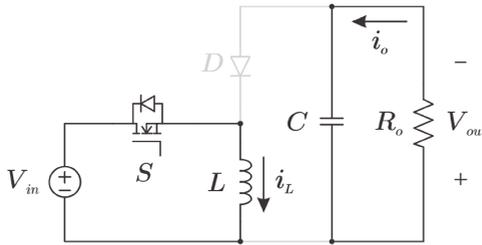
$$E_L(t) = \frac{1}{2} L i_L(t)^2 \quad (1.1)$$

Durante essa etapa, o capacitor C da topologia descarrega-se na carga R_o a energia previamente armazenada, dada pela equação (1.2).

$$E_C(t) = \frac{1}{2} C v_C(t)^2 \quad (1.2)$$

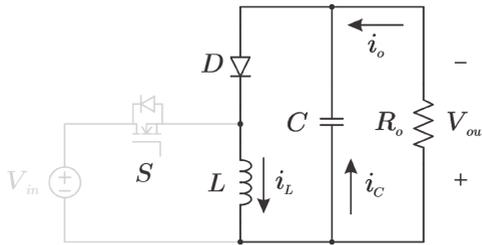
Na segunda etapa de operação, o interruptor S entra em bloqueio e a inércia de corrente no indutor L força o diodo D a entrar em condução. Assim, a energia armazenada no indutor L é transferida para o capacitor C como mostra a Figura 1.5.

Figura 1.4 – Primeira etapa de operação do conversor CC-CC *buck-boost* clássico em MCC



Fonte: Autor.

Figura 1.5 – Segunda etapa de operação do conversor CC-CC *buck-boost* clássico em MCC



Fonte: Autor.

1.1.2 Ganho estático

O ganho estático de um conversor, G_{est} , é a razão numérica entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Porém, para encontrar uma expressão matemática e possuir um parâmetro de controle, deve-se definir uma variável independente da qual o ganho estático será função. Um parâmetro externamente controlável de um conversor que não modifica a topologia em si é a razão cíclica D . Para encontrar $G_{est}(D)$, deve-se realizar a análise estática do conversor utilizando princípios físicos dos elementos passivos e ativos do circuito juntamente com leis fundamentais de circuitos e princípios de conservação. Além disso, supõe-se que o circuito é ideal e está em regime permanente com uma razão cíclica pré-definida D .

Assim, utiliza-se o conceito de "volt-second balance" utilizado em (ERICKSON, 2001). Simplificadamente, esse conceito diz que a tensão média em um indutor em regime permanente é nula. Logo, pode-se utilizar tal conceito para iniciar a derivação da equação de $G_{est}(D)$.

Inspeccionando o circuito do conversor e analisando as etapas de operação, tem-se o valor médio de tensão sobre o indutor L definido para cada etapa. Durante a primeira etapa de operação, a tensão sobre o indutor é a própria tensão da fonte de entrada durante o intervalo $t \in (0, DT_s)$ e, portanto, é dada pela equação (1.3). Na segunda etapa de operação, a tensão sobre o indutor é equivalente à tensão de saída com polaridade invertida durante o intervalo $t \in (DT_s, T_s)$ e, então, é dada pela equação (1.4).

$$V_L(t) = V_{in}, \quad t \in (0, DT_s) \quad (1.3)$$

$$V_L(t) = -V_{out}, \quad t \in (DT_s, T_s) \quad (1.4)$$

Sabendo que a primeira etapa de operação tem duração $T_1 = DT_s$, que a segunda etapa de operação tem duração $T_2 = (1 - D)T_s$ e conceito *volt-second balance*, tem-se a equação (1.5).

$$\bar{V}_L = 0 \Rightarrow V_{in}DT_s - V_{out}(1 - D)T_s = 0 \quad (1.5)$$

Isolando a razão entre V_{out} e V_{in} , tem-se, por fim, a expressão de $G_{est}(D)$ dada pela equação (1.6).

$$G_{est}(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (1.6)$$

Além disso, a partir da equação (1.6), pode-se definir a razão cíclica através dos parâmetros V_{in} e V_{out} , como apresentado na equação (1.7).

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}} \quad (1.7)$$

1.2 CÁLCULO DOS ELEMENTOS PASSIVOS

O cálculo dos elementos passivos de um conversor CC-CC *Buck-Boost* clássico é definido a partir dos parâmetros de entrada de projeto que podem ser listados também em uma especificação técnica, mostrada na Tabela 1.1. Portanto, todos os parâmetros calculados devem estar em função dessas variáveis ou de outras já expressadas em função dessas.

Símbolo	Parâmetro
P_{out}	Potência de saída
V_{out}	Tensão de saída
V_{in}	Tensão de entrada
f_s	Frequência de comutação
$\Delta i_{L\%max}$	Máxima ondulação percentual de corrente no indutor
$\Delta v_{o\%max}$	Máxima ondulação percentual de tensão de saída

Tabela 1.1 – Especificação técnica de projeto

1.2.1 Cálculo da resistência do resistor de carga

Utilizando os parâmetros da especificação técnica, pode-se calcular o valor da resistência do resistor de carga, R_o , a partir da expressão da potência ativa em um resistor sob um valor de tensão determinada, dada pela equação (1.8).

$$P_o = \frac{V_{out}^2}{R_o} \quad (1.8)$$

Isolando a variável P_o , tem-se, então, a equação (1.9) que define o valor de resistência de carga.

$$R_o = \frac{V_{out}^2}{P_o} \quad (1.9)$$

1.2.2 Cálculo da indutância do indutor da topologia

O cálculo da indutância do indutor L da Figura 1.3 é realizado através do critério de máxima ondulação de corrente. Tem-se que

a variação da corrente que atravessa o indutor L durante a primeira etapa de operação é dada pela equação (1.10).

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} DT_s \quad (1.10)$$

Sabe-se também que, para um conversor sem perdas e pelo princípio de conservação de energia, a potência média fornecida pela fonte (entrada) é igual a potência média consumida pela carga (saída). Esse conceito é apresentado matematicamente por:

$$P_{in} = P_{out} \quad (1.11)$$

Como há corrente elétrica fluindo a partir da fonte V_{in} somente durante a primeira etapa de operação e que, durante essa etapa, $i_{in}(t) = i_L(t)$, a corrente média de entrada I_{in} é dada pela equação (1.12).

$$I_{in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{in}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_L(t) dt \quad (1.12)$$

Pode-se também desprezar a ondulação de corrente no indutor L assumindo $i_L(t) = I_L$, obtendo-se a equação (1.13)

$$I_{in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_L(t) dt = \frac{1}{T_s} I_L \int_0^{DT_s} dt = I_L D \quad (1.13)$$

Logo, a expressão da corrente média no indutor é dada pela equação (1.14)

$$I_L = \frac{I_{in}}{D} \quad (1.14)$$

Além disso, pode-se fazer uso de (1.15), ou relação constitutiva do indutor, a qual relaciona tensão com corrente nesse dispositivo.

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.15)$$

Como na primeira etapa de operação tem-se um circuito composto apenas por uma fonte de tensão (V_{in}) em série com um

indutor (L), a equação diferencial (1.15) é equivalente à equação algébrica (1.16).

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} DT_s \quad (1.16)$$

Pode-se, então, utilizar o parâmetro de projeto de máxima ondulação percentual de corrente no indutor dado na Tabela 1.1. Este parâmetro pode ser definido como:

$$\Delta i_{Lmax} = I_L \Delta i_{L\%max} = \frac{I_{in}}{D} \Delta i_{L\%max} \quad (1.17)$$

Utilizando a equação (1.17) na equação (1.16), obtém-se:

$$\frac{I_{in}}{D} \Delta i_{L\%max} = \frac{V_{in}}{L} DT_s \quad (1.18)$$

Como $T_s = \frac{1}{f_s}$ e isolando L em (1.18), obtém-se a expressão da indutância L na equação (1.19) em função dos parâmetros dados na especificação técnica na Tabela 1.1.

$$L = \frac{V_{in}^2 D^2}{P_{out} \Delta i_{L\%max} f_s} \quad (1.19)$$

1.2.3 Cálculo da capacitância do capacitor da topologia

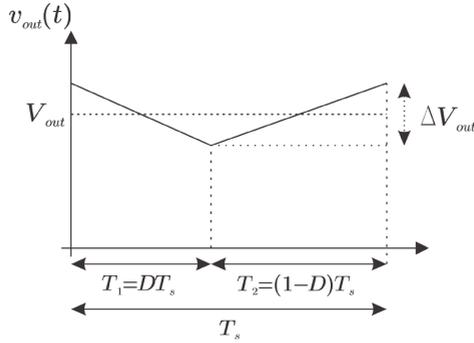
A obtenção do valor de capacitância segue o critério de máxima ondulação de tensão de saída definida na Tabela 1.1. Além disso, analisando a Figura 1.3, sabe-se que a tensão de saída é a mesma aplicada sobre o capacitor e que, pela análise da Figura 1.4 e da Figura 1.5, possui o comportamento apresentado na Figura 1.6.

Será utilizada a relação entre tensão e corrente nesse dispositivo, a qual é apresentada na equação (1.20).

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (1.20)$$

Por inspeção da Figura 1.4, tem-se que a tensão imposta sobre o capacitor é a própria tensão de saída com o capacitor descarregando sobre a carga R_o . Assim, pela Figura 1.6, tem-se que a

Figura 1.6 – Curva de tensão de saída e respectiva ondulação



Fonte: Autor.

equação (1.20) é equivalente à equação (1.21).

$$\Delta v_{out} = \frac{I_o D T_s}{C} \quad (1.21)$$

Sabendo que $\Delta v_{out} = V_{out} \Delta v_{out\%max}$ e que $I_o = \frac{P_{out}}{V_{out}}$, encontra-se (1.22) a qual apresenta a expressão analítica da capacitância de saída da topologia do conversor CC-CC *buck-boost* clássico.

$$V_{out} \Delta v_{out\%max} = \frac{P_{out} D}{C f_s V_{out}} \Rightarrow C = \frac{P_{out} D}{\Delta v_{out\%max} f_s V_{out}^2} \quad (1.22)$$

1.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi feita uma breve revisão sobre os conceitos de um conversor *CC-CC Buck-Boost*, sendo esse conversor consolidado na literatura. São apresentadas as equações da análise estática, assim como as equações de dimensionamento dos elementos de um conversor *Buck-Boost* clássico em MCC para uma dada especificação técnica. Assim, foram revisados os principais tópicos desse conversor, o qual é a base para o inversor diferencial discutido nesse trabalho.

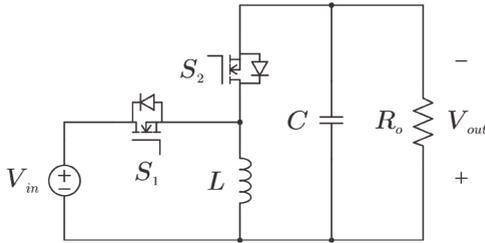
CAPÍTULO 2

ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK-BOOST BIDIRECIONAL COMO UM MÓDULO DO INVERSOR BUCK-BOOST

2.1 OPERAÇÃO E FUNCIONAMENTO

O conversor *Buck-Boost* bidirecional é um conversor *Buck-boost* que possui a característica de bidirecionalidade de corrente e potência em sua topologia. Sua estrutura é semelhante ao equivalente clássico exceto pela substituição de todos os seus interruptores por interruptores bidirecionais em corrente completamente controláveis. A representação de tal topologia é dada na Figura 2.1.

Neste capítulo, a capacidade de absorver potência, a qual é uma propriedade da bidirecionalidade, não será explorada. Entretanto, tal característica será fundamental para a implementação do inversor foco desse trabalho. Por razão disso, a técnica de linearização a ser utilizada será validada primeiramente na topologia bidirecional.

Figura 2.1 – Conversor *Buck-Boost* bidirecional

Fonte: Autor

2.1.1 Modulação utilizada

O tipo de modulação utilizada foi a por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*, em inglês). Esse tipo de modulação é amplamente utilizada e consolidada em Eletrônica de Potência, pois a característica de saída em pulsos com número inteiro de níveis se adequa ao funcionamento dos interruptores que operam os conversores estáticos, os quais normalmente operam em corte ou triodo (interruptor aberto ou interruptor fechado).

Como a modulação *PWM* utiliza uma forma de onda retangular descrita por uma função $f(t)$ periódica, o valor médio em um período é dado por (2.1).

$$\overline{f(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.1)$$

A modulação aplicada ao conversor bidirecional *Buck-Boost* é do tipo 2-níveis. Portanto, nesse caso, $y_{máx} = máx(f(t))$ e $y_{mín} = mín(f(t))$. O tempo em que o sinal $f(t)$ permanece em nível lógico alto é encontrado ponderando-se o período T pela razão cíclica D . Analogamente, o tempo que o sinal permanece em nível lógico baixo é ponderado pelo complemento da razão cíclica $(1 - D)$. Pode-se, então, definir o valor médio $\overline{f(t)}$ por (2.2).

$$\overline{f(t)} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} y_{máx} dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^{(1-D)T} y_{mín} dt \quad (2.2)$$

$$\Rightarrow \overline{f(t)} = Dy_{m\acute{a}x} + (1 - D)y_{m\grave{m}n} \quad (2.3)$$

A equação dada em (2.3) é válida para qualquer razão cíclica D , seja ela variante ou não do tempo com a condição de que seja aproximadamente constante em um período T .

2.1.2 Razão cíclica e ganho estático não linear

Razões cíclicas em conversores CC-CC são normalmente constantes para um dado ponto de operação. Todavia, o estudo desse capítulo tem como objetivo fundamentar a operação de um conversor *Buck-Boost* bidirecional que posteriormente será aplicado como subconversor de um inversor diferencial. Portanto, a razão cíclica a ser estudada será a mesma aplicada no inversor diferencial apresentado em capítulos posteriores.

Assim, como o inversor diferencial necessita de componentes senoidais em seus subconversores para gerar uma tensão diferencial CA, a razão cíclica a ser aplicada d será dada pela soma de uma parcela CC (D_{cc}) com uma parcela CA ($D_{ca} = \delta \text{sen}(\omega t)$), onde ω é a frequência angular desejada da tensão sobre a carga).

$$d = D_{cc} + \delta \text{sen}(\omega t) \quad (2.4)$$

Porém, pela própria definição de razão cíclica e que $d = 0$ e $d = 1$ resultam em comportamentos triviais inadequados, a condição em (2.5) deve ser satisfeita.

$$d \in (0, 1) \wedge D_{cc} < \delta \quad (2.5)$$

Considerando operação em MCC e fluxo de potência apenas no sentido de V_{in} para R_o , o ganho estático do conversor apresentado na Figura 2.1 é equivalente ao apresentado na equação (1.6). Assim, substitui-se D por d e obtém-se a equação (2.6).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d}{1 - d} \quad (2.6)$$

Tratando (2.6) como uma relação entrada-saída, onde d é a entrada e V_{out} é a saída, obtém-se:

$$V_{out}(d) = V_{in} \frac{d}{1-d} \quad (2.7)$$

A equação (2.7) é não linear. A demonstração de tal fato é dada na proposição abaixo.

Proposição: A função dada pela equação (2.7) é não linear.

Demonstração: Suponha uma entrada d_1 (argumento) para a função dada em (2.7). Tem-se:

$$V_{out1}(d_1) = V_{in} \frac{d_1}{1-d_1} \quad (2.8)$$

Analogamente, suponha uma segunda entrada d_2 . Tem-se também:

$$V_{out2}(d_2) = V_{in} \frac{d_2}{1-d_2} \quad (2.9)$$

Para uma função $f(x)$ ser linear, ela deve satisfazer os dois princípios a seguir:

- $f(x_1 + x_2) = f(x_1) + f(x_2)$ (Atividade)
- $f(\alpha x_1) = \alpha f(x_1)$ (Homogeneidade)

Suponha, agora, que o princípio da aditividade seja válido para a função expressada em (2.7). Assim, tem-se:

$$V_{in} \frac{(d_1 + d_2)}{1 - (d_1 + d_2)} = V_{in} \frac{d_1}{1 - d_1} + V_{in} \frac{d_2}{1 - d_2} \quad (2.10)$$

$$\Rightarrow \frac{(d_1 + d_2)}{1 - (d_1 + d_2)} = \frac{d_1 + d_2 - 2d_1d_2}{(1 - d_1)(1 - d_2)} \quad (2.11)$$

Escolhe-se, por exemplo, as entradas $d_1 = 0,5$ e $d_2 = 0,25$. Nesse caso, a equação (2.11) resulta em $3 = \frac{4}{3}$. O que não é verdade!

Logo, por contraexemplo e contradição, a função dada na equação (2.7) é não linear. ■

Conforme a demonstração acima, a função em (2.7) é não linear. Portanto, como a tensão de saída V_{out} é função de d (que por sua vez é dada por (2.4)), a própria não linearidade de V_{out} levará à distorção da forma de onda de d . Isso pode ser traduzido para o fato de que a tensão de saída possuirá, portanto, harmônicos indesejados, pois para a aplicação final desse trabalho, a tensão de saída do conversor *Buck-boost* bidirecional deve ser composta apenas por uma componente *CC* sobreposta por uma única componente harmônica fundamental. Essa injeção de componentes harmônicas na tensão de saída acaba por elevar a *THD* e, conseqüentemente, a qualidade da energia elétrica entregue na saída do processo de conversão CC-CA do inversor global.

