

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

LUAN SOUZA DE OLIVEIRA

MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC ISOLADO
BIDIRECIONAL EM CORRENTE

JOINVILLE

2025

LUAN SOUZA DE OLIVEIRA

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC ISOLADO
BIDIRECIONAL EM CORRENTE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Coorientador: Robson Mayer

JOINVILLE

2025

Souza de Oliveira, Luan
MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC ISOLADO
BIDIRECIONAL EM CORRENTE / Luan Souza de Oliveira. -
Joinville, 2025.
141 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira.
Coorientador: Robson Mayer.

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2025.

1. Controle de conversor. 2. Espaço de estados.
3. Controle digital. 4. Conversor bidirecional. 5.
Carregamento de veículos elétricos. I. Vidal Garcia
Oliveira, Sérgio . II. Mayer, Robson . III. Universidade
do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências
Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. IV. MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC
ISOLADO BIDIRECIONAL EM CORRENTE.

LUAN SOUZA DE OLIVEIRA

**MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSOR CC-CC ISOLADO
BIDIRECIONAL EM CORRENTE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Coorientador: Robson Mayer

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC-Joinville

Membros:

Prof. Dr. Diego Santos Greff
Universidade Federal do Estado de Santa Catarina - UFSC-Joinville

Prof. Dr. Felipe Joel Zimann
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC-Joinville

Joinville, 11 de dezembro de 2024

Aos colaboradores do nPEE, pelo
compromisso com a excelência e a inovação na
área de energia elétrica!

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar minha profunda gratidão a todas as pessoas e instituições que contribuíram de forma significativa para a realização deste trabalho.

Em primeiro lugar, à minha família, pelo apoio incondicional em todos os momentos da minha vida, especialmente durante os períodos mais desafiadores desta jornada. Seu carinho e incentivo foram fundamentais para que eu pudesse seguir em frente.

À minha esposa, Evellin, meu sincero agradecimento por estar ao meu lado em todos os momentos, inclusive nos mais estressantes. Sua paciência, compreensão e apoio foram essenciais para que eu superasse as dificuldades e concluísse esta etapa com sucesso.

À Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), pela oportunidade de realizar o mestrado e pelo acesso às dependências e recursos necessários para o desenvolvimento desta pesquisa. A estrutura e o ambiente acadêmico proporcionados foram fundamentais para o andamento do meu trabalho.

Ao grupo nPEE e a todos os seus integrantes, meu agradecimento pela viabilização do uso dos equipamentos do laboratório e pelo auxílio técnico durante o processo de pesquisa. A colaboração e o conhecimento compartilhado foram de extrema importância para a execução deste projeto.

Ao meu coorientador Robson Mayer e colega Luiz Gili, que se disponibilizaram a auxiliar em todos os momentos, tendo um papel fundamental na conclusão deste.

Por fim, ao meu orientador Sérgio Vidal Garcia Oliveira, que me guiou com sabedoria e dedicação ao longo de toda esta caminhada. Sua orientação, paciência e insights foram indispensáveis para a conclusão deste trabalho.

A todos, meu muito obrigado. Este trabalho é fruto do apoio e da colaboração de cada um de vocês.

“Uma jornada de mil milhas começa com um
único passo.” (Tzu, Lao)

RESUMO

Este trabalho estuda a modelagem e o controle de um conversor CC-CC bidirecional isolado intercalado, com indutor acoplado, aplicado ao carregamento de veículos elétricos. O conversor Forward/Flyback é estudado para entender suas etapas de operação, características de saída e modo de operação. Uma modelagem utilizando a média de espaço de estados é aplicada para ambos os fluxos de potência, operando em Modo de Condução Contínua. As plantas do conversor são analisadas e validadas, considerando a resposta no tempo e na frequência, com validação feita em simulação. Um controle foi projetado para o sentido Forward em Modo de Condução Contínua, analisando a resposta em frequência da planta e implementando um controlador PID discreto para a malha de tensão. A validação do controle foi realizada com o protótipo operando a 3600 W, tanto na simulação quanto no protótipo, com testes realizados com degrau de referência e degrau de carga.

Palavras-chave: Controle de conversor. Espaço de estados. Controle digital. Conversor bidirecional. Carregamento de veículos elétricos.

ABSTRACT

This work studies the modeling and control of a bidirectional isolated interleaved DC-DC converter with a coupled inductor, applied to electric vehicle charging. The Forward/Flyback converter is analyzed to understand its operational stages, output characteristics, and operating mode. A modeling approach using state-space averaging is applied to both power flow directions operating in CCM. The converter's plant models are analyzed and validated, considering time and frequency responses, with validation performed through simulation. A control system is designed for the Forward direction in CCM, analyzing the plant's frequency response and implementing a discrete PID controller for the voltage loop. The control validation is carried out with the prototype operating at 3600 W, both in simulation and on the physical prototype, with tests conducted using reference step and load step inputs. **Keywords:** Converter control. State space. Digital control. Bidirectional converter. Electric vehicle charging.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conversores clássicos bidirecionais não isolados. (a) Buck/Boost tipo 2. (b) Buck/Boost tipo 1. (c) Ćuk. (d) SEPIC/Zeta	30
Figura 2 – Boost com indutor acoplado.	31
Figura 3 – Buck/Boost bidirecional, com indutor acoplado.	31
Figura 4 – Buck/Boost alta eficiência bidirecional com célula de comutação de três estados.	32
Figura 5 – Flyback direcional com grampeamento ativo.	34
Figura 6 – Conversores bidirecionais isolados. (a) DAB. (b) HFDAB.	35
Figura 7 – Conversor Full-Bridge/Push-Pull com ZVS.	36
Figura 8 – Aplicação do conversor em VE.	38
Figura 9 – Circuito geral Forward/Flyback.	40
Figura 10 – Circuito sentido Forward simplificado.	40
Figura 11 – Primeira etapa no sentido Forward.	42
Figura 12 – Segunda etapa no sentido Forward.	43
Figura 13 – Terceira etapa no sentido Forward.	43
Figura 14 – Quarta etapa no sentido Forward.	44
Figura 15 – Quinta etapa no sentido Forward.	45
Figura 16 – Sexta etapa no sentido Forward.	46
Figura 17 – Ganho estático Forward clássico, Forward intercalado e conversor Forward/Flyback no sentido Forward em MCC para múltiplas relações de transformação do indutor acoplado n_{La}	47
Figura 18 – Principais formas idealizadas no secundário do conversor no sentido Forward.	48
Figura 19 – Principais formas idealizadas no primário do conversor no sentido Forward.	49
Figura 20 – Circuito sentido Flyback simplificado.	50
Figura 21 – Primeira etapa de operação no sentido Flyback.	51
Figura 22 – Segunda e quarta etapas de operação no sentido Flyback.	52
Figura 23 – Terceira etapa de operação no sentido Flyback.	52
Figura 24 – Ganho estático do sentido Flyback MCC	54
Figura 25 – Principais formas de onda idealizadas no primário no sentido Flyback MCC.	55
Figura 26 – Principais formas de onda idealizadas no secundário no sentido Flyback MCC.	56
Figura 27 – Circuito equivalente primeira etapa, sentido Forward.	66
Figura 28 – Análise de circuito na terceira e sexta etapas no sentido Forward.	69
Figura 29 – Resposta ao degrau no sentido Forward, planta de tensão de saída por tensão de entrada.	75
Figura 30 – Resposta em frequência do sentido Forward, planta de tensão de saída por tensão de entrada.	76

Figura 31 – Diagrama de local das raízes Forward, planta de tensão de saída por tensão de entrada. (a) Espectro completo do diagrama, mostrando Zero em alta frequência. (b) Detalhe da região de operação próxima da frequência de chaveamento.	77
Figura 32 – Resposta ao degrau do sentido Forward, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.	78
Figura 33 – Resposta em frequência no sentido Forward, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.	79
Figura 34 – Diagrama de local das raízes Forward, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.	80
Figura 35 – Resposta ao degrau no sentido Forward, planta de tensão de saída por razão cíclica.	80
Figura 36 – Resposta em frequência no sentido Forward, planta de tensão de saída por razão cíclica.	81
Figura 37 – Diagrama de local das raízes Forward, planta de tensão de saída por razão cíclica.	81
Figura 38 – Ganho estático no sentido Forward em MCC comparado com linearização em vários pontos.	82
Figura 39 – Análise de circuito na primeira etapa do sentido Flyback.	84
Figura 40 – Análise de circuito da segunda e terceira etapa no sentido Flyback.	88
Figura 41 – Análise de circuito da terceira etapa no sentido Flyback.	91
Figura 42 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de tensão de saída por tensão de entrada.	99
Figura 43 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de tensão de saída por tensão de entrada.	100
Figura 44 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de tensão de saída por tensão de entrada. (a) Espectro completo do diagrama, mostrando Zero em alta frequência. (b) Detalhe da região de operação próxima da frequência de chaveamento.	101
Figura 45 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.	101
Figura 46 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.	102
Figura 47 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.	103
Figura 48 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de corrente no indutor por razão cíclica.	103
Figura 49 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de corrente no indutor por razão cíclica.	104

Figura 50 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de corrente no indutor por razão cíclica.	105
Figura 51 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de tensão de saída por razão cíclica.	105
Figura 52 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de tensão de saída por razão cíclica.	106
Figura 53 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de tensão de saída por razão cíclica.	107
Figura 54 – Ganho estático no sentido Flyback comparado com linearização em vários pontos.	107
Figura 55 – Diagrama de bloco de uma FTMA.	108
Figura 56 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada.	109
Figura 57 – Diagrama de blocos, controle cascata de tensão e corrente.	111
Figura 58 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada, com CAD, CDA e atraso de discretização.	113
Figura 59 – Diagrama de bode no sentido Forward MCC, planta de tensão por razão cíclica no plano s , no plano s mais atrasos considerados.	115
Figura 60 – Diagrama de Bode no sentido Forward MCC, planta de tensão por razão cíclica e compensador no plano w	116
Figura 61 – Conversor Forward / Flyback.	118
Figura 62 – Resposta ao degrau subindo a referência sentido Forward, simulação.	120
Figura 63 – Resposta ao degrau subindo a referência sentido Forward, protótipo.	120
Figura 64 – Resposta ao degrau descendo referência sentido Forward simulação.	121
Figura 65 – Resposta ao degrau descendo a referência sentido Forward, protótipo.	122
Figura 66 – Resposta ao degrau aumento de carga sentido Forward, tensão e corrente de saída, simulação.	122
Figura 67 – Resposta ao degrau aumento de carga sentido Forward, erro e saída do controlador, simulação.	123
Figura 68 – Aumento de carga no sentido Forward, tensão e corrente na saída do protótipo.	124
Figura 69 – Aumento de carga no sentido Forward, tensão e corrente na saída do protótipo, detalhe.	124
Figura 70 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, tensão e corrente de saída na simulação.	125
Figura 71 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, erro e razão cíclica na simulação.	126
Figura 72 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, erro e razão cíclica no protótipo.	126
Figura 73 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, erro e razão cíclica no protótipo, detalhe.	127

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros utilizados para o cálculo da função de transferência do sentido Forward.	74
Tabela 2 – Parâmetros utilizados para o cálculo das função de transferência.	97
Tabela 3 – Principais componentes utilizados no protótipo.	119

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3SSC	<i>Tree State Switching Cell</i>
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
BMS	<i>Battery Management System</i>
CAD	Conversor Digital Analógico
CA	Corrente Alternada
CDA	Conversor Analógico Digital
CC	Corrente Contínua
CMM	Conversor Modular Multinível
CONTRAN	Conselho Nacional de Trânsito
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
FQ	Flyback Quadrático
FT	Função de Transferência
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
GaN	<i>Gallium Nitride</i>
GD	Geração Distribuída
HFDAB	<i>Half Bridge Dual Active Bridge</i>
IEC	International Electrotechnical Commission
LKC	Lei de Kirchhoff de Corrente
LKT	Lei de Kirchhoff de Tensão
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
MG	Margem de Ganho
MF	Margem de Fase
MT	Média Tensão
NBR	Norma Brasileira Regulamentadora
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
REESS	<i>Rechargeable Energy Storage System</i>

RSE	Resistência Série Equivalente
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
Sic	<i>Silicon Carbide</i>
V2G	<i>Vehicle to Grid</i>
VE	Veículo Elétrico
VH	Veículo Híbrido
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>
ZSD	Zero no Semiplano Direito
ZSE	Zero no Semiplano Esquerdo
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampere
C_b	Capacitor auxiliar
C_1	Capacitor de filtro porta 1
C_2	Capacitor de filtro porta 2
R_1	Carga na porta 1
R_2	Carga na porta 2
i_{T2}	Corrente transformador 2
i_{C2}	Corrente capacitor de filtro C_2
i_{in}	Corrente de entrada
i_o	Corrente de saída
i_{L1}	Corrente indutância L_1
i_{Lm}	Corrente indutância magnetizante
i_{Lm1}	Corrente indutância magnetizante L_{m1}
i_{Lm2}	Corrente indutância magnetizante L_{m2}
I_{Dpmax}	Corrente máxima no diodo do primário
I_{Spmax}	Corrente máxima no interruptor do primário
I_{L1}	Corrente média em L_1
I_{L2}	Corrente média em L_2
I_{Dpmin}	Corrente mínima no diodo do primário
i_{R1}	Corrente na carga R_1
i_{R2}	Corrente na carga R_2
i_{Lp1}	Corrente na indutância magnetizante no primário do transformador 1
i_{Lp2}	Corrente na indutância magnetizante no primário do transformador 2
i_{Ls1}	Corrente na magnetizante refletida no secundário do transformador 1
i_{Ls2}	Corrente na magnetizante refletida no secundário do transformador 2
i_{e1}	Corrente na porta 1
i_{e2}	Corrente na porta 2
i_{Cb}	Corrente no capacitor auxiliar C_b
i_{C1}	Corrente no capacitor de filtro C_1
i_{Dp}	Corrente no diodo do primário

i_{L2}	Corrente no indutor L_2
i_{Sp}	Corrente no interruptor do primário
i_p	Corrente no primário do transformador
i_{T1}	Corrente no transformador 1
dB	Decibel
α_1 a α_4	Denominador da função de transferência
α_1 a α_4	Denominador da função de transferência
\dot{x}_1 a \dot{x}_5	Derivada dos estados
D_{L2}	Diodo de desmagnetização do indutor acoplado
D_b	Diodo do circuito auxiliar
D_p	Diodo do primário
n_p	Enrolamento do primário
n_s	Enrolamento secundário
u_1 a u_5	Entrada
$\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{e}_1}(s)$	FT de corrente no indutor L_1 por tensão na porta 1 e_1 sentido Forward
$\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{e}_2}(s)$	FT de corrente no indutor L_1 por tensão na porta 2 e_2 sentido Flyback
$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}(s)$	FT de corrente no indutor por razão cíclica de um sistema
$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L}(s)$	FT de tensão de saída por corrente no indutor de um sistema
$\frac{\hat{e}_1}{\hat{d}}(s)$	FT de tensão na porta 1 e_1 por razão cíclica d sentido Flyback
$\frac{\hat{e}_1}{\hat{e}_2}(s)$	FT de tensão na porta 1 e_1 por tensão na porta 2 e_2 sentido Flyback
$\frac{\hat{e}_1}{\hat{i}_{L1}}(s)$	FT de tensão na porta 2 e_2 por corrente no indutor L_1 sentido Flyback
$\frac{\hat{e}_2}{\hat{i}_{L1}}(s)$	FT de tensão na porta 2 e_2 por corrente no indutor L_1 sentido Forward
$\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}(s)$	FT de tensão na porta 2 e_2 por razão cíclica d sentido Forward
$\frac{\hat{e}_2}{\hat{e}_1}(s)$	FT de tensão na porta 2 e_2 por tensão na porta 1 e_1 sentido Forward
f_a	Frequência de amostragem
f_s	Frequência de chaveamento
f_c	Frequência de corte por zero
C	Função de transferência do compensador
C_i	Função de transferência do compensador de corrente
C_v	Função de transferência do compensador de tensão
H	Função de transferência do sensor

H_i	Função de transferência do sensor de corrente
H_v	Função de transferência do sensor de tensão
G	Função de transferência do sistema
$^{\circ}$	Grau
Hz	Hertz
L_1	Indutância 1 do indutor acoplado
L_2	Indutância 2 do indutor acoplado
L_3	Indutância 3 do indutor acoplado
L_4	Indutância 4 do indutor acoplado
L_m	Indutância magnetizante
L_{p1}	Indutância magnetizante refletida no primário do transformador 1
L_{p2}	Indutância magnetizante refletida no primário do transformador 2
L_{s1}	Indutância magnetizante refletida no secundário do transformador 1
L_{s2}	Indutância magnetizante refletida no secundário do transformador 2
L_{m1}	Indutância magnetizante transformador 1
L_{m2}	Indutância magnetizante transformador 2
L_a	Indutância mútua indutor acoplado
S_p	Interruptor do primário
D_s	Interruptor do primário
S_s	Interruptor do secundário
Δt_1	Intervalo de tempo entre t_0 e t_1
$\Delta t'_1$	Intervalo de tempo entre t_1 e t'_1
Δt_2	Intervalo de tempo entre t_1 e t_2
$\Delta t'_2$	Intervalo de tempo entre t_2 e t'_2
Δt_3	Intervalo de tempo entre t_2 e t_3
$\Delta t'_3$	Intervalo de tempo entre t_3 e t'_3
Δt_4	Intervalo de tempo entre t_3 e t_4
$\Delta t'_4$	Intervalo de tempo entre t_4 e t'_4
kHz	Kilohertz
kW	Kilowatt
$\dot{\hat{x}}$	Matriz da derivada dos pequenos sinais dos estados

\dot{x}	Matriz de derivada de estados
B	Matriz de entrada
B_c	Matriz de entrada no formato canônico
B_1 a B_4	Matriz de entrada para cada etapa de operação
A	Matriz de estados
A_1 a A_4	Matriz de estados para cada etapa de operação
K	Matriz de fatores derivativos
C	Matriz de saída
C_1 a C_4	Matriz de saída para cada etapa de operação
F	Matriz de transição direta
F_1 a F_4	Matriz de transição direta para cada etapa de operação
F_c	Matriz de transição direto no formato canônico
I	Matriz identidade
U	Matriz média de entrada
X	Matriz média de estados
μF	Microfarad
μH	Microhenry
ms	Milissegundo
β_1 a β_4	Numerador da função de transferência
β_1 a β_4	Numerador da função de transferência
n_{La}	Relação de transformação do indutor acoplado
Ω	Ohms
Δi_{L1}	Ondulação de corrente em L_1
Δi_{L2}	Ondulação de corrente em L_2
ΔV_{Cb}	Ondulação de tensão capacitor auxiliar
ΔE_1	Ondulação de tensão porta 1
ΔE_2	Ondulação de tensão porta 2
\hat{d}	Pequenos sinais da razão cíclica
\hat{i}_{Lp1}	Pequenos sinais na indutância magnetizante refletida no primário
\hat{i}_{Lp2}	Pequenos sinais na indutância magnetizante refletida no secundário
\hat{e}_2	Pequenos sinais na por E_2

$v_{\hat{C}2}$	Pequenos sinais no capacitor C_1
$v_{\hat{C}1}$	Pequenos sinais no capacitor de filtro C_1
$i_{\hat{L}1}$	Pequenos sinais no indutor L_1
$i_{\hat{L}2}$	Pequenos sinais no indutor L_2
T_a	Período de amostragem
T_s	Período de chaveamento
Δt	Período de tempo
Q_1 a Q_3	Ponto quiescente de linearização
P_o	Potência de saída
R_{C2}	RSE do capacitor C_2
R_{L1}	RSE do indutor L_1
R_{L2}	RSE do indutor L_2
D	Razão cíclica
i_{ref}	Referência de corrente
n_T	Relação de transformação do transformador
y_1 a y_5	Saída
s	Segundo
T_1 a T_3	Simplificação equação simbólica sentido Flyback
H_1 a H_4	Simplificação equação simbólica sentido Flyback
J_1	Simplificação equação simbólica sentido Forward
J_2	Simplificação equação simbólica sentido Forward
u_{p2}	Sinal de comando interruptores do primário braço 2
u_{p1}	Sinal de comando interruptores do primário braço 1
e_i	Sinal de erro de corrente
e_v	Sinal de erro de tensão
t_0 a t_4	Tempo de comutação
t'_0 a t'_4	Tempo de desmagnetização
V_{cc}	Tensão corrente contínua
v_{in}	Tensão de entrada
V_{ref}	Tensão de referência
v_o	Tensão de saída

V_1	Tensão fonte 1
V_2	Tensão fonte 2
v_{L2}	Tensão indutor L_2
I_{L1max}	Tensão máxima em L_1
I_{L2max}	Tensão máxima em L_2
V_{C2}	Tensão média em C_2
E_1	Tensão média na porta 1
E_2	Tensão média na porta 2
E_3	Tensão média na porta 3
I_{L1min}	Tensão mínima em L_1
I_{L2min}	Tensão mínima em L_2
v_{RC2}	Tensão na RSE do capacitor C_2
v_{RL1}	Tensão na RSE do indutor L_1
v_{RL2}	Tensão na RSE do indutor L_2
v_{Lp1}	Tensão na indutância magnetizante refletida no primário do transformador 1
v_{Lp2}	Tensão na indutância magnetizante refletida no primário do transformador 2
v_{Ls1}	Tensão na magnetizante refletida no secundário do transformador 1
v_{Ls2}	Tensão na magnetizante refletida no secundário do transformador 2
v_{E1}	Tensão na porta 1
e_1	Tensão na porta 1
v_{E2}	Tensão na porta 2
e_2	Tensão na porta 2
v_{Cb}	Tensão no capacitor auxiliar C_b
v_{C1}	Tensão no capacitor de filtro C_1
v_{C2}	Tensão no capacitor de filtro C_2
v_{Dp}	Tensão no diodo do primário
v_{L1}	Tensão no indutor L_1
v_{Sp}	Tensão no interruptor do primário
T_1	Transformador 1
T_2	Transformador 2

u	Vetor de entrada
x	Vetor de estados
\hat{u}	Vetor de pequenos sinais de entrada
\hat{x}	Vetor de pequenos sinais de estados
\hat{y}	Vetor de pequenos sinais de saída
y	Vetor de saída
Y	Vetor médio da saída
V	Volt
W	Watt

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	24
2	CONVERTOR BIDIRECIONAIS	29
2.1	CONVERSORES ESTÁTICOS BIDIRECIONAIS NÃO ISOLADOS	30
2.2	CONVERSORES BIDIRECIONAIS ISOLADOS	33
3	CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL FORWARD/FLYBACK	38
3.1	ANÁLISE DO CONVERTOR NO SENTIDO FORWARD	40
3.1.1	Primeira etapa de operação sentido Forward	41
3.1.2	Segunda etapa de operação sentido Forward	42
3.1.3	Terceira etapa de operação sentido Forward	43
3.1.4	Quarta etapa de operação sentido Forward	44
3.1.5	Quinta etapa de operação sentido Forward	44
3.1.6	Sexta etapa de operação sentido Forward	45
3.2	CONSIDERAÇÕES FINAIS	46
3.3	ANÁLISE DO CONVERTOR NO SENTIDO <i>FLYBACK</i>	49
3.3.1	Primeira etapa de operação	51
3.3.2	Segunda e quarta etapa de operação	51
3.3.3	Terceira etapa de operação	52
3.3.4	Flyback considerações finais	53
4	MODELAGEM DO CONVERTOR FORWARD/FLYBACK	57
4.1	MODELAGEM POR ESPAÇO DE ESTADOS	57
4.2	EQUACIONAMENTO SENTIDO FORWARD	65
4.2.1	Equacionamento da primeira e terceira etapas	66
4.2.2	Equacionamento segunda e quarta etapas Forward	69
4.2.3	Espaço de estados sentido Forward	72
4.2.4	Resultados da simulação no sentido Forward	75
4.3	EQUACIONAMENTO SENTIDO FLYBACK	83
4.3.1	Equacionamento primeira etapa no sentido Flyback	84
4.3.2	Equacionamento da segunda e quarta etapa no sentido Flyback	87
4.3.3	Equacionamento terceira etapa no sentido Flyback	91
4.3.4	Espaço de estados sentido Flyback	94
4.3.5	Resultados da simulação no sentido Flyback	98
5	PROJETO E VALIDAÇÃO DO CONTROLE	108
5.1	CONTROLE DE CONVERSORES ESTÁTICOS	108
5.1.1	Crítérios de estabilidade	109
5.1.2	Estrutura do controlador	111

5.1.3	Controle discreto	112
5.2	CONTROLE DE TENSÃO SENTIDO FORWARD	113
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	118
6.1	RESULTADO NO SENTIDO FORWARD	119
7	CONCLUSÃO	128
	REFERÊNCIAS	130
	APÊNDICE A – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA SIMBÓLICAS SENTIDO FORWARD	135
	APÊNDICE B – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA SIMBÓLICAS SENTIDO FLYBACK	137
	APÊNDICE C – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO DSP	139

1 INTRODUÇÃO

No final do século XIX, logo após a invenção das baterias de chumbo ácido recarregáveis e do motor elétrico, o primeiro Veículo Elétrico (VE) foi desenvolvido. No início do século XX, os veículos elétricos eram duas vezes mais numerosos que os movidos a gasolina ou diesel. No entanto, por volta de 1920, os VEs quase desapareceram, sendo substituídos por veículos com motores de combustão interna. Isso ocorreu devido a várias limitações, como o peso elevado, a capacidade reduzida, o longo tempo de carregamento e a baixa durabilidade das baterias daquela época (Pedersen et al., 2012).

Quase um século depois de serem superados pelos veículos a combustão, nas últimas década os VEs se tornaram um crescente nicho no mercado automobilístico, o crescimento se deve a principalmente três fatores: superação de desafios tecnológicos, sustentabilidade e independência energética.

O fator dos desafios tecnológicos vem sendo superado a cada ano, com investimentos crescentes em pesquisa no setor. Essas pesquisas, muitas vezes encabeçadas por grandes montadoras, focam no desenvolvimento automobilístico, mas também contam com a participação de múltiplas empresas na estrutura energética necessária para a frota elétrica.