Como nesse capítulo a característica de bidirecionalidade ainda não é utilizada, o conversor da Figura 2.1 pode ser tratado, matematicamente, como o conversor da Figura 1.3. Portanto, seu ganho estático também é dado por (1.6). Fazendo a substituição da razão cíclica dada por (2.4), tem-se a o ganho estático dado explicitamente por (2.12).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D + \delta \text{sen}(\omega t)}{1 - D + \delta \text{sen}(\omega t)} \quad (2.12)$$

Como V_{in} é uma tensão do tipo contínua, para se obter uma tensão V_{out} com uma parcela contínua e uma parcela alternada sobreposta, o ganho estático deve ser descrito por uma parcela constante somada à uma parcela alternada. Apesar de a equação (2.12) resultar em uma tensão de saída com as características mencionadas, a distorção harmônica na parcela CA resultará em componentes harmônicas indesejadas. Omitindo o rigor matemático, isso demonstra a não linearidade do ganho estático.

Logo, uma abordagem para redução da distorção harmônica de saída é necessária para reduzir a *THD*. Em (SILVA et al., 2020), foi proposta uma técnica de linearização de ganho estático para redução da distorção harmônica de um inversor diferencial *Boost* a capacitores chaveados. A partir dessa proposta, esse trabalho tem como objetivo equacionar e validar por simulação numérica a aplicação de tal técnica no inversor diferencial *Buck-Boost* para ob-

tenção de um inversor com característica *step-up* ou *step-down* com distorção harmônica reduzida.

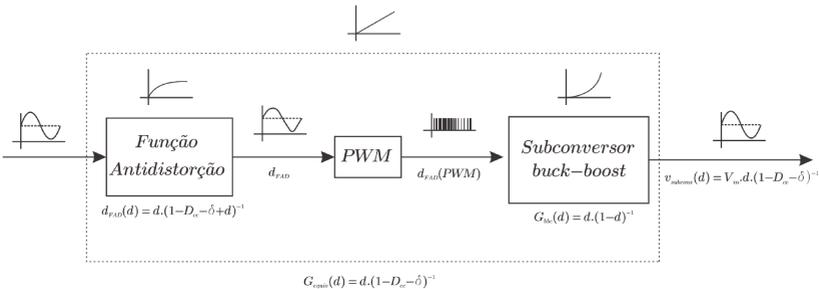
Para isso, primeiramente será implementada a técnica de linearização em um único subconversor (conversor *Buck-Boost* bidirecional) do inversor diferencial *Buck-Boost*. A próxima seção trata da implementação de tal técnica.

2.2 TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO DE GANHO ESTÁTICO

A técnica de linearização de ganho estático aplicada nesse trabalho em sua essência é a mesma proposta por (SILVA et al., 2020). Essa técnica se diferencia das demais da literatura por linearizar a função da tensão de saída pela razão cíclica $V_{out}(d)$ de cada módulo (cada conversor CC-CC). Assim, pela própria característica matemática da linearização, a tensão diferencial entre os módulos também será dada por uma função linear.

A técnica consiste em adicionar uma distorção na referência senoidal e, conseqüentemente, na razão cíclica, de tal forma que os harmônicos injetados na referência cancelem os harmônicos gerados pelo conversor e o módulo forneça uma componente alternada senoidal (sem distorção). A estrutura da técnica de linearização implementada para um subconversor é mostrada na Figura 2.2

Figura 2.2 – Descrição por diagrama de blocos da técnica de linearização



Fonte: Autor

Dessa forma, o efeito da distorção inerente de cada subconversor é cancelado pela pré-distorção causando o efeito final de um ganho estático equivalente linear. O objetivo, portanto, é encontrar a expressão matemática da função antidistorção (primeiro bloco da Figura 2.2). A partir da Figura 2.2, desconsiderando a modulação *PWM* para efeitos de sinal, tem-se que a razão cíclica de entrada no subconversor *Buck-Boost* é a razão cíclica d_{FAD} oriunda da função antidistorção. Logo, o ganho estático de tal subconversor inserido nesse sistema pode ser dado por:

$$G_{subconv}(d_{FAD}) = \frac{d_{FAD}}{1 - d_{FAD}} \quad (2.13)$$

Uma condição necessária para implementação desse processo de linearização é que o ganho estático, com ou sem técnica de linearização, seja o mesmo no ponto de máxima razão cíclica e para razão cíclica nula o ganho estático seja nulo. Lembrando que, como consequência de (2.4), a excursão da razão cíclica de entrada d é dada por:

$$d \in [D_{cc} - \delta, D_{cc} + \delta] \quad (2.14)$$

Além disso, a expressão (2.13) também representa o ganho global linearizado. Para garantir cruzamento entre ganho linearizado e ganho não linearizado no ponto de máxima razão cíclica e ganho nulo para $d = 0$, o ganho estático global linearizado (representado pelo bloco externo na Figura 2.2) deve ser de expressão do tipo:

$$G_{equiv}(d) = \frac{G_{máx}}{d_{máx}} d \quad (2.15)$$

Por outro lado, tem-se:

$$G_{máx} = \frac{d_{máx}}{1 - d_{máx}} \quad (2.16)$$

Igualando as expressões de ganho em (2.13) e (2.15):

$$\frac{d_{FAD}}{1 - d_{FAD}} = \frac{d_{máx}}{1 - d_{máx}} \frac{1}{d_{máx}} d \quad (2.17)$$

Isolando d_{FAD} em (2.17), obtém-se a expressão da função antidistorção em função de d .

$$d_{FAD} = \frac{d}{1 - D_{cc} - \delta + d} \quad (2.18)$$

Substituindo (2.18) em (2.13) e isolando d_{FAD} , advém-se que:

$$G_{equiv} = \frac{d}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (2.19)$$

A qual é a expressão do ganho estático global linearizado. Substituindo (2.4) em (2.19), é obtido que:

$$G_{equiv} = \frac{D_{cc}}{1 - D_{cc} - \delta} + \frac{\delta}{1 - D_{cc} - \delta} sen(\omega t) \quad (2.20)$$

Logo, idealmente, o conversor *Buck-Boost*, bidirecional com técnica de linearização e razão cíclica do tipo CC + CA, possui tensão de saída CA composto por uma única componente fundamental com nível CC.

2.3 ANÁLISE ESTÁTICA DO SUBCONVERSOR

Para encontrar o equacionamento que rege a operação em regime permanente do conversor em questão, é necessário realizar a análise estática. A partir dela, é possível encontrar, por exemplo, as equações que conduzem aos valores de resistência de carga, indutância da topologia e capacitância da topologia a partir de uma dada especificação técnica.

2.3.1 Determinação do nível CC e amplitude do nível CA da tensão de saída

A partir do ganho linearizado dado em (2.19), tem-se:

$$v_{out}(\omega t) = \frac{V_{in} D_{cc}}{1 - D_{cc} - \delta} + \frac{V_{in} \delta}{1 - D_{cc} - \delta} sen(\omega t) \quad (2.21)$$

A primeira parcela da equação (2.21) representa o nível CC da tensão de saída e a segunda parcela representa o nível CA da tensão de saída. Logo, analisando cada parcela e isolando a componente da razão cíclica D_{cc} , para o nível CC, e δ , para o nível CA (nesse último caso, fazendo $\text{sen}(\omega t) = 1$, advém-se:

$$D_{cc} = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in}}(1 - \delta) \quad (2.22)$$

$$\delta = \frac{V_{out}}{V_{out} + V_{in}}(1 - D_{cc}) \quad (2.23)$$

Supondo que as condições de operação (2.5) e que o conversor opere sempre em MCC, é possível calcular, para uma especificação de tensão de entrada e tensão saída, D_{cc} e δ .

2.3.2 Dimensionamento da carga R_o

A carga R_o pode ser determinada a partir da potência ativa dada na especificação da carga e da tensão de saída V_{out} . Pode-se aplicar a definição de potência ativa, a qual também é chamada de potência média.

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{V_{out}^2}{R_{out}} d\omega t \quad (2.24)$$

Resolvendo a integral em (2.24), substituindo (2.21) em (2.24) e isolando R_o , encontra-se a expressão da resistência de carga.

$$R_o = \frac{V_{in}^2(2D_{cc} + \delta^2)}{2P_{out}(1 - D_{cc} - \delta)^2} \quad (2.25)$$

2.3.3 Cálculo da indutância L

A partir do conceito de conservação de energia e supondo que o circuito possui todos seus elementos ideais do ponto de vista de perdas, é possível escrever a equação (2.26).

$$P_{in} = P_{out} \quad (2.26)$$

Portanto:

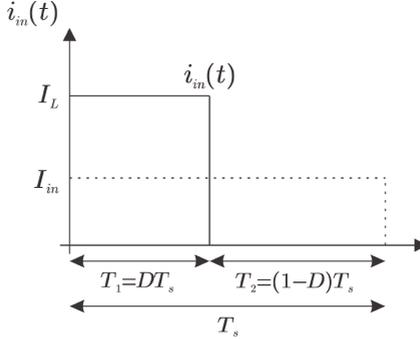
$$V_{in}I_{in} = \frac{V_{out}^2}{R_o} \quad (2.27)$$

A partir da Figura 2.2, pode-se inferir que a razão cíclica que atua no conversor *Buck-Boost* é d_{FAD} , oriunda da função antidistorção. Substituindo (2.13) em (2.27), obtém-se uma expressão para a corrente de entrada do conversor.

$$I_{in}(\omega t) = \frac{V_{in} (D_{cc} + \delta \text{sen}(\omega t))^2}{R_o (1 - D_{cc} - \delta)} \quad (2.28)$$

A Figura 2.3 representa o fato de que, no conversor *Buck-Boost*, a corrente média de entrada em um intervalo de comutação é numericamente igual à corrente média no indutor L . Então:

Figura 2.3 – Curva da corrente de entrada e estimativa da corrente média no indutor



Fonte: Autor

$$i_L(\omega t)d_{FAD} = \frac{V_{in}}{R_o} \frac{d^2}{(1 - D_{cc} - \delta)} \quad (2.29)$$

$$\Rightarrow i_L(\omega t) = \frac{V_{in}}{R_o} \frac{d^2}{(1 - D_{cc} - \delta)} \frac{1 - D_{cc} - \delta + d}{d} \quad (2.30)$$

Um dos critérios mais relevantes para dimensionamento da indutância é a máxima ondulação de corrente no indutor. Porém, nesse caso a corrente apresenta um comportamento oscilatório. Assim, o critério de máxima ondulação percentual é aplicado ao ponto de máximo da oscilação. Para determinar tal ponto de máximo, calcula-se a derivada parcial de $i_L(\omega t)$ em relação a ωt e a iguala a zero.

$$\frac{\partial i_L(\omega t)}{\partial \omega t} = 0 \quad (2.31)$$

$$\Rightarrow \cos(\omega t) = 0 \quad (2.32)$$

A equação (2.32) diz que para $t_k = \omega t = k\frac{\pi}{2} \text{ rad}$, com $k \in \mathbb{Z}$ e t_k sendo ponto de máximo ou mínimo. Fazendo a análise de máximo ou mínimo local, tem-se: como $\frac{\partial i_L(\omega t)}{\partial \omega t} = \cos(\omega t) > 0$ para $t < \frac{\pi}{2}$ e $\frac{\partial i_L(\omega t)}{\partial \omega t} = \cos(\omega t) < 0$ para $t > \frac{\pi}{2}$, então o ponto $\omega t = 2\pi \text{ rad}$ é ponto de máximo local.

Portanto, pode-se calcular a corrente máxima no indutor como:

$$i_{L\text{máx}} = i_L|_{\omega t = \frac{\pi}{2}} \quad (2.33)$$

Substituindo a condição (2.33) em (2.30), obtém-se a expressão para a corrente máxima no indutor em função dos parâmetros já calculados.

$$i_{L\text{máx}} = \frac{V_{in}}{R_o} \frac{D_{cc} + \delta}{(1 - D_{cc} - \delta)^2} \quad (2.34)$$

Por fim, supõe-se que a máxima ondulação de corrente no indutor é dada por:

$$\Delta I_L = \Delta I_{L\%} i_{L\text{máx}} \quad (2.35)$$

A partir da equação constitutiva que relaciona tensão e corrente no indutor, tem-se a equação (1.10). A partir dela, substituindo

no caso atual, advém:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L f_s} d_{FAD.m\acute{a}x} = \frac{V_{in}}{L f_s} \frac{d_{m\acute{a}x}}{1 - D_{cc} - \delta + d_{m\acute{a}x}} \quad (2.36)$$

Assim, substituindo (2.36) em (2.35) e isolando L , tem-se:

$$L = \frac{V_{in}(D_{cc} + \delta)}{i_{Lm\acute{a}x} \Delta I_{L\%} f_s} \quad (2.37)$$

A qual é a expressão do dimensionamento da indutância do *Buck-Boost* com a razão cíclica em questão.

2.3.4 Dimensionamento da capacitância C

A corrente média em T_s pode ser calculada a partir da razão da tensão média nesse mesmo intervalo aplicada sobre o capacitor e sua reatância equivalente. Além disso, sabe-se que a corrente no capacitor estará 90° adiantada da tensão aplicada sobre ele. Portanto:

$$i_C(\omega t) = \frac{V_{out}}{\frac{1}{\omega C}} \cos(\omega t) \quad (2.38)$$

Substituindo V_{out} dado por (2.21) e retirando, matematicamente, a influência da parcela CC da tensão sobre a corrente no capacitor:

$$i_C(\omega t) = \frac{2\pi f_r C V_{in} \delta}{(1 - D_{cc} - \delta)} \cos \omega t \quad (2.39)$$

O máximo valor de corrente será dado quando $\cos(\omega t) = 1$. Ou seja, em $\omega t = m2\pi$, com $m \in \mathbb{Z}$ e t_m sendo o instante de máximo de $i_C(\omega t)$.

Já a máxima ondulação de tensão pode ser encontrada a partir da relação constitutiva dada a seguir:

$$i_c = C \frac{dV_C}{dt} \Rightarrow \Delta V_C = \frac{I_o}{C f_s} d_{m\acute{a}x} = \frac{V_{in} d_{m\acute{a}x}}{R_o(1 - D_{cc} - \delta)} \frac{d_{m\acute{a}x}}{C f_s} \quad (2.40)$$

Sabendo-se que $\Delta V_C = V_{out,m\acute{a}x} \Delta v_{out\%}$:

$$\Delta V_C = \frac{V_{in} d^2}{V_{out,m\acute{a}x} \Delta v_{out\%} R_o (1 - D_{cc} - \delta) f_s} \quad (2.41)$$

Como $\frac{V_{in}}{V_{out,m\acute{a}x}}$ é o ganho estático máximo, dado pela razão cíclica $D + \delta$, tem-se, por fim:

$$C = \frac{D + \delta}{\Delta v_{out\%} R_o f_s} \quad (2.42)$$

2.3.5 Conclusões do capítulo

Nesse capítulo apresentou-se o conversor *Buck-Boost* bidirecional e seus aspectos estáticos. Foi mostrada uma breve descrição da modulação, principalmente do sinal modulante, para a operação a ser utilizada. Foi aplicada a técnica de linearização de ganho estático e verificada a linearidade resultante, dimensionadas a capacitância, indutância e resistência de carga para uma dada especificação técnica. Desse modo, foi possível verificar a aplicabilidade desse conversor bidirecional para posteriormente ser utilizado como módulo do inversor *Buck-Boost* diferencial.

CAPÍTULO 3

O INVERSOR *Buck-Boost* DIFERENCIAL COM TÉCNICA DE LINEARIZAÇÃO

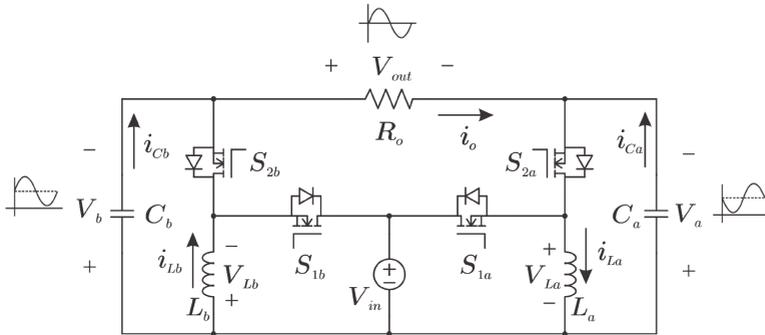
3.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

3.1.1 Inversor *Buck-Boost* diferencial e linearização

O inversor diferencial *Buck-Boost* da Figura 3.1 é implementado por meio da conexão diferencial de dois subconversores *Buck-Boost* bidirecionais. Cada um desses subconversores tem seus dois interruptores acionados por sinais de comando complementares entre si advindos de um modulador *PWM* (do inglês *Pulse Width Modulation*), os quais são obtidos a partir de um gerador de referência que entrega um sinal composto por uma componente CC e uma componente CA senoidal. Entretanto, para cada um dos subconversores, apesar da componente CC possuir a mesma amplitude para ambos, essa componente senoidal possui um deslocamento de fase de 180° entre os dois. Isso é necessário, pois a conexão diferencial faz com que a componente CC fornecida entre eles seja anulada e, pela diferença de fase entre a tensão de saída de cada subconversor, a componente CA seja somada resultando na conexão diferencial uma

tensão de saída senoidal com as distorções inerentes à não linearidade do ganho estático de cada subconversor (CÁCERES, 1997).

Figura 3.1 – Inversor diferencial *Buck-Boost*



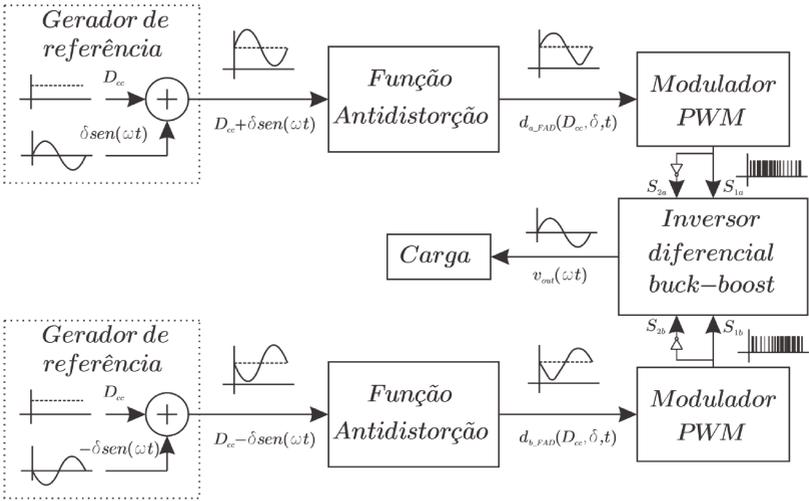
Fonte: Autor.

A THD da tensão de saída é um critério relevante na análise da qualidade da energia processada por um conversor (CIVIDINO, 1992). Entretanto, a não linearidade no ganho estático do inversor diferencial *Buck-Boost* gera uma distorção harmônica indesejada na saída.

A técnica proposta por (SILVA et al., 2020) se diferencia das demais da literatura por linearizar a tensão de cada módulo (cada conversor CC-CC) e, como resultado, a tensão diferencial deles também será linear. A linearização da tensão de saída de cada módulo somente é permitida com o uso da modulação *PWM* unipolar (moduladores independentes para cada módulo). Assim, a técnica de linearização proposta por (SILVA et al., 2020) consiste em adicionar uma pré-distorção no sinal criado pelo gerador de referência por meio de uma função anti-distorção. Dessa maneira, o efeito da distorção inerente de cada subconversor é cancelado pela pré-distorção causando o efeito final de um ganho estático equivalente linear. O bloco da função anti-distorção (FAD) é adicionado em cascata no sistema, entre o gerador de referência e o modulador *PWM*. Tal implementação é semelhante à discutida na Seção 2.2 e apresentada na Figura 2.2.

Assim, pode-se estender os conceitos vistos no Capítulo 2 e implementar o conceito da técnica de linearização no inversor diferencial *Buck-Boost* por meio de um diagrama de blocos equivalente mostrado na Figura 3.2

Figura 3.2 – Diagrama de blocos do inversor *Buck-Boost* aplicando técnica de modulação com linearização do ganho estático



Fonte: Autor.

3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Tendo em vista a modulação utilizada e a sua implementação (vide Figura 3.2), o inversor diferencial *Buck-Boost* tem sua operação dividida em dois semiciclos da tensão V_{out} de saída: $V_{out} > 0$, $t \in (0, \pi)$, e $V_{out} < 0$, $t \in (\pi, 2\pi)$. Entretanto, para análise das etapas de operação e equacionamento do circuito, os dois semiciclos possuem características topológicas simétricas, sendo assim necessário apenas a análise de um único semiciclo.

Durante o semiciclo positivo da tensão de saída, o circuito do inversor diferencial *Buck-Boost* com uma modulação *PWM* unipolar quatro estados topológicos, conforme ilustra a Figura 3.3. Além dis-

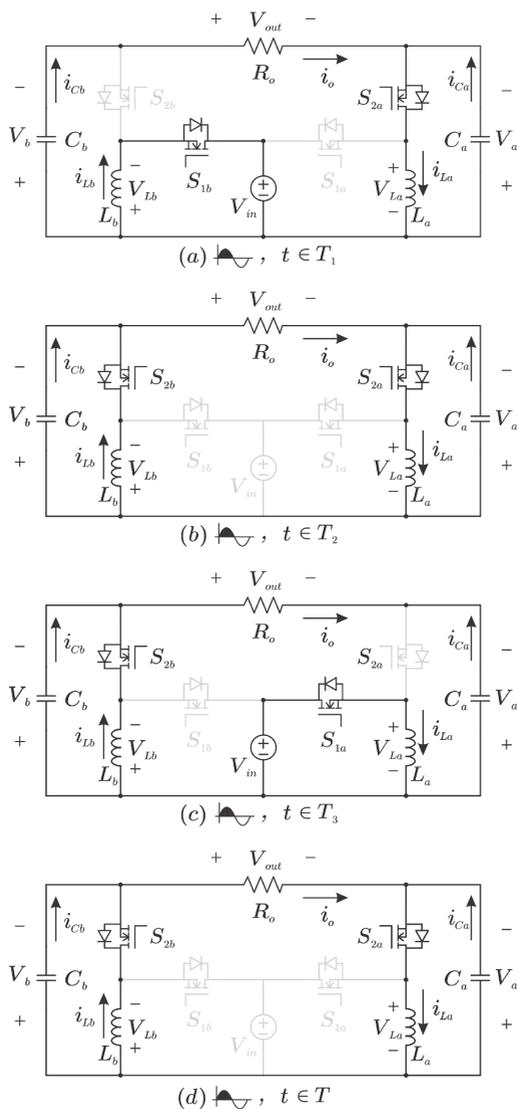
so, cada um dos interruptores entra em condução nos dois sentidos devido à bidirecionalidade dos subconversores tratada no Capítulo 2. Desse modo, durante o semiciclo positivo, entram em condução apenas os semicondutores D_{1b} , S_{1a} , S_{2b} e D_{2a} , sendo que D_{2a} e D_{1b} são os diodos de corpo dos interruptores S_{2a} e S_{1b} , respectivamente. A sequência de sinais lógicos de comando dos interruptores é demonstrada na Tabela 3.1.

Fonte: autor.

$t \in (0, \pi)$	S_{1a}	S_{2a}	S_{1b}	S_{2b}
$t \in T_1$	0	1	1	0
$t \in T_2$	0	1	0	1
$t \in T_3$	1	0	0	1
$t \in T_4$	0	1	0	1

Tabela 3.1 – Sequência de sinais lógicos de comando dos interruptores

No intervalo de operação da Figura 3.3 (a) de duração T_1 , o indutor L_b transfere parte da sua energia para a fonte de entrada V_{in} através de D_{1b} , enquanto que os capacitores C_a e C_b mantêm a tensão diferencial sobre a carga R_o transferindo parcialmente sua energia, e o indutor L_a descarrega parcialmente sua energia sobre R_o e fornece carga aos capacitores C_a e C_b . Em seguida, no estado da Figura 3.3 (b) de duração T_2 , o indutor L_a transfere parte de sua energia para o indutor L_b , através de S_{2b} e D_{1a} , e alimenta a carga R_o , enquanto os capacitores C_a e C_b mantêm a tensão diferencial e transferem sua energia sobre a carga sendo alimentados parcialmente pelo indutor L_a . Já no estado da Figura 3.3 (c) de duração T_3 , o indutor L_a recebe energia da fonte V_{in} através de S_{1a} , enquanto o indutor L_b fornece energia para a carga R_o e o capacitor C_b , sendo que os capacitores C_a e C_b mantêm a tensão diferencial sobre a carga descarregando parcialmente sua energia. Por fim, tem-se o estado da Figura 3.3 (d) que, por sua vez, é equivalente ao estado topológico da Figura 3.3 (b) e tem duração T_4 .

Figura 3.3 – Estados topológicos do inversor diferencial *Buck-Boost*

Fonte: Autor.

3.3 ANÁLISE ESTÁTICA DO INVERSOR DIFERENCIAL *BUCK-BOOST*

3.3.1 Ganho estático diferencial

Como o inversor diferencial *Buck-Boost* é composto por dois conversores *Buck-Boost* bidirecionais conectados diferencialmente, as equações vistas na Seção 2.2 do Capítulo 2 são aqui aplicáveis para cada subconversor. Portanto, com base na equação (2.19), o ganho estático linearizado de um subconversor pode ser dado por:

$$G_{subconv} = \frac{d}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (3.1)$$

O subconversor (a) e o subconversor (b) terão cada um sua respectiva razão cíclica aplicada, (3.2) e (3.3), respeitando as condições explicitadas na Seção 2.1 do Capítulo 2.

$$d_a = D_{cc} + \delta \text{sen}(\omega t) = d \quad (3.2)$$

$$d_b = D_{cc} - \delta \text{sen}(\omega t) = 2D_{cc} - d \quad (3.3)$$

Assim, o ganho estático de cada subconversor é dado por:

$$G_a(d) = \frac{D_{cc} + \delta \text{sen}(\omega t)}{1 - D_{cc} - \delta} = \frac{d}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (3.4)$$

$$G_b(d) = \frac{D_{cc} - \delta \text{sen}(\omega t)}{1 - D_{cc} - \delta} = \frac{2D_{cc} - d}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (3.5)$$

O ganho diferencial pode ser dado puramente pela diferença entre os ganhos de cada subconversor.

$$G_{dif}(d) = G_a(d) - G_b(d) \quad (3.6)$$

Desse modo, substituindo-se (3.4) e (3.5) em (3.6), tem-se:

$$G_{dif}(d) = \frac{2}{1 - D_{cc} - \delta} d - \frac{2D_{cc}}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (3.7)$$

Simplificando a expressão (3.7):

$$G_{dif} = \frac{2\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (3.8)$$

Entretanto, sabe-se que a expressão de ganho estático pode ser escrita como:

$$G_{dif,CA} = \frac{V_{out}^{pico}}{V_{in}} sen(\omega t) \quad (3.9)$$

Substituindo-se (3.8) em (3.9), obtém-se:

$$\frac{V_{out}^{pico}}{V_{in}} = \frac{2\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (3.10)$$

Ademais, (3.10) pode ser reescrita para representar a tensão de pico (V_{out}^{pico}) em função da amplitude da componente CA da razão cíclica como:

$$V_{out}^{pico}(\delta) = \frac{2V_{in}\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (3.11)$$

Outra expressão útil é a de $V_{out}(\omega t)$, a qual pode ser encontrada a partir de (3.11).

$$V_{out}(\omega t) = \frac{2V_{in}\delta}{1 - D_{cc} - \delta} sen(\omega t) \quad (3.12)$$

3.4 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS PASSIVOS

3.4.1 Resistência de carga R_o

A carga R_o pode ser determinada a partir da potência ativa dada na especificação da carga e da tensão de saída V_{out} . Pode-se aplicar a definição de potência ativa, a qual também é chamada de potência média.

$$P_{out} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{V_{out}^2}{R_{out}} d\omega t \quad (3.13)$$

Resolvendo a integral em (3.13), substituindo (3.12) em (3.13) e isolando R_o , encontra-se a expressão da resistência de carga.

$$R_o = \frac{2V_{in}^2\delta^2}{P_{out}(1 - D_{cc} - \delta)^2} \quad (3.14)$$

3.4.2 Dimensionamento das indutâncias L_a e L_b

A potência dissipada na carga é dada pela equação (3.15).

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_o} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.12) em (3.15), isola-se $i_{in}(\omega t)$ trabalhando algebricamente.

$$i_{in}(\omega t) = \frac{2V_{in}\delta^2}{R_o(1 - D_{cc} - \delta)^2}(1 - 2\cos(2\omega t)) \quad (3.16)$$

Supondo o circuito ideal para esta análise, tem-se que toda a energia fornecida pela fonte é absorvida pela carga. Portanto:

$$P_{in} = P_{out} \Rightarrow V_{out}(\omega t)i_{out}(\omega t) = V_{in}i_{in}(\omega t) \quad (3.17)$$

Assim, isolando-se a corrente de saída, tem-se:

$$i_{out}(\omega t) = V_{in} \frac{i_{in}(\omega t)}{V_{out}(\omega t)} \quad (3.18)$$

Com base na equação (2.39), tem-se a corrente nos capacitores de saída de cada subconversor:

$$i_{Ca} = \frac{2\pi f_r C_a V_{in} \delta}{1 - D_{cc} - \delta} \cos(\omega t) \quad (3.19)$$

$$i_{Cb} = -\frac{2\pi f_r C_b V_{in} \delta}{1 - D_{cc} - \delta} \cos(\omega t) \quad (3.20)$$

Além disso, deve-se encontrar a relação entre as correntes nos indutores e a corrente de saída. Isso pode ser feito por inspeção da Figura 3.3 (b) e (d) e através da duração dessas etapas dadas por uma relação com $d_{a,FAD}$ e $d_{b,FAD}$, que são as razões cíclicas oriundas da função antidistorção na Figura 3.2.

$$i_{out}(\omega t) = -(i_{La}(\omega t) - i_{Ca}(\omega t))(1 - d_{a,FAD}) \quad (3.21)$$

$$i_{out}(\omega t) = -(i_{Lb}(\omega t) - i_{Cb}(\omega t))(1 - d_{b,FAD}) \quad (3.22)$$

Isolando algebricamente i_{La} e i_{Lb} , tem-se:

$$i_{La} = \frac{-i_{out}}{1 - d_{a,FAD}} - i_{Ca} \quad (3.23)$$

$$i_{Lb} = \frac{-i_{out}}{1 - d_{b,FAD}} - i_{Cb} \quad (3.24)$$

Substituindo as expressões (3.19) e (3.18) em (3.23), e (3.20) e (3.18) em (3.24), obtém-se:

$$i_{La}(\omega t) = \frac{-2V_{in}\delta}{R_o(1 - D_{cc} - \delta)} \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - d_{a,FAD}} - \frac{2\pi f_r C_a V_{in}\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \text{cos}(\omega t) \quad (3.25)$$

$$i_{Lb}(\omega t) = \frac{2V_{in}\delta}{R_o(1 - D_{cc} - \delta)} \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - d_{b,FAD}} + \frac{2\pi f_r C_b V_{in}\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \text{cos}(\omega t) \quad (3.26)$$

Portanto, inspecionando as equações (3.25) e (3.26), pode-se concluir que as correntes $i_{La}(\omega t)$ e $i_{Lb}(\omega t)$ possuem comportamento em regime permanente semelhante e mesmos valores de máximo, mínimo e médios em um período $\omega t = 2\pi$.

Logo, para dimensionamento das indutâncias L_a e L_b , será utilizada apenas a equação (3.26) e será definida indutância L , neste capítulo, como dada equação (3.27).

$$L = L_a = L_b \quad (3.27)$$

Analogamente ao que foi explicitado na Subseção 2.3.3 do Capítulo 2, a corrente em L_a máxima será dada em $\omega t = \frac{\pi}{2}$. Ademais, supõe-se que a máxima ondulação de corrente no indutor é dada por:

$$\Delta I_L = \Delta I_{L\%} i_{Lmáx} \quad (3.28)$$

Portanto, substituindo (3.28) em (3.25) e isolando $L_a = L$, tem-se por fim:

$$L = L_a = L_b = \frac{V_{in} d_{FAD,máx}}{\Delta I_{L\%} i_{Lmáx} f_s} \quad (3.29)$$

3.4.2.1 Dimensionamento das capacitâncias C_a e C_b

Assim como nos cálculos das indutâncias, o cálculo das capacitâncias possui simetria, pois as tensões de saída do subconversor a e do subconversor b são de parcelas CC iguais entre si e de parcelas CA defasadas 180° uma da outra. Portanto, as capacitâncias adequadas ao critério de máxima ondulação serão dadas como a seguir:

$$C = C_a = C_b \quad (3.30)$$

Desse modo, a partir da equação constitutiva que relaciona corrente e tensão em um capacitor, pode-se escrever que:

$$\Delta V_C = \frac{I_{out} d_{FAD}}{C f_s} \quad (3.31)$$

Utilizando (3.12), tem-se também que:

$$i_{out}(\omega t) = \frac{V_{out}(\omega t)}{R_o} = \frac{2V_{in}\delta}{R_o(1 - D_{cc} - \delta)} \text{sen}(\omega t) \quad (3.32)$$

Colocando a expressão de i_{out} de (3.32) em (3.31), advém-se:

$$\Delta V_C = \frac{2V_{in}\delta \text{sen}(\omega t)}{R_o(1 - D_{cc} - \delta)} \frac{1}{C f_s} \frac{D_{cc} + \delta \text{sen}(\omega t)}{(1 - D_{cc} - \delta + D_{cc} + \delta \text{sen}(\omega t))} \quad (3.33)$$

Nesse caso, é desejado aplicar o critério de máxima ondulação no ponto de máximo da oscilação de V_C . Desse modo:

$$\Delta V_{C,máx} = \frac{2V_{in}\delta(D_{cc} + \delta)}{R_o(1 - D_{cc} - \delta)C f_s} \quad (3.34)$$

Isolando C , tem-se:

$$C = \frac{2V_{in}\delta(D_{cc} + \delta)}{\Delta V_{C,\%} V_{o,subconv,pico} R_o (1 - D_{cc} - \delta) f_s} \quad (3.35)$$

Porém, $V_{out,pico}$ é a tensão máxima de saída de um subconversor.

$$V_{o,subconv,pico} = \frac{V_{in}(D_{cc} + \delta)}{(1 - D_{cc} - \delta)} \quad (3.36)$$

Além disso, $V_{o,subconv,pico}$ é a tensão de pico da parcela CA da tensão de um subconversor, a qual é metade da tensão máxima de saída do inversor. Portanto:

$$R_o = \frac{V_{o,subconv,pico}^2}{P_{out}} = \frac{V_{out}^2}{4P_{out}} \quad (3.37)$$

Substituindo (3.36) e (3.37) em (3.35), obtém-se por fim:

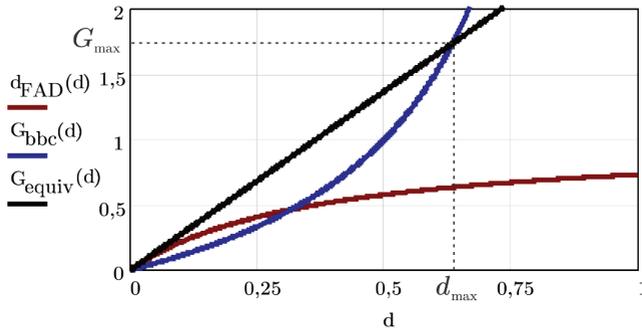
$$C = C_a = C_b = \frac{8\delta P_{out}}{\Delta V_{C,\%} f_s V_{out}^2} \quad (3.38)$$

3.5 FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

3.5.1 Ganho estático, função antidistorção e ganho estático linearizado

Mediante (2.6), (2.18) e (2.19), obtém-se a Figura 3.4 para ilustrar o comportamento de tais equações em função da razão cíclica.