A questão ambiental se evidencia a cada ano, com crescentes adversidades climáticas e o aquecimento global, tornando-se mais relevante. Além disso, a preocupação com o esgotamento do combustível fóssil é outra questão ambiental que levanta muito interesse, colocando o VE em uma posição de custo de 2 centavos de dólar americano por milha, contra 12 centavos de um veículo a combustão (Tie; Tan, 2013).

A independência energética é uma questão de interesse para muitos países, uma vez que a troca do combustível fóssil pode reduzir a dependência de um país por esse recurso. Veículos Elétricos utilizam baterias elétricas e supercapacitores para armazenar energia, e sua integração com a rede elétrica proporciona independência energética ao país, além de adicionar confiabilidade ao sistema (Das et al., 2020).

A integração de veículos elétricos com a rede é conhecida como V2G (Veículo para Rede, do inglês, *Vehicle to Grid*). A integração dos veículos no sistema traz múltiplas vantagens econômicas, gerando um novo mercado de venda de energia dos VEs para a rede, possibilitando que os VEs atuem juntamente com fontes de geração intermitentes, armazenando energia em períodos de baixa demanda, e fornecendo energia em períodos de alta demanda (Lopes; Soares; Almeida, 2011).

Além desses diversos fatores, VEs ainda trazem benefícios que podem ser considerados secundários, como por exemplo menos ruído, que em grandes metrópoles pode ser um fator muito relevante.

Com o objetivo de maximizar as vantagens da integração V2G a interação bidirecional de conversores dos VEs com a rede se torna necessária. A relação entre o gerenciador da rede e o usuário do VE, se torna uma relação comercial bidirecional ganha-ganha (Tan; Ramachanda-

ramurthy; Yong, 2016).

O V2G bidirecional se refere ao fluxo de energia em duas direções entre o VE e a rede elétrica, oferecendo vários benefícios. Um carregador de bateria VE bidirecional típico é composto por conversores CA-CC e CC-CC. O conversor CA-CC retifica a energia CA da rede para CC durante o modo de carregamento e converte a energia CC de volta para CA antes de injetá-la na rede no modo de descarregamento. O conversor CC-CC controla o fluxo de energia bidirecional usando técnicas de controle de corrente, atuando como um conversor buck ou boost durante os modos de carregamento ou descarregamento, respectivamente. Entre os principais benefícios do V2G bidirecional estão o suporte à potência ativa e reativa, a regulação do fator de potência e a integração de fontes de energia renováveis, ajudando a atenuar a imprevisibilidade e a inconsistência dessas fontes (Verma; Singh; Shahani, 2011).

Atualmente, a implementação do V2G bidirecional enfrenta vários desafios, como a degradação da bateria devido aos ciclos frequentes de carga e descarga, a complexidade e os custos adicionais do carregador bidirecional, e a barreira social, onde os proprietários de VE geralmente buscam manter um alto estado de carga da bateria por motivos de segurança, limitando sua participação nos serviços V2G bidirecionais. Melhorias tecnológicas adicionais são necessárias para a implementação bem-sucedida do V2G. Muitos países têm implementado o V2G unidirecional para reduzir as barreiras sociais e estimular a penetração de VEs no mercado. O V2G bidirecional tem o potencial de ser adotado no futuro, quando o mercado e a tecnologia estiverem mais desenvolvidos (Tan; Ramachandaramurthy; Yong, 2016).

Para permitir uma adoção mais ampla de VEs, a redução do processo de carregamento aumentaria significativamente a eficiência e a utilização dos VEs. Nesse sentido, tecnologias avançadas de eletrônica de potência estão emergindo significativamente para alcançar alta eficiência e garantir uma maior vida útil das baterias. Entre esses sistemas de conversão de eletrônica de potência, o estágio de conversão CC-CC desempenha um papel vital no carregamento da bateria dos VEs (ElMenshawy; Massoud, 2020).

A implementação de carregadores em inversor solar também é uma solução pungente no mercado, e possibilita a utilização do barramento CC do sistema de geração solar. A utilização de conversores CC-CC na rede também é muito comum. Em ambos os casos o VE é conectado no barramento CC da rede, e nestes casos a bidirecionalidade do VE é aplicável, e internamente do veículo é necessário apenas um conversor CC-CC bidirecional.

A aplicação de conversores CC-CC embarcados, é essencial para a viabilidade da integração V2G. No entanto também é necessário que exista isolamento galvânica entre o veículo e o barramento CC da rede. A densidade de potência também é um fator crucial, em altas densidades de potência conversores com características de ZVS (Chaveamento com Tensão Zero, do inglês, *Zero Voltage Switching*) e ZCS (Chaveamento com Corrente Zero, do inglês, *Zero Current Switching*), são procurados para essas aplicações, como no caso de um dos conversores mais amplamente empregado nestes casos que é o DAB (Ponte Ativa Dupla, do inglês, *Dual Active Bridge*). Portanto conversores com essas características se aplicam ao contexto (Du et

al., 2011).

O presente trabalho trata de um conversor CC-CC isolado bidirecional com características ZVS, com aplicação embarcada em VE. Esse conversor foi apresentado em (Mayer, 2019), onde a topologia é explorada e validada em malha aberta.

Como mencionado, o conversor faz a interface entre a rede CC e o REESS (Sistema de Armazenamento de Energia Recarregável, do inglês, *Rechargeable Energy Storage System*). Ele possui características ZVS e é um conversor isolado. Isso o enquadra nos requisitos para a aplicação e o torna promissor para aplicações com alta densidade de potência devido ao ZVS.

No entanto a validação foi feita em malha aberta, e buscando melhorar os resultados obtidos, o presente trabalho se propõe a validar a topologia em malha fechada. O fechamento da malha de um conversor pode trazer múltiplos benefícios a aplicação da topologia.

Os parâmetros de tensão e corrente das baterias de veículos elétricos, são diretamente correlacionados com a vida útil, sendo assim tecnologia de baterias é o pilar do avanço na adoção de VE, já que o custo da bateria pode representar até um terço do custo total do VE, e o peso também é substancialmente aumentado com o uso do pacote de baterias. A tecnologia de baterias mais prolífica atualmente é a de íon-lítio, que possui uma densidade potência por peso entre 200Wh/kg e 300Wh/kg (König et al., 2021).

A vida útil da bateria e o tempo de carregamento estão relacionados aos carregadores de VE e, portanto, o design, desenvolvimento e controle dos carregadores de VE são fatores muito importantes a serem considerados ao estabelecer a infraestrutura de carregamento rápido em corrente contínua. Alta eficiência, alta densidade de potência, alta confiabilidade, baixo custo, baixo peso e pequeno volume são as características desejadas de um carregador de VE, e resultam em parâmetros de mercado para comparativo, e maior volume de vendas (Safayatullah et al., 2022).

Em aplicações reais a variação de corrente e tensão em conversores não deve ultrapassar certos limites. A definição destes limites é crucial para manter a integridade dos circuitos, mas também tem impacto direto no volume e no custo, para melhorar a eficiência quanto as variações deste parâmetros a aplicação de controle é essencial, nessas aplicações (König et al., 2021).

O volume dos conversores também é impactado pelo aumento da eficiência, a característica de ZVS por causa de não necessitar de um circuito de *snubber*. O controle ajuda a garantir mais eficiência, e diminuir os limites de tensão e corrente que o conversor atinge, fazendo com que sejam necessários componentes eletrônicos de menor tensão e corrente nominal (Biela; Badstuebner; Kolar, 2009).

Algumas aplicações como em conversores multiníveis, o controle se torna mais essencial ainda, para a correta distribuição de corrente e estresse aos componentes. O controle nestes casos aumenta a vida útil do conversor, possibilitando a utilização de componentes menos resistentes, assim diminuindo o custo, ou aumentando a vida útil de componentes, assim garantindo mais robustez (Simiyu et al., 2019).

Entre as topologias mais interessantes em aplicações de carregamento a VE, o DAB se

destaca devido ao ZVS, técnicas de controle são amplamente aplicadas a essa topologia, podendo ser divididas em principalmente duas partes, controle de corrente e controle de tensão. Existem também combinações dos controles em corrente e tensão, além do controle por defasagem de fase, no caso do DAB. Um problema que os controles normalmente buscam mitigar ou eliminar é as variações dinâmicas na carga (Hossain; Rahim; Selvaraj, 2018).

Em muitas aplicações onde o conversor opera em MCC (Modo de Condução Contínua), ou em alguns casos nas regiões MCCr (Modo de Condução Crítica) e MCD (Modo de Condução Descontínua) também, algumas vantagens como ZCS podem ser aproveitadas do modo de condução descontínua, porém no caso de MCD o ganho estático no conversor muda conforme a carga, portanto para a aplicação de conversores nesta condição o controle é essencial para garantir erro nulo em regime permanente (Kai et al., 2014).

O controle do conversor também pode servir para garantir a operação em ZVS, que além de melhorar a eficiência dos conversores, ainda reduz o ruído elétrico e sonoro produzido pelos mesmos (Chiang; Chen, 2009).

O projeto do controle de um conversor pode ser feito de diversas maneiras, por vezes existe a necessidade da modelagem matemática do conversor, com o objetivo de avaliar o comportamento no tempo e na frequência.

Os métodos de modelagem de conversores de potência desempenham um papel importante em sistemas eletrônicos de potência e têm avançado consideravelmente nos últimos anos. Este resumo revisa abordagens de modelagem contínua e técnicas de linearização, incluindo o modelo médio no espaço de estados, o modelo médio generalizado, o modelo de pequeno sinal médio e o método da função descritiva. Utilizando um conversor Buck com modulação PWM (Modulação por largura de pulso, do inglês, *Pulse Width Modulation*) e controle por modo de tensão como exemplo, são comparadas as vantagens e desvantagens de diferentes métodos por meio de análises de simulação. Resultados mostram que o modelo médio generalizado pode melhorar a precisão da modelagem com base no modelo médio no espaço de estados. Nas técnicas de linearização, o modelo de pequeno sinal médio é preciso em baixas frequências, mas introduz defasagem em altas frequências. O método da função descritiva, derivado da linearização harmônica, considera o efeito de bandas laterais e melhora a precisão da modelagem em altas frequências (Yan et al., 2021).

O método de modelagem por valores médios em espaço de estados permite um tratamento unificado de uma grande variedade de estágios de potência, pois a etapa de média no domínio do espaço de estados é simples e claramente definida. Esse método consiste em fazer a média das duas descrições exatas dos modelos chaveados em um único ciclo. Através de uma técnica de modelagem híbrida, a estrutura do circuito do modelo médio pode ser reconhecida. Um modelo de pequenos sinais é elaborado, e a inclusão da razão cíclica na entrada do sistema é feita com um método de linearização, permitindo que o sistema obtido represente o conversor PWM em função da razão cíclica (Middlebrook; Cuk, 1976).

O design de controle é um campo vasto e essencial, especialmente no contexto de cir-

cuitos de potência. A compreensão detalhada dos modelos dinâmicos é fundamental para o desenvolvimento de sistemas de controle eficazes. A maioria das literaturas de controle se concentra em torno desses modelos dinâmicos, destacando a importância de desenvolver modelos precisos que se aproximem de uma região específica de operação. Esses modelos podem ser representados como circuitos equivalentes, funções de transferência ou descrições de espaço de estados. Com esses modelos em mãos, é possível analisar o comportamento e a resposta do sistema sob diferentes condições, permitindo o projeto e a análise criteriosa dos sistemas de controle (John, 1991).

A aplicação de controle em conversores CC-CC oferece inúmeras vantagens, contribuindo significativamente para a eficiência, estabilidade e desempenho do sistema. O controle proporciona estabilidade operacional ao manter o conversor dentro dos parâmetros desejados, mesmo diante de variações na carga ou flutuações na tensão de entrada. Além disso, o aumento da vida útil e a redução do volume do conversor podem ser critérios diretos ou fatores secundários a serem considerados. Garantir a operação dentro da região de ZVS é um critério crucial para conversores com alta densidade de potência.

Portanto, critérios de controle bem definidos são essenciais para tirar pleno proveito dessas vantagens, garantindo não apenas o melhor desempenho do conversor, mas também a confiabilidade e a eficiência geral do sistema. O controle adequado pode minimizar os efeitos de variações de tensão e corrente na entrada do conversor, eliminar os efeitos da variação na carga e reduzir ruídos gerados pelo conversor, melhorando assim a qualidade e a estabilidade da energia fornecida.

Considerando a relevância do setor elétrico, a aplicação do conversor apresentado em (Mayer, 2019) e a aplicabilidade de conversores em REESS, este trabalho se propõe a modelar com valores médios em espaço de estados o conversor apresentado, projetar e implementar um controle para a topologia proposta, garantindo as vantagens de um controle aplicado ao conversor. Além disso, definir os critérios de controle e validar a funcionalidade do controle aplicado ao conversor, ressaltando a importância de implementar controle em conversores para assegurar um desempenho otimizado e confiável.

2 CONVERTOR BIDIRECIONAIS

Conversores CC-CC bidirecionais permitem a transferência de energia entre duas fontes CC em qualquer direção, eles podem ser aplicados em diversas situações, onde é possível a troca de energia entre a dois equipamentos, ou entre a rede e um equipamento, com fluxo de energia bidirecional.

Os carregadores de bateria embarcado de veículos elétricos, são cruciais para a aplicação da tecnologia no sistema. A aplicação em VH *plug-in* (Veículos Híbridos conectáveis a rede) e a iteração V2G depende da densidade de potência desses conversores (Tausif; Jung; Choi, 2019).

A introdução de dispositivos como SiC (Carbeto de Silício) e GaN (Nitreto de Gálio), no setor automotivo já revolucionou a eletrônica de potência dos veículos elétricos. Esses dispositivos podem operar em altas frequências de comutação com perdas mínimas de comutação e condução, o que tem aumentado significativamente a eficiência e a densidade de potência do sistema. Essas características são fundamentais para atender às exigências crescentes de eficiência energética e desempenho em veículos elétricos modernos (Zhang; Tolbert; Ozpineci, 2011).

Conversores unidirecionais possuem várias aplicações em VE, tanto embarcados como desembarcados, podem ser empregados em condições de carregamento regular, rápido e ultra rápido (Venugopal et al., 2023).

No entanto com o aumento da eficiência e aplicabilidade de maior densidade em conversores, se torna cada vez mais viável a integração de VE com a rede. Inicialmente muitos países estão adotando a tecnologia unidirecional, mas com a popularização dos VEs, as iterações V2G se mostram como uma tecnologia promissora para o futuro (Tan; Ramachandaramurthy; Yong, 2016). A legislação também prevê a exigência de isolamento galvânica em aplicações para VE, no Brasil, existem normas regulamentadoras, e legislações para regulamentar o setor.

Os requisitos para VE, VH (Veículos Híbridos) e VH *plug-in*, é regida pela Resolução nº 749 do CONTRAN, de 20 de dezembro de 2018. Nessas Exigências de segurança com relação à propulsão elétrica de veículos com velocidade projetada máxima superior a 25km/h, equipado com um ou mais motores de tração operados por energia elétrica e não conectados de modo permanente à rede, bem como aos seus sistemas e componentes de alta tensão conectados de maneira galvânica ao barramento de alta tensão da propulsão elétrica (CONTRAN, 2018).

A norma ABNT NBR 17019:2022 estabelece requisitos específicos para instalações elétricas de baixa tensão destinadas a fornecer energia elétrica aos veículos elétricos e/ou receber energia elétrica a partir deles (ABNT, 2022). A norma internacional IEC 60364-7-722:2018 aborda os requisitos para a infraestrutura de carregamento de veículos elétricos em instalações elétricas de baixa tensão. Ela especifica as diretrizes para o projeto, a instalação e a segurança das conexões elétricas, garantindo que os pontos de carregamento sejam adequados para veículos elétricos e que os riscos de choque elétrico sejam minimizados. A norma inclui requisitos para sistemas de transferência de energia sem fio, proteção contra sobrecarga, e compatibilidade

eletromagnética, assegurando que a infraestrutura de carregamento funcione de maneira segura e eficiente (IEC, 2018).

Desta forma este capítulo se dedica a apresentar uma revisão sobre conversores bidirecionais, buscando abranger os principais aspectos dos conversores, e ilustrando um panorama geral do funcionamento deste tipo de conversor.

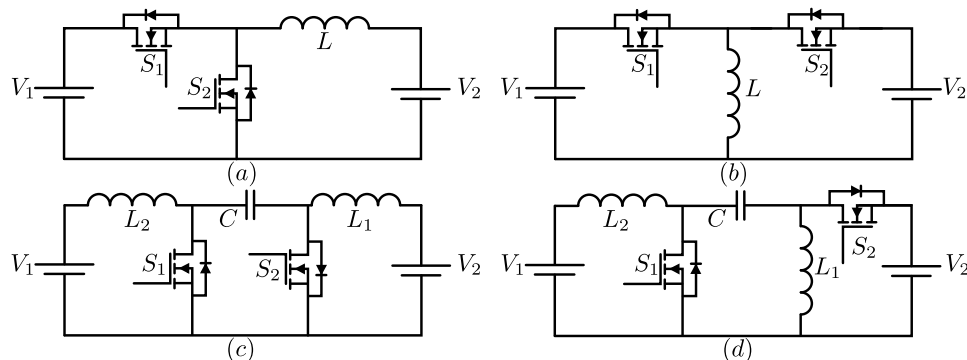
2.1 CONVERSORES ESTÁTICOS BIDIRECIONAIS NÃO ISOLADOS

Conversores estáticos tem sua principal característica a transformação de energia com chaveamento PWM, algumas topologias clássicas são amplamente conhecidas, como o conversor Buck, Boost, Buck-Boost, SEPIC e Ćuk.

Para adicionar a característica de bidirecionalidade nestes conversores algumas alternativas podem ser adotadas, em alguns casos substituindo um diodo por uma chave já é o suficiente para proporcionar o funcionamento do conversor em ambas direções.

A Figura 1 mostra quatro conversores bidirecionais não isolados, todos tem a possibilidade de operar com fluxo de potência em ambos os sentidos.

Figura 1 – Conversores clássicos bidirecionais não isolados. (a) Buck/Boost tipo 2. (b) Buck/Boost tipo 1. (c) Ćuk. (d) SEPIC/Zeta



Fonte: Adaptado de (Pham; Kerekes; Teodorescu, 2012).

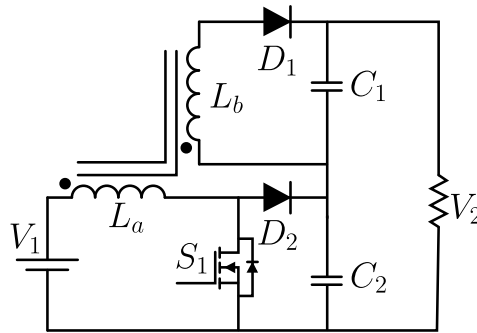
Esses conversores são bem conhecidos em aplicações de eletrônica de potência, muito utilizados para baixas e altas densidades de potência. Todos têm a capacidade de processar energia de V_1 para V_2 e também de V_2 para V_1 .

As topologias clássicas, podem apresentar desafios em aplicações de alta densidade de energia, e por vezes principalmente em casos os os conversores são bidirecionais, a utilização de variações desses conversores é utilizada.

Com o objetivo de reduzir a ondulação de corrente e tensão, aplicações com indutores acoplados se tornam cada vez mais frequentes, essas aplicações promovem o aumento da frequência da ondulação dos indutores acoplados, reduzindo assim o volume, além de garantir uma frequência de chaveamento reduzida e diminuir as perdas por comutação nas chaves (Yang; Liang, 2012).

A Figura 2 mostra um conversor derivado do Boost, com o indutor acoplado. O conversor do tipo Boost com indutor acoplado, tira vantagem do retificador de saída para fazer um dobrador de tensão, e utiliza um indutor acoplado para mitigar os efeitos de sobretensão, gerados durante o chaveamento (Zhao; Lee, 2003). Esse conversor utiliza indutor acoplado e não é isolado, porém não possui característica de bidirecionalidade.

Figura 2 – Boost com indutor acoplado.

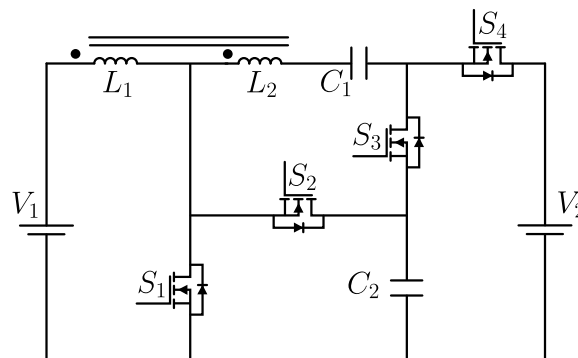


Fonte: Adaptado de (Zhao; Lee, 2003).

A aplicação de indutores acoplados pode representar vantagens significantes, no entanto para algumas aplicações ainda é necessário que o conversor além de possuir a bidirecionalidade, ainda tenha um indutor acoplado, para aproveitar-se das vantagens do mesmo.

Um conversor do tipo Buck/Boost com indutor acoplado, é mostrado na Figura 3. O conversor possui alta eficiência, e consegue garantir alto ganho no sentido Boost com uma baixa relação de espiras no indutor acoplado, reduzindo volume e ondulação de corrente (Santra; Chatterjee; Liang, 2021).

Figura 3 – Buck/Boost bidirecional, com indutor acoplado.



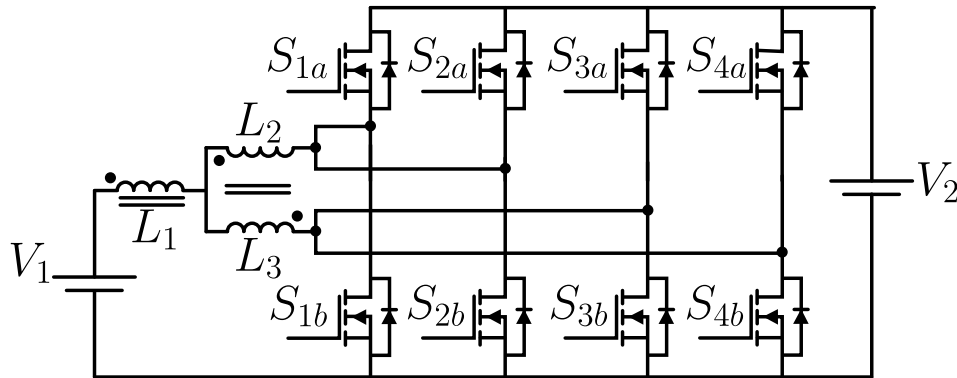
Fonte: Adaptado de (Santra; Chatterjee; Liang, 2021).

No entanto, a topologia apresentada ainda possui quatro chaves, o que é um acréscimo considerável em comparação com topologias bidirecionais clássicas. Para aproveitar as vantagens do indutor acoplado e ainda manter uma topologia simples com poucas chaves, surgem

conversores com topologias similares, porém simplificadas, e derivadas dos conversores clássicos.

Um conversor derivado do tipo Buck/Boost, não isolado com indutor acoplado nomeado 3SSC (Célula de Comutação de Três estados, do inglês, *Tree State Switching Cell*) e intercalado é apresentado em (Mayer; Kattel; Oliveira, 2021), e é apresentado de forma simplificada na Figura 4.

Figura 4 – Buck/Boost alta eficiência bidirecional com célula de comutação de três estados.



Fonte: Adaptado de (Mayer, 2019).

Esse conversor é um conversor aplicado a VE, que possui 3SSC intercalado, garante os efeitos de baixa ondulação de corrente e alta eficiência, ainda mantendo a condição de bidirecionalidade. Ele pode ser implementado com múltiplas fases, e possui uma topologia relativamente simples, se comparado com outros similares, com característica de modularidade.

A aplicação de múltiplas fases em conversores permite que a frequência de chaveamento das chaves seja reduzida, enquanto as ondulações de corrente e tensão são posicionadas em uma frequência n vezes maior do que a frequência de chaveamento, para um conversor de n fases. Isso resulta em maior eficiência e redução de ruídos eletromagnéticos, além de diminuir as perdas por chaveamento.

Conversores CC-CC não isolados são amplamente utilizados no sistema de tração de VE, quando não é necessário isolamento galvânico. Eles são essenciais para o processamento de energia embarcada nos veículos, ajudando a converter e regular a energia de forma eficiente. Esses conversores podem ser aplicados em várias condições, variando em frequência e densidade de potência. Alternativas para aumentar a frequência de operação dos conversores são constantemente buscadas para aproveitar as vantagens da redução dos filtros de corrente e tensão, melhorando a compactação e o desempenho dos sistemas.

Além disso, a aplicação de várias chaves intercaladas é uma estratégia eficaz para aumentar a eficiência do conversor. Isso garante que os dispositivos ativos operem em frequências menores, com menos perdas por chaveamento e menor geração de ruídos eletromagnéticos. Essa abordagem não só melhora a eficiência, mas também contribui para a durabilidade e a

confiabilidade do sistema de tração do VE, tornando-o mais sustentável e econômico a longo prazo.

Assim, a implementação de conversores CC-CC não isolados com múltiplas fases e chaves intercaladas é uma prática valiosa no desenvolvimento de veículos elétricos, proporcionando melhorias significativas na eficiência energética, redução de ruídos e aumento da confiabilidade do sistema.

2.2 CONVERSORES BIDIRECIONAIS ISOLADOS

Para aplicação entre o barramento CC e o VE, é importante o quesito de isolamento galvânico, para garantir que o condutor ou passageiros do veículo não sejam expostos diretamente a rede. Essa característica também é importante do ponto de vista de proteção dos componentes do veículo, e é prevista nas normas regulamentadoras, e legislações citadas.

A utilização destes conversores isolados possui vantagens e desvantagens. A isolação galvânica destes conversores, pode ser feita de diferentes maneiras, na maioria dos casos são utilizados transformadores, ou indutores acoplados. O volume e a eficiência dos conversores é afetada diretamente pela técnica utilizada, e topologia escolhida. Alta densidade de potência e eficiência podem ser atingidas se projetado para as circunstâncias corretas (Ragonese et al., 2021).