Figura 3.4 – Curvas teóricas da função antidistorção, ganho estático do subconversor e ganho estático linearizado



Fonte: Autor.

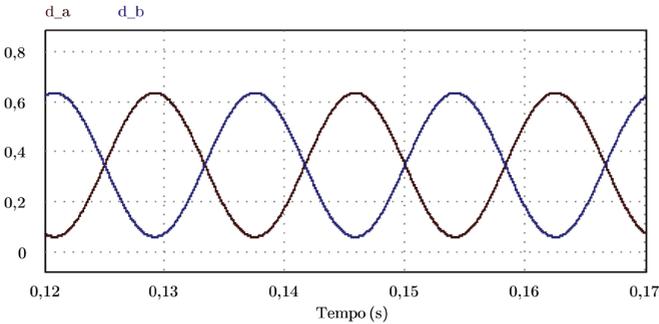
Pode-se verificar por meio da Figura 3.4 que tanto o ganho estático de um subconversor (G_{bbc}) quanto a própria natureza da função antidistorção (d_{FAD}) são não lineares. Todavia, estas possuem uma relação semelhante a de funções inversas entre si que, em

casata, cancelam-se e resultam em uma função equivalente linear (G_{equiv}), como é esperado no ganho estático linearizado.

3.5.2 Razões cíclicas pré e pós função antidistorção

A razão cíclica teórica pré-FAD de cada subconversor gerada a partir de (3.2) e (3.3) é mostrada na Figura 3.5. Pode ser observado que cada uma delas possui o mesmo valor de nível CC (dado por D_{cc}), a mesma amplitude da componente senoidal (definida por δ) e a defasagem de 180° entre si.

Figura 3.5 – Curvas teóricas das razões cíclicas dos geradores de referência de cada subconversor

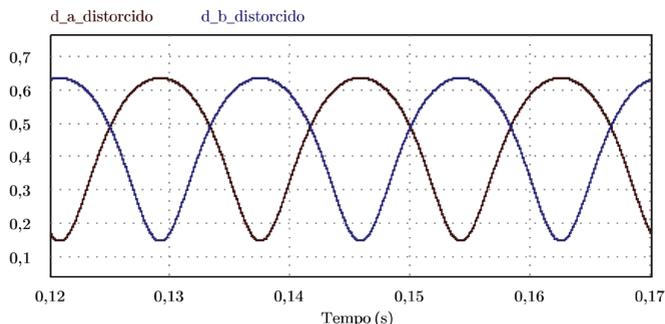


Fonte: Autor.

Após o bloco FAD da Figura 3.2, d_a e d_b sofrem a distorção necessária para a técnica de linearização ser implementada. A partir de (2.18), é obtida a curva teórica de d_a e d_b pós-FAD para cada um dos subconversores, conforme apresentado na Figura 3.6.

3.5.3 Tensão de pico de saída em função da amplitude da componente CA da razão cíclica

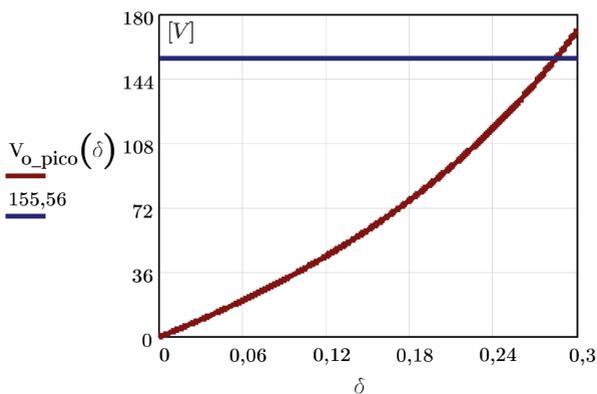
Para ilustrar o comportamento de (3.11), a Figura 3.7 representa a curva da função $V_{out}^{pico}(\delta)$ e uma linha horizontal que representa a tensão de pico de saída ($155,56V \Rightarrow 110V_{rms}$) a ser obtida. Dessa maneira, pode-se inspecionar o eixo das abscissas e verificar para qual valor de δ as curvas se interseccionam. Assim sendo, é possível definir a utilização do valor de δ para obter o ganho estático

Figura 3.6 – Curvas teóricas de d_a e d_b pós FAD

Fonte: Autor.

desejado a partir de uma certa tensão V_{in} , respeitando a condição dada por (2.5).

Figura 3.7 – Curva teórica de tensão de pico em função da amplitude da referência senoidal

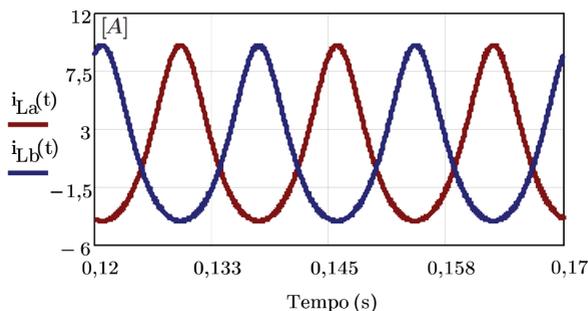


Fonte: Autor.

De modo a validar teoricamente o equacionamento, são ilustradas na Figura 3.8 as curvas teóricas das correntes dos indutores L_a e L_b , dadas por (3.25) e (3.26). Estas curvas representam o valor médio quase-instantâneo, ou seja, não levam em consideração

as ondulações oriundas da comutação.

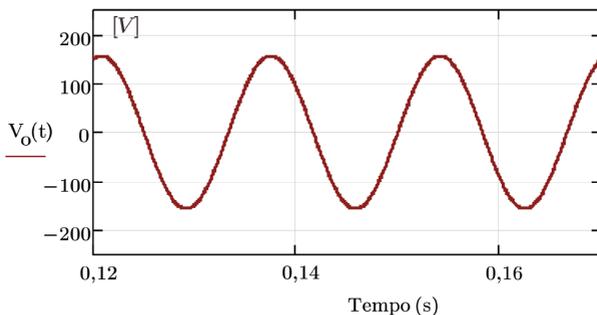
Figura 3.8 – Curvas teóricas das correntes $i_{La}(\omega t)$ e $i_{Lb}(\omega t)$



Fonte: Autor.

Ademais, a curva teórica de V_{out} em função do tempo, desconsiderando a ondulação de tensão oriunda da comutação, é plotada na Figura 3.9. Mediante análise da curva teórica de V_{out} , pode ser verificado que a tensão de saída possui caráter senoidal, não possuindo nível CC ou clara distorção harmônica, além de possuir o valor de pico esperado. Dessa forma, valida-se o equacionamento proposto na Seção 3.

Figura 3.9 – Curvas teóricas das correntes $i_{La}(\omega t)$ e $i_{Lb}(\omega t)$



Fonte: Autor.

3.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM REGIME PERMANENTE

Esta seção apresenta os resultados obtidos por simulação do inversor diferencial *Buck-Boost* com a técnica de linearização. A Tabela 3.2 apresenta as especificações técnicas para projeto do circuito.

Fonte: autor.

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_{out}	Potência de saída	250 W
V_{out}	Tensão eficaz de saída	110 V
V_{in}	Tensão de entrada	100 V
f_s	Frequência de comutação	50 kHz
$\Delta i_{L\%max}$	Máx. ondulação de i_{L_a} e i_{L_b}	20 %
$\Delta v_o\%max$	Máx. ondulação de V_{out}	2 %
D_{cc}	Componente CC da razão cíclica	0,35
δ	Amplitude CA da razão cíclica	0,286

Tabela 3.2 – Especificações técnicas do inversor diferencial *Buck-Boost* para as simulações para análise estática

3.6.1 Dimensionamento dos componentes passivos

A partir da Tabela 3.2 e de (3.14), (3.29) e (3.38), apresenta-se na Tabela 3.3 os valores calculados para os componentes passivos da topologia.

Fonte: autor.

Símbolo	Parâmetro	Valor
R_o	Resistência de carga	48,775 Ω
L_a, L_b	Indutância da topologia	660,781 μH
C_a, C_b	Capacitância da topologia	11,777 μF

Tabela 3.3 – Dimensionamento dos componentes passivos do inversor diferencial *Buck-Boost*

3.6.2 Comparação entre os valores teóricos e simulados

Conforme demonstrado na Tabela 3.4, os resultados teóricos e os valores obtidos mediante simulação numérica no *software* PSIM são comparados quantitativamente. Verifica-se que as variáveis $i_{L_{max}}$ e $i_{C_{eficaz}}$ foram as únicas que apresentaram erro relativo maior que 2,0%, sendo que todos os resultados corroboram a análise teórica desenvolvida.

Fonte: autor.

Variável	Teórico	Simulação	Erro abs.	Erro relat.
P_{out}	250 W	254,77 W	4,77 W	1,91 %
V_{out}^{pico}	155,56 V	157,57 V	2,01 V	1,91 %
V_{out}	110 V	111,21 V	1,21 V	1,10 %
$i_{L_{max}}$	9,54 A	9,13 A	0,40 A	4,24 %
$\Delta i_{L_{max}}$	1,91 A	1,88 A	0,03 A	1,42 %
$V_{C_{max}}$	174,73 V	175,30 V	0,58 V	0,33 %
$\Delta V_{C_{max}}$	3,50 V	3,44 V	0,6 V	1,57 %
$i_{C_{eficaz}}$	0,35 A	0,37 A	0,02 A	5,19 %

Tabela 3.4 – Comparação entre valores teóricos e simulados

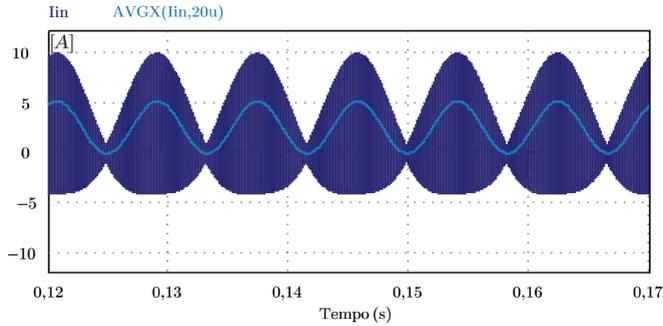
3.6.3 Corrente de entrada

Devido ao fato do inversor diferencial *Buck-Boost* possuir característica de entrada em tensão, a corrente de entrada fornecida pela fonte V_{in} tem a característica imposta pela comutação do inversor, gerando assim uma descontinuidade de corrente conforme mostrado na Figura 3.10.

Tal característica de entrada em tensão pode ser indesejada do ponto de vista experimental, visto que essa descontinuidade na corrente fornecida pode danificar a fonte V_{in} caso não seja preparada para tal situação. Caso necessário, pode ser conectado em paralelo com a fonte de entrada um capacitor de alta capacitância para diminuir esse tipo de estresse elétrico.

Observa-se mediante os valores quase-instantâneos da Figu-

Figura 3.10 – Corrente de entrada do inversor juntamente com os valores quase-instantâneos



Fonte: Autor.

ra 3.10 o caráter senoidal da corrente de entrada com o dobro da frequência da tensão de saída, característica intrínseca da topologia em questão.

Para reduzir o efeito indesejado da comutação na corrente de entrada, foi projetado um filtro LC para conexão em cascata entre a fonte de alimentação e a entrada do inversor. Primeiramente, foi definida a frequência de corte de tal filtro em 5000 Hz , uma década abaixo da frequência de comutação e pelo menos uma década acima das dinâmicas dominantes do circuito (Capítulo 4). A partir disso, os elementos do filtro LC podem especificados como a seguir (INSTRUMENTS, 2016):

$$L_f C_f = \frac{1}{(2\pi f_{corte})^2} = 1,013 \cdot 10^{-9} \text{ s}^2 \quad (3.39)$$

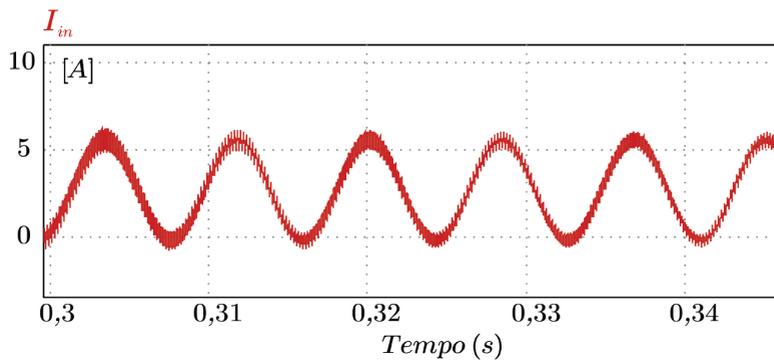
Assim, deve-se cumprir o compromisso entre a filtragem da corrente de entrada e a não distorção da forma de onda da harmônica da corrente de entrada em 120 Hz . Portanto, definiu-se:

$$L_f = 30 \mu\text{H} \quad (3.40)$$

$$C_f = 33 \mu\text{F} \quad (3.41)$$

A corrente de entrada filtrada é apresentada na Figura 3.11. Pode-se visualizar que houve redução considerável nos efeitos da comutação da corrente de entrada, fazendo com que a fonte de alimentação não sofre com possíveis problemas advindos da variação rápida de corrente.

Figura 3.11 – Correntes nos indutores da topologia juntamente com os valores quase-instantâneos



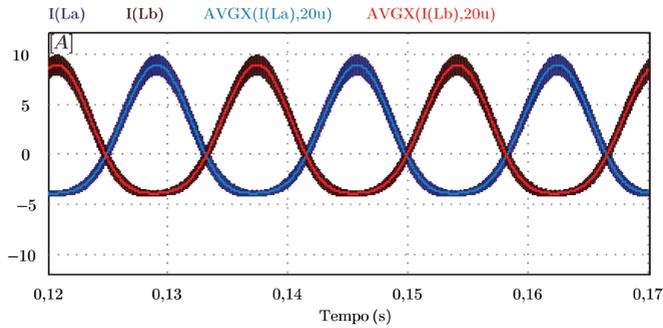
Fonte: Autor.

3.6.4 Correntes nos indutores e tensões nos capacitores

Através das simulações numéricas também foi possível validar as equações das correntes nos indutores, conforme mostrado no resultado de simulação da Figura 3.12. Verifica-se também as ondulações de corrente nos indutores causadas pela comutação em relação ao valor quase-instantâneo destas grandezas.

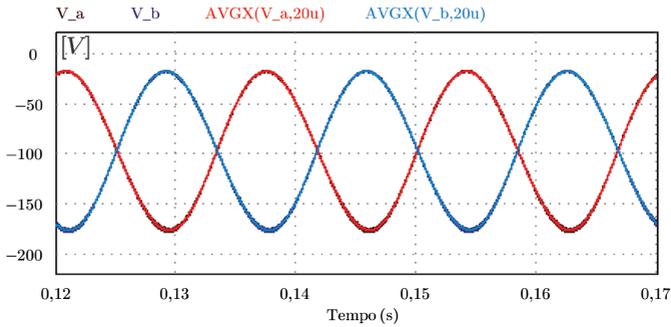
As curvas de simulação das tensões fornecidas na saída de cada subconversor (V_a e V_b) são apresentadas na Figura 3.13. A ondulação de tensão de cada subconversor apresentou baixa amplitude, visto a baixa variação de V_a e V_b em relação a curva de valores quase-instantâneos. Também pode ser visto na Figura 3.13 que as tensões de cada braço possuem baixa distorção harmônica na sua componente fundamental.

Figura 3.12 – Correntes nos indutores da topologia juntamente com os valores quase-instantâneos



Fonte: Autor.

Figura 3.13 – Tensões de saída de cada subconversor



Fonte: Autor.

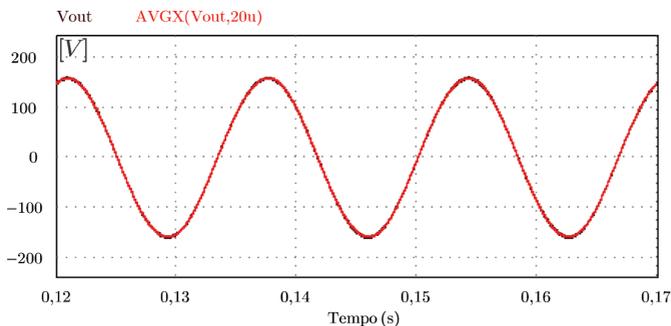
3.6.5 Tensão de saída com e sem técnica de linearização

A curva de tensão de saída do inversor também foi obtida mediante simulação numérica, a qual é apresentada na Figura 3.14. Por inspeção gráfica, analisa-se que a tensão de saída com a técnica de linearização possui baixa distorção harmônica ($THD = 0,56\%$), além de pequena amplitude na ondulação de tensão oriunda da comutação e valores de pico ($V_{out}^{pico} = 109,57\text{ V}$) em concordância com as especificações de projeto da Tabela 3.4.

Para efeito de comparação, na Figura 3.15 é mostrada a

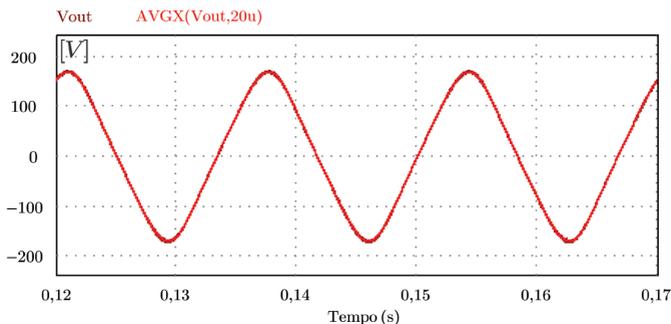
curva de tensão de saída V_{out} obtida sem a aplicação da técnica de linearização. Apesar de possuir amplitude e comportamento semelhante, existe uma perceptível distorção harmônica.

Figura 3.14 – Tensão de saída V_{out} obtida por simulação com técnica de linearização



Fonte: Autor.

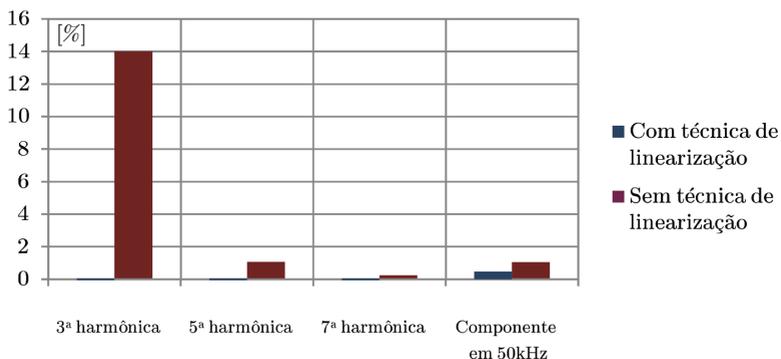
Figura 3.15 – Tensão de saída V_{out} obtida por simulação sem técnica de linearização



Fonte: Autor.

De modo a comparar quantitativamente a distorção harmônica entre a tensão de saída com linearização do ganho estático e a tensão de saída sem técnica de linearização, apresenta-se na Figura 3.16 as componentes harmônicas ímpares, bem como a componente na frequência de comutação de 50 kHz , todas representadas em termos percentuais da harmônica fundamental.

Figura 3.16 – Comparação das harmônicas ímpares de baixa frequência e na frequência de comutação



Fonte: Autor.

Por inspeção da Figura 3.16 pode ser visto que, no sistema sem linearização, existe uma distorção harmônica considerável com forte expressão na 3ª harmônica. Em contrapartida, a técnica de linearização anula as componentes harmônicas ímpares maiores acima da fundamental, restando apenas uma componente de baixa amplitude na frequência de $50kHz$, característica dos efeitos de comutação.

Por fim, foram obtidas a partir das simulações as distorções harmônicas totais da tensão de saída para o inversor com técnica de linearização (0,56 %) e sem técnica de linearização (5,96 %), corroborando assim todo o estudo desenvolvido.

3.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi possível validar os resultados teóricos por meio de simulações comparando as curvas e valores obtidos entre teoria e simulação da análise estática do inversor diferencial *Buck-Boost*. Foram obtidas as equações dos valores médios em um intervalo de comutação das variáveis de interesse (por exemplo tensão nos capacitores e corrente nos indutores), além de equações de dimensionamento dos elementos passivos do circuito. Além disso, foi validada

a técnica de linearização no inversor sendo obtida uma redução da *THD* da tensão de saída de 5,86 % para 0,56 %.

CAPÍTULO 4

MODELAGEM DINÂMICA ORIENTADA AO CONTROLE

4.1 MODELOS DINÂMICOS

Modelos dinâmicos são descrições físico-matemáticas que descrevem o comportamento de determinadas variáveis a fim de prever a evolução de um dado sistema (COELHO; COELHO, 2016). Tais sistemas podem ser descritos por equações, normalmente diferenciais ou à diferenças, que possuem coeficientes e variáveis relacionadas ao sistema físico avaliado. Em geral, esses sistemas físicos são complexos ao ponto de que um modelo dinâmico completo estimando todas as variáveis físicas envolvidas se torna intratável matematicamente. As duas principais causas desse fato são: a propriedade de variância no tempo (ou seja, a descrição físico-matemática é variável com o tempo ou de acordo com outra variável) e a propriedade de não linearidade (as equações que descrevem o sistema são equações não lineares) (COELHO; COELHO, 2016).

Tendo isso em vista, é necessária a realização de simplificações para se obter um modelo tratável. Alguns exemplos de sim-

plificações são: desconsiderar a influência de variáveis, implementar modelos com análise física direcionada (em eletromagnetismo somente, por exemplo), desconsiderar a variância no tempo, considerar apenas uma dinâmica mais lenta ou uma dinâmica mais rápida, dentre outras estratégias

Apesar de todas as simplificações realizadas, um sistema pode ainda ser não linear. Em Eletrônica de Potência, os efeitos da comutação causam estados topológicos diferentes para um mesmo circuito, tornando-o variante no tempo. Além disso, as características dos semicondutores utilizados fazem com que os circuitos sejam não lineares.

Portanto, em conversores estáticos, são utilizadas metodologias de modelagem dinâmica consolidadas através de funções de comutação, modelos médios, modelos por espaço de estados e modelos linearizados em torno de um ponto de operação (ERICKSON, 2001). Nesse último tipo, o modelo é linearizado em torno de um ponto de operação e a análise dinâmica ocorre por intermédio de pequenas perturbações, onde uma característica linear do modelo ainda descreve satisfatoriamente o sistema não linear.

Por fim, o modelo linearizado em torno do ponto de operação será a estratégia de modelagem utilizada nesse trabalho. Tal modelo será orientado ao controle da variável de tensão de saída por meio da regulação da razão cíclica aplicada ao conversor. O modelo será dado por uma função de transferência e a validação será dada através da comparação modelo-circuito de sua resposta temporal a pequenas perturbações e a resposta em frequência (ERICKSON, 2001).

4.2 PONTO DE OPERAÇÃO

Para os elementos passivos, foi realizado o reprojeto dos elementos armazenadores de energia de maneira a se obter uma melhor resposta dinâmica para implementar uma especificação do sistema de controle adequada. No projeto de controle que será apresentado no Capítulo 5, as ressonâncias do modelo estavam ocorrendo muito próximas da frequência da tensão de saída f_r . Por isso, L e C foram reprojitados de acordo com as equações vistas no Capítulo 3 para

que as ressonâncias ocorressem em uma frequência mais elevada.

A razão cíclica foi reajustada de maneira que $D_{cc} = 0,5$ e, de acordo com a Figura 3.7, determinou-se $\delta = 0,219$. Logo, foi implementada a Tabela 4.1

Fonte: autor.

Símbolo	Parâmetro	Valor
f_r	Frequência de V_{out}	60 Hz
P_{out}	Potência de saída	250 W
V_{out}	Tensão eficaz de saída	110 V
V_{in}	Tensão de entrada	100 V
f_s	Frequência de comutação	50 kHz
$\Delta i_{L\%max}$	Máx. ondulação de i_{L_a} e i_{L_b}	40 %
$\Delta v_o\%max$	Máx. ondulação de V_{out}	5 %
D_{cc}	Componente CC da razão cíclica	0,5
δ	Amplitude CA da razão cíclica	0,219

Tabela 4.1 – Especificações técnicas do inversor diferencial *Buck-Boost* para as simulações para análise dinâmica

Em relação ao valor de D_{cc} nessa etapa da análise, foi necessário que a Equação (4.1) (que ocorre somente em $D_{cc} = 0,5$) (ANDRADE, 2018) fosse válida, pois essa é uma condição necessária para equacionamentos mostrados posteriormente. Além disso, $D_{cc} = 0,5$ permite valores teóricos de δ tal que $\delta \in [0, 0,5)$.

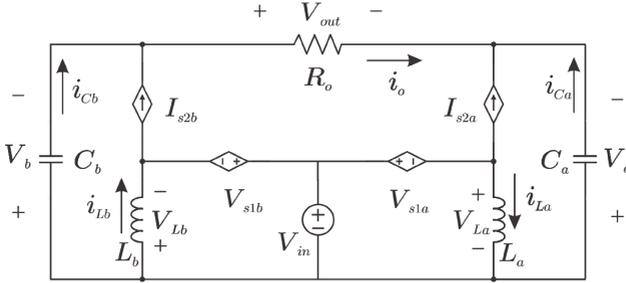
$$d_b = 1 - d_a \quad (4.1)$$

4.3 MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE

A estratégia de modelagem orientada ao controle para obtenção de uma função de transferência foi realizada primeiramente analisando os estados topológicos das etapas de operação dispostas na Figura 3.3. A partir dessa análise, são calculados os valores médios das grandezas de interesse (tensões e correntes nos interruptores), gerando um circuito equivalente médio (Figura 4.1). Em seguida, aplica-se uma pequena perturbação de razão cíclica em torno do

ponto de operação que leva a perturbações nas outras grandezas do circuito (ERICKSON, 2001). Supondo, então, que todas as perturbações são de baixa amplitude em relação ao valor de ponto de operação, pode-se assumir nas equações resultantes que o produto entre duas perturbações é pequeno o suficiente para ser desprezado.

Figura 4.1 – Circuito equivalente do modelo médio



Fonte: Autor.

4.3.1 Etapas de operação

Para essa estratégia de modelagem, foram escolhidos os modelos dos interruptores S_{2a} e S_{2b} como fonte de corrente e S_{1a} e S_{1b} como fonte de tensão. Com base na Figura 3.3, tem-se para a primeira etapa de operação:

$$i_{S2a} = 0 \quad (4.2)$$

$$v_{S1a} = 0 \quad (4.3)$$

$$i_{S2b} = i_{Lb} \quad (4.4)$$

$$v_{s1b} = V_{in} + v_b \quad (4.5)$$

Para a segunda etapa de operação:

$$i_{S2a} = i_{La} \quad (4.6)$$

$$v_{S1a} = V_{in} + v_a \quad (4.7)$$

$$i_{S2b} = i_{Lb} \quad (4.8)$$

$$v_{s1b} = V_{in} + v_b \quad (4.9)$$

Para a terceira etapa de operação:

$$i_{S2a} = i_{La} \quad (4.10)$$

$$v_{S1a} = V_{in} + v_a \quad (4.11)$$

$$i_{S2b} = 0 \quad (4.12)$$

$$v_{s1b} = 0 \quad (4.13)$$

Para a quarta etapa de operação:

$$i_{S2a} = i_{La} \quad (4.14)$$

$$v_{S1a} = V_{in} + v_a \quad (4.15)$$

$$i_{S2b} = i_{Lb} \quad (4.16)$$

$$v_{s1b} = V_{in} + v_b \quad (4.17)$$

Pela centralização dos pulsos de comando gerados pela modulação *PWM* aplicada, pode-se determinar os intervalos de duração de cada etapa ponderados pela razão cíclica (ANDRADE, 2018)(SILVA, 2018) e aplicar (4.1).

$$T_1 = d_a T_s \quad (4.18)$$

$$T_2 = (1 - d_a - d_b) T_s \quad (4.19)$$

$$T_3 = d_b T_s \quad (4.20)$$

$$T_4 = (1 - d_a - d_b) T_s \quad (4.21)$$

$$(4.22)$$

Sabe-se também que o valor médio de uma determinada variável x em um intervalo de comutação é:

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x dt \quad (4.23)$$

Aplicando (4.22), obtém-se os valores médios dados abaixo:

$$\langle i_{S2a} \rangle = i_{La}(1 - d_a) \quad (4.24)$$

$$\langle v_{S1a} \rangle = -(V_{in} + v_a)(1 - d_a) \quad (4.25)$$

$$\langle i_{S2b} \rangle = i_{Lb}(1 - d_b) \quad (4.26)$$

$$\langle v_{S1b} \rangle = -(V_{in} + v_b)(1 - d_b) \quad (4.27)$$

Define-se a partir daqui, também, $d = d_b = D_{cc} - \delta sen(\omega t)$ e aplica-se (4.1). Portanto:

$$\langle i_{S2a} \rangle = i_{La}d \quad (4.28)$$

$$\langle v_{S1a} \rangle = -(V_{in} + v_a)d \quad (4.29)$$

$$\langle i_{S2b} \rangle = i_{Lb}(1 - d) \quad (4.30)$$

$$\langle v_{S1b} \rangle = -(V_{in} + v_b)(1 - d) \quad (4.31)$$

Define-se então uma pequena perturbação em uma dada variável média $\langle x \rangle$ como $\langle x \rangle = X + \hat{x}$, onde X é a variável no ponto de operação e \hat{x} é a perturbação. Então, uma pequena perturbação na razão cíclica torna-se:

$$d = D + \hat{d} \quad (4.32)$$

Supondo que a perturbação \hat{d} gera uma perturbação nas outras variáveis e que o produto entre duas perturbações \hat{x} e \hat{y} é dado $\hat{x}\hat{y} \approx 0$, tem-se então:

Para (4.28):

$$I_{S2a} + \hat{i}_{S2a} = (I_{La} + \hat{i}_{La})(D + \hat{d}) \quad (4.33)$$

$$\Rightarrow I_{S2a} + \hat{i}_{S2a} = I_{La}D + I_{La}\hat{d} + D\hat{i}_{La} \quad (4.34)$$

Para (4.29):

$$V_{S1a} + \hat{v}_{S1a} = -(V_{in} + V_a) - \hat{v}_a)D - (V_{in} + V_a)\hat{d} - D\hat{v}_a \quad (4.35)$$

$$\Rightarrow V_{S1a} + \hat{v}_{S1a} = -(V_{in} + V_a)D - (V_{in} + V_a)\hat{d} - D\hat{v}_a \quad (4.36)$$

Para (4.30)

$$I_{S2b} + \hat{i}_{S2b} = (I_{Lb} + \hat{i}_{Lb})((1 - D) - \hat{d}) \quad (4.37)$$

$$\Rightarrow I_{S2b} + \hat{i}_{S2b} = I_{Lb}(1 - D) - I_{Lb}\hat{d} + (1 - D)\hat{i}_{Lb} \quad (4.38)$$

Para (4.31):

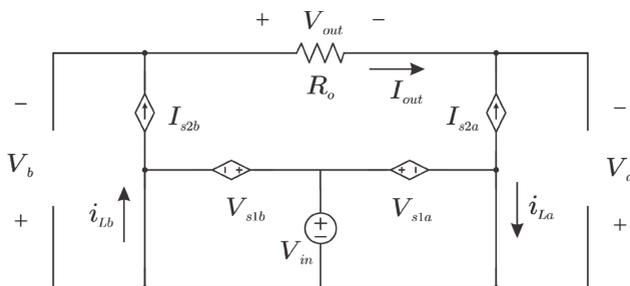
$$V_{S2b} + \hat{v}_{S2b} = -(V_{in} + V_b) - \hat{v}_b)((1 - D) - \hat{d}) \quad (4.39)$$

$$\Rightarrow V_{S2b} + \hat{v}_{S2b} = -(V_{in} + V_b)(1 - D) + (V_{in} + V_b)\hat{d} - (1 - D)\hat{v}_b \quad (4.40)$$

4.3.2 Modelo de grandes sinais

Para o modelo de grandes sinais (ou modelo CC), tem-se a Figura 4.2. Nele, os capacitores são tratados como circuito aberto e os indutores como curto-circuitos.