A aplicação em tensões maiores pode ser uma solução para diversas aplicações, cada uma com suas características próprias. Recentemente, as estruturas ressonantes e modulares têm atraído atenção, pois oferecem alta eficiência e confiabilidade, abrindo caminho para a adoção de MT (Média Tensão) nos sistemas de potência modernos. As famílias DAB e CMM (Conversor Modular Multinível) são as topologias mais adequadas, apresentando características de bidirecionalidade e isolamento galvânico nos DABs, e modularidade nos CMM, atendendo quase todos os requisitos para sistemas MT CC. Além disso, alguns conversores híbridos que combinam ambas as topologias estão sendo apresentados para solucionar problemas específicos ou usos particulares, incorporando transferência bidirecional de energia e alta razão de transformação, impulsionando ainda mais a eficiência e confiabilidade dos sistemas (Alhurayyis; Elkhateb; Morrow, 2021).

Para permitir uma adoção mais ampla de VEs a aceleração do processo de carregamento aumentaria significativamente a eficiência e a utilização dos VEs. Nesse contexto, tecnologias avançadas de eletrônica de potência estão emergindo com grande relevância para alcançar alta eficiência e garantir uma maior vida útil das baterias. Entre esses sistemas, o estágio de conversão CC-CC desempenha um papel crucial no carregamento das baterias dos VEs (ElMenshawy; Massoud, 2020).

O desenvolvimento de estações de carregamento rápido, precisam de integração com os veículos, exigindo que além da capacidade de carregamento da estação, a integração com o conversor embarcado no veículo seja de alta densidade de potência e alta eficiência também

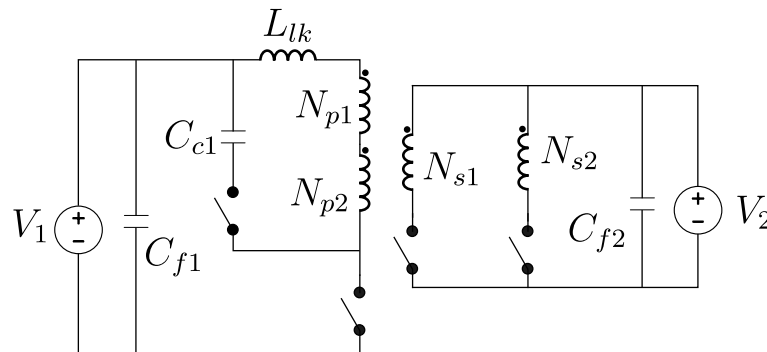
(Yang et al., 2019).

O ganho destes conversores pode ser limitado, e técnicas para aumentar o ganho dos respectivos conversores podem ser aplicadas. Há diversas maneiras de se obter um ganho estático elevado em conversores CC-CC. Uma abordagem é a inclusão de células de capacitor ou indutor chaveado, que permitem o aumento da tensão através da comutação. Células multiplicadoras de tensão também são uma opção eficaz para alcançar esse objetivo. Além disso, a utilização de conversores multi-níveis ou multi-estágios oferece uma maior flexibilidade e eficiência na conversão de energia. Topologias isoladas, que utilizam um transformador, beneficiam-se do ajuste da relação de espiras para alcançar um ganho de tensão desejado. Essas técnicas e topologias são essenciais para otimizar a performance dos conversores e atender às necessidades específicas das aplicações modernas (Hirth, 2020).

Entre as topologias isoladas clássicas estão os conversores Forward, Flyback, Meia-ponte, Ponte completa, Push-Pull. Os conversores clássicos isolados possuem muito material, e variações para aumentar a eficiência e facilitar aplicações, como por exemplo o Forward duas chaves.

Uma variação do conversor Flyback bidirecional com grampeamento é mostrado na Figura 5. o conversor é uma variação do Flyback, com o objetivo de proporcionar bidirecionalidade, e ainda manter isolamento galvânica, o conversor possui alta eficiência em baixas potências (Zhang; Yan, 2009).

Figura 5 – Flyback direcional com grampeamento ativo.



Fonte: Adaptado de (Zhang; Yan, 2009).

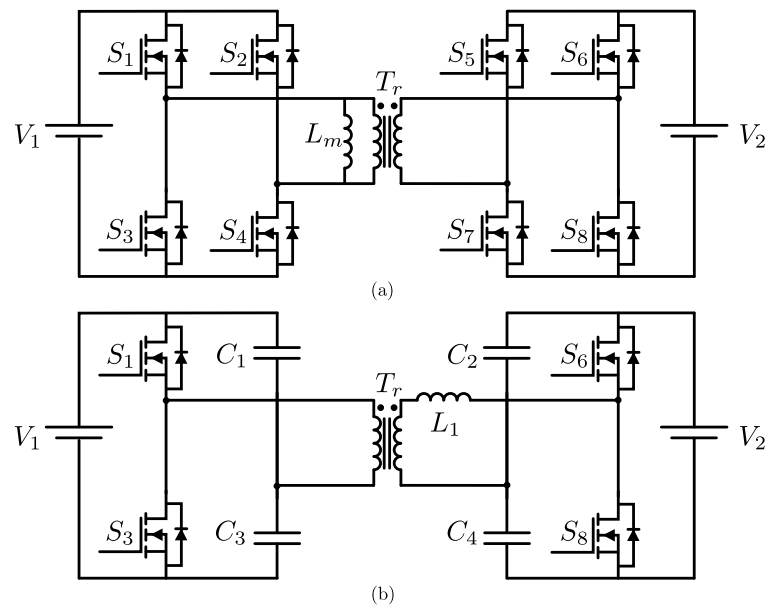
Também é comum encontrar aplicação de conversores isolados para tensões médias e altas, níveis maiores de tensão podem garantir eficiência no carregamento rápido do REESS. Esses conversores isolados de maiores tensões e alta densidade de potência, podem apresentar perdas por chaveamento elevadas.

Para garantir eficiência de conversores com alta densidade de potência, a otimização de perdas por chaveamento é um ponto crucial. De modo que para conseguir que esses conversores tenham eficiência elevada mesmo em alta potência, por vezes é essencial a aplicação de técnicas como ZVS e ZCS (Zhou et al., 2021).

Uma topologia bidirecional amplamente utilizada, como dita anteriormente, é o DAB. A característica de ZVS do DAB o torna muito atraente para projetos de com alta densidade de potência. Devido a estas características, algumas topologias são derivadas dele, muitas destes conversores, são ressonantes ou quase ressonantes (He; Khaligh, 2016).

A Figura 6 mostra um exemplo do DAB, convencional em (a), e uma derivação em (b) HFDAB (Meia ponte dupla ativa, do inglês, *Half Bridge Dual Active Bridge*), que foi desenvolvida com base no DAB convencional.

Figura 6 – Conversores bidirecionais isolados. (a) DAB. (b) HFDAB.



Fonte: Adaptado de (He; Khaligh, 2016).

O conversor DAB possui um problema de alta ondulação de corrente no lado de baixa tensão, além de ser amplamente aplicado embarcado a veículos elétricos, também é altamente empregado em casos de GD (Geração Distribuída) de energia (Marca, 2019).

Em conversores CC bidirecionais isolados a preocupação com a defasagem da corrente e tensão aplicadas no transformador, é um fator que pode ser crucial, para garantir a condição de ZVS. Deste modo algumas vezes é necessário a aplicação de técnicas específicas para garantir que a energia reativa não reduza a eficiência do conversor (Chu; Wang, 2012).

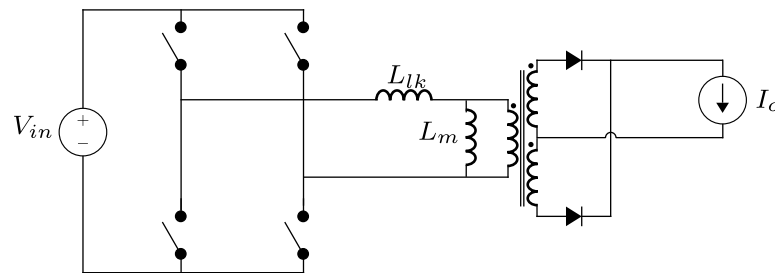
Em algumas variações, de topologias isoladas, é possível utilizar um transformador trifásico, e indutores acoplados também. Em (kattel et al., 2020) é apresentado um conversor isolado bidirecional, com seis chaves, e um transformador trifásico. Onde a isolamento da etapa Forward é garantida por um transformador trifásico, enquanto que a isolamento da etapa Backward, por outro conjunto de indutores acoplados.

Esse conversor mesmo sendo corrente contínua, possui um modo de operação trifásico. Esse tipo de topologia, mostra que as configurações de múltiplas fases, pode ser utilizada de diversas maneiras. Geralmente essas técnicas são empregadas para aproveitar-se dar ondulação

de alta frequência nos elementos, e ainda manter uma frequência de chaveamento baixa.

Uma outra variação de um conversor bidirecional DAB é mostrado na Figura 7. Esse conversor opera com um indutor acoplado de duas saídas, suportando alta densidade de potência e garantindo ZVS. Um dos lados do conversor é um Full-Bridge e o outro lado do conversor é um Push-Pull (Marca, 2019).

Figura 7 – Conversor Full-Bridge/Push-Pull com ZVS.



Fonte: Adaptado de (Marca, 2019).

Tendo em vista as necessidades da aplicabilidade de um conversor CC-CC com alta densidade de potência, com alta eficiência, um conversor Forward/Flyback é apresentado em (Mayer, 2019).

O novo conversor é apresentado como conversor CC-CC bidirecional isolado, possui um indutor acoplado na saída, e dois transformadores que operam de forma intercalada, o fluxo de energia rebaixador de tensão é denominado sentido Forward, e o fluxo no sentido elevador de tensão é denominado sentido Flyback. Apresenta uma metodologia detalhada para o projeto, dimensionamento dos componentes, cálculo de estresse e características de transferência de carga. Além disso, aborda as principais formas de onda para cada modo de operação, fornecendo uma visão completa e prática sobre os aspectos fundamentais e avançados envolvidos no processo.

O presente trabalho trata da modelagem do conversor Forward/Flyback, analisando os principais aspectos de operação do conversor, e explorando a metodologia de modelagem e controle, analisando as plantas modeladas para cada sentido de operação, e validando as características de cada planta em simulação.

Foram vistos então, algumas topologias bidirecionais que são utilizadas em aplicações para veículos elétricos, além de explorar um pouco sobre as diversas características e requisitos para garantia de alta eficiência e densidade de potência.

A implementação de conversores isolados e não isolados em VE apresenta diversas características e aplicabilidades específicas para cada tipo de conversor. A utilização de técnicas para aumentar a frequência da ondulação de corrente e tensão é amplamente adotada com o objetivo de reduzir o volume dos componentes, melhorando a eficiência e a compactação dos sistemas de conversão de energia.

Também foram destacadas características como formas de operação intercalada, aplica-

ção de indutores acoplados, e topologias alternativas das clássicas para proporcionar fluxo de energia bidirecional.

Pode-se concluir também que a velocidade de carga é um fator muito relevante para a popularização dos VEs, e que a densidade de potência e eficiência dos conversores que fazem esta interface, dependem diretamente destes fatores. Para garantir alto rendimento com alta potência por vezes características como ZVS e ZCS são necessárias.

O conversor estudado se enquadra nos requisitos de isolamento, bidirecionalidade, ondulação de corrente e tensão reduzidas por operação de maneira intercalada, frequência de chaveamento menor do que ondulação dos filtros de corrente e tensão, ZVS no fluxo de energia sentido Forward. Seu detalhado funcionamento é apresentado no próximo capítulo.

3 CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL FORWARD/FLYBACK

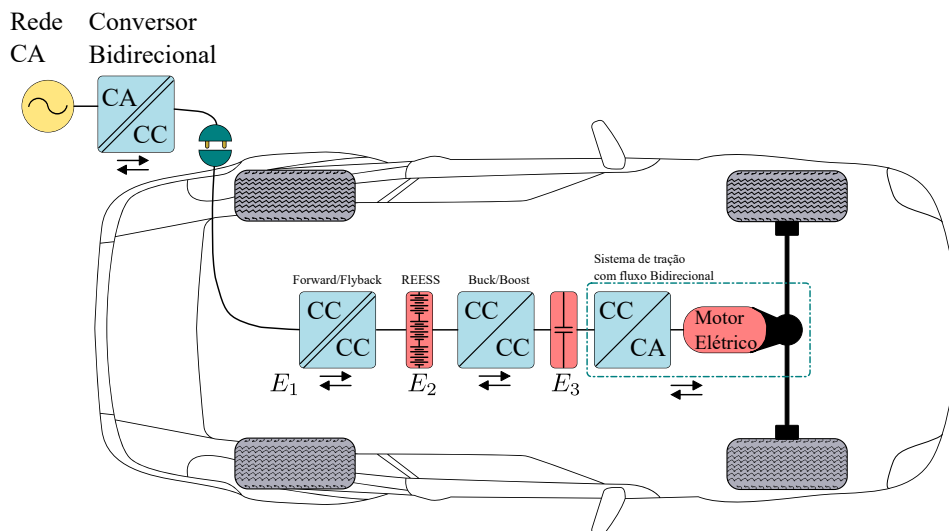
Este trabalho investiga a metodologia de modelagem e controle do conversor CC-CC isolado Forward/Flyback. O conversor bidirecional e isolado, detalhado por (Mayer, 2019), é o foco principal deste estudo. A pesquisa se concentra nos aspectos cruciais do funcionamento do conversor que são relevantes para a modelagem matemática e o controle eficiente do dispositivo.

O conversor Forward/Flyback, como mencionado no capítulo anterior, é um conversor bidirecional isolado, com capacidade para alta densidade de potência e alta eficiência. Sua aplicabilidade é destacada em sistemas onde se exige uma combinação de isolamento galvânico, alta eficiência e capacidade de operar com fluxos de energia em ambas as direções.

A aplicação proposta do conversor é como sistema de carregamento do REESS de um VE, neste caso o conversor atua como um conversor CC-CC isolado que serve como interface entre o barramento CC da rede e o sistema de armazenamento de energia no VE.

A Figura 8 mostra a aplicação do conversor, embarcado de um VE. A estrutura sugerida na imagem é uma configuração amplamente aplicada no mercado. Possui duas principais interfaces de processamento de energia embarcadas, uma não isolada que faz interface entre o armazenamento de energia e o sistema de tração do veículo, e outra isolada, que faz interface entre o barramento CC da rede e o REESS. O conversor estudado é aplicado embarcado ao VE, na interface entre o barramento CC e o REESS, portas E_1 e E_2 da Figura 8.

Figura 8 – Aplicação do conversor em VE.



Fonte: Adaptado de (Mayer, 2019).

O sistema de potência de acordo com (CONTRAN, 2018) é dividido em Conversor Eletrônico e Motores Elétricos, o conversor se encaixa na categoria de sistema de carregamento embarcado do REESS, caso o conversor possua isolamento galvânico, ela deve atingir pelo menos o valor de $1M\Omega$, sendo especificado na resolução 3.1.3.4 do (CONTRAN, 2018).

Esse conversor como dito anteriormente, pode operar com fluxo de energia em ambos os sentidos, sendo o sentido do barramento CC para o REESS, E_1 para E_2 chamado de sentido Forward. Neste sentido o conversor opera carregando o sistema de armazenamento do veículo.

O outro sentido de operação, com fluxo de energia do REESS para a rede CC, E_2 para E_1 , é chamado de sentido Flyback. Onde o conversor opera retirando energia do REESS e entregando para a rede. Esse modo de operação é classificado como iteração V2G, onde o veículo utiliza a energia armazenada no banco de baterias para alimentar a rede.

Essas iterações V2G proporcionam que o VE alimente a rede com a energia armazenada nas baterias, e pode proporcionar grandes vantagens ao sistema elétrico, possibilitando que em momentos de maior demanda os VEs nivelem o fornecimento de energia (Kramer et al., 2012).

Um dos principais incentivos para veículos elétricos descarregarem na rede elétrica, se dá em condições de diferentes preços da energia, esses veículos podem armazenar energia durante o período noturno onde a demanda é menor, ou em períodos em que fontes de geração intermitente geram excedentes, e descarregarem na rede, quando a demanda por energia é maior, consequentemente tendo um preço maior também (Han; Xiao, 2016).

A nomenclatura de ambos os sentidos do conversor, faz analogia as topologias Forward e Flyback, porque o funcionamento do conversor é muito similar as respectivas topologias, porém operando de modo intercalado.

Elementos passivos, como capacitores de link CC e indutores de potência, desempenham um papel importante na massa e no volume geral dos conversores de potência. Portanto, a capacidade de cancelamento de ondulações de um conversor intercalado é um dos benefícios mais significativos oferecidos por essa topologia (Magne et al., 2015).

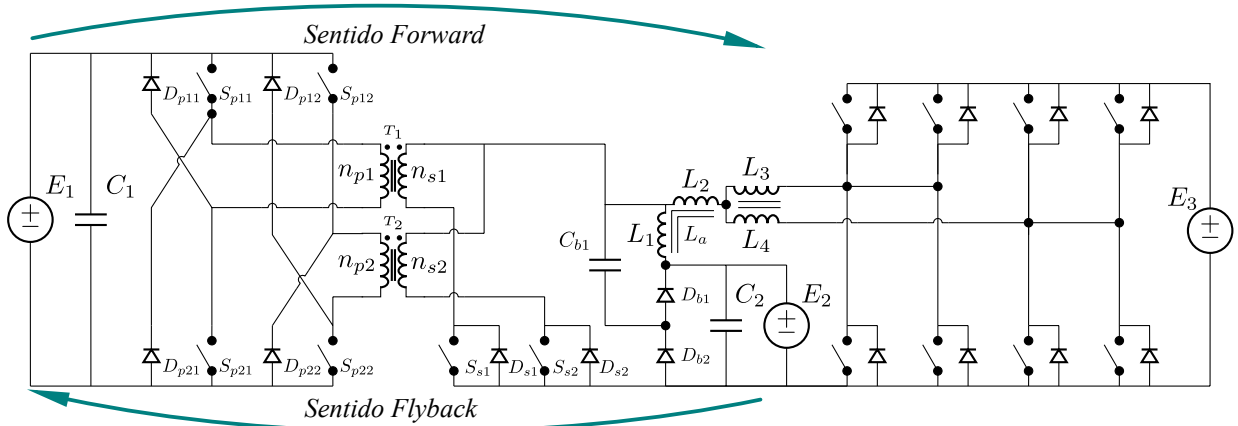
Sendo assim o aumento da frequência do capacitor de saída, proporciona um menor volume e peso do conversor, essa característica é essencial para promover a eficiência do sistema, tendo em vista que sua aplicação é embarcada, e o peso impacta diretamente na eficiência, e autonomia do produto final, além dos custos de fabricação.

O conversor Forward/Flyback é apresentado de maneira geral na Figura 9. No circuito apresentado a porta E_1 representa o barramento que é conectado a rede elétrica CC, enquanto que a porta E_2 representa o barramento conectado ao REESS. Caracterizando assim, conforme legislação, um conversor eletrônico, para sistema de carregamento do REESS.

A interface entre E_2 e E_3 também é explorada na tese, onde são estudados o comportamento do conversor nos modos MCC, MCD e MCCr, a modelagem e controle, é estudada em (Wenk, 2019), onde foi feita uma modelagem por espaço de estados, e aplicado um controle digital.

As principais etapas de operação do conversor são apresentadas para cada sentido e modo de operação. Compreender essas etapas é fundamental para a modelagem matemática do conversor, pois cada fase de operação influencia diretamente o comportamento e a eficiência do sistema. O entendimento detalhado das etapas permite uma análise precisa e o desenvolvimento de modelos matemáticos eficazes, essenciais para o controle e a otimização do conversor.

Figura 9 – Circuito geral Forward/Flyback.



Fonte: Adaptado de (Mayer, 2019).

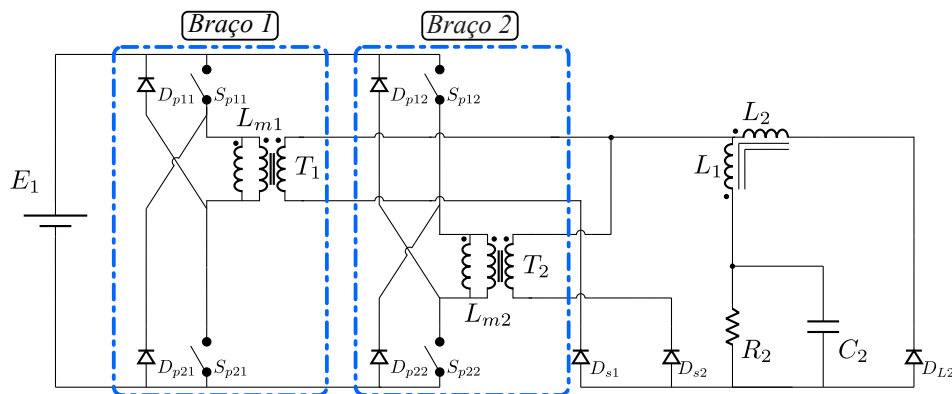
A faixa de razão cíclica de operação do conversor é de $0 < D < 0,5$, permitindo a correta desmagnetização dos transformadores. Isso é crucial para garantir que os transformadores não saturam e que o indutor acoplado descarregue adequadamente. Dessa forma, o conversor não possui sobreposição de sinais no comando das chaves.

3.1 ANÁLISE DO CONVERSOR NO SENTIDO FORWARD

O conversor no sentido Forward, opera utilizando energia da rede e alimentando o RE-ESS, esse sentido de operação pode ser interpretado como etapa de carregamento do VE, e é mostrado de maneira geral na Figura 9.

Para facilitar a análise das etapas de operação do circuito, um novo modelo simplificado foi elaborado e é apresentado na Figura 10. Esse novo modelo considera os diodos conectados ao indutor acoplado L_2 como um único diodo ideal, e os transformadores são representados por um transformador ideal com uma indutância magnetizante.

Figura 10 – Circuito sentido Forward simplificado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Estas simplificações foram feitas, com o objetivo de minimizar a complexidade do sistema, mantendo os aspectos importantes para o funcionamento dos elementos armazenadores de energia, que regem o comportamento dinâmico e em regime do conversor.

Nesta sentido os dois transformadores conectados na porta E_1 do conversor, operam de maneira intercala. Os conjuntos de transformadores chaves e diodos do lado primário, é representado no diagrama como braços, sendo o braço 1 para o transformador 1 e braço 2 para o transformador 2, similar a um conversor Forward duas chaves intercalado, a energia passa pelo indutor L_1 , com o dobro da frequência de chaveamento, e afeta o capacitor de saída na mesma frequência.

O conversor utiliza quatro diodos e quatro chaves do lado primário, correspondente à porta E_1 . No lado secundário, correspondente à porta E_2 , o conversor utiliza apenas os diodos em antiparalelo das chaves.

Os indutores L_3 e L_4 foram suprimidos do circuito geral, essa simplificação foi feita porque os indutores são conectados em antiparalelo, fazendo com que a tensão nos enrolamentos se anule. O diodo D_{L2} é utilizado, para proporcionar um caminho para a corrente quando o transformador não está transferindo energia para o secundário. Esta configuração garante que a corrente tenha um percurso contínuo, mesmo nos períodos em que a transferência de energia através do transformador é interrompida.

O conversor no sentido Forward foi projetado para operar no MCC, portanto a análise das etapas do conversor foi feita considerando este modo de operação, onde a corrente no indutor L_1 nunca chega a zero.

De modo geral, o conversor possui seis etapas de operação, sendo duas delas intermediárias, correspondentes ao período de desmagnetização do indutor L_m do transformador. Durante esse período, a saída do conversor mantém as mesmas características, mas a entrada do conversor regenera energia para a rede.

Essas duas etapas são essenciais para entender o funcionamento do conversor, no entanto, durante esse período, o indutor L_1 e a carga não sofrem influência do primário. Assim, essas etapas podem ser consideradas como subetapa da etapa anterior.

O conjunto de braço chamado de braço 1, é composto por S_{p11} , S_{p12} , D_{p11} , D_{p12} , e um transformador T_1 , o braço 2 S_{p21} , S_{p22} , D_{p21} , D_{p22} , e o transformador T_2 .

Em seguida a análise detalhada do conversor é feita, considerando o sentido Forward em MCC. O funcionamento de cada etapa de operação neste modo de operação é detalhado, com o objetivo de esclarecer o funcionamento do conversor, e destacar as principais etapas de operação para a modelagem do conversor.

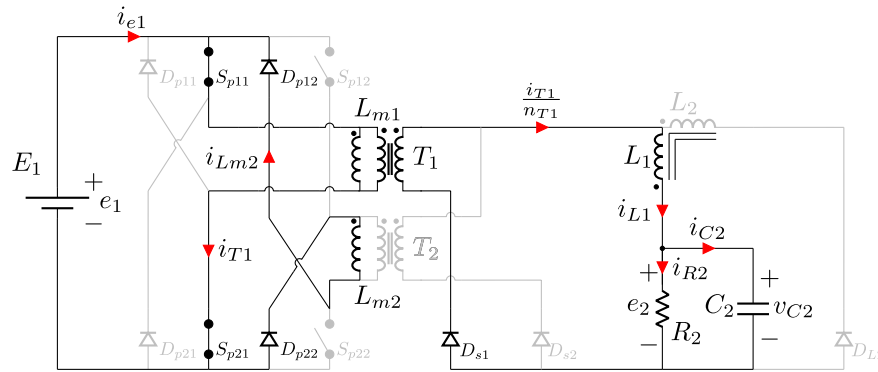
3.1.1 Primeira etapa de operação sentido Forward

Essa etapa se inicia com o fechamento das chaves S_{p11} e S_{p21} do braço 2, nesse momento a tensão da entrada E_1 é aplicada sobre o enrolamento do primário de T_1 , fazendo com que ele transfira energia para a saída do conversor, alimentando o indutor L_1 , o capacitor de filtro C_2 e

a carga R_2 .

Considerando a operação em regime permanente, anteriormente a este período de chaveamento, o transformador T_2 estava transferindo energia para a saída, e durante este período ainda está no ciclo de desmagnetização, através dos diodos D_{p12} e D_{p22} .