Figura 4.2 – Circuito equivalente do modelo de grandes sinais



Fonte: Autor.

Analisando o circuito da Figura 4.2, utilizando as Leis de Kirchhoff e utilizando a parcela que descreve o ponto de operação das equações (4.34), (4.36), (4.40) e (4.40), pode-se encontrar I_{La} , I_{Lb} , V_a e V_b que resultam no ponto de operação do circuito.

$$I_{La} = \frac{V_b - V_a}{(1 - D)R_o} \quad (4.41)$$

$$I_{Lb} = \frac{V_a - V_b}{(1 - D)R_o} \quad (4.42)$$

$$V_a = \frac{V_{in}(1 - D)}{D} \quad (4.43)$$

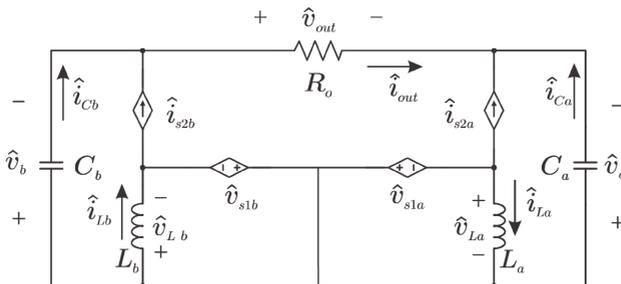
$$V_b = \frac{V_{in}D}{1-D} \quad (4.44)$$

O ponto de operação definido é ajustado no ponto de máximo da razão cíclica aplicada (pico da curva). Ou seja, $D = D_{cc} + \delta$. A razão da escolha desse ponto como de operação do modelo é que, como é o ponto de máximo, a derivada da razão cíclica em função do tempo é nula nesse instante e relativamente pequena na vizinhança desse ponto, fazendo com que esse seja um ponto onde o modelo seja válido por um intervalo de tempo relativamente maior do que nos outros pontos da razão cíclica.

4.3.3 Modelo de pequenos sinais

Para o modelo de pequenos sinais (ou modelo CA), tem-se a Figura 4.2. Nesse, as fontes não controladas são colocadas em repouso.

Figura 4.3 – Circuito equivalente do modelo de pequenos sinais



Fonte: Autor.

Analisando o circuito da Figura 4.3, utilizando as Leis de Kirchoff e utilizando a parcela que descreve o efeito da perturbação nas equações (4.34), (4.36), (4.40) e (4.40), pode-se encontrar quatro equações que regem o circuito. A partir delas, é possível aplicar a Transformada de Laplace e resolver um sistema de equações algébricas para encontrar a função de transferência da razão cíclica para a tensão de saída, a qual é o modelo orientado ao controle almejado.

Inspecionando o circuito da Figura 4.3, aplicando as Leis de Kirchhoff e as relações constitutivas de tensão e corrente nos elementos do circuito, tem-se que:

$$\hat{v}_{S1a} = \hat{v}_{La} \Rightarrow -(V_{in} + V_a)\hat{d} - D\hat{v}_a = sL\hat{i}_{La} \quad (4.45)$$

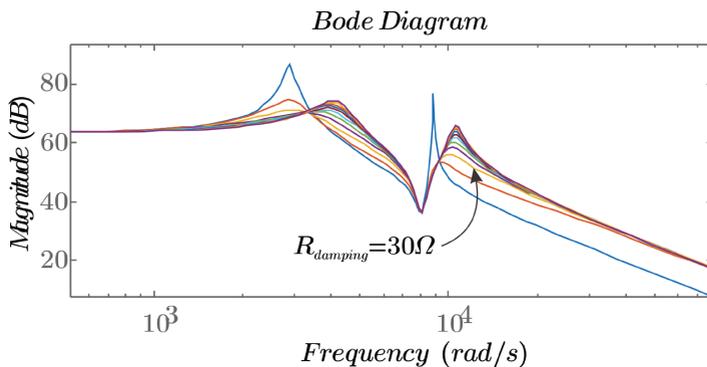
$$\hat{i}_{Ca} = \hat{i}_{S2a} + \hat{i}_{out} \Rightarrow sC\hat{v}_a = I_{La}\hat{d} + D\hat{i}_{La} + \hat{i}_{out} \quad (4.46)$$

$$\hat{v}_{S1b} = \hat{v}_{Lb} \Rightarrow (V_{in} + V_b)\hat{d} - (1 - D)\hat{v}_b = sL\hat{i}_{Lb} \quad (4.47)$$

$$\hat{i}_{Cb} = \hat{i}_{S2b} - \hat{i}_{out} \Rightarrow sC\hat{v}_b = -I_{Lb}\hat{d} + (1 - D)\hat{i}_{Lb} - \hat{i}_{out} \quad (4.48)$$

Além disso, a partir de resultados preliminares, verificou-se que, para aprimorar a resposta em frequência, foi necessária a colocação de um ramo de amortecimento em paralelo com a carga R_o (ERICKSON, 2001). Esse ramo de amortecimento tem como objetivo atenuar as ressonâncias do circuito para que a malha de controle seja posteriormente mais facilmente projetada. Tal ramo é composto por um circuito RC série, onde $C_{damping}$ foi definido com mesmo valor da capacitância da topologia $C = 14,476 \mu F$ e $R = R_{damping}$ foi determinado numericamente através de testes com diferentes valores. Esse último teste é mostrado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Simulação numérica para determinação de $R_{damping}$ de menor amortecimento



Na Figura 4.4 é visto que, variando $R_{damping}$, é possível determinar um valor no qual o amortecimento da resposta dinâmica seja diminuído. Vale ressaltar que essa não é uma solução de otimização. Todavia, adequou-se satisfatoriamente para a solução do problema de ressonâncias de alta intensidade, além de ser uma solução simples. A resistência de amortecimento encontrada foi $R_{damping} = 30 \Omega$.

```

1      %Cálculo da expressão da tensão va de pequenos
        sinais
2      syms va Vi iLa iLb Va D d io Ro C L s Zdamping
        Rdamping Cdamping Zout
3      eqn1=(iLa*d+D*iLa+io)==s*C*va;
4      eqn2=(-(Vi+Va)*d-D*va)==s*L*iLa;
5      [s_va,s_iLa]=solve(eqn1,eqn2,va,iLa);
6      s_va;
7
8      %Cálculo da expressão da tensão vb de pequenos
        sinais
9      syms vb Vi iLb iLb Vb D d io Ro C L s Zdamping
        Rdamping Cdamping Zout
10     eqn3=(-iLb*d+(1-D)*iLb-io)==s*C*vb;
11     eqn4=((Vi+Vb)*d-(1-D)*vb)==s*L*iLb;
12     [s_vb,s_ilb]=solve(eqn3,eqn4,vb,iLb);
13     s_vb;
14
15     %Cálculo da expressão da função de transferência
        vout/d
16     syms vo
17     eqn5=s_va-s_vb==vo;
18     Zdamping = Rdamping+1/(s*Cdamping);
19     Zout = Ro*Zdamping/(Ro+Zdamping);
20     eqn6=io*Zout==vo;
21     [s_vo,s_d]=solve(eqn5,eqn6,vo,d);
22     Gvd=s_vo/s_d;
23
24     Gvd_s=collect(Gvd,s)

```

O código acima resulta na solução analítica do sistema formado pelas equações (4.45), (4.46), (4.47) e (4.48), a qual representa a função de transferência (4.49). A solução apresentada em (4.49) possui ordem do numerador menor do que a ordem do denominador e, por isso, representa um sistema fisicamente realizável (LATHI, 2001). Ademais, a função de transferência obtida é de 5^a ordem, o que está de acordo com o fato de que o circuito em avaliação possui cinco elementos armazenadores de energia. Esses fatos são um indicativo necessário para supor que o modelo representa adequadamente o circuito.

$$G_{vd}(s) = \frac{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (4.49)$$

Aplicando os valores do ponto operação de operação do modelo (Tabela 4.1), obtém-se a Tabela 4.2.

Fonte: autor.

Coeficiente	Valor numérico
a_0	11200
a_1	4,747
a_2	12,01.10 ⁻⁵
a_3	7,376.10 ⁻⁸
a_4	-2,93.10 ⁻¹³
b_0	7,674
b_1	35,2.10 ⁻⁴
b_2	1,103.10 ⁻⁶
b_3	2,247.10 ⁻¹⁰
b_4	1,297.10 ⁻¹⁴
b_5	1,697.10 ⁻¹⁸

Tabela 4.2 – Valores numéricos dos coeficientes da função de transferência em (4.49)

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

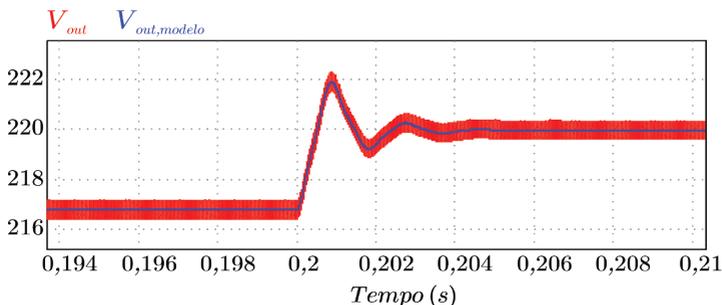
A resposta do inversor diferencial *Buck-Boost* foi comparada com a resposta do modelo por meio do circuito de simulação na

Figura A.1. A partir dessa comparação, foram gerados resultados de validação do modelo dinâmico para pequenas perturbações dado pela função de transferência em (4.49).

Uma metodologia para validação de um modelo dinâmico é verificar se este segue uma dada referência, tanto em regime transiente quanto em regime permanente.

Na Figura 4.5, pode-se ver a validação do modelo dinâmico mencionado para um degrau positivo de razão cíclica de 1 % de aumento de d .

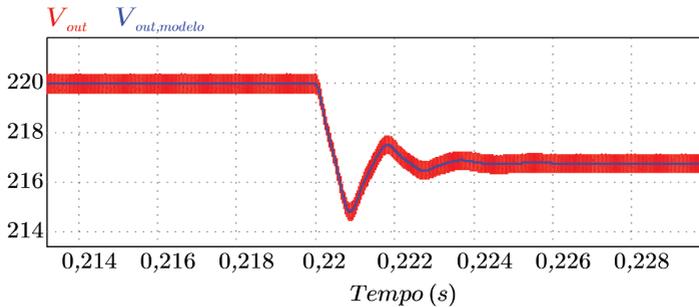
Figura 4.5 – Tensão de saída do modelo dinâmico e do circuito com a aplicação de um degrau de razão cíclica positivo



Fonte: Autor.

Já na Figura 4.6, pode-se ver a validação do modelo dinâmico mencionado para um degrau negativo de razão cíclica de 1 % de aumento de d .

Figura 4.6 – Tensão de saída do modelo dinâmico e do circuito com a aplicação de um degrau de razão cíclica negativo

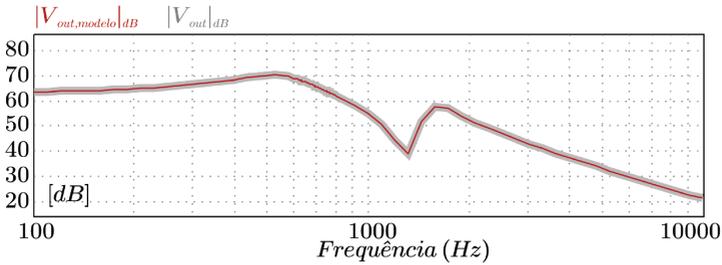


Fonte: Autor.

Apesar de o inversor diferencial estudado nesse trabalho ser composto por dois conversores *Buck-Boost* que possuem resposta dinâmica característica de sistemas de fase não mínima (reação dinâmica contrária à ação da entrada do sistema), o inversor não apresentou tal característica.

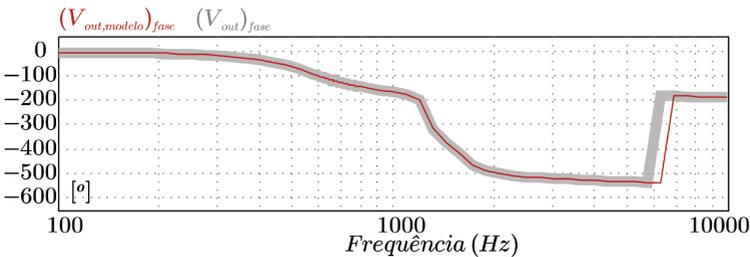
Outra metodologia de validação de modelos dinâmicos é a avaliação da resposta em frequência destes em relação ao sistema a ser modelado. Pode ser visto na Figura 4.7 que a resposta da magnitude do modelo em função da frequência sobrepõe a resposta em frequência do circuito. Além disso, na Figura 4.8 pode-se ver o mesmo tipo de validação, porém para a fase do sistema e circuito modelado.

Figura 4.7 – Magnitude da resposta em frequência do modelo dinâmico e do circuito



Fonte: Autor.

Figura 4.8 – Fase da resposta em frequência do modelo dinâmico e do circuito



Fonte: Autor.

Com esses resultados, foi possível obter a validação do modelo dinâmico proposto. Portanto, pode-se utilizar tal modelo para efetuar uma estratégia de controle de maneira a regular a tensão de saída do circuito, visto que o objetivo final desse trabalho é a obtenção de um inversor capaz de operar em modo autônomo (desconectado da rede alimentando uma carga em ilhamento).

4.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi realizada a modelagem dinâmica orientada ao controle do inversor diferencial *Buck-Boost*. O modelo obtido foi o modelo linearizado em torno de um ponto de operação. O resul-

tado de tal modelo foi uma função de transferência da razão cíclica para a tensão de saída. Foi simulada a resposta ao degrau e a resposta em frequência da função de transferência e do circuito. Assim, foi possível comparar e validar por simulação o modelo obtido. Logo, o modelo obtido mostrou-se adequado, fazendo com que fosse possível prosseguir o estudo para implementação de uma malha de controle para regulação da tensão de saída.

CAPÍTULO 5

SISTEMA DE CONTROLE

5.1 INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE CONTROLE CLÁSSICOS

Um sistema de controle é uma estrutura que executa o controle de variáveis de outro sistema para se obter determinadas características estáticas e dinâmicas. Há diversas maneiras de executar tal função: controle em malha aberta, controle em malha fechada, *feed-forward*, controle otimizado (*LQR*, por exemplo) (OGATA, 2015). O controle pode ser também de múltiplas variáveis ou de uma única variável.

Todavia, determinadas estruturas de controle podem possuir complexidade em sua estrutura matemática de maneira a inviabilizar ou tornar inadequada tal solução para um projeto em Engenharia. Por isso, estruturas de baixa complexidade que executem a função de controle são almejadas. Tendo isso em vista, sistemas de controle lineares são amplamente aplicados (OGATA, 2015). Como foi apresentado no Capítulo 4, o modelo dinâmico, agora também chamado de planta, foi encontrado e é dado por uma função de transferência, caracterizando assim uma função linear. Portanto, técnicas linear-

es de controle podem ser aplicadas. Sistemas de controle em malha fechada a partir de estruturas de controle clássicas. Tais estruturas clássicas são discutidas na literatura e consolidadas (OGATA, 2015).

Para conversores CC-CC, como a referência a ser seguida pela malha de controle é de frequência nula, o controlador do tipo PI (Proporcional Integral), com a característica de um zero em $s_{zero} = 0$, leva o erro nulo ao seguimento de referência em regime permanente (ERICKSON, 2001). Porém, no caso desse trabalho, o conversor estático tratado é um conversor CC-CA. Além disso, a grandeza a ser controlada é a tensão de saída que, por definição do inversor, possui característica CA. Portanto, a referência a ser seguida é do tipo CA (uma senoide).

Um conceito que dá um indicativo de que tipo de estrutura de controle é necessária para erro nulo em regime permanente para sistemas lineares e fracamente não lineares é o Princípio do Modelo Interno. Esse princípio mostra que, para o seguimento de referência com erro nulo e rejeição de perturbação em regime permanente, um sistema de controle deve possuir em seu laço de realimentação uma estrutura que possui modelo dinâmico equivalente ao modelo da referência e da perturbação (FRANCIS; WONHAM, 1976).

Levando em consideração o Princípio do Modelo Interno, um controlador a ser aplicado deve possuir a estrutura de um sinal de referência do tipo senoidal, cuja transformada de Laplace é mostrada na equação (5.1) (LATHI, 2001).

$$\mathcal{L}(\text{sen}(\omega t)) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (5.1)$$

Assim, um controlador para a operação como inversor autônomo pode ser o controlador do tipo Proporcional Ressonante (PR). Tal controlador possui função de transferência mostrada em (5.2) (SILVA, 2018).