Figura 11 – Primeira etapa no sentido Forward.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O diodo D_{L2} permanece em estado de bloqueio porque a tensão no indutor L_2 é positiva, polarizando-o reversamente. A corrente não circula no indutor acoplado L_2 devido ao estado de bloqueio do diodo, portanto durante esta etapa, ele possui tensão nos terminais, mas corrente nula.

A indutância magnetizante dos transformadores foi representada no primário, mas ela também pode ser representada no secundário, desde que se leve em consideração a relação de transformação quadrática da indutância do primário para o secundário n_T .

A tensão aplicada em L_1 durante esta etapa é a própria tensão do secundário do transformador. O transformador pode ser rebaixador ou elevador no entanto, devido ao conversor Forward geralmente ser utilizado como rebaixador de tensão, este transformador é comumente rebaixador.

A corrente que circula nos diodos no braço 1 é a mesma que circula na indutância magnetizante do transformador, e é a soma da corrente da fonte E_1 com a corrente de desmagnetização de T_2 .

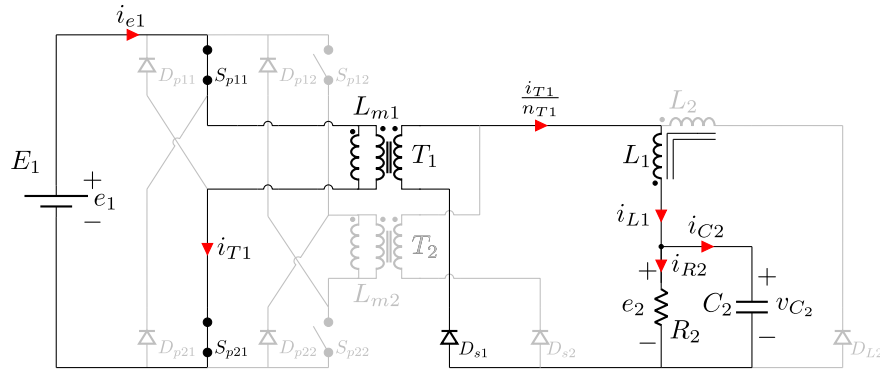
A corrente que circula em L_1 é maior do que a corrente que circula no primário do transformador, respeitando a proporção da relação de transformação n_T , e considerando um transformador rebaixador de tensão.

3.1.2 Segunda etapa de operação sentido Forward

Durante a segunda etapa de operação no sentido Forward, o conversor possui as mesmas características da primeira etapa de operação, com a diferença que a desmagnetização do transformador T_2 foi completa.

Após concluída a desmagnetização da indutância magnetizante do segundo transformador, os diodos D_{p12} e D_{p22} do braço 1 entram em estado de bloqueio, e a corrente para de circular em L_{m2} .

Figura 12 – Segunda etapa no sentido Forward.



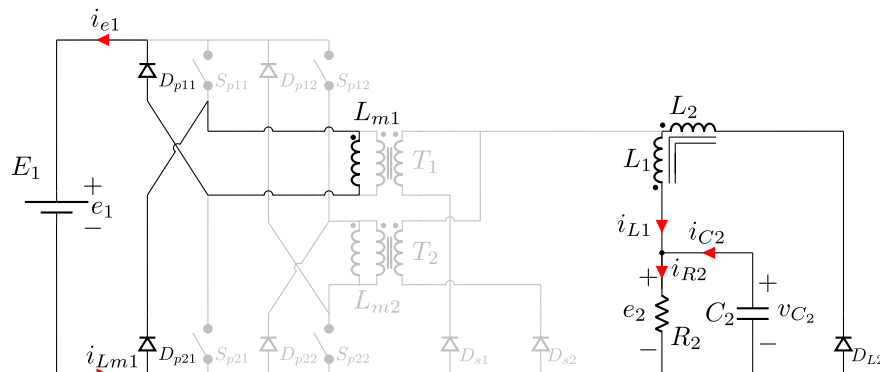
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Na etapa anterior, a corrente que circulava por L_{m1} era a soma das correntes de entrada e de desmagnetização de L_{m2} , com a conclusão do ciclo de desmagnetização de T_2 , a corrente que circula em T_1 , é a própria corrente de entrada.

3.1.3 Terceira etapa de operação sentido Forward

A terceira etapa de operação inicia quando as chaves S_{p11} e S_{p21} do braço 1, entram em estado de bloqueio, a Figura 13 mostra o circuito durante este período.

Figura 13 – Terceira etapa no sentido Forward.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Quando as chaves entram em estado de bloqueio, a indutância magnetizante L_{m1} inverte a tensão, polarizando diretamente os diodos D_{p21} e D_{p11} do braço 1, assim o transformador inicia o ciclo de desmagnetização.

O transformador não transfere energia para o secundário, uma vez que a tensão do secundário também é invertida, colocando os diodos D_{s1} e D_{s2} em estado de bloqueio. Sem o

transformador impondo corrente no secundário, o diodo D_{L2} entra em estado de condução, e gerando um caminho para L_1 descarregar a energia armazenada, na carga. A corrente circula nos dois indutores acoplados L_1 e L_2 , que alimentam a carga em conjunto com o capacitor de saída C_2 .

Durante esta etapa a corrente na fonte é negativa, uma vez que os transformadores não tem outro caminho para fazer a desmagnetização.

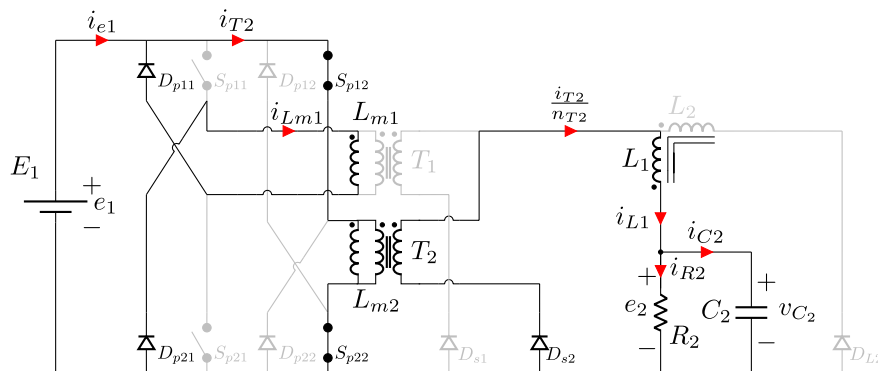
3.1.4 Quarta etapa de operação sentido Forward

A quarta etapa de operação se inicia quando as chaves S_{p12} e S_{p22} do braço 2, entram em estado de condução, colocando a fonte de entrada E_1 diretamente em cima do transformador T_2 . Durante essa etapa de operação a indutância magnetizante do transformador T_1 ainda está desmagnetizando no primário.

A configuração do secundário é muito parecida com a primeira etapa de operação, com a diferença que agora quem alimenta a a carga é o transformador T_2 .

A corrente que circula pelo secundário de T_2 é a mesma que em L_1 , e maior do que o primário na proporção de n_T . Durante esta etapa o capacitor de filtro na saída armazena energia, e a corrente que circula no indutor acoplado L_1 é a soma das correntes da carga e do capacitor. A corrente no indutor acoplado L_2 é nula, e o diodo D_{L2} está em estado de bloqueio.

Figura 14 – Quarta etapa no sentido Forward.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A corrente em T_2 é a soma das correntes de entrada e de desmagnetização de T_1 , a corrente na fonte não é negativa durante esta etapa, tendo em vista que a corrente tem outro caminho para circular.

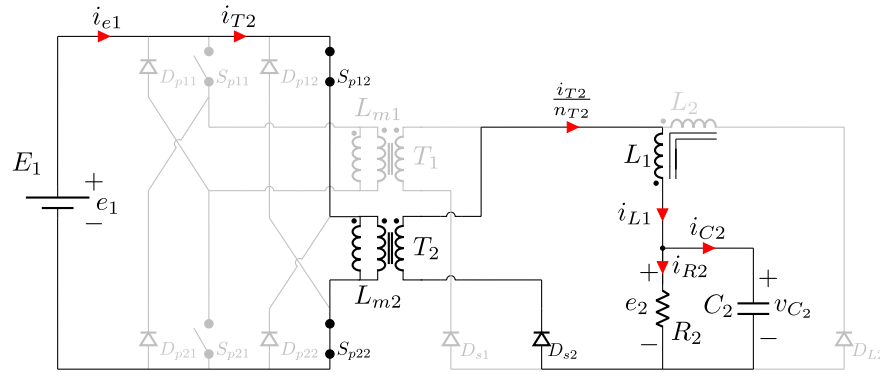
3.1.5 Quinta etapa de operação sentido Forward

A quinta etapa de operação é muito similar a quarta, no entanto agora a indutância magnetizante de T_1 completou o ciclo de desmagnetização. Sendo assim o transformador T_2 continua fornecendo energia para o secundário.

Durante esta etapa o indutor acoplado L_1 armazena a energia fornecida pelo transformador, e a corrente em L_2 é nula.

Características do secundário são idênticas a etapa anterior, e a etapa de desmagnetização para efeitos de modelagem não precisa ser considerada, do ponto de vista dos elementos armazenadores de energia, porque não afetam o comportamento dinâmico dos elementos do secundário.

Figura 15 – Quinta etapa no sentido Forward.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

3.1.6 Sexta etapa de operação sentido Forward

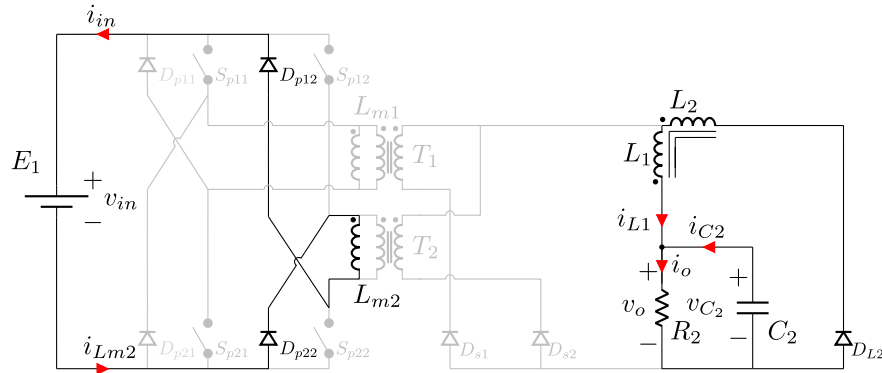
A sexta etapa de operação se dá início quando as chaves S_{p12} e S_{p22} do braço 2, entram em estado de bloqueio. Isso força a parada de corrente no secundário do transformador, a tensão sobre a indutância magnetizante inverte, e polariza diretamente os diodos D_{p12} e D_{p22} .

Com os diodos do primário em estado de condução, o transformador T_2 inicia o ciclo de desmagnetização, a corrente na fonte fica negativa, a energia armazenada na magnetizante retorna para a fonte durante este período.

Quanto a carga, durante esta etapa é alimentada por C_2 , e a energia armazenada no indutor acoplado L_1 agora é transferida para o capacitor de filtro e a carga R_2 . O diodo D_{L2} está polarizado diretamente, entrando em modo de condução, e permitindo que a corrente circule por L_2 .

Durante esta etapa a corrente na fonte de alimentação é negativa.

Figura 16 – Sexta etapa no sentido Forward.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

3.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Foram analisadas todas as etapas de funcionamento do conversor no sentido Forward, com o objetivo de avaliar as características de cada etapa e obter uma compreensão completa das características de funcionamento do conversor em cada uma delas.

O conversor Forward foi analisado operando em MCC, este modo de operação possui características diferentes nos modos, MCD e MCCr, por isso a modelagem do conversor deve levar em conta o modo de operação correto do conversor, para representar seu comportamento.

Uma das características do conversor em MCC, é que o ganho estático não depende da carga aplicada ao conversor, e esse é um importante parâmetro para a análise de dos conversores.

O ganho estático do conversor no sentido Forward em MCC, é mostrado em 1.

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2D \cdot n_T (n_{La} + 1)}{2D \cdot n_{La} + 1} \quad (1)$$

O ganho estático deste conversor, depende de alguns fatores como razão cíclica, relação de transformação do transformador e relação de transformação do indutor acoplado. Seu comportamento frente a variações na razão cíclica não é linear, e pode variar bastante com a relação de transformação do indutor acoplado n_{La} .

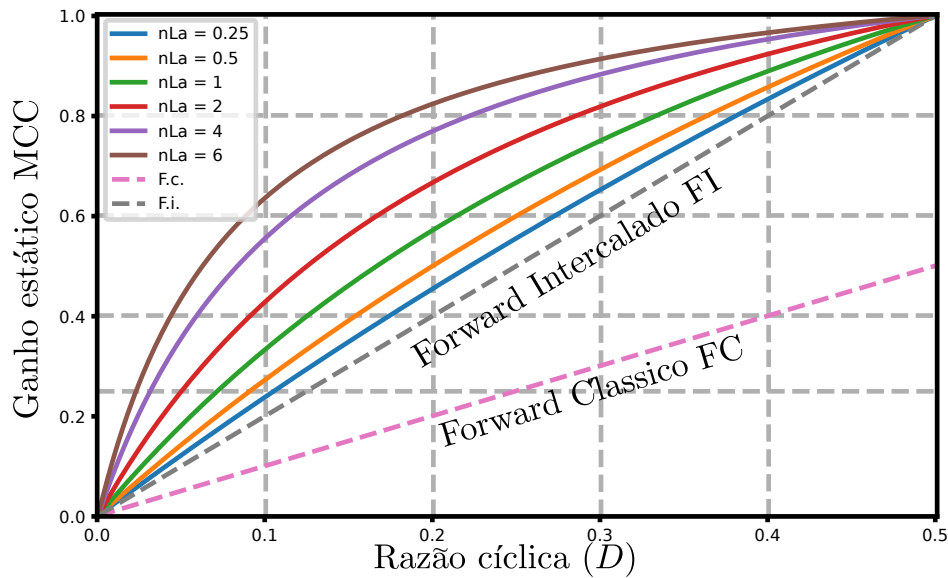
A Figura 17, mostra o ganho estático do conversor comparado com o Forward clássico, o Forward intercalado, e múltiplas relações de transformação do indutor acoplado n_{La} . Nota-se que o comportamento do conversor fica com um comportamento mais logarítmico ao subir a relação do indutor acoplado.

As principais formas de onda do conversor no sentido Forward em MCC, são mostradas nas Figuras 18 e 19. Nota-se que o conversor opera com os dois braços de maneira intercalada, onde os braços 1 e 2 não entram em condução ao mesmo tempo.

As formas de ondas são divididas em dois grupos, um no lado secundário do conversor mostrado na Figura 18, e outro no lado primário mostrado na Figura 19.

O ciclo de chaveamento completo T_s é dividido em quatro períodos do lado secundário:

Figura 17 – Ganho estático Forward clássico, Forward intercalado e conversor Forward/Flyback no sentido Forward em MCC para múltiplas relações de transformação do indutor acoplado n_{La} .



Fonte: Adaptado de (Mayer, 2019).

- Em t_0 , as chaves S_{p11} e S_{p12} entram em estado de condução, permanecendo até t_1 , este período é chamado de Δt_1 .
- Em t_1 , as chaves S_{p11} e S_{p12} entram em estado de bloqueio, permanecendo assim até t_2 , este período é chamado de Δt_2 .
- Em t_2 , as chaves S_{p12} e S_{p22} entram em estado de condução, permanecendo assim até t_3 , este período é chamado de Δt_3 .
- Em t_3 as chaves S_{p11} e S_{p12} entram em estado de bloqueio, permanecendo assim até t_4 , este período é chamado de Δt_4 .

Observando as formas de onda da Figura 18, nota-se que a corrente no indutor não atinge zero em nenhum momento. Ela aumenta durante o período em que um dos dois braços está em modo de condução e, em seguida, diminui enquanto nenhum dos dois braços entrega energia para o secundário, validando o comportamento em MCC.

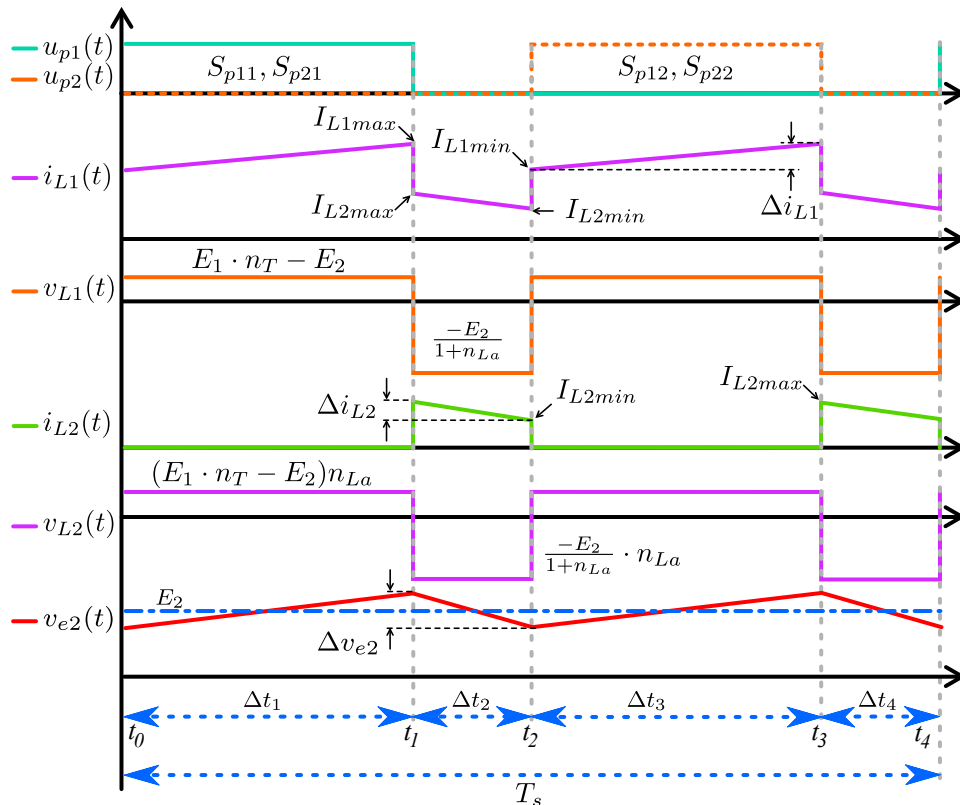
A tensão no indutor L_1 é positiva e equivalente ao produto da tensão de entrada E_1 e a relação de transformação do transformador n_T , subtraída da tensão de saída E_2 . Quando nenhum dos braços está entregando energia para o secundário, a tensão no indutor se torna negativa, permitindo que os diodos conectados a L_2 e L_3 entrem em condução.

A corrente no indutor L_2 é nula durante os períodos de condução, e quando os diodos da saída D_{L2} entram em estado de condução, a corrente que circula por L_1 é a mesma que circula

por L_2 . A tensão no indutor L_2 é o produto da tensão em L_1 e a razão de transformação do indutor acoplado n_{La} .

A tensão na saída do conversor e_2 , tem uma ondulação duas vezes maior do que a frequência de chaveamento, a tensão média de saída e ondulação de tensão também são mostradas.

Figura 18 – Principais formas idealizadas no secundário do conversor no sentido Forward.



Fonte: Adaptado de (Mayer, 2019).

Na Figura 19 são mostradas as principais formas de onda do lado do primário do transformador. Neste lado, as operações do conversor são divididas em seis etapas. Os períodos adicionais são $\Delta t'_1$ entre t_1 e t'_1 , e $\Delta t'_3$ entre t_3 e t'_3 , referentes aos períodos de desmagnetização do transformador no primário, os demais são os mesmos do secundário.

Na figura são mostradas as formas de onda de corrente nas chaves dos braços 1 e 2 do lado primário. Na forma de onda fica claro que os braços operam de maneira intercalada.

Também são mostradas as tensões na chave e no diodo de desmagnetização colocado no primário, a tensão na chave é nula quando está conduzindo, e a máxima tensão aplicada sobre ela é a mesma tensão da rede, quando o transformador termina o ciclo de desmagnetização a tensão na chave passa a ser metade da tensão de entrada.

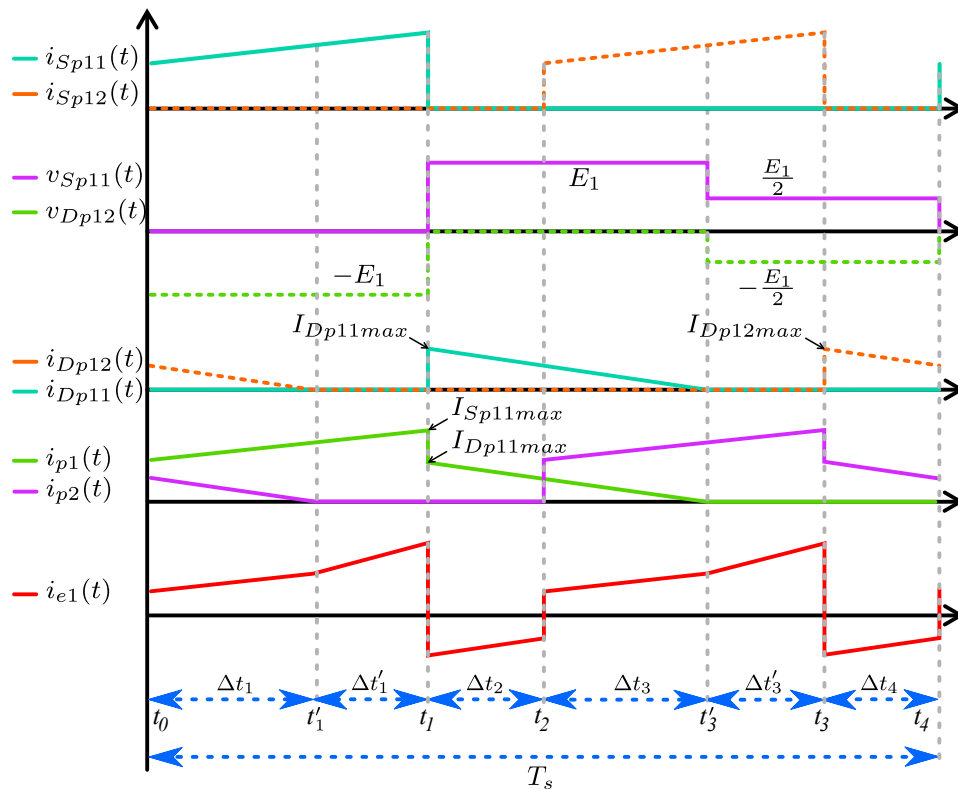
No diodo a máxima tensão reversa também é a da fonte, quando entra em estado de condução é nula, e quando o transformador termina o ciclo de desmagnetização é equivalente a metade da tensão do barramento CC.

As correntes nos diodos de desmagnetização do primário também são mostradas, eles só conduzem durante o período em que os transformadores conduzem a corrente de desmagnetização, e também operam de maneira intercalada.

A corrente no primário dos dois transformadores é mostrada na Figura 19, nota-se que eles também operam de maneira intercalada, similar ao conversor Forward intercalado. Durante o período em que as chaves estão em condução, a corrente no primário do transformador é maior durante este período, e quando as chaves entram em estado de bloqueio, a corrente que circula pelo primário é apenas a corrente de desmagnetização.

A corrente na fonte de alimentação durante o período em que os dois braços estão em modo de bloqueio, é negativa, e é um pouco menor quando um dos dois transformadores está desmagnetizando.

Figura 19 – Principais formas idealizadas no primário do conversor no sentido Forward.



3.3 ANÁLISE DO CONVERSOR NO SENTIDO FLYBACK

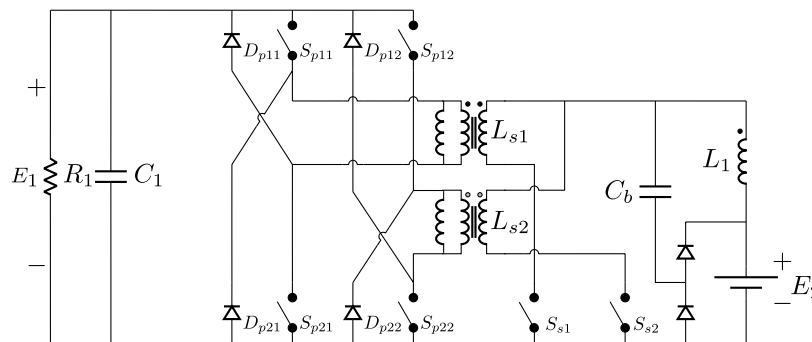
Em aplicações de baixa potência, a topologia Flyback é mais atraente devido à sua simplicidade. Esta característica torna a topologia Flyback uma escolha ideal para sistemas que requerem uma solução eficaz e eficiente em termos de custo e design, permitindo uma gestão de energia confiável e prática (Venkatesan, 1989).

Existem algumas variações de conversores Flyback, que são bidirecionais, e ainda possuem grameamento ativo, para aproveitar energia do circuito de *snubber*, e ZVS que possibilita a aplicação do conversor em altas densidades de potência, mantendo os aspectos de eficiência (Chen et al., 2000).

O conversor no sentido Flyback opera utilizando a energia armazenada no REESS para alimentar a rede, caracterizando uma iteração V2G. Para facilitar a análise do circuito do conversor proposto, foi elaborado um novo modelo simplificado, a Figura 20 apresenta esse modelo, que representa todos os elementos de interesse para o funcionamento do conversor Forward/Flyback, considerando apenas a interface entre E_1 e E_2 , com fluxo de energia de E_2 para E_1 , denominado sentido Flyback.

O conversor no sentido Flyback em CCM, possui 4 etapas de operação relevantes para modelagem, sendo duas etapas simétricas, e duas etapas equivalentes, durante a operação do conversor a saída sempre é alimentada por pelo menos um dos indutores L_{s1} ou L_{s2} .

Figura 20 – Circuito sentido Flyback simplificado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Nesta etapa os transformadores T_1 e T_2 operam como indutores acoplados, transferindo energia para o primário através da indutância magnetizante. O conversor utiliza os dois indutores acoplados de maneira intercalada, garantindo a ondulação na tensão de saída como o dobro da frequência de chaveamento.

A razão cíclica máxima da topologia é $0 < D < 0,5$, devido as características de operação de modo intercalado. A corrente não circula no indutor acoplado L_2 , ou seja, a corrente nele é nula em todas as etapas de operação, e seu comportamento dinâmico pode ser desconsiderado para esta etapa.

A energia de L_1 é transferida para o circuito auxiliar, em conjunto com C_b , e os dois diodos, o circuito auxiliar atua como um filtro de corrente e tensão no primário do conversor. O circuito auxiliar troca energia com o indutor L_1 para evitar que a corrente seja nula, depois transfere a energia para os respectivos indutores acoplados.

Os interruptores do primário do conversor não são utilizadas durante esta etapa, sendo utilizados apenas os diodos, e as chaves do secundário, são utilizadas para comutar os indutores

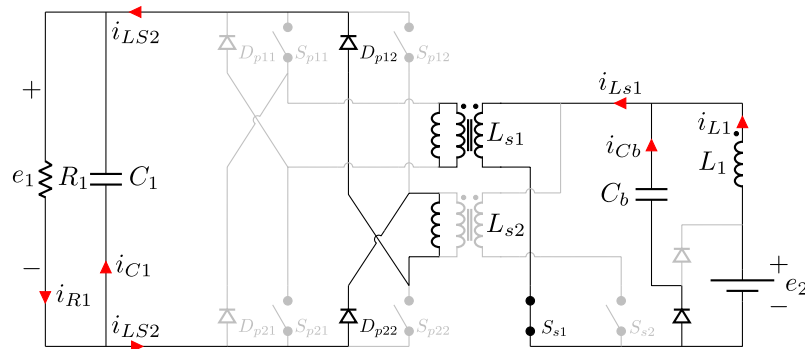
acoplados.

Diferente da operação do conversor no sentido Forward, o sentido Flyback não tem ZVS, e dependendo da aplicação e potência, o conversor pode precisar de um circuito de *snubber*.

3.3.1 Primeira etapa de operação

A primeira etapa de operação se dá início quando a chave S_{s1} entra em estado de condução, neste momento a corrente circula pelo primário do transformador armazenando energia em L_{s1} , a Figura 21 mostra o circuito equivalente para esta primeira etapa.

Figura 21 – Primeira etapa de operação no sentido Flyback.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A porta E_2 corresponde à tensão do banco de baterias. O terminal positivo da fonte está diretamente conectado ao indutor L_1 . O diodo inferior, que está conectado a C_b , entra em estado de condução, enquanto o diodo superior entra em estado de bloqueio. A corrente i_{Ls1} é a soma das correntes i_{Cb} e i_{L1} , e a corrente que circula por S_{s1} é i_{Ls1} .

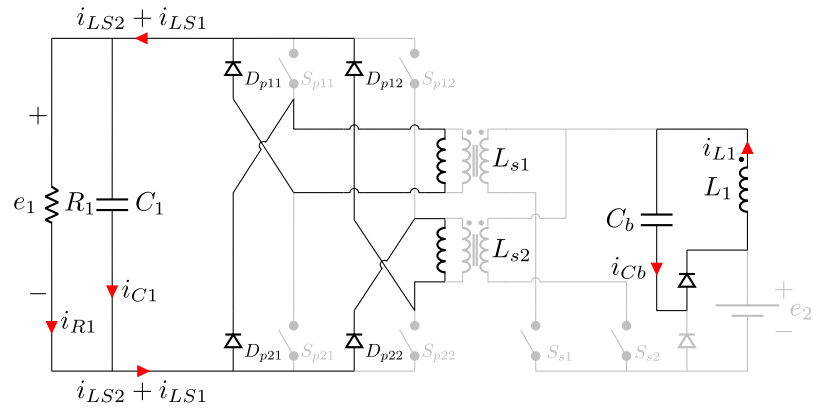
O indutor L_{s1} representa a indutância magnetizante no secundário. Na representação apresentada, a corrente circula pelo primário do transformador, gerando uma tensão reversa no secundário e bloqueando os diodos D_{p11} e D_{p21} . Durante todo esse período, L_{s1} armazena energia.

O indutor L_{s2} , que armazenou energia na etapa anterior, alimenta a carga R_1 e o capacitor C_1 . Os diodos D_{p12} e D_{p22} estão em estado de condução, permitindo que a corrente circule pelo indutor. A carga R_1 representa a carga do conversor, que é o barramento CC da rede. Durante esse período, o capacitor C_1 recebe energia apenas de L_{s2} , e a tensão no capacitor diminui.

3.3.2 Segunda e quarta etapa de operação

A segunda e a quarta etapa de operação são equivalentes, e se iniciam quando a chave S_{s1} ou S_{s2} entram em estado de bloqueio. Durante este período, as duas chaves estão bloqueando a corrente, portanto, ela não circula por nenhum dos indutores. A carga é alimentada por L_{s1} e L_{s2} simultaneamente. A Figura 22 mostra o circuito equivalente para esta etapa.

Figura 22 – Segunda e quarta etapas de operação no sentido Flyback.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A porta E_2 agora não aplica tensão sobre o indutor L_1 . O diodo superior conectado ao capacitor C_b entra em estado de condução, colocando o capacitor e o indutor em estado de roda livre. O diodo inferior conectado ao capacitor C_b agora entra em estado de bloqueio.

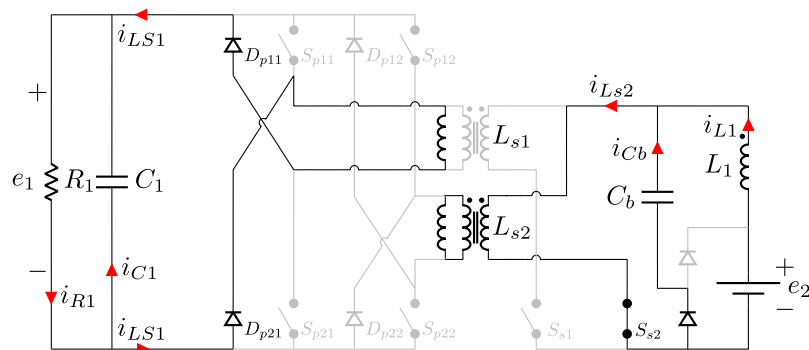
Os indutores L_{s1} e L_{s2} agora alimentam o capacitor C_1 e a carga R_1 em conjunto. Portanto, a soma das correntes i_{Ls1} e i_{Ls2} é igual à soma das correntes i_{C1} e i_{e1} . O capacitor C_1 agora recebe energia de ambos os indutores, e durante este período a tensão e_1 sobe.

Como a tensão nos indutores agora polariza diretamente o conjunto de diodos D_{p11} , D_{p21} , D_{p12} e D_{p22} , todos eles estão em estado de condução, permitindo que os indutores forneçam energia para a carga.

3.3.3 Terceira etapa de operação

A terceira etapa de operação é complementar à primeira. Nesta etapa, a chave que entra em estado de condução é S_{s2} , e o indutor que armazena energia é L_{s2} . A Figura 23 mostra o circuito equivalente para esta etapa de operação.

Figura 23 – Terceira etapa de operação no sentido Flyback.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A tensão na porta e_2 é os terminais do REESS, o terminal positivo desta fonte é conectado diretamente ao indutor L_1 . O diodo superior conectado a C_b agora entra em estado de bloqueio, e o diodo inferior entra em estado de condução, permitindo que a corrente circule pelo capacitor, em direção a L_{s2} .

Agora, L_{s2} armazena energia. A corrente que circula pelo indutor é apresentada como $i_{L_{s2}}$, equivalente à soma de i_{C_b} e i_{L_1} . A corrente que circula pela chave S_{s2} é a mesma que circula pelo indutor.

No secundário do transformador ideal, a tensão é polarizada inversamente sobre o indutor magnetizante, fazendo com que os diodos D_{p12} e D_{p22} entrem em estado de bloqueio, e o indutor magnetizante armazene energia durante todo o período.

O indutor L_{s1} , que armazenou energia na primeira etapa de operação, agora polariza diretamente os diodos D_{p11} e D_{p12} , forçando-os a entrar em estado de condução.

Apenas o indutor L_{s1} alimenta a carga R_1 e o capacitor C_1 , fazendo com que a tensão E_1 decaia durante este período. A corrente que alimenta a carga agora é $i_{L_{s1}}$.

3.3.4 Flyback considerações finais

Foram analisadas as etapas de funcionamento do conversor no sentido Flyback, com o objetivo de avaliar as características de cada etapa e obter uma compreensão completa do funcionamento do conversor em cada uma delas.

O conversor Flyback foi analisado em MCC, esse modo de operação apresenta as características de ganho estático que não variam com a carga, desde que a carga mínima para operação neste modo seja atingida.

O ganho estático do conversor Flyback em MCC é apresentado em 2.

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{2D^2}{n_T(1-D)} \quad (2)$$

O comportamento do conversor, bem como das topologias derivadas do Flyback, é influenciado pela relação de transformação n_T . Tipicamente, o conversor Flyback é utilizado para aumentar a tensão, e o ganho da saída pode variar bastante conforme a relação de transformação.

A Figura 24 mostra o ganho estático do conversor em MCC, frente a variações da razão cíclica, são apresentados também múltiplas variações de relação de transformação, e uma comparação com o Flyback quadrático.

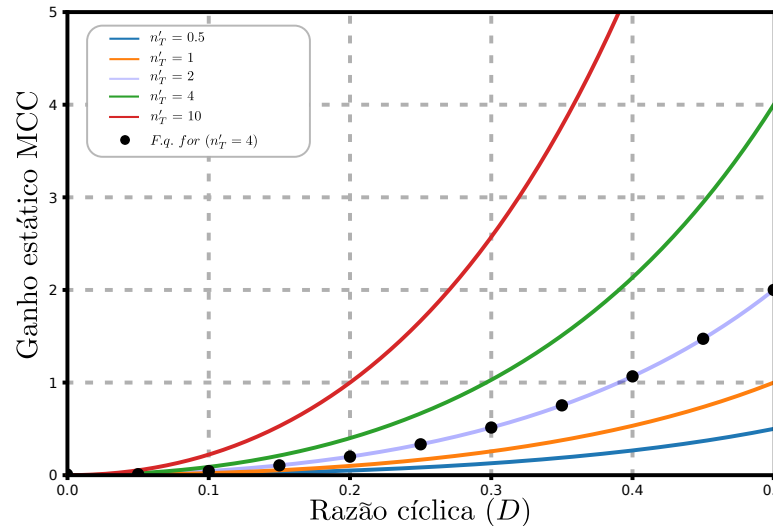
A Figura 25 mostra as principais formas de onda idealizadas do conversor no sentido Flyback. As chaves S_{s1} e S_{s2} exibem o sinal de comando, que opera os indutores acoplados.

O ciclo de chaveamento completo T_s é dividido em quatro períodos:

- Em t_0 , a chave S_{s1} entra em estado de condução, permanecendo até t_1 . Esse período é chamado de Δt_1 .
- Em t_1 , a chave S_{s1} entra em estado de bloqueio, permanecendo até t_2 . Esse período é chamado de Δt_2 .

- Em t_2 , a chave S_{s2} entra em estado de condução, permanecendo até t_3 . Esse período é chamado de Δt_3 .
- Em t_3 , a chave S_{s2} entra em estado de bloqueio, permanecendo até t_4 .

Figura 24 – Ganho estático do sentido Flyback MCC



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

As correntes no primário dos indutores acoplados também são mostradas, onde se nota que a corrente nos indutores nunca chega a zero, caracterizando operação em MCC. Os dois indutores estão sempre entregando corrente para a carga. Durante o período em que as chaves não estão em modo de condução, os indutores entregam energia para a carga paralelamente.

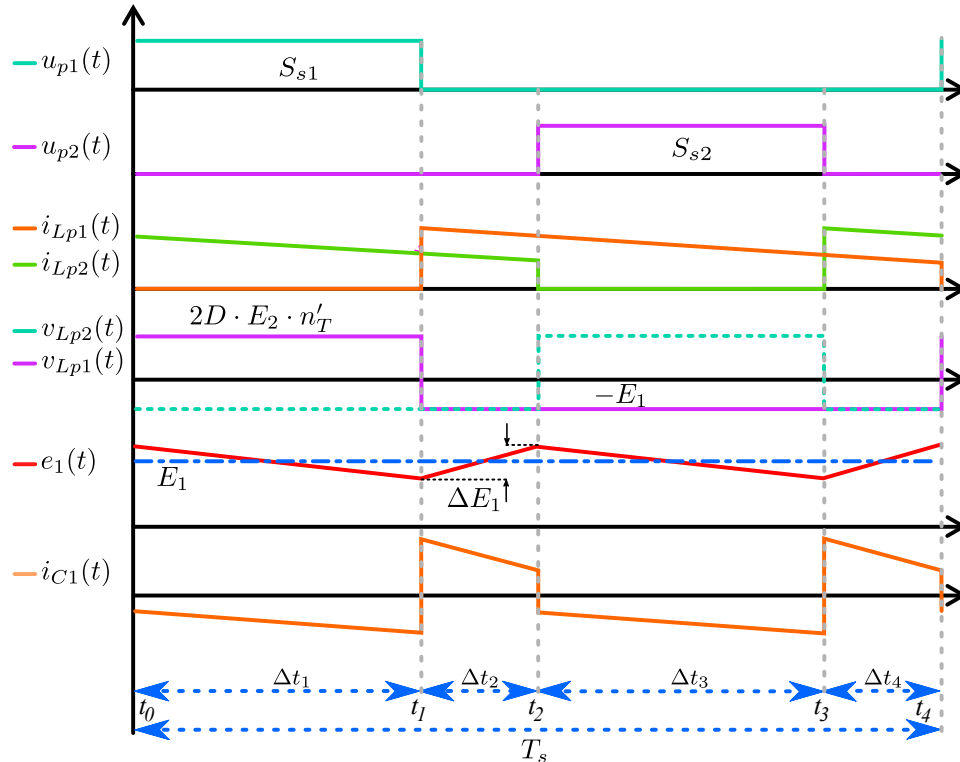
A tensão nos indutores acoplados é mostrada, sendo a tensão máxima no primário $2D \cdot E_2$ dividida pela relação de transformação do indutor acoplado. A tensão mínima aplicada no primário dos indutores é o inverso da tensão de entrada.

A ondulação de tensão na saída do conversor é o dobro da frequência de chaveamento, e a tensão média de saída também é exibida.

Observa-se que a corrente no capacitor de saída é positiva somente nos períodos em que as duas chaves estão em modo de bloqueio. Quando estão em modo de condução, o capacitor de saída armazena energia, e quando as chaves estão em modo de bloqueio, o capacitor de saída alimenta a carga, juntamente com os dois indutores acoplados em paralelo.

Na Figura 26 são mostradas as principais formas de onda idealizadas para o conversor operando em MCC, com subperíodos divididos conforme descrito anteriormente, baseando-se no estado de condução das chaves. Onde é apresentada a corrente no indutor L_1 , evidenciando que a corrente no indutor do circuito auxiliar de entrada também não chega a zero, caracterizando a operação em MCC. A tensão no indutor L_1 é mostrada, e nota-se que a tensão máxima e mínima deste indutor depende da razão cíclica aplicada no conversor, uma vez que essa tensão

Figura 25 – Principais formas de onda idealizadas no primário no sentido Flyback MCC.



Fonte: Adaptado de (Mayer, 2019).

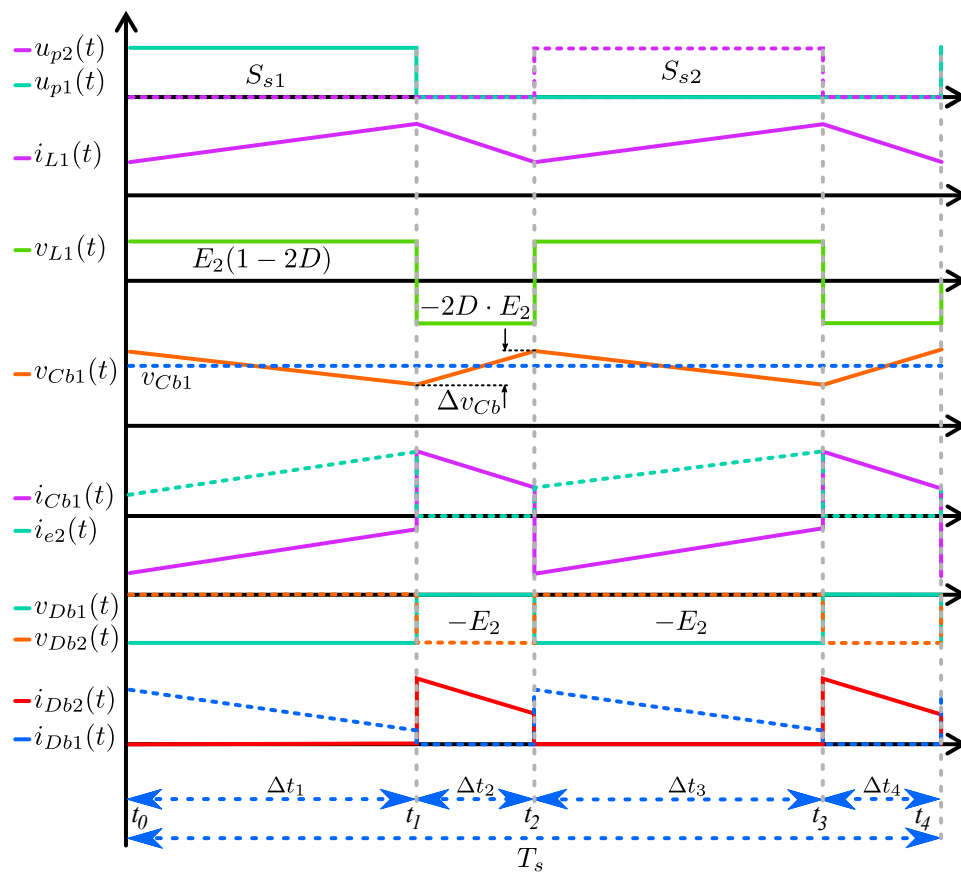
é a média do capacitor do circuito auxiliar. Essa tensão varia conforme a quantidade de energia que o capacitor C_b armazena durante o período de condução.

A tensão no capacitor C_b é a mesma que a tensão mínima aplicada no indutor do circuito auxiliar por E_2 . Este capacitor apresenta uma ondulação de corrente e armazena energia durante o período em que uma das chaves está em modo de condução, fornecendo essa energia para os indutores acoplados quando as duas chaves estão em modo de bloqueio.

O comportamento do capacitor C_b é analisado através da corrente mostrada nas formas de onda, armazenando energia quando as chaves estão conduzindo e entregando energia quando as chaves estão em estado de bloqueio. A corrente da fonte E_2 , que alimenta o circuito apenas durante os períodos em que a chave está em condução.

A tensão nos indutores do circuito auxiliar é apresentada, mostrando que a tensão mínima é o inverso da tensão da fonte E_2 . As correntes nos diodos do circuito auxiliar D_{b1} e D_{b2} são mostradas, onde D_{b1} fornece um caminho para o capacitor armazenar corrente durante o período de condução das chaves, enquanto durante o período em que as chaves estão em estado de bloqueio, D_{b2} permite que o capacitor do circuito auxiliar troque energia com o indutor L_1 .

Figura 26 – Principais formas de onda idealizadas no secundário no sentido Flyback MCC.



Fonte: Adaptado de (Mayer, 2019).

4 MODELAGEM DO CONVERSOR FORWARD/FLYBACK

A tarefa mais importante para um analista de sistemas de controle é desenvolver um modelo matemático do processo de interesse. Em muitas situações, a essência do problema de design analítico está na modelagem, uma vez que isso é realizado, o restante da análise rapidamente se encaixa. Modelar transforma sistemas complexos do mundo real em representações abstratas mais simples, permitindo que os analistas prevejam comportamentos, identifiquem potenciais problemas e projetem estratégias de controle eficazes. É a base sobre a qual são construídos sistemas de controle robustos e eficientes (Friedland, 1986).

O analista de sistemas precisa de modelos matemáticos dos processos em estudo, equações e fórmulas que prevejam como os diversos dispositivos se comportarão em resposta aos seus respectivas entradas. Do ponto de vista do analista de sistemas, cada dispositivo é uma "caixa preta", cujo funcionamento é regido por modelos matemáticos apropriados. O comportamento do processo geral é estudado e controlado analisando a interação dessas "caixas pretas" (Friedland, 1986).

Neste capítulo, é apresentada a modelagem matemática do conversor Forward/Flyback e a validação do modelo por meio de simulações, inicialmente o capítulo trata das considerações para aplicação da técnica de modelagem por espaço de estados, como definição das variáveis de estados, dos componentes armazenadores de energia e estados de operação que são relevantes para o funcionamento do conversor. Em seguida conforme a lei de Ohm, foi aplicada análise de circuito para definir as equações que representam o comportamento do conversor, para cada estado relevante e conforme as variáveis de estado.

Com as equações de cada estado de operação, foram organizadas as matrizes de estado conforme as etapas de operação relevantes, possibilitando a manipulação matemática para definição das equações médias que representam o comportamento do conversor. Para representação do sistema por espaço de estados foram aplicadas as pequenas perturbações no sistema, a planta foi linearizada, sendo feita a transformada de Laplace e utilizando a matriz canônica foram calculadas as função de transferência do sistema.

Por fim o comportamento das função de transferência foi validado conforme simulações no *software* PLECS®, comparando as simulações do circuito com o modelo da planta.

4.1 MODELAGEM POR ESPAÇO DE ESTADOS

A modelagem por espaço de estados é uma ferramenta matemática poderosa, utilizada para representar sistemas dinâmicos de n -ésima ordem, por um conjunto de n equações diferenciais de primeira ordem, relacionando as variáveis de entrada, saída e estado. Essa técnica é amplamente empregada para análise de sistemas elétricos, com o objetivo de representar o sistema para determinado ponto de operação. Em (Middlebrook; Cuk, 1976) é proposto um método aproximado geral para análise de conversores chaveados, de acordo com o autor o método pode ser aplicado para qualquer conversor chaveado.

Como referência para modelagem do conversor também foram utilizados (Ogata, 2010), que descreve a modelagem de diferentes sistemas, e apresenta uma modelagem de sistemas dinâmicos elétricos, com base nas equações regidas pela lei de Ohm e resposta em frequência derivadas da transformada de Laplace. Em (John, 1991) é apresentada a modelagem por média em espaço de estados de maneira detalhada.

A representação de conversores chaveados por espaço de estados requer algumas aproximações, que se tornam mais acentuadas em conversores com comportamento não linear, devido às dinâmicas desses conversores dependerem de vários fatores. Entre esses fatores está o comportamento dinâmico e a resposta em frequência, sendo os elementos armazenadores de energia os principais componentes. Esses elementos podem ser modelados em sistemas elétricos passivos, mas no caso dos conversores PWM, o comportamento dos elementos armazenadores de energia é afetado pela comutação, onde armazenam energia em uma etapa, fornecem energia em outra, a modelagem por espaço de estados, representa a média destes ciclos de carga e descarga.

Empregando a técnica de modelagem, são necessárias algumas definições, começando pela definição das variáveis de estado, que em conversores chaveados usualmente são os elementos armazenadores de energia. Feita essa definição, é necessário analisar o circuito para definir as etapas de operação relevantes para as variáveis de estado. Neste ponto, é importante avaliar quantas etapas de operação serão consideradas em um período, de acordo com o modo de operação do conversor. Além disso, é preciso definir a duração das etapas, de modo que se tenha a informação necessária para fazer a média das etapas e obter o modelo médio.

Um sistema em espaço de estados é representado por um sistema de equações de matrizes de n -ésima ordem mostrado em 3 e 4.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (3)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{F}\mathbf{u}(t) \quad (4)$$

Neste sistema de equações $\dot{\mathbf{x}}(t)$ é a derivada vetor de estados, é uma matriz de uma coluna e n linhas, ela representa a derivada de cada estado escolhido para o sistema, \mathbf{A} é uma matriz quadrada de n -ésima ordem, denominada matriz de estado que representa a derivada da matriz de estados multiplicando o vetor de estados $\mathbf{x}(t)$, \mathbf{B} é a matriz que é formada pela derivada da entrada em relação aos estados escolhidos, matriz de uma coluna e n linhas, multiplicada pelo vetor de entrada $\mathbf{u}(t)$, $\mathbf{y}(t)$ é o vetor de saída, esse vetor pode representar qualquer um dos estados, e teoricamente deve conter um vetor de saída para cada estado, \mathbf{C} é a matriz de saída, que é uma matriz com número de linhas para a quantidade de saídas, e n colunas para quantidade de variáveis de estado, representa a matriz de saída para cada variável de estado, e por fim a matriz $\mathbf{F}(t)$ é a matriz de transição direta, que representa uma matriz direta da entrada para a saída do sistema.

A representação do vetor de estados, vetor de entrada e vetor de saída em função do tempo são mostrados em 5.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (5)$$

No sistema apresentado, aplicado a conversores estáticos, as matrizes de entrada, saída e estados precisam ser médias. A quantidade de parcelas que compõem as médias das matrizes é determinada pela quantidade de etapas de operação relevantes para os elementos armazenadores de energia.

No caso de operação em condução descontínua, é necessário adicionar uma nova componente referente ao período onde a chave está em modo de bloqueio e a corrente no indutor é zero.

A abordagem de modelo médio em espaço de estado é válida quando os valores médios verdadeiros de cada variável de estado são usados, uma vez que, nessa técnica, apenas os parâmetros das matrizes de estado são ponderados as variáveis de estado não são ponderadas. Para representar o modelo médio do conversor em MCD, uma modificação precisa ser feita, para englobar essas diferenças dinâmicas é adicionada uma matriz de modificação \mathbf{M} .

A matriz de modificação, é uma correção do modelo de espaço de estados para MCD, é uma matriz diagonal, que contém o período em que os indutores estão operando, ela multiplica o sistema, para garantir que os valores em regime e dinâmicos, correspondam ao sistema modelado.

Em conversores convencionais com apenas uma chave, a média das matrizes é mostrada na equação 6, onde há apenas duas componentes da média, uma quando a chave está em modo de condução e outra quando a chave está em modo de bloqueio.