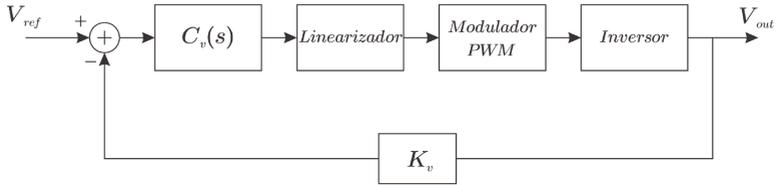
$$C_v(s) = k_p + \frac{\omega_x k_p s}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.2)$$

5.1.1 Projeto do controlador

5.1.2 Malha de controle

O sistema de controle proposto é apresentado na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle para regulação da tensão de saída do inversor *Buck-Boost* diferencial



Fonte: Autor.

Os ganhos em função da frequência dos blocos $C_v(s)$ e do inversor são dados pela (5.2) e (4.49), respectivamente. Como pode ser visto na Figura 5.1, é necessário determinar o ganho dos blocos *Linearizador*, *Modulador PWM* e K_v .

Assim, o ganho do linearizador é dado pelo valor médio da saída da função antidistorção $k_{linearizador} = 0,625$ (SILVA, 2018). O ganho do modulador *PWM* é dado por $k_{PWM} = \frac{1}{V_{triang}} = 1$ (ERICKSON, 2001). Por último, o ganho do sensor de tensão é $K_v = \frac{1}{V_{out,pico}} = 1$, o qual é determinado pelo projetista a partir da especificação técnica.

Com isso, primeiramente determina-se o amortecimento $\zeta = 0,001$. A frequência de ressonância do controlador é dada por (5.3).

$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi 60 = 376,99 \frac{rad}{s} \quad (5.3)$$

5.1.3 Determinação dos coeficientes do controlador

O projeto do controlador é dado a partir da especificação de margem de fase e frequência de cruzamento, dada pela Tabela 5.1.

Fonte: autor.

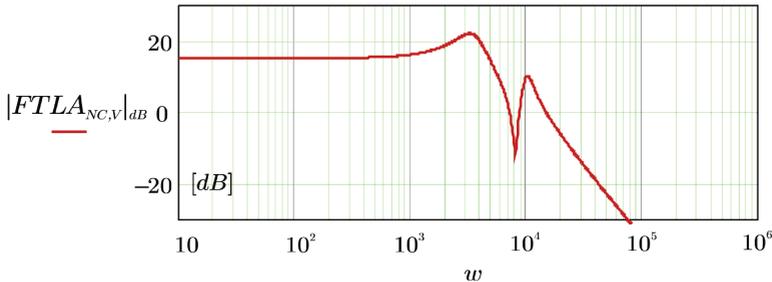
Símbolo	Variável	Valor numérico
M_Φ	Margem de fase	60°
ω_c	Frequência de cruzamento	$\omega_s \cdot 0,001 = 314,159 \frac{rad}{s}$

Tabela 5.1 – Especificação de margem de fase e frequência de cruzamento para projeto do controlador

A partir do explicitado no Capítulo 4 e dos ganhos em função da frequência dos blocos na Figura 5.1, obtém-se os gráficos de ganho e fase da função de transferência de laço aberto não compensada ($FTLA_{NC}(\omega)$), dada pela equação (5.4), apresentados na Figura 5.2 e na Figura 5.7.

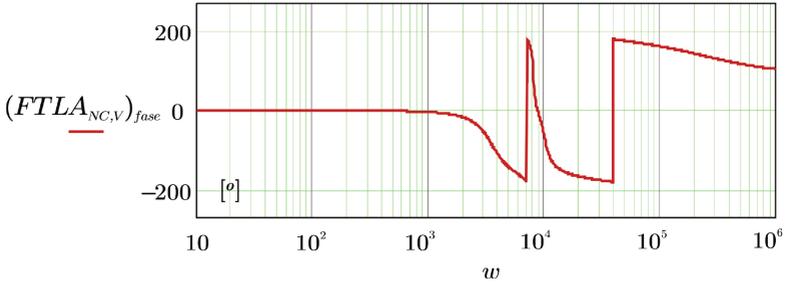
$$FTLA_{NC}(s) = C_v(s)k_{linearizador}k_{PMW}G_{vd}(s)K_v \quad (5.4)$$

Figura 5.2 – Resposta em frequência de magnitude da função de transferência de laço aberto não compensada



Fonte: Autor.

Figura 5.3 – Resposta em frequência de fase da função de transferência de laço aberto não compensada



Fonte: Autor.

O projeto do controlador foi feito adaptando as equações de projeto apresentadas em (SILVA, 2018). Assim, tem-se que:

$$\omega_x = \frac{\omega_0^2 - \omega_c^2}{\omega_c} \tan(M_\Phi - \pi - FTLA_{NC, fase}(\omega_c)) = 246,159 \frac{rad}{s} \quad (5.5)$$

$$k_p = \frac{1}{|FTLA_{NC}(\omega_c)| \sqrt{1 + \frac{\omega_x \omega_c}{\omega_0^2 - \omega_c^2}}} = 0,082 \quad (5.6)$$

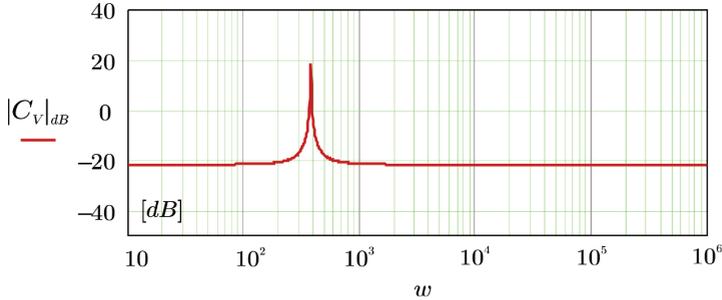
5.1.4 Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto do sistema compensado

Baseando-se nas equações (5.4), (5.5) e (5.6), é obtida a resposta em frequência do controlador tanto para magnitude, quanto para fase (Figura 5.4 e Figura 5.5). É visto que o controlador acrescenta uma fase de 90° para ω_0^+ , -90° para ω_0^- e 0° para $\omega \rightarrow \pm\omega$. Além disso, apresenta ganho elevado em ω_0 em sua vizinhança e ganho menor que a unidade para frequência fora desse intervalo.

Em seguida, define-se, na equação (5.7) a função de transferência de laço aberto compensada.

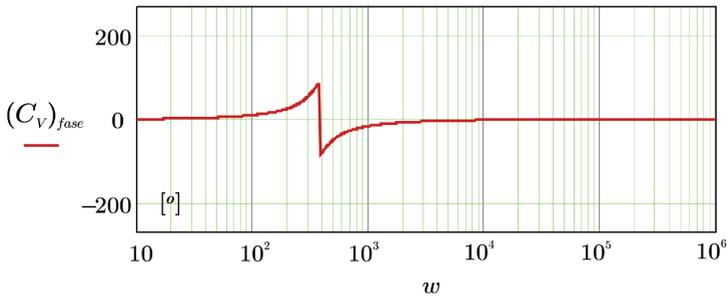
$$FTLA_C(s) = FTLA_{NC}(s)C_v(s) \quad (5.7)$$

Figura 5.4 – Resposta em frequência de magnitude do controlador



Fonte: Autor.

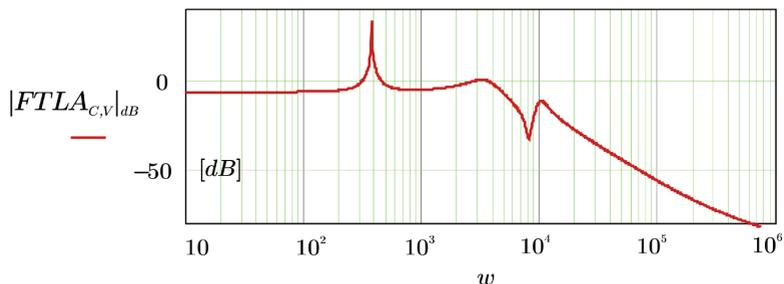
Figura 5.5 – Resposta em frequência de fase do controlador



Fonte: Autor.

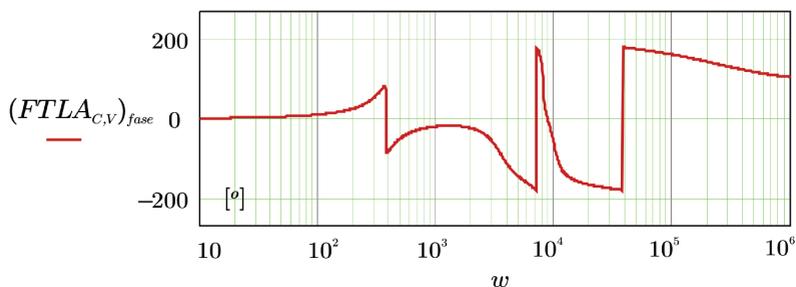
Com base em (5.7), são plotadas as respostas em frequência de magnitude e fase para a função de transferência de laço aberto não compensada (Figura 5.6 e Figura 5.7). Pode-se visualizar o efeito do controlador no laço de controle, elevando o ganho da malha na frequência do sinal de referência (e nas vizinhanças de tal ponto) e reduzindo o ganho para outras frequências.

Figura 5.6 – Resposta em frequência de magnitude da função de transferência de laço aberto compensada



Fonte: Autor.

Figura 5.7 – Resposta em frequência de fase da função de transferência de laço aberto compensada



Fonte: Autor.

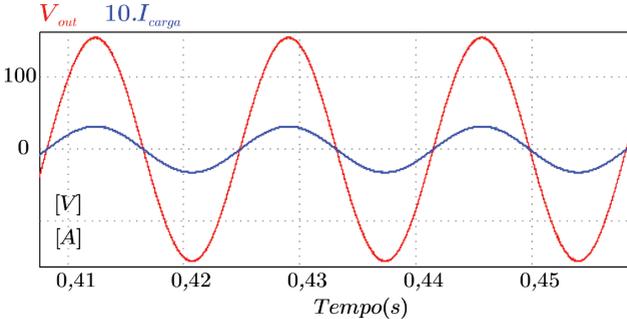
5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Apesar de o modelo ser dado para um ponto de operação com carga puramente resistiva, o sistema de controle de tensão permite a regulação da tensão de saída para outros pontos de operação, por exemplo para algumas carga com fator de potência menor que o unitário composta por elementos passivos. Ou seja, desde que o ponto de operação do sistema não se distancie muito do ponto definido no Capítulo 4. Assim, foi realizada a simulação para carga nominal R , RL e não linear (retificador a diodo de ponte completa), além de degraus de carga resistiva de $0,5 pu \rightarrow 1,0 pu$ e $0,5 pu \rightarrow 1,5 pu$.

5.2.1 Carga R nominal

Para uma verificação de que há seguimento de referência do sistema completo, foi realizada a simulação e inspecionadas as curvas de tensão e corrente de saída (Figura 5.8).

Figura 5.8 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga resistiva pura



Fonte: Autor.

A curva de tensão da Figura 5.8 apresentou valor eficaz de aproximadamente 110 V e distorção harmônica reduzida, se comparada aos resultados obtidos nos sistemas em malha aberta com técnica de linearização e malha fechada com técnica de linearização ($THD = 0,274\%$). A baixa distorção harmônica é resultado da aplicação da técnica de linearização e da malha de controle sintonizada. A curva de corrente, como esperado com cargas puramente resistivas, apresenta comportamento similar à curva de tensão, estando em fase com essa.

Fonte: autor.

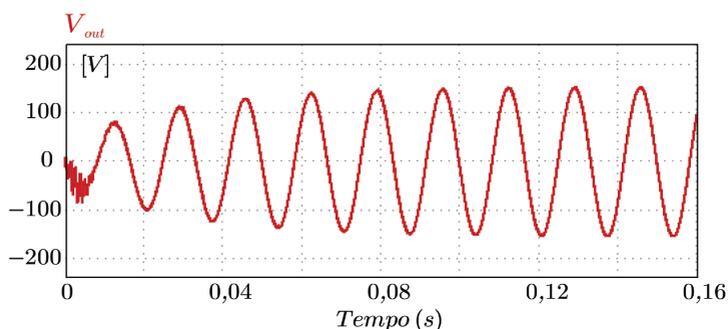
THD	3 ^a h.	5 ^a h.	7 ^a h.	50 kHz
0,274 %	$\approx 0 V$	$\approx 0 V$	$\approx 0 V$	0,167 V

Tabela 5.2 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga R

Para ilustrar o sistema completo sendo energizado e entran-

do em operação, é apresentada a Figura 5.9. Nessa figura, é possível visualizar o regime transiente de entrada em operação como o sistema de controle regula a tensão para o seguimento de referência, evitando sobressinais. Pode ser visto também que o sistema é lento em comparação a frequência de comutação, resultado esse gerado a partir da definição da frequência de corte do compensador em 50 Hz , caracterizando um sistema razoavelmente lento.

Figura 5.9 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime transiente para carga resistiva pura



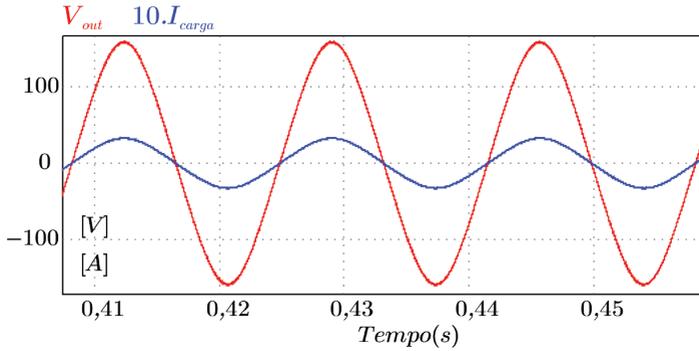
Fonte: Autor.

Para realizar uma comparação do efeito da linearização do sistema em malha fechada, foi realizada a simulação do sistema sem a técnica de linearização e avaliadas as curvas de tensão e corrente em regime permanente. Sem a técnica de linearização e em malha fechada, o sistema apresentou uma tensão de saída com $THD = 2,51 \%$, Tabela 5.3, em contraponto à $THD = 0,56 \%$ obtida em malha aberta com técnica de linearização (Capítulo 3). Entretanto, houve aumento substancial em relação ao obtido no sistema em malha fechada com técnica de linearização, Tabela 5.2, com $THD = 0,274 \%$.

5.2.2 Degrau de carga R

Para avaliar a capacidade de rejeição de perturbação, foi imposto ao sistema um degrau de carga, primeiramente, de $0,5 \text{ pu}$ para $1,0 \text{ pu}$. A reação do sistema é apresentada na Figura 5.11. Pode-se

Figura 5.10 – Curva de tensão e corrente de saída para sistema sem técnica de linearização



Fonte: Autor.

Fonte: autor.

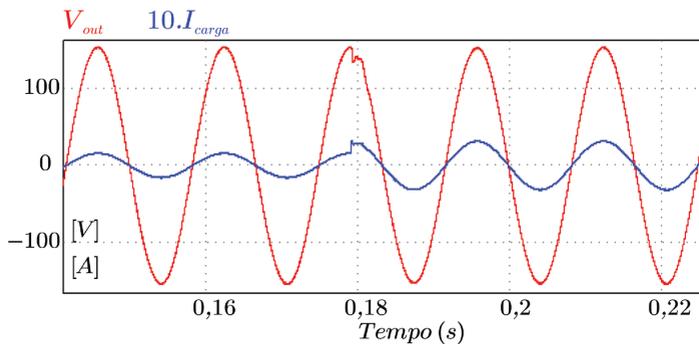
THD	3 ^a h.	5 ^a h.	7 ^a h.	50 kHz
2,51 %	8,63 V	≈ 0 V	≈ 0 V	0,25 V

Tabela 5.3 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga R sem aplicação da técnica de linearização

visualizar que no momento de aplicação do degrau de carga, a tensão de saída desloca-se temporariamente do seu ponto de operação, mas rapidamente é regulada. Além disso, a corrente acompanha tal comportamento, porém com o dobro da amplitude para assegurar o dobro de potência requisitada após o transitório de potência.

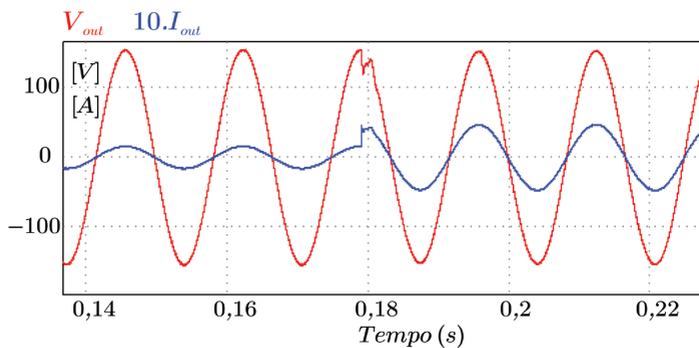
Para visualizar a capacidade de regulação do sistema para um sobrecarga, aplicou-se um degrau de carga de $0,5 pu$ para $1,5 pu$. Assim, foi possível visualizar a capacidade da regulação do sistema, conseguindo, após o transitório resultante, manter a tensão dentro do valor nominal. Porém, a ondulação da tensão de saída aumentou devido à sobrecarga. Essa, entretanto, não seria uma situação presente em situações práticas, porém é apresentada para efeito de avaliar o método de controle aplicado.