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D) \\ \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1 - D) \\ \mathbf{C} = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 (1 - D) \\ \mathbf{F} = \mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_2 (1 - D) \end{cases} \quad (6)$$

Expandindo a média para conversores intercalados, a nova média das matrizes é mostrada em 7, onde são levadas em consideração as etapas de condução e bloqueio para as duas chaves, em caso de operação em MCD são necessárias mais duas componentes da média, referente ao período em que a corrente no indutor é zero, matematicamente podem ser feitas simplificações para estados de operação equivalentes.

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - D\right) + \mathbf{A}_3 D + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - D\right) \\ \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - D\right) + \mathbf{B}_3 D + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - D\right) \\ \mathbf{C} = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - D\right) + \mathbf{C}_3 D + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - D\right) \\ \mathbf{F} = \mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - D\right) + \mathbf{F}_3 D + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - D\right) \end{cases} \quad (7)$$

Com a definição das matrizes médias, o sistema de equações mostrado em 3 e 4 pode ser representado pela média, considerando o ciclo de trabalho, que é representado nas equações 6 e 7 por D .

Aprofundando a análise de sistemas dinâmicos é aplicada uma pequena perturbação na entrada, que no caso de conversores chaveados é uma pequena perturbação na tensão de entrada do conversor, isso causa pequenas dinâmicas nas variáveis de estados e na saída, as pequenas perturbações somadas ao vetor de estados, vetor de entrada e vetor de saída são apresentadas em 8, as pequenas perturbações são aplicadas em torno de um ponto médio de operação, assim as componentes de estado, entrada e saída podem ser expandidas para uma pequena perturbação somada na média.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t) \quad \mathbf{u}(t) = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t) \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) \quad (8)$$

Aplicando o modelo médio somado as pequenas perturbações de 8 no modelo geral mostrado no sistema de equações 3 e 4, e utilizando as matrizes médias de 7, é obtido o modelo perturbado do sistema, expandindo a equação e separando as componentes médias das componentes dinâmicas são obtidas 9 e 10.

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) \quad (9)$$

$$\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{F}\mathbf{U} + \mathbf{F}\hat{\mathbf{u}}(t) \quad (10)$$

É necessário que a condição 11 seja satisfeita, para que as pequenas perturbações sejam consideradas pequenos sinais.

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(t) \ll \mathbf{X} \\ \hat{\mathbf{u}}(t) \ll \mathbf{U} \\ \hat{\mathbf{y}}(t) \ll \mathbf{Y} \end{cases} \quad (11)$$

Considerando que as componentes médias representam o conversor em regime permanente, é possível concluir que as componentes dinâmicas são nulas nesta condição, e assim obter um modelo médio que é apresentado em 12 e 13.

$$0 = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (12)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{CX} + \mathbf{FU} \quad (13)$$

Isolando a componente \mathbf{X} em 12 que representa a média de estados, e substituindo em 13, é obtida a saída média do sistema para operação em regime permanente, mostrada em 14, essa é a equação que representa as componentes CC do sistema, ou seja, a saída em regime permanente sem as componentes dinâmicas.

$$\mathbf{Y} = -\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{BU} + \mathbf{FU} \quad (14)$$

De mesmo modo isolando os pequenos sinais no sistema de equações mostrado em 9 e 10, tem-se 15 e 16, que são as componentes CA do sistema, e representam o comportamento transitório para pequenas perturbações na entrada.

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{F}\hat{\mathbf{u}}(t) \quad (16)$$

Expandindo o conjunto de equações do modelo de pequenos sinais 15 e 16, para obter o modelo considerando a média das matrizes mostrada em 7, é obtido o modelo geral de pequenos sinais mostrado em 17 e 18, onde \mathbf{K} é a matriz de fatores derivativos, cujo ao dividir cada estado o representa como derivada.

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = & \left[\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{A}_3 D + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{x}}(t) \\ & + \left[\mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{B}_3 D + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{u}}(t) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}(t) = & \left[\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{C}_3 D + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{x}}(t) \\ & + \left[\mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{F}_3 D + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{u}}(t) \end{aligned} \quad (18)$$

O modelo que rege o comportamento do conversor, considerando os valores médios CC, e dinâmicos CA é mostrado em 19 e 20.

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = & \left[\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{A}_3 D + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{X} \\ & + \left[\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{A}_3 D + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{x}}(t) \\ & + \left[\mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{B}_3 D + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{U} \\ & + \left[\mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{B}_3 D + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{u}}(t) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) = & \left[\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{C}_3 D + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{X} \\
& + \left[\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{C}_3 D + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{x}}(t) \\
& + \left[\mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{F}_3 D + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{U} \\
& + \left[\mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{F}_3 D + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \hat{\mathbf{u}}(t)
\end{aligned} \tag{20}$$

Para análise de comportamento dinâmico de conversores estáticos, é necessário analisar a resposta da saída para variações na razão cíclica, no entanto o modelo apresentado até o momento, representa apenas a resposta da saída pela entrada.

Para obter um novo sistema que leve em consideração dinâmicas em função da razão cíclica, é necessário aplicar pequenas perturbações na razão cíclica no modelo que possui componentes CC e CA, aplicando pequenas perturbações na razão cíclica em 19 e 20, de modo que 21 seja verdade, é obtido 22 e 23.

$$\left\{ \hat{d}(t) \ll D \right. \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = & \left[\mathbf{A}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{A}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \mathbf{X} \\
& + \left[\mathbf{A}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{A}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \hat{\mathbf{x}}(t) \\
& + \left[\mathbf{B}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{B}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \mathbf{U} \\
& + \left[\mathbf{B}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{B}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \hat{\mathbf{u}}(t)
\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) = & \left[\mathbf{C}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{C}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \mathbf{X} \\
& + \left[\mathbf{C}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{C}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \hat{\mathbf{x}}(t) \\
& + \left[\mathbf{F}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{F}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \mathbf{U} \\
& + \left[\mathbf{F}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) + \mathbf{F}_3 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - (D + \hat{d}(t)) \right) \right] \hat{\mathbf{u}}(t)
\end{aligned} \tag{23}$$

Rearranjando o modelo é obtido 24 e 25.

$$\begin{aligned}
\mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = & \left[\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{A}_3 D + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{X} \\
& + \left[\mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{B}_3 D + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{U} \\
& + [\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - \mathbf{A}_4] \mathbf{X} \hat{d}(t) + [\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - \mathbf{B}_4] \mathbf{U} \hat{d}(t) \\
& + [\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - \mathbf{A}_4] \hat{\mathbf{x}}(t) \hat{d}(t) + [\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - \mathbf{B}_4] \hat{\mathbf{u}}(t) \hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) &= \left[\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{C}_3 D + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{X} \\
&\quad + \left[\mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{F}_3 D + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{U} \\
&\quad + [\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_3 - \mathbf{C}_4] \mathbf{X} \hat{d}(t) + [\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_2 + \mathbf{F}_3 - \mathbf{F}_4] \mathbf{U} \hat{d}(t) \\
&\quad + [\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_3 - \mathbf{C}_4] \hat{\mathbf{x}}(t) \hat{d}(t) + [\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_2 + \mathbf{F}_3 - \mathbf{F}_4] \hat{\mathbf{u}}(t) \hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{25}$$

Considerando que as Equações 11 e 21 são verdadeiras, o produto de pequenos sinais por pequenos sinais pode ser desconsiderado no sistema. Dessa forma, ao fazer a linearização e desconsiderar componentes de segunda ordem, o sistema linearizado é mostrado nas equações 26 e 27. Esse modelo considera as componentes médias e pequenas variações na razão cíclica.

$$\begin{aligned}
\mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \left[\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{A}_3 D + \mathbf{A}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{X} \\
&\quad + \left[\mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{B}_3 D + \mathbf{B}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{U} \\
&\quad + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - \mathbf{A}_4) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - \mathbf{B}_4) \mathbf{U}] \hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{26}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) &= \left[\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{C}_3 D + \mathbf{C}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{X} \\
&\quad + \left[\mathbf{F}_1 D + \mathbf{F}_2 \left(\frac{1}{2} - D \right) + \mathbf{F}_3 D + \mathbf{F}_4 \left(\frac{1}{2} - D \right) \right] \mathbf{U} \\
&\quad + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_3 - \mathbf{C}_4) \mathbf{X} + (\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_2 + \mathbf{F}_3 - \mathbf{F}_4) \mathbf{U}] \hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{27}$$

O modelo geral de pequenos sinais representa o comportamento dinâmico do conversor, em regiões de operação próximas do ponto quiescente, esse ponto de operação representa o comportamento do conversor em regime permanente. Para variações em um ponto de operação muito distantes do modelo médio mostrado em 14, o comportamento dinâmico do sistema pode não representar com fidelidade o conversor, e apresentar erro em regime permanente devido a linearização feita em 26 e 27.

A análise do comportamento dos conversores estáticos demanda de análise da resposta no tempo, e na frequência, para representar o sistema de espaço de estados no tempo e na frequência é necessário aplicar a transformada de Laplace no sistema, então obter as função de transferência desejadas para analisar o sistema.

Aplicando a transformada de Laplace no sistema mostrado em 3 e 4 tem-se 28 e 29.

$$s\dot{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{x}(0) = \mathbf{A}\mathbf{x}(s) + \mathbf{B}\mathbf{u}(s) \tag{28}$$

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{C}\mathbf{x}(s) + \mathbf{F}\mathbf{u}(s) \tag{29}$$

Rearranjando e colocando $\dot{\mathbf{x}}(s)$ em evidência, tem-se 30, onde I é uma matriz identidade da mesma ordem de \mathbf{A} , e que foi introduzida no sistema de equações para viabilizar a subtração

de s pela matriz de estados.

$$\dot{\mathbf{x}}_{(s)}(Is - A) = +\mathbf{B}\mathbf{u}_{(s)} \quad (30)$$

Isolando $\dot{\mathbf{x}}_{(s)}$ na equação 30 é obtido o vetor de estados no plano s , mostrado em 31, esse sistema de equações só pode ser verdade quando o determinante de $(Is - A)$ for diferente de zero, de modo que quanto maior a ordem do sistema, mais complexa se torna a definição da matriz de estados, a consideração de não idealidades nos elementos armazenadores de energia, pode se tornar necessária para que o determinante não seja nulo.

$$\dot{\mathbf{x}}_{(s)} = (Is - A)^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}_{(s)} \quad (31)$$

Substituindo 31 em 29 tem-se a resposta da saída do plano s , essa é mostrada em 32

$$\mathbf{y}_{(s)} = \mathbf{C}(Is - A)^{-1}\mathbf{B}\mathbf{u}_{(s)} + \mathbf{F}\mathbf{u}_{(s)} \quad (32)$$

Rearranjando 32 para representar o vetor de saída em função da entrada, é obtido 33.

$$\frac{\mathbf{y}_{(s)}}{\mathbf{u}_{(s)}} = \mathbf{C}(Is - A)^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{F} \quad (33)$$

Esse sistema representa a resposta da saída pela entrada de um modelo genérico de espaço de estados, aplicado a conversores chaveados, onde a entrada é a razão cíclica. Para que a resposta dinâmica e em regime permanente seja em função da razão cíclica, é preciso considerar a matriz de entrada no formato canônico. Essa matriz é retirada do modelo de pequenos sinais linearizado, mostrado na equação 26, e é apresentada na equação 34. Essa é a matriz Jacobiana para o sistema de espaço de estados, e no presente trabalho, ela é tratada como a matriz de entrada no formato canônico \mathbf{B}_c .

$$\mathbf{B}_c(t) = [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - \mathbf{A}_4)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - \mathbf{B}_4)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (34)$$

Do mesmo modo a matriz de transição direta deve ser considerada de acordo com o modelo linearizado de pequenos sinais, essa é mostrada em 35.

$$\mathbf{F}_c(t) = [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 + \mathbf{C}_3 - \mathbf{C}_4)\mathbf{X} + (\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_2 + \mathbf{F}_3 - \mathbf{F}_4)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (35)$$

Utilizando 34 e 35 para representar o sistema no plano s , é obtido 36.

$$\frac{\hat{\mathbf{y}}_{(s)}}{\hat{d}_{(s)}} = \mathbf{C}(Is - A)^{-1}\mathbf{B}_c + \mathbf{F}_c \quad (36)$$

Considerando que a matriz inversa é a matriz adjunta sobre o determinante, então a 33 e 36 podem ser representadas como 37 e 38.

$$\frac{\hat{\mathbf{y}}_{(s)}}{\hat{\mathbf{u}}_{(s)}} = \mathbf{C} \frac{\text{adj}(Is - A)}{\det(Is - A)} \mathbf{B} + \mathbf{F} \quad (37)$$

$$\frac{\hat{\mathbf{y}}(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C} \frac{\text{adj}(Is - A)}{\det(Is - A)} \mathbf{B}_c + \mathbf{F}_c \quad (38)$$

Para esse conjunto de equações, considerando que os sistemas representam uma matriz de função de transferência, todas as função de transferência do sistema representado pela equação (37) compartilham os mesmos polos. Da mesma forma, todas as função de transferência do sistema representado pela equação (38) compartilham os mesmos polos, que são representados pela equação (39). Como os polos dependem de um determinante, o equacionamento só pode ser verdadeiro se o determinante for diferente de zero.

$$\det(Is - A) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_0 = a(s) \quad (39)$$

4.2 EQUACIONAMENTO SENTIDO FORWARD

A modelagem no sentido Forward foi feita considerando MCC, olhando para a corrente no indutor L_1 . A análise de circuitos foi feita considerando apenas as etapas relevantes para os elementos armazenadores de energia, portanto os elementos no secundário do conversor, essas etapas de operação são mostradas na Figura 18.

Os elementos armazenadores de energia relevantes para o funcionamento do conversor no sentido Forward foram definidos da seguinte forma:

- Corrente no indutor acoplado L_1 , (i_{L1});
- Corrente no indutor acoplado L_2 , (i_{L2});
- Tensão no capacitor de saída C_1 , (v_{C2}).

Para facilitar a análise dos circuitos do conversor, foram realizadas algumas simplificações, com a intenção de reduzir ao mínimo possível a quantidade de elementos, além dos armazenadores de energia e suas respectivas resistências parasitas. Deste modo, foram consideradas as seguintes premissas:

- Os transformadores T_1 e T_2 operam de forma simétrica e intercalada, são transformadores ideais, e possuem as mesmas propriedades, de modo a serem considerados como um ganho na tensão de entrada;
- O conversor está operando com razão cíclica menor que 50%, e em MCC;
- As chaves S_{p11} , S_{p12} , S_{p21} e S_{p22} são ideais, e operam de maneira simétrica e intercalada, de modo que podem ser consideradas como apenas uma chave;
- Os diodos envolvidos nas respectivas etapas também foram considerados ideais;
- Resistências parasitas dos elementos armazenadores de energia, foram consideradas.

Com base nas considerações feitas as etapas de desmagnetização dos transformadores no primário, foram desconsideradas na modelagem, sendo levadas em contas apenas as etapas Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 e Δt_4 , do secundário do conversor.

Dessa forma, as etapas Δt_1 e Δt_3 são consideradas equivalentes, assim como as etapas Δt_2 e Δt_4 . E assim, do ponto de vista da carga, o conversor apresenta apenas dois circuitos equivalentes.

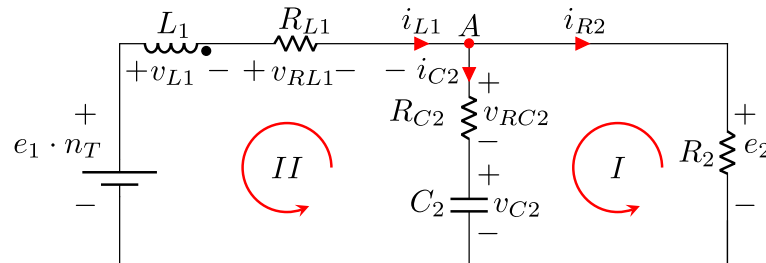
Com base nas considerações e no entendimento das etapas de funcionamento, foram montados circuitos equivalentes para aplicação das Leis de Kirchhoff da Tensão (LKT) e da Corrente (LKI). Esses circuitos foram utilizados para obter as respectivas equações de tensão e corrente para cada etapa de operação.

4.2.1 Equacionamento da primeira e terceira etapas

O equacionamento da primeira e terceira etapas do conversor, foi feito considerando o circuito mostrado na Figura 11.

Conforme as considerações feitas anteriormente, os transformadores foram representados por um ganho n_T multiplicando a tensão de entrada. O circuito simplificado para primeira etapa no sentido Forward em MCC, é mostrado na Figura 27.

Figura 27 – Circuito equivalente primeira etapa, sentido Forward.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Aplicando LKT no circuito, a soma das tensões da malha II precisa ser igual a zero, essa relação é mostrada em 40.

$$-e_1(t) \cdot n_T + v_{L1}(t) + v_{RL1}(t) + e_2(t) = 0 \quad (40)$$

Considerando a tensão na resistência parasita de L_1 como 41.

$$v_{RL1}(t) = i_{L1}(t) \cdot R_{L1} \quad (41)$$

A tensão de saída não é a mesma tensão no capacitor de filtro, por causa da resistência parasita, e é mostrada em 42.

$$e_2(t) = v_{C2}(t) + R_{C2} \cdot i_{C2}(t) \quad (42)$$

A soma das correntes no nó A é mostrada em 43.

$$i_{C2}(t) = i_{L1}(t) - i_{R2}(t) \quad (43)$$

Sendo definida a corrente de saída como 44.

$$i_{R2}(t) = \frac{e_2(t)}{R_2} \quad (44)$$

Substituindo 44 em 43, tem-se 45.

$$i_{C2}(t) = i_{L1}(t) - \frac{e_2(t)}{R_2} \quad (45)$$

E substituindo 45 em 42, tem-se 46.

$$e_2(t) = v_{C2}(t) + R_{C2} \cdot \left(i_{L1}(t) - \frac{e_2(t)}{R_2} \right) \quad (46)$$

Rearranjando 46 é formada uma nova equação pra tensão de saída, que depende apenas da corrente no indutor e tensão no capacitor, mostrada em 47.

$$e_2(t) = \frac{R_2 \cdot R_{C2}}{R_2 + R_{C2}} i_{L1}(t) + \frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) \quad (47)$$

Substituindo 47 e 41 em 40 é formada uma nova equação que representa a soma das tensões na malha I , essa é mostrada em 48.

$$-e_1(t) \cdot n_T + v_{L1}(t) + R_{L1} i_{L1}(t) + \frac{R_2 \cdot R_{C2}}{R_2 + R_{C2}} i_{L1}(t) + \frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) = 0 \quad (48)$$

Rearranjando 48 é derivada a equação de tensão em L_1 , mostrada em 49.

$$v_{L1}(t) = \left(-R_{L1} - \frac{R_2 \cdot R_{C2}}{R_2 + R_{C2}} \right) i_{L1}(t) - \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) v_{C2}(t) + e_1(t) \cdot n_T \quad (49)$$

O indutor L_2 possui tensão, devido ao acoplamento, porém não introduz dinâmica durante esta etapa de operação, pois a corrente é nula, sendo assim 50 é verdade.

$$v_{L2}(t) = 0 \quad (50)$$

Substituindo 47 em 45, é derivada a equação de corrente no capacitor de filtro, mostrada em 51.

$$i_{C2}(t) = i_{L1}(t) - \left(\frac{R_2 \cdot R_{C2}}{R_2 + R_{C2}} i_{L1}(t) + \frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) \right) \cdot \frac{1}{R_2} \quad (51)$$

Rearranjando 51 é obtido 52.

$$i_{C2}(t) = \left(1 - \frac{R_{C2}}{R_2 + R_{C2}} \right) i_{L1}(t) - \frac{1}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) \quad (52)$$

Uma simplificação ainda pode ser feita em 52, aplicando mínimo múltiplo comum em 1, e subtraindo a resistência parasita do capacitor, para obter 53.

$$i_{C2}(t) = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) i_{L1}(t) - \frac{1}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) \quad (53)$$

A representação por espaço de estados é realizada utilizando as equações de derivadas das variáveis de estado. Portanto, foram calculadas as derivadas de cada variável para obter o formato correto da representação.

A derivada da corrente no indutor acoplado L_1 é mostrada em 54.

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \left(-R_{L1} - \frac{R_2 \cdot R_{C2}}{R_2 + R_{C2}} \right) i_{L1}(t) - \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) v_{C2}(t) + e_1(t) \cdot n_T \quad (54)$$

Sendo L_1 a primeira variável de estado é definida 55.

$$\dot{x}_1(t) = \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \left(\frac{-R_{L1}}{L_1} - \frac{R_2 \cdot R_{C2}}{L_1(R_2 + R_{C2})} \right) i_{L1}(t) - \left(\frac{R_2}{L_1(R_2 + R_{C2})} \right) v_{C2}(t) + \frac{n_T}{L_1} e_1(t) \quad (55)$$

A derivada da corrente no indutor acoplado L_2 é nula, portando 56 é verdade.

$$\dot{x}_2(t) = \frac{di_{L2}(t)}{dt} = 0 \quad (56)$$

E a última derivada para esse sentido é a derivada da tensão no capacitor que é mostrada em 57.

$$C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} i_{L1}(t) - \frac{1}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) \quad (57)$$

Rearranjando 57 é obtido a derivada da tensão no capacitor de filtro, e última derivada do sistema, mostrada em 58.

$$\dot{x}_3(t) = \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{R_2}{C_2(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) - \frac{1}{C_2(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (58)$$

A tensão de saída do sistema não é exatamente a mesma tensão no capacitor de filtro C_2 , isso porque a RSE foi considerada, portando a matriz de saída para a tensão de saída é obtida através de 47, resultando em 59.

$$e_2(t) = \frac{R_2 \cdot R_{C2}}{n_T(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) + \frac{R_2}{n_T(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (59)$$

Utilizando as equações de derivada dos três elementos armazenadores de energia, o sistema de espaço de estados que representa esse período é mostrado em 60 e 61.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \\ \hat{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & & & \\ -\frac{R_{L1}}{L_1} - \frac{R_2 \cdot R_{C2}}{L_1(R_2 + R_{C2})} & 0 & -\frac{R_2}{L_1(R_2 + R_{C2})} & \\ 0 & 0 & 0 & \\ \frac{R_2}{C_2(R_2 + R_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_2 + R_{C2})} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{L2}(t) \\ \hat{v}_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \frac{2DE_1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}(t) \\ \hat{e}_1(t) \end{bmatrix} \quad (60)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{e}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & & & \\ 1 & 0 & 0 & \\ -\frac{R_2 R_{C2}}{n_T(R_2 + R_{C2})} & 0 & \frac{R_2}{n_T(R_2 + R_{C2})} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{v}_{C1}(t) \end{bmatrix} \quad (61)$$

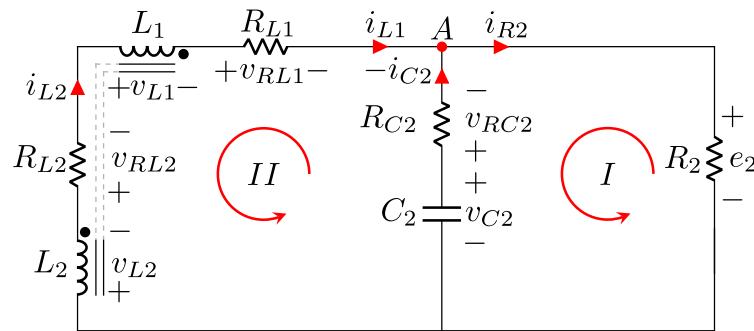
O sistema foi construído com duas saídas inicialmente, a corrente no indutor acoplado $\hat{i}_{L1}(t)$ e a tensão de saída $\hat{e}_2(t)$, para a matriz B a saída pela tensão de entrada.

4.2.2 Equacionamento segunda e quarta etapas Forward

A terceira etapa se inicia quando todas as chaves estão em estado de bloqueio, as mesmas considerações feitas para a primeira etapa foram feitas para analisar a segunda. O circuito equivalente foi montado com base na Figura 13 que do ponto de vista da carga é equivalente ao circuito mostrado na Figura 16.

A Figura 39 mostra o circuito equivalente utilizado para análise. Como pode ser visto, durante esta etapa a fonte de alimentação não está conectada ao conversor, e a corrente que circula através do indutor L_1 é a mesma que circula por L_2 .

Figura 28 – Análise de circuito na terceira e sexta etapas no sentido Forward.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Aplicando a LKT a soma das tensões em uma malha deve ser igual a zero, portanto somando as tensão na malha II é formada 62.

$$v_{L2}(t) + v_{RL2}(t) + v_{L1}(t) + v_{RL1}(t) + e_2(t) = 0 \quad (62)$$

A tensão na resistência parasita dos indutores é equivalente ao produto da corrente pela resistência em série, portanto 63 pode ser reescrita como 62.

$$v_{L2}(t) + R_{L2}i_{L2}(t) + v_{L1}(t) + R_{L1}i_{L1}(t) + e_2(t) = 0 \quad (63)$$

A tensão de saída é a tensão no capacitor menos a queda de tensão de sua resistência parasita, mostrada em 64.

$$e_2(t) = -R_{C2}i_{C2}(t) + v_{C2}(t) \quad (64)$$

A corrente que circula no capacitor C_2 , pode ser definida como 65.

$$i_{C2}(t) = i_{L1}(t) - i_{R2}(t) \quad (65)$$

Substituindo 65 em 64 é derivada 66.

$$e_2(t) = -R_{C2}(i_{L1}(t) - i_{R2}(t)) + v_{C2}(t) \quad (66)$$

A corrente na carga pode ser representada pela razão da tensão de saída pela resistência R_2 , mostrada em 67.

$$i_{C2}(t) = i_{L1}(t) - \frac{e_2(t)}{R_2} \quad (67)$$

Sendo assim 66 pode ser reescrita como 68.

$$e_2(t) = -R_{C2}(i_{L1}(t) - \frac{e_2(t)}{R_2}) + v_{C2}(t) \quad (68)$$

Rearranjando 68 em termos da tensão de saída, é obtida a equação 69.

$$e_2(t) + \frac{R_{C2}}{R_2} e_2(t) = -R_{C2} i_{L1}(t) + v_{C2}(t) \quad (69)$$

Para obter a equação da tensão de saída 69 é rearranjada e mostrada em 70.

$$e_2(t) = \left(\frac{R_{C2} \cdot R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) i_{L1}(t) + \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) v_{C2}(t) \quad (70)$$

A tensão no indutor acoplado pode ser representada em função da relação de transformação n_{La} , portanto 71 e 72 são verdadeiras.

$$v_{L2}(t) = n_{La} \cdot v_{L1}(t) \quad (71)$$

$$v_{L1}(t) = \frac{v_{L2}(t)}{n_{La}} \quad (72)$$

Substituindo 70 e 71 em 62, é obtida 73.

$$n_{La} \cdot v_{L1}(t) + R_{L2} i_{L2}(t) + v_{L1}(t) + R_{L1} i_{L1}(t) + \left(\frac{R_{C2} \cdot R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) i_{L1}(t) + \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) v_{C2}(t) = 0 \quad (73)$$

Considerando que a corrente que circula no indutor L_2 é a mesma que circula em L_1 , e rearranjando 73 para obter a equação de tensão no indutor L_1 , é derivada 74.

$$v_{L1}(t) = \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) - \frac{R_2}{(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (74)$$

Considerando 72 ao invés de 71, tem-se a equação de tensão no indutor acoplado L_2 , mostrada em 75.

$$v_{L2}(t) = \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{\left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) - \frac{R_2}{\left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (75)$$

Substituindo 70 em 67, é formada a equação de corrente na carga, mostrada em 76.

$$i_{C2}(t) = i_{L1}(t) - \left[\left(\frac{R_{C2} \cdot R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) i_{L1}(t) + \left(\frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} \right) v_{C2}(t) \right] \cdot \frac{1}{R_2} \quad (76)$$

Simplificando 76 é obtida 77.

$$i_{C2}(t) = \left(1 - \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_2}\right) i_{L1}(t) - \frac{1}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) \quad (77)$$

Para adequar as equações levantadas ao método de representação em espaço de estados, foram calculadas as respectivas derivadas.

A derivada da corrente no indutor L_1 , é mostrada em 78.

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) - \frac{R_2}{(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (78)$$

A corrente em L_1 já foi considerada anteriormente como a primeira derivada do sistema, então ela foi rearranjada para 79.

$$\dot{x}_1(t) = \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{L_1(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) - \frac{R_2}{L_1(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (79)$$

A corrente no indutor acoplado L_2 é mostrada em 80.

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{\left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) - \frac{R_2}{\left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (80)$$

Como essa variável de estado foi considerada como segunda variável do sistema, a equação foi rearranjada como 81.

$$\dot{x}_2(t) = \frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{L_2 \left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} i_{L1}(t) - \frac{R_2}{L_2 \left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (81)$$

A derivada da tensão no capacitor de saída é calculada com base na equação 77, e é mostrada em 82.

$$C_2 \frac{v_{C2}(t)}{dt} = \left(1 - \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_2}\right) i_{L1}(t) - \frac{1}{R_2 + R_{C2}} v_{C2}(t) \quad (82)$$

A tensão no capacitor foi considerada como a terceira variável de estado do sistema, e é rearranjada para 83.

$$\dot{x}_3(t) = \frac{v_{C2}(t)}{dt} = \left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C2}}{C_2(R_{C2} + R_2)}\right) i_{L1}(t) - \frac{1}{C_2(R_2 + R_{C2})} v_{C2}(t) \quad (83)$$

A saída do sistema é a tensão sobre o resistor R_2 , que não é a mesma que o capacitor, por causa da queda de tensão na RSE. Sendo assim a saída do sistema é mostrada em 84, ela precisa ser dividida pela relação de transformação n_T .

$$e_2(t) = \left(\frac{R_{C2} \cdot R_2}{n_T(R_2 + R_{C2})}\right) i_{L1}(t) + \left(\frac{R_2}{n_T(R_2 + R_{C2})}\right) v_{C2}(t) \quad (84)$$

Utilizando as equações definidas, o sistema de espaço de estados foi montado, conforme mostrado em 85, e a saída no sistema em 86.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{\hat{x}}_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{L_1(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} & 0 & -\frac{R_2}{L_1(1 + n_{La})(R_2 + R_{C2})} \\ \frac{(R_2 + R_{C2})(-R_{L1} - R_{L2}) - R_{C2} \cdot R_2}{L_2 \left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} & 0 & -\frac{R_2}{L_2 \left(1 + \frac{1}{n_{La}}\right)(R_2 + R_{C2})} \\ \left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C2}}{C_2(R_{C2} + R_2)}\right) & 0 & -\frac{1}{C_2(R_2 + R_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{L2}(t) \\ \hat{v}_{C1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}(t) \\ \hat{e}_1(t) \end{bmatrix} \quad (85)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{e}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & & \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_2 R_{C2}}{n_T(R_2 + R_{C2})} & 0 & \frac{R_2}{n_T(R_2 + R_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} \quad (86)$$

4.2.3 Espaço de estados sentido Forward

Após definir as equações para cada um dos estados, tanto da entrada quanto da saída do sistema, é necessário, para aplicar a modelagem por espaço de estados, calcular a média das matrizes ao longo de um ciclo de chaveamento completo. Isso assegura que a representação obtida seja precisa e reflita o comportamento médio do sistema ao longo do tempo.

Para o cálculo da média das matrizes na modelagem por espaço de estados, foram consideradas as etapas referentes ao secundário do conversor, apresentadas da Figura 18.

A média do sistema foi feita conforme 87, considerando \mathbf{A}_1 equivalente a \mathbf{A}_3 , e \mathbf{A}_2 equivalente a \mathbf{A}_4 . A matriz de transição direta \mathbf{F} foi considerada nula em todas as etapas.

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot 2D + \mathbf{A}_2 \cdot 2 \left(\frac{1}{2} - D \right) \\ \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot 2D + \mathbf{B}_2 \cdot 2 \left(\frac{1}{2} - D \right) \\ \mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \cdot 2D + \mathbf{C}_2 \cdot 2 \left(\frac{1}{2} - D \right) \\ \mathbf{F} = \mathbf{F}_1 \cdot 2D + \mathbf{F}_2 \cdot 2 \left(\frac{1}{2} - D \right) \end{cases} \quad (87)$$

As matrizes médias são mostradas em 88, para a matriz de estados e 89 a matriz de saída.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_1(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_2(t) \\ \hat{\mathbf{x}}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & & & \\ -\frac{J_1}{L_1(1+n_{La})(R_2+R_{C2})} & 0 & -\frac{R_2(2D \cdot n_{La})+1}{L_1(n_{La}+1)(R_2+R_{C2})} & \\ \frac{J_2}{L_1 \left(1 + \frac{1}{n_{La}} \right) (R_2+R_{C2})} & 0 & \frac{R_2 \cdot n_{La}(2D-1)}{L_2(n_{La}+1)(R_2+R_{C2})} & \\ \frac{R_2}{C_2(R_2+R_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_2+R_{C2})} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{L2}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \frac{2Dn_T}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}(t) \\ e_1(t) \end{bmatrix} \quad (88)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{e}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & & \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_2 R_{C2}}{R_2 + R_{C2}} & 0 & \frac{R_2}{R_2 + R_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} \quad (89)$$

Com o objetivo de ajustar graficamente a representação da matriz de estados, duas simplificações são feitas, e mostradas em 90.

$$\begin{cases} J_1 = R_2(R_{C2} + R_{L1} + R_{L2} + 2D(R_{C2} \cdot n_{La} + R_{L1} \cdot n_{La} - R_{L2})) + R_{C2}(R_{L1} + R_{L2} + 2D(R_{L1} \cdot n_{La} - R_{L2})) \\ J_2 = n_{La} \cdot (2D - 1)(R_2 R_{C2} + R_2 R_{L1} + R_2 R_{L2} + R_{C2} R_{L1} + R_{C2} R_{L2}) \end{cases} \quad (90)$$

A matriz \mathbf{B} representa a matriz de entrada como tensão, então o sistema proposto até o momento representa a saída do sistema para tensão de entrada.

Para encontrar a matriz média de entrada que represente a entrada como a razão cíclica, é preciso aplicar pequenas perturbações na razão cíclica e linearizar, conforme mostrado em 22, assim a nova matriz de entrada no formato canônico, pode ser calculada como 34.

Para calcular a matriz de entrada no formato canônico, é conhecer a matriz com os valores médio dos estados, essa matriz foi definida conforme análise em CCM do conversor, feita em (Mayer, 2019), e é mostrada em 91.

$$\begin{bmatrix} \frac{2D \cdot n_T(n_{La}+1)}{2Dn_{La}+1} \frac{E_1}{R_2} \\ \frac{1-2D}{2Dn_{La}+1} \cdot \frac{2Dn_T(n_{La}+1)}{2Dn_{La}+1} \cdot \frac{E_1}{R_2} \\ \frac{2Dn_T(n_{La}+1)}{2Dn_{La}+1} E_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (91)$$

A matriz de entrada no formato canônico é derivada do modelo 34, que é mostrada em 92, para o conversor operando no sentido Forward.

$$\mathbf{B}_c(t) = [(2\mathbf{A}_1 - 2\mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (2\mathbf{B}_1 - 2\mathbf{B}_2) \mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (92)$$

Com a matriz de valores médios, agora é derivada do sistema, a matriz de entrada no formato canônico mostrada em 94.

$$\begin{bmatrix} \frac{2E_1 n_T (R_2 + 2DR_{L2} - 2DR_{L1} n_{La})}{L_1 R_2 (2Dn_{La} + 1)} \\ \frac{4DE_1 n_T n_{La} (L_1 R_2^2 + L_2 R_2 R_{C2} + L_2 R_2 R_{L1} + L_2 R_2 R_{L2} + L_2 R_{C2} R_{L1} + L_2 R_{C2} R_{L2})}{L_1 L_2 R_2 (2Dn_{La} + 1) (R_2 + R_{C2})} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (93)$$

Com a matriz de entrada para linearização feita em torno de D , o sistema pode ser em função da entrada como tensão utilizando \mathbf{B} , ou em função da razão cíclica linearizada ao entorno de um ponto quiescente utilizando \mathbf{B}_c .

Com auxílio do software *Mathcad*®, foram definidas as função de transferência do sistema, as funções no formato simbólico são mostradas no Apêndice A, as funções numéricas, foram calculadas conforme parâmetros da Tabela 1.

A função de transferência de corrente no indutor acoplado L_1 por tensão de entrada é mostrada em 94, é possível observar que a planta possui um ZSE (Zero do Semiplano Esquerdo), e é de segunda ordem.

$$\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{e}_1}(s) = \frac{1,50274 \cdot 10^{-3} \cdot s + 12,2762}{1,59935 \cdot 10^{-7} \cdot s^2 + 1,3319474 \cdot 10^{-3} \cdot s + 327,15508} \quad (94)$$

Com o objetivo de facilitar a análise da planta, um novo formato foi apresentado, mostrando as raízes dos polos complexos, esse é mostrado em 95. A frequência das raízes do polo complexo é de 7,1 kHz.

$$\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{e}_1}(s) = \frac{1,50274 \cdot 10^{-3} \cdot s + 12,2762}{1,59935 \cdot 10^{-7} \cdot (s + 4167,6 - i \cdot 44996,3) \cdot (s + 4167,6 + i \cdot 44996,3)} \quad (95)$$

A função de transferência da tensão de saída em relação à tensão de entrada é apresentada na equação (96). Como esperado, os polos da planta são idênticos aos da planta de corrente

Tabela 1 – Parâmetros utilizados para o cálculo da função de transferência do sentido Forward.

Parâmetro	Valor	Unidade
E_1	400	V
E_2	200	V
L_1	89,4	μH
R_{L1}	0,0099	Ω
L_2	89,4	μH
R_{L2}	0,0119	Ω
n_{La}	1	–
n_T	0,548	–
C_2	1,65	μF
R_{C2}	0,0045	Ω
R_2	13,33	Ω
f_s	35	kHz
D	0,42	–
P_o	3,5	kW

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

no indutor, visto que esses polos correspondem à matriz adjunta da matriz de estados **A** no plano s , conforme ilustrado na equação 37. Esta planta possui um ZSE, introduzido pela resistência série equivalente (RSE) do capacitor de filtro. Ao analisar a planta sem considerar essa resistência parasita, o ZSE desaparece, a influência deste zero não é aparente no comportamento do sistema.

$$\frac{\hat{e}_2}{\hat{e}_1}(s) = \frac{6,76 \cdot 10^{-6} \cdot s + 298,57}{1,59935 \cdot 10^{-7} \cdot s^2 + 1,3319474 \cdot 10^{-3} \cdot s + 327,15508} \quad (96)$$

A equação da tensão de saída em função da razão cíclica é apresentada na equação 97. Esta planta também possui os mesmos polos que as anteriores. É importante ressaltar que essa função de transferência é linearizada em torno de um ponto quiescente de D , e, portanto, representa dinamicamente o conversor. No entanto, pode apresentar erro em CC para pontos de operação muito distantes do ponto de operação.

$$\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}(s) = \frac{0,699889s + 154560,148}{1,59935 \cdot 10^{-7} \cdot s^2 + 1,3319474 \cdot 10^{-3} \cdot s + 327,15508} \quad (97)$$

A função de transferência da tensão de saída pela corrente no indutor pode ser obtida pela razão entre as equações 96 e 94, sendo apresentada na equação 98. Esta é uma função de transferência mais simples e comumente aplicada no controle em modo cascata. Considerando que os polos das duas plantas são iguais, ao fazer a razão entre as função de transferência, eles se anulam.

$$\frac{\hat{e}_2}{\hat{i}_{L1}}(s) = \frac{6,76 \cdot 10^{-6} \cdot s + 298,57}{1,50274 \cdot 10^{-3} \cdot s + 12,2762} \quad (98)$$

4.2.4 Resultados da simulação no sentido Forward

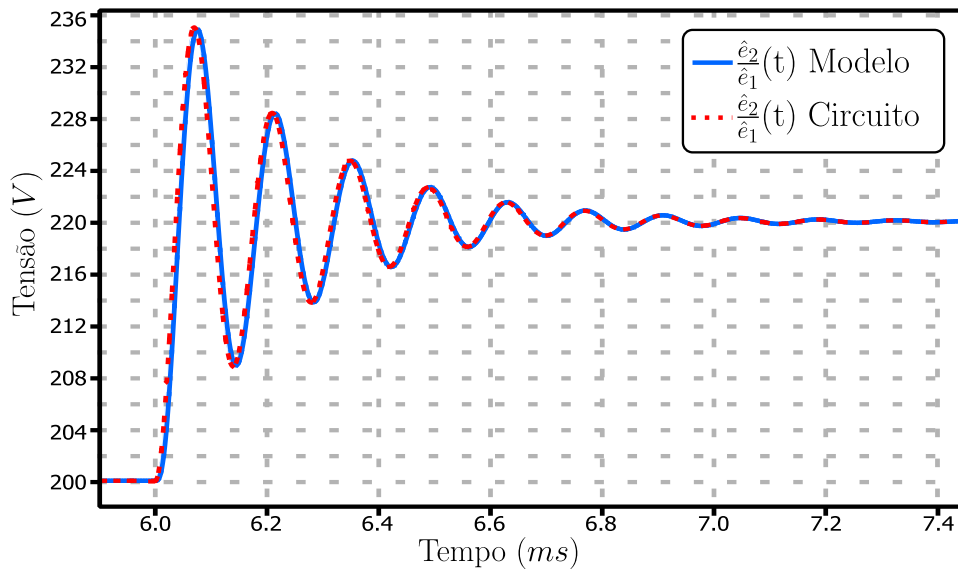
Para validar as plantas modeladas e calculadas, foram realizadas simulações no software PLECS®. As simulações utilizaram os mesmos parâmetros da Tabela 1, e o circuito simulado foi o mesmo apresentado na Figura 10.

Neste modo de operação, a carga está localizada na porta E_2 , e as chaves operam de maneira intercalada em conjunto com os dois transformadores.

Com o objetivo de avaliar o comportamento da planta, foram realizadas simulações com variações de degrau na entrada do sistema, e variações no espectro de na frequência. Para validar a planta do conversor, é necessário avaliar a resposta do modelo tanto em relação à entrada do sistema quanto em frequência, para garantir que o sistema não entre em uma região de instabilidade.

A Figura 29 apresenta a resposta ao degrau da planta de tensão de saída em relação à tensão de entrada. O degrau aplicado à planta consistiu em uma variação de 10 % na tensão de entrada. É possível observar que a resposta tanto do modelo quanto do circuito simulado converge para a mesma tensão de saída, de 220 V, correspondendo também a uma variação de 10 % na tensão de saída.

Figura 29 – Resposta ao degrau no sentido Forward, planta de tensão de saída por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

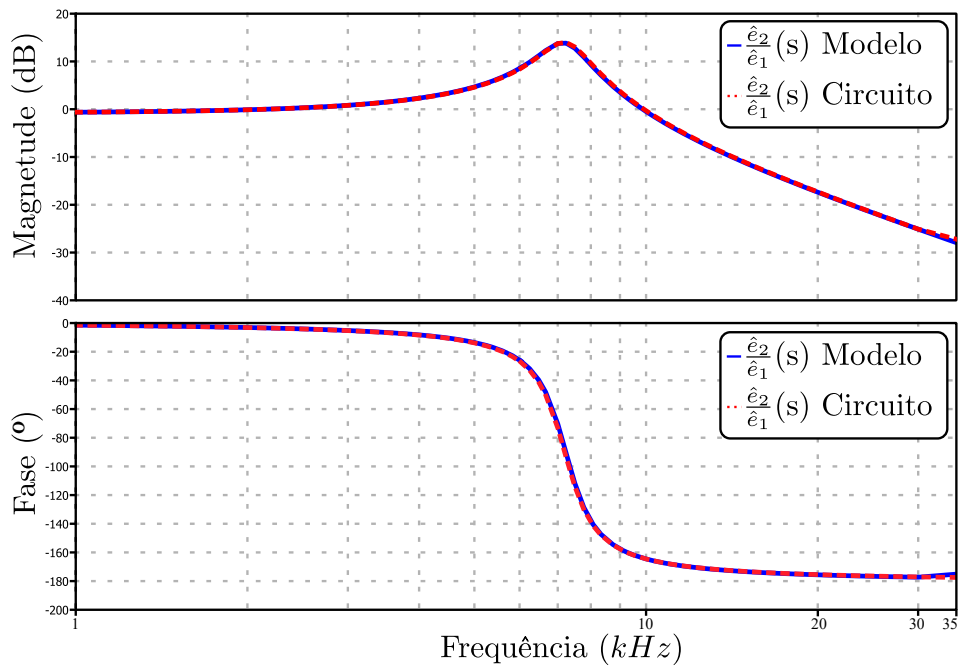
A oscilação do transitório foi equivalente para ambos, com uma frequência de oscilação simulada de 7,1 kHz, correspondendo a um período de 140,845 μ s. O sobressinal máximo medido foi de 6,81 %, correspondendo a 235 V, e o tempo de assentamento para 5 % do valor final foi de 0,1 ms medido em simulação.

Essa resposta demonstra que a planta é bem comportada para variações na tensão de entrada, e que o modelo corresponde ao circuito simulado tanto na resposta transitória quanto no regime permanente.

Para validar as plantas modeladas e calculadas, foi realizada uma verificação da resposta em frequência utilizando simulação e aplicando a ferramenta ACSWEEP. Para essa análise, foi adicionada uma fonte de pequenas perturbações somadas à tensão de entrada, e a resposta foi medida para ambos os modelos.

A Figura 30 apresenta a resposta obtida na simulação com ACSWEEP, onde o gráfico mostra um diagrama de bode para o circuito simulado e o modelo. A faixa de frequência analisada variou de 1 kHz até 35 kHz, que também corresponde à frequência de chaveamento do circuito simulado.

Figura 30 – Resposta em frequência do sentido Forward, planta de tensão de saída por tensão de entrada.

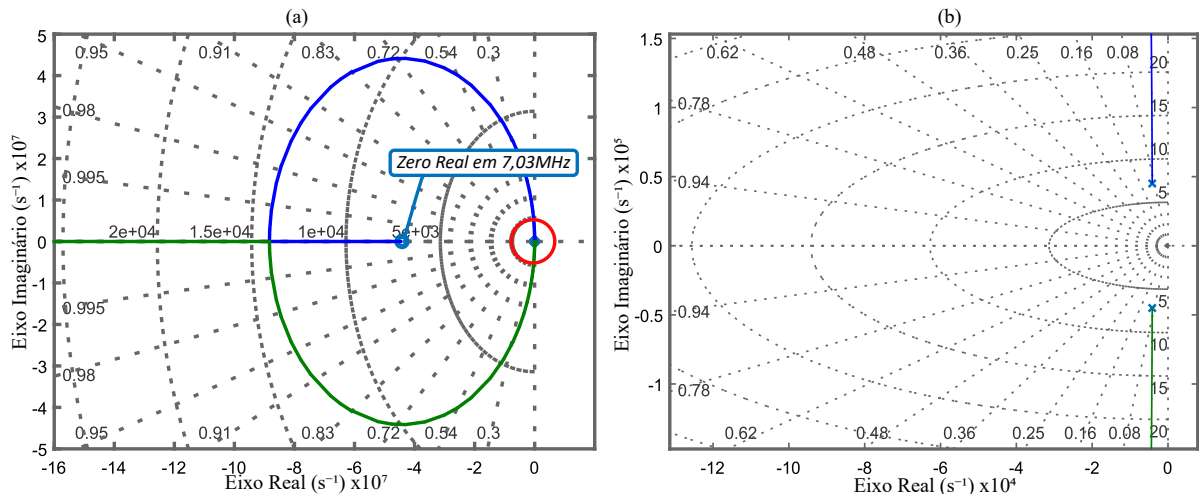


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

É possível observar que a frequência de ressonância da planta está localizada em 7,1 kHz, correspondente à frequência de oscilação da resposta ao degrau. A planta possui apenas um polo complexo, com as raízes localizadas em 7,1 kHz, conforme mostrado nos polos da equação 95.

A Figura 31 mostra os diagrama de lugar das raízes para o modelo, em (a) é mostrado o diagrama completo, dando destaque para o zero localizado em alta frequência, enquanto em (b) é mostrado o detalhe do zero complexo localizado abaixo da frequência de chaveamento. Analisando o diagrama, nota-se que o zero real da planta está localizado na frequência de 7,03 kHz, que é muito distante da frequência de chaveamento, o polo complexo está localizado dentro da região representada por um círculo vermelho no diagrama.

Figura 31 – Diagrama de local das raízes Forward, planta de tensão de saída por tensão de entrada. (a) Espectro completo do diagrama, mostrando Zero em alta frequência. (b) Detalhe da região de operação próxima da frequência de chaveamento.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O zero da planta não se mostra significativo para o sistema devido a estar localizado a uma frequência muito acima da de chaveamento, embora essa condição dependa dos parâmetros do circuito, como a RSE, tensão e corrente de saída, e potência nominal. Esse zero pode se tornar mais relevante para a planta dependendo do ponto de operação, pois a frequência e o ganho dele são dependentes destes fatores.

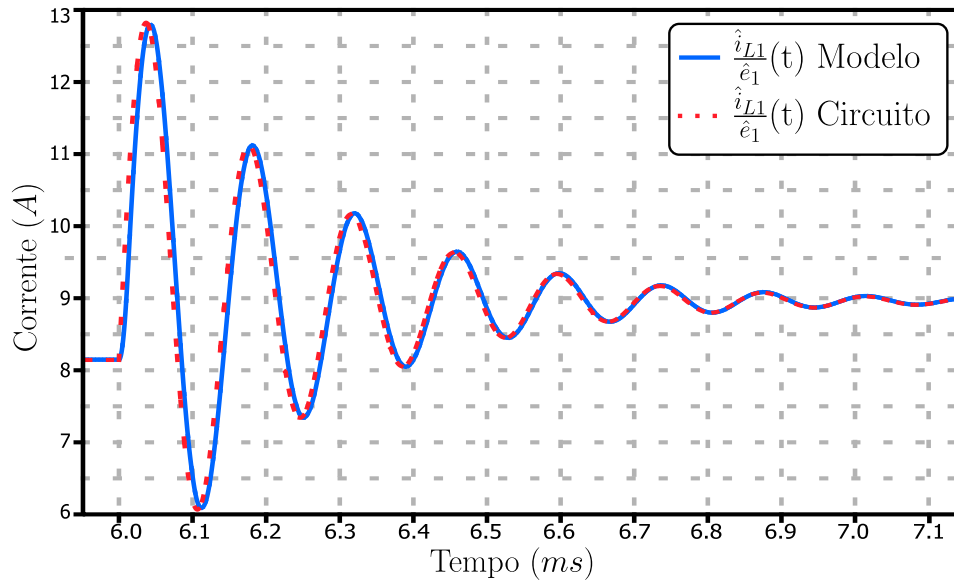
No detalhe mostrado na Figura 31(b) os polos complexos localizados na frequência de 7,1 kHz são destacados, essa região é correspondente a região dentro do círculo vermelho da Figura 31(a), esse polo complexo que rege o comportamento da planta.

Em seguida foi realizada uma simulação com a planta de corrente no indutor por tensão de entrada, para essa simulação, foi utilizada uma variação de 10 % na tensão de entrada. A Figura 32 ilustra a resposta ao degrau simulada, para o modelo calculado, e para o circuito simulado, a corrente no indutor é representada com por uma média móvel, para facilitar a apresentação.

O valor médio da corrente no indutor com a tensão de entrada de 200 V é de 8,22 A para ambos, tanto o modelo quanto o circuito simulado. Quando a tensão de entrada é variada para 220 V, as duas plantas convergem para o mesmo valor de 9,042 A, correspondendo a uma variação de 10 % na corrente, demonstrando uma resposta linear às variações da tensão de entrada.

A frequência de oscilação do transitório também é de 7,1 kHz. O valor máximo da corrente atingido no transitório foi de 12,953 A, o que representa um sobressinal de 43 %. Após 0,3 ms, o valor da corrente se manteve abaixo de 10 % do valor em regime permanente.