Figura 5.11 – Curva de tensão e corrente para degrau de carga de $0,5 pu \rightarrow 1,0 pu$



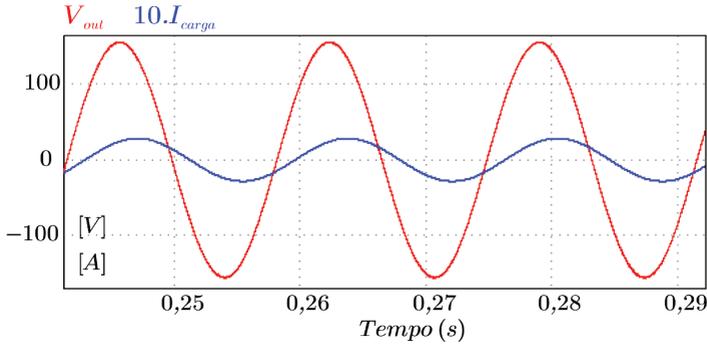
Fonte: Autor.

Figura 5.12 – Curva de tensão e corrente para degrau de carga de $0,5 pu \rightarrow 1,5 pu$



Fonte: Autor.

Figura 5.13 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga RL com fator de potência de 0,86



Fonte: Autor.

Fonte: autor.

THD	3 ^a h.	5 ^a h.	7 ^a h.	50 kHz
0,295 %	≈ 0 V	≈ 0 V	≈ 0 V	0,180 V

Tabela 5.4 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga RL

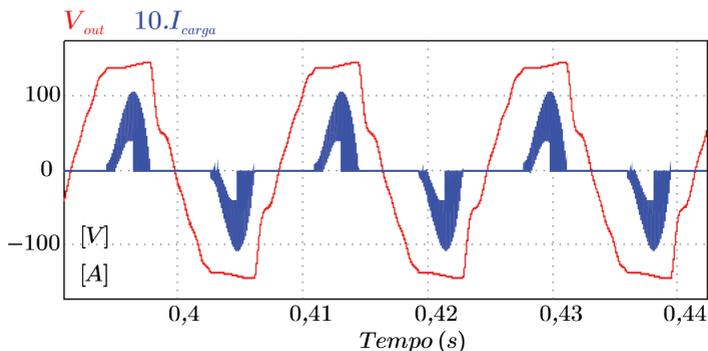
5.2.3 Carga RL nominal

Com o objetivo de avaliar o sistema como um todo, foi colocada uma carga RL de fator de potência 0,86 e potência de 250 VA. Na Figura 5.13 é possível visualizar que a capacidade de regulação da tensão de saída não foi afetada, mantendo a tensão de saída em 110 V eficazes, apesar da corrente estar atrasada em relação à tensão. Na Tabela 5.4 são apresentados os resultados obtidos em relação à qualidade da tensão de saída.

5.2.4 Carga não-linear

Em vista de poder avaliar o caso de quando o inversor está alimentando uma carga do tipo não linear, foi conectado à saída do inversor um retificador de ponte completa com o objetivo de alimentar uma carga R para 250W. A partir da simulação, foram obtidas as curvas de tensão e corrente de saída apresentadas na Figura 5.14.

Figura 5.14 – Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga não linear



Fonte: Autor.

Fonte: autor.

THD	3 ^a h.	5 ^a h.	7 ^a h.	50 kHz
11,2 %	11,23 V	6,16 V	4,90 V	4,0 V

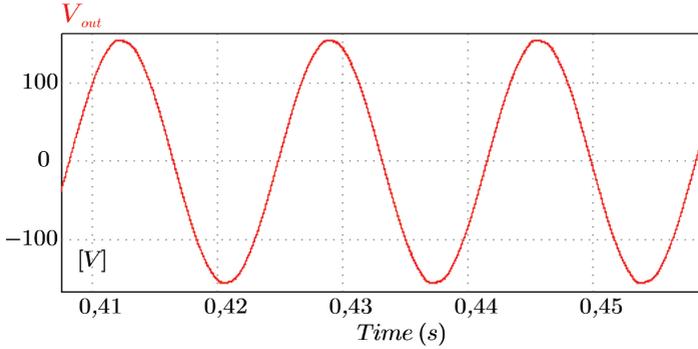
Tabela 5.5 – Dados da qualidade da tensão de saída para carga não linear

Também foi implementada a Tabela 5.5. Pode-se ver, então, que a tensão de saída apresentou baixa regulação, mostrando uma evidência de que a regulação de tensão aplicada a uma carga do tipo não linear com baixo fator de potência é difícil de ser implementada. Ademais, essa carga possui correntes expressivas nas harmônicas ímpares. Além disso, o sistema de controle não foi robusto o suficiente para controlar a tensão de saída, pois além da componente fundamental, este deveria compensar as harmônicas indesejadas. Também há o fato de que o inversor não está, nesse caso, no ponto de operação do modelo dinâmico apresentado no Capítulo 4.

5.2.5 Sistema a vazio

Por último, um ponto de operação de interesse é a situação do inversor operando a vazio. Portanto, foi simulada tal condição. A

Figura 5.15 – Curvas de tensão de saída em regime permanente a vazio



Fonte: Autor.

Fonte: autor.

THD	3 ^a h.	5 ^a h.	7 ^a h.	50 kHz
0,491 %	≈ 0 V	≈ 0 V	≈ 0 V	0,143 V

Tabela 5.6 – Dados da qualidade da tensão de saída a vazio

Figura 5.15 apresenta a curva de tensão de saída obtida.

Apesar de o sistema estar em um ponto de operação distante do nominal, apresentou capacidade da regulação da tensão de saída, mantendo-a $110 V_{rms}$. Ademais, o ramo de amortecimento e as perdas internas do inversor fazem com que seja possível o funcionamento, além da própria ação de controle atuando sobre a tensão de saída. Na Tabela 5.6 é possível ver os resultados em relação à qualidade da tensão de saída.

Por fim, o sistema representou baixa *THD* para a maior parte dos pontos de operação, com exceção da alimentação de uma carga não linear. A malha de controle juntamente com a técnica de linearização demonstraram-se ferramentas adequadas para redução da distorção harmônica no inversor diferencial *Buck-Boost*. Ademais, o sistema mostrou-se capaz de operar em sobrecarga e a vazio, além apresentar capacidade de rejeição de perturbação.

5.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Esse capítulo apresentou o projeto de uma estratégia de controle contínua clássica. Isso foi possível por meio do modelo obtido no Capítulo 4. Foi apresentado o Princípio do Modelo Interno e foi implementado o controle através de um compensador do tipo proporcional-ressonante, o qual possui o propósito de zerar o erro em regime permanente para referências senoidais. Foram encontrados os valores dos parâmetros do compensador para o circuito a ser controlado. Em seguida, foi validado o sistema de controle para diferentes situações de carga, além de terem sido aplicadas perturbações de carga para verificar a robustez do sistema nesse quesito.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse trabalho foi apresentado primeiramente o conversor *Buck-Boost* clássico, em seguida o conversor *Buck-Boost* bidirecional em corrente com modulação *PWM* com modulante do tipo C-C+CA. Implementou-se a técnica de linearização de ganho estático para então ser mostrada a conexão diferencial e o inversor diferencial *Buck-Boost* com ganho estático linearizado. Foram obtidas a partir da análise estática as equações de dimensionamento dos elementos passivos do inversor. Foi realizada a modelagem dinâmica do conversor e, por fim, projetada uma malha de controle para regulação da tensão de saída através de um compensador do tipo PR.

A partir da análise estática, foram obtidas equações de tensão e corrente nos elementos do circuito, além de equações para dimensionamento dos elementos passivos. Os principais resultados obtidos foram a validação da técnica de linearização estático para redução da distorção harmônica em malha aberta de $THD = 5,96\%$ para $THD = 0,56\%$. Em seguida, foi obtido o modelo dinâmico orientado a controle dado por uma função de transferência válida para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação validada através da resposta ao degrau no tempo e a resposta em frequência. Por último, foi projetado o controlador do tipo PR, o qual garantiu regulação da tensão de saída para carga R e para carga nominal com fator de potência de 0,86 indutivo e rejeição de perturbações, além

da regulação de tensão na operação a vazio. A taxa de distorção harmônica obtida com a técnica de linearização e malha de controle atuantes foi $THD = 0,274 \%$ para uma carga R nominal.

Além disso, esse trabalho apresentou a validação de uma técnica de linearização de ganho estático presente na literatura que não havia sido validada nessa topologia. A respeito dessa topologia, o inversor diferencial *Buck-Boost* visto na literatura apresentava alta distorção harmônica que era reduzida através de técnicas não lineares de controle, as quais possuem maior complexidade de implementação. Esse trabalho, portanto, mostra a aplicação de uma técnica linear de controle com a apresentação THD reduzida de tensão de saída. Outra vantagem é a capacidade de atuar como elevador ou abaixador de tensão, dependendo da razão cíclica aplicada.

Todavia, é necessária a validação experimental dos resultados obtidos nesse trabalho, realizando o dimensionamento dos elementos do circuito para um projeto otimizado que reduza custos e aumente a densidade de potência processada, tornando-o competitivo para aplicações em sistemas de processamento de energia provenientes de aerogeradores, módulos fotovoltaicos, por exemplo. Além disso, a validação da técnica de linearização abre possibilidades para estudá-la em outras topologias, onde a não linearidade do ganho estático compromete determinada aplicação.

REFERÊNCIAS

- ANDRADE, J. M. Inversor *Boost* a capacitor chaveado para conexão com a rede elétrica. **Dissertação, UFSC**, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 83, 85.
- ANDRADE, J. M.; COELHO, R. F.; LAZZARIN, T. L. 250 W Single Stage Step-up Inverter Connected to the Grid. **2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, 2019. Citado 1 vez na página 32.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: 4^a Edição, 2002. Citado 2 vezes na página 31.
- CÁCERES, R.; ROJAS, R.; CAMACHO, O. Robust PID Control of a Buck-Boost DC-AC Converter. **INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference.**, p. 180–185, 2000. Citado 1 vez na página 31.
- CÁCERES, R. O. Família de conversor cc-ca, derivados dos conversores cc-cc fundamentais. **Dissertação, UFSC**, 1997. Citado 3 vezes nas páginas 32, 60.
- CIVIDINO, L. Power Factor, Harmonic Distortion; Causes, Effects and Considerations. **[Proceedings] Fourteenth International Telecommunications Energy Conference - INTELEC '92**, p. 507–513, 1992. Citado 1 vez na página 60.
- COELHO, A. A. R.; COELHO, L. S. Identificação de sistemas dinâmicos. **Editora UFSC**, 2016. Citado 2 vezes na página 81.
- CORREA, A. M.; LAZZARIN, T. B.; BARBI, I. New Topology for a Single-Phase Buck-Boost Inverter. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 2550–2554, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 31, 32.
- ERICKSON, R. W. Fundamentals of Power Electronics. **Springer**, 2^o edition, 2001. Citado 7 vezes nas páginas 39, 82, 84, 89, 98, 99.

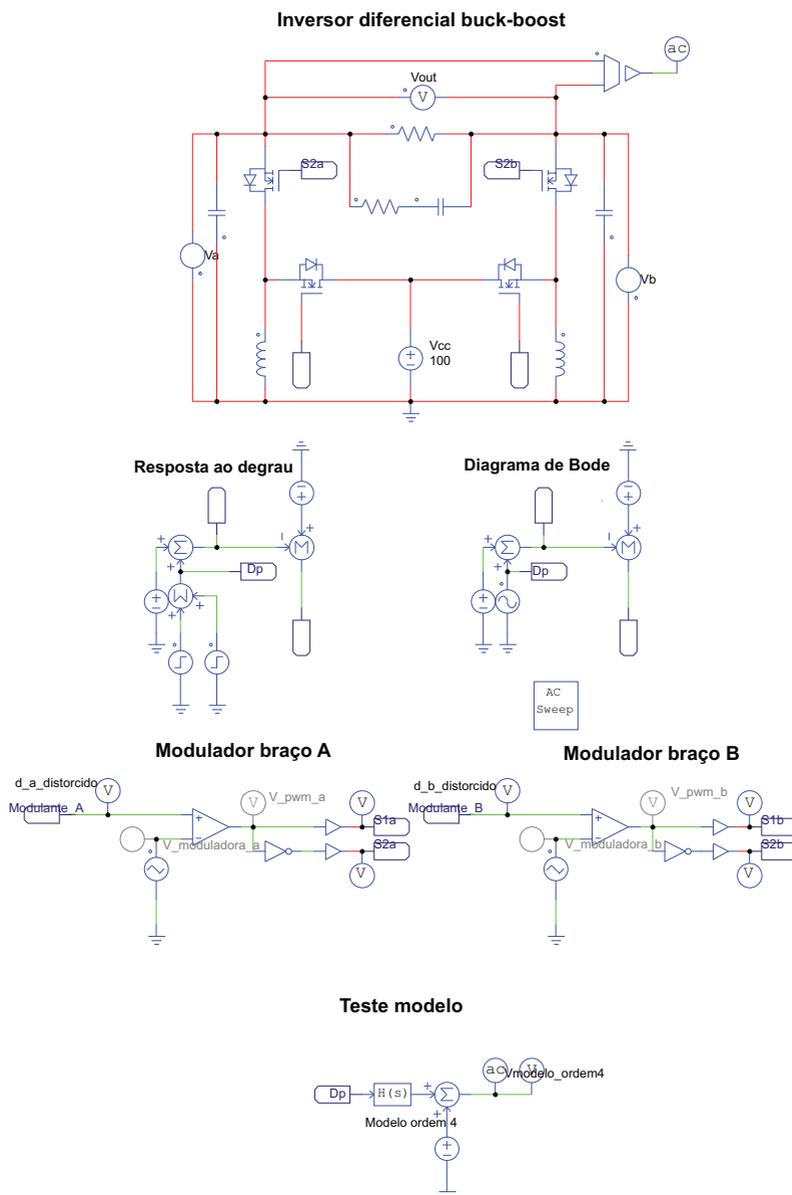
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The Internal Model Principle of Control Theory. **Automatica**, v. 12, p. 457–465, 1976. Citado 1 vez na página 98.
- INSTRUMENTS, Texas. LC filter design. **Application Retort**, 2016. Citado 1 vez na página 75.
- LATHI, B. P. Sinais e Sistemas Lineares. **Bookman**, 2^a edição, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 91, 98.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. Conversores CC-CC básicos não isolados. **Edição dos autores**, 2006. Citado 1 vez na página 31.
- OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. **Pearson**, 5^a edição, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 97, 98.
- PIAZZA, G. L.; BARBI, I. "New Step-Up/Step-Down DC–AC Converter". **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, p. 4512–4520, 2014. Citado 1 vez na página 32.
- SANCHIS, P. et al. Boost DC-AC inverter: a new control strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, p. 343–353, 2005. Citado 1 vez na página 32.
- SILVA, G. V. Inversor *Boost* diferencial a capacitor chaveado. **Tese, UFSC**, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 85, 98, 99, 101.
- SILVA, G. V. et al. Switched-Capacitor Differential Boost Inverter: Design, Modeling, and Control. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 67, p. 5421–5431, 2020. Citado 6 vezes nas páginas 32, 33, 49, 50, 60.

Apêndices

APÊNDICE A

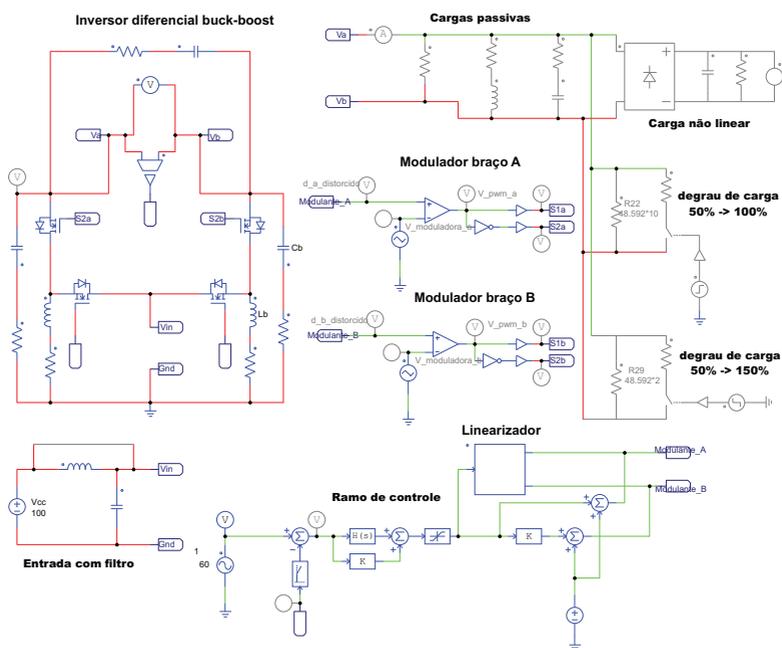
CIRCUITO NO *software* DE SIMULAÇÃO
PSIM PARA VALIDAÇÃO DA
MODELAGEM DINÂMICA

Figura A.1 – Circuito no *software* PSIM para validação da modelagem dinâmica



Fonte: Autor.

Figura A.2 – Circuito no *software* PSIM para validação do controle em malha fechada



Fonte: Autor.