Figura 32 – Resposta ao degrau do sentido Forward, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 33 mostra a resposta em frequência da planta simulada com a aplicação da ferramenta ACSWEEP. É possível observar que o polo complexo está posicionado na mesma frequência que a planta de tensão de saída, 7,1 kHz, condizendo com a frequência de oscilação do transitório do conversor na resposta ao degrau.

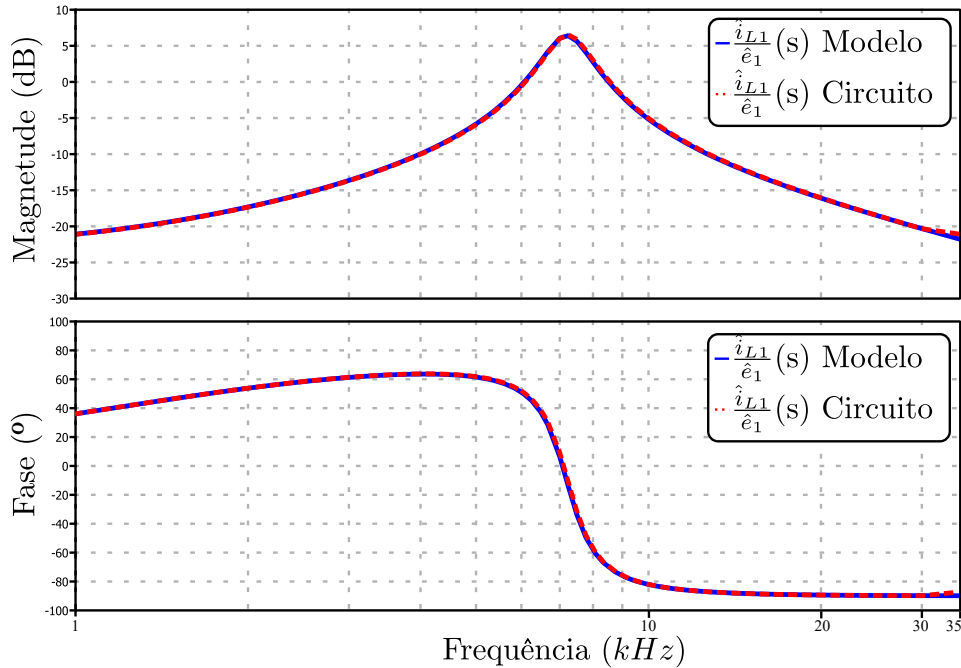
A planta de corrente possui o mesmo polo complexo que a planta de tensão, portanto, a frequência de ressonância das duas plantas é a mesma. Esta planta possui um zero em 1,3 Hz, que afeta o comportamento da planta. É possível verificar o efeito deste zero observando a fase inicial do diagrama de Bode, que inicia com uma defasagem maior que 0° , aproximadamente 39° .

A Figura 34 mostra o diagrama de lugar das raízes para a planta de corrente por tensão de entrada. Analisando o diagrama é possível observar que ela possui um zero real localizado na frequência de 1,3 kHz, cujo o efeito também pode ser observado no diagrama de bode, e um polo complexo localizado em 7,1 kHz, que faz com que o sistema tenha a resposta oscilatória nesta frequência.

O diagrama de bode do modelo e do circuito simulado, é equivalente, não apresentando erros significativos, nem na resposta no tempo, nem na resposta no frequência.

A resposta ao degrau da planta de tensão de saída em função da razão cíclica é mostrada na Figura 35. A simulação foi realizada com uma variação de 5 % na razão cíclica. Nota-se que a frequência de oscilação permanece a mesma, pois os polos complexos são os mesmos das plantas de corrente e tensão de saída por tensão de entrada, estando localizados em 7,1 kHz.

Figura 33 – Resposta em frequência no sentido Forward, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O valor máximo atingido no transitório para o modelo foi de 217,4 V, com um sobressinal correspondente a 3,5 % do valor em regime permanente. Observa-se também que o modelo calculado possui um erro em regime permanente. O erro é introduzido no sistema devido à linearização do modelo, que é uma etapa necessária para obter a planta de tensão de saída em função da razão cíclica utilizando a técnica de média de espaço de estados.

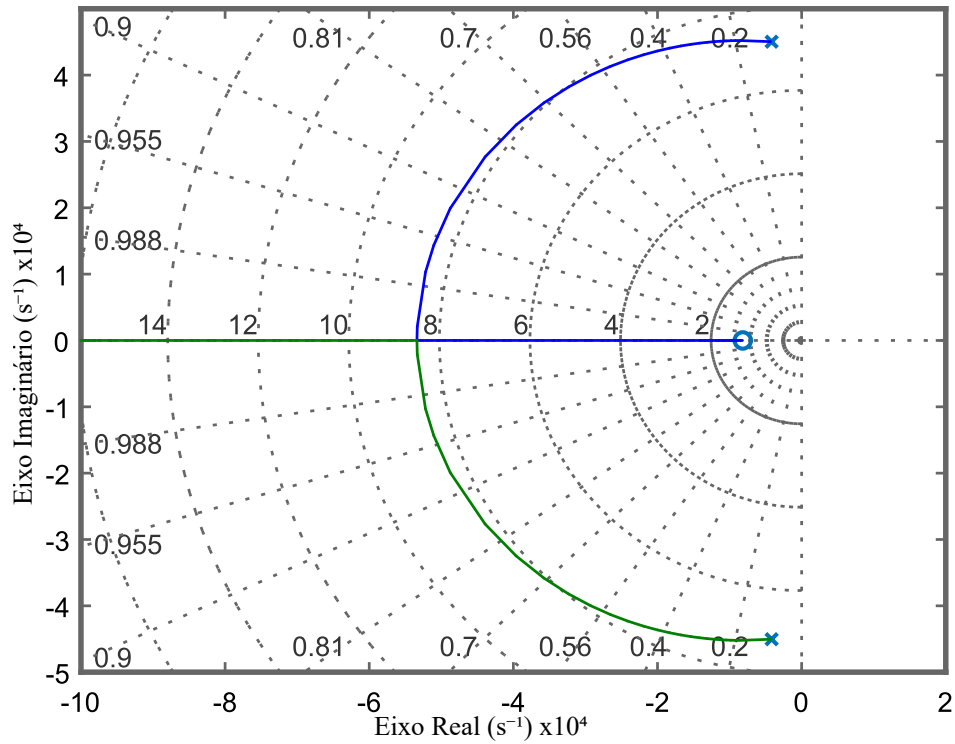
A tensão em regime permanente do modelo calculado foi de 210 V, enquanto o circuito simulado convergiu para uma tensão média de 205,3 V, correspondendo a um erro de 2,3 %. Realizando uma variação de 10 % na razão cíclica em simulação, o erro em regime permanente apresentado foi de 9,54 %.

A resposta em frequência da planta e do circuito simulado é apresentada na Figura 36. Assim como nas outras plantas, a frequência de ressonância está localizada em 7,1 kHz, devido ao polo complexo comum a elas.

O erro em regime permanente é evidente ao analisar o ganho do sistema, enquanto a fase não apresenta grandes divergências quando comparado o circuito simulado com o modelo calculado. O diagrama de Bode foi gerado para a faixa de frequência de 1 kHz até 35 kHz, que é a própria frequência de chaveamento do circuito simulado.

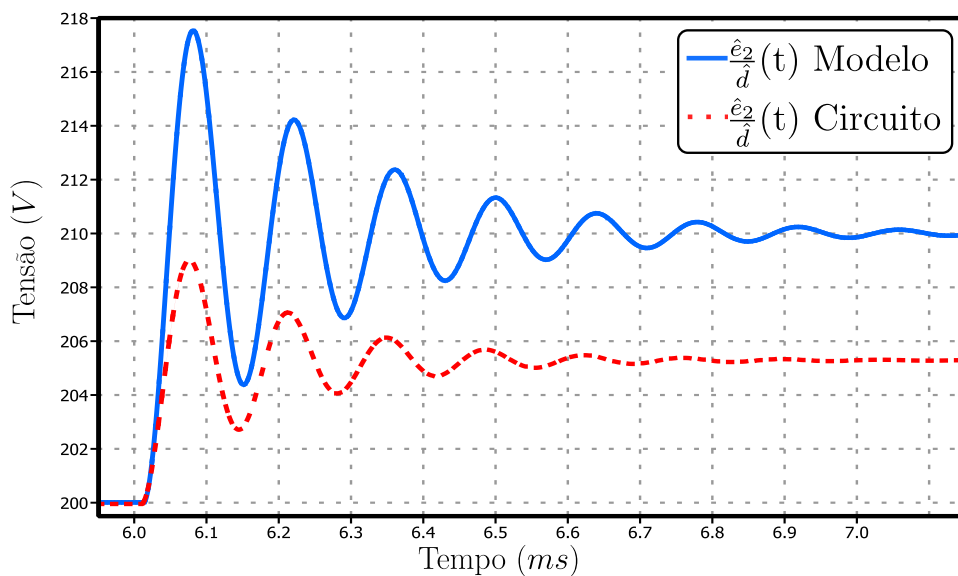
A Figura 37 mostra o diagrama de lugar das raízes para a planta de tensão de saída por razão cíclica do conversor Forward operando em MCC. Analisando o diagrama é possível observar que o polo complexo é presente na planta, e também um zero real localizado na frequência de chaveamento.

Figura 34 – Diagrama de local das raízes Forward, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

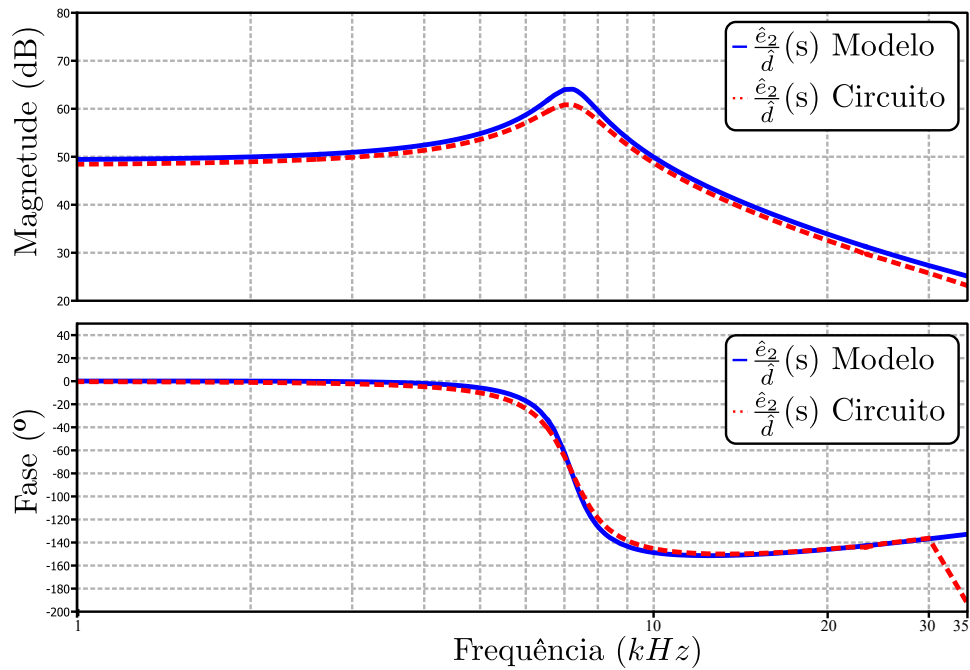
Figura 35 – Resposta ao degrau no sentido Forward, planta de tensão de saída por razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

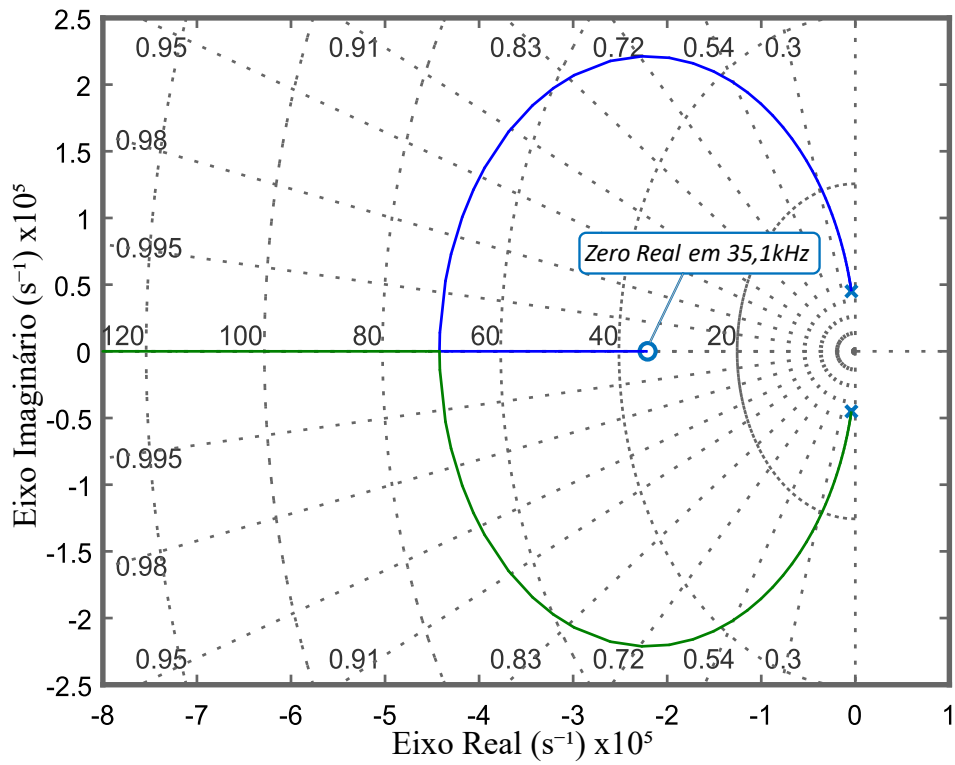
A Figura 38 mostra a resposta do modelo linearizado em torno de múltiplas razões cíclicas, comparada com o ganho estático do conversor no modo Forward em MCC.

Figura 36 – Resposta em frequência no sentido Forward, planta de tensão de saída por razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 37 – Diagrama de local das raízes Forward, planta de tensão de saída por razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

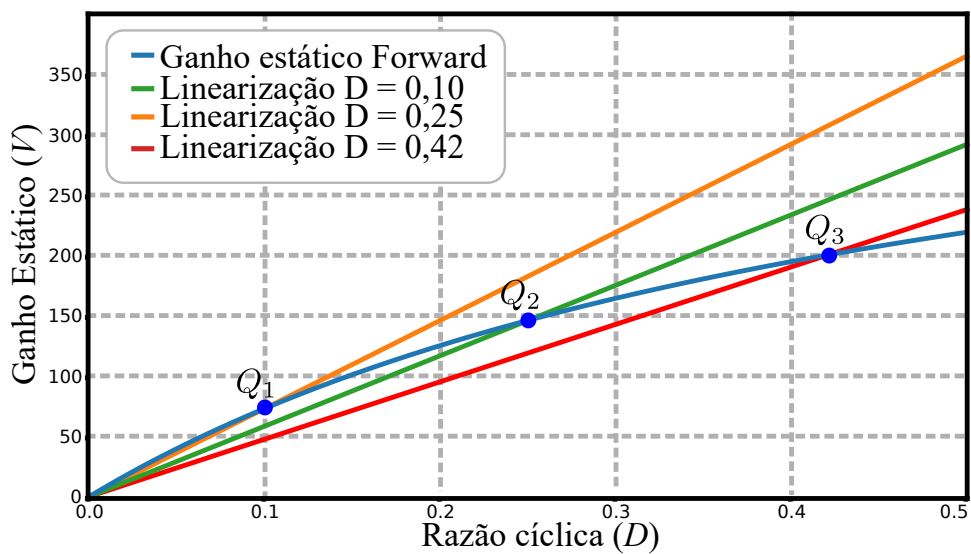
É possível observar que o conversor possui um comportamento não linear, e que essa não linearidade se torna mais evidente com o aumento da relação de transformação do indutor acoplado n_{La} , quanto maior a relação de transformação do indutor acoplado, mais o conversor se aproxima de um comportamento logarítmico, conforme mostrado na Figura 17.

Em relação ao modelo linearizado, é possível observar que ele atinge o valor para o ponto de operação onde foi feita a linearização, porém, apresenta erro CC quando o conversor opera fora desses pontos.

O erro CC introduzido devido à linearização é maior proporcionalmente ao comportamento não linear do sistema analisado. Quanto mais linear for a planta analisada, como no caso de conversores do tipo Buck, menor é o erro CC que o modelo apresenta. Em contrapartida, quanto mais não linear for a planta, como no caso do conversor Boost, maior será o erro do modelo.

No caso de conversores Buck-Boost, o erro também depende significativamente do ponto de operação. Considerando que o comportamento do conversor é praticamente linear até uma razão cíclica de 0,5, o erro do modelo e do circuito nesta região é baixo ou nulo. No entanto, para razões cíclicas maiores que 0,5, o erro pode se tornar mais acentuado.

Figura 38 – Ganho estático no sentido Forward em MCC comparado com linearização em vários pontos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

4.3 EQUACIONAMENTO SENTIDO FLYBACK

A modelagem do conversor no sentido Flyback foi feita considerando as quatro etapas de operação explicadas anteriormente, também foi considerada que a corrente no indutor L_1 está em MCC, as variáveis de estado selecionadas são as seguintes:

- Corrente no indutor acoplado L_1 (i_{L1});
- Corrente no indutor L_{S1} (i_{LS1});
- Corrente no indutor L_{S2} (i_{LS2});
- Tensão no capacitor C_b (v_{Cb});
- Tensão no capacitor de saída C_1 (v_{C1}).

Na modelagem de conversores estáticos é importante analisar os elementos armazenadores de energia, e para os outros elementos simplificações podem ser feitas, com o objetivo de tornar a modelagem e equacionamento matemático simplificados, foram feitas as seguintes considerações:

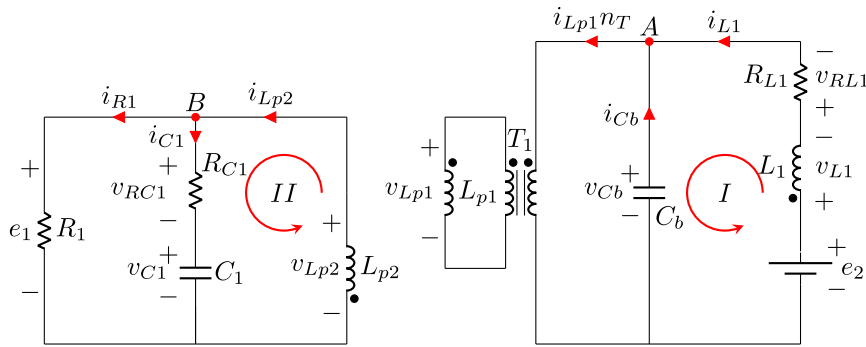
- Os indutores L_{s1} e L_{s2} operam como indutores acoplados, chaveados por S_{S1} e S_{S2} ;
- Todos as chaves e diodos são representadas por um modelo ideal, portanto as não-idealidades destes componentes não foram consideradas para efeitos de modelagem matemática;
- Os indutores L_2 , L_3 , L_4 e a indutância de acoplamento L_a não tem relevância no armazenamento de energia, portanto foram desconsiderados, assim como os braços de chave conectados à eles;
- As chaves S_{p11} , S_{p12} , S_{p21} e S_{p22} não são utilizadas de maneira ativa, apenas os diodos são utilizados para transferir energia para a carga, portanto foram considerados apenas os diodos em antiparalelo com a chave;
- O capacitor C_b que fica na entrada e interfere diretamente no armazenamento de energia no indutor L_1 , esse conjunto opera como um filtro de corrente e tensão na entrada;
- Foram consideradas as não idealidades dos elementos L_1 e capacitor de saída C_2 .

Com base nas considerações acima a topologia simplificada utilizada para fazer a modelagem foi apresentada na Figura 20, e foram consideradas as quatro etapas de operação.

4.3.1 Equacionamento primeira etapa no sentido Flyback

O equacionamento da primeira etapa de operação do conversor no sentido Flyback foi feito considerando o circuito apresentado anteriormente na Figura 21, e as variáveis de estado definidas para a planta, com base nas considerações, um circuito equivalente foi montado com o objetivo de análise de circuito e equacionamento das variáveis de estado, este é apresentado na Figura 39.

Figura 39 – Análise de circuito na primeira etapa do sentido Flyback.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O objetivo do equacionamento das variáveis de estado é definir as equações de tensão nos indutores e corrente nos capacitores, de modo que a derivada destas represente a derivada de corrente nos indutores e tensão nos capacitores, na primeira etapa de operação.

Analisando a malha I apresentada na Figura 39, é possível chegar a seguinte equação de malha.

$$-e_2(t) + v_{L1}(t) + R_{L1}i_{L1}(t) + v_{Cb}(t) = 0 \quad (99)$$

Isolando $v_{L1}(t)$ é obtido 100, essa é a equação de tensão no indutor L_1 durante a primeira etapa.

$$v_{L1}(t) = -R_{L1}i_{L1}(t) - v_{Cb}(t) + e_2(t) \quad (100)$$

A soma das correntes no nó A é definida em 101.

$$i_{L1}(t) + i_{Cb}(t) = i_{LS1}(t)n_T \quad (101)$$

A equação 101 foi manipulada de modo a isolar a corrente $i_{Cb}(t)$, assim chegando na equação 102, que representa a corrente no capacitor C_b .

$$i_{Cb}(t) = -i_{L1}(t) + i_{LS1}(t)n_T \quad (102)$$

A soma das correntes no nó B é definida em 103.

$$i_{LS2}(t) = i_{R1}(t) + i_{C1}(t) \quad (103)$$

A equação 103 foi manipulada de modo a isolar a corrente $i_{C1}(t)$, assim chegando na equação 104, que representa a corrente no capacitor C_1 .

$$i_{C1}(t) = i_{LS2}(t) - i_{R1}(t) \quad (104)$$

Sendo a corrente na saída equivalente a tensão de saída, dividida pela carga, e substituindo essa definição em 104, chega-se em 105.

$$i_{C1}(t) = i_{LS2}(t) - \frac{e_1(t)}{R_1} \quad (105)$$

A tensão de saída é equivalente a tensão no capacitor C_1 , menos a RSE (Resistência Série Equivalente) que é representada por R_{C1} no circuito da Figura 39, multiplicada pela corrente no capacitor, que é representada por $i_{C1}(t)$ essa definição aparece em 106.

$$e_1(t) = -R_{C1}i_{C1}(t) + v_{C1}(t) \quad (106)$$

Substituindo 106 em 105 tem-se 107.

$$i_{C1}(t) = i_{LS2}(t) - \left(\frac{-R_{C1}i_{C1}(t) + v_{C1}(t)}{R_1} \right) \quad (107)$$

Expandindo 107, e isolando a corrente $i_{C1}(t)$ tem-se 111.

$$i_{C1}(t) \left(1 - \frac{R_{C1}}{R_1} \right) = i_{LS2}(t) - \frac{v_{C1}(t)}{R_1} \quad (108)$$

$$i_{C1}(t) \frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} = i_{LS2}(t) - \frac{v_{C1}(t)}{R_1} \quad (109)$$

$$i_{C1}(t) = i_{LS2}(t) \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} - \frac{v_{C1}(t)}{R_1} \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} \quad (110)$$

$$i_{C1}(t) = \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \frac{1}{R_1 - R_{C1}} v_{C1}(t) \quad (111)$$

Analisando a Figura 39 é possível observar que, o indutor L_{S2} é conectado com o ponto no terminal negativo da carga, e com o não-ponto no terminal positivo, portanto a tensão $v_{LS2}(t)$ é o inverso da tensão na carga e no capacitor C_1 , essa é mostrada em 112.

$$-v_{LS2}(t) = v_{C1}(t) - i_{C1}(t)R_{C1} \quad (112)$$

Para representar a equação de estados é necessário que as equações sejam compostas apenas por variáveis definidas como variáveis de estado, para o capacitor C_1 a variável de estado que foi definida é a tensão, portanto é necessário um ajuste da equação 112, para que a corrente $i_{C1}(t)$ seja representada em termos das variáveis de estado.

Sendo $i_{C1}(t)$ definida em 111, substituindo em 112 tem-se 113, simplificando a equação e reagrupando as variáveis é formada 114.

$$v_{LS2}(t) = v_{C1}(t) - \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} v_{C1}(t) \quad (113)$$

$$v_{LS2}(t) = -\frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) + \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}}\right) v_{C1}(t) \quad (114)$$

Durante esta etapa de operação a tensão aplicada no indutor L_{S1} , é a tensão no capacitor C_b multiplicada pela relação de transformação do transformador n_T , essa equação é mostrada em 115.

$$v_{LS1}(t) = v_{Cb}(t) n_T \quad (115)$$

Para representar a etapa de operação em espaço de estados é necessário montar a matriz de estados com a derivada das equações, portando a derivada das equações dos elementos armazenadores de energia são calculadas à seguir.

O parâmetro de tensão de entrada do sistema $e_2(t)$ foi substituído por $u(t)$, de modo que essa é a entrada do sistema em espaço de estados em função do tempo.

A derivada da corrente em L_1 é mostrada em 116.

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -R_{L1} i_{L1}(t) - v_{Cb}(t) + e_2(t) \quad (116)$$

Isolando a equação de derivada da corrente em L_1 , é formada 117, que é a derivada do primeiro estado, associado a $i_{L1}(t)$ denominado $\dot{x}_1(t)$.

$$\dot{x}_1(t) = \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{R_{L1}}{L_1} i_{L1}(t) - \frac{1}{L_1} v_{Cb}(t) + \frac{1}{L_1} e_2(t) \quad (117)$$

A derivada do segundo estado foi calculada conforme a equação 115, e é mostrada em 118.

$$\dot{x}_2(t) = \frac{di_{LS1}(t)}{dt} = \frac{n_T}{L_{S1}} v_{Cb}(t) \quad (118)$$

A derivada da corrente em $i_{LS2}(t)$ é apresentada em 119.

$$L_{S2} \frac{di_{LS2}(t)}{dt} = \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}}\right) v_{C1}(t) \quad (119)$$

Isolando o parâmetro da derivada de corrente em L_{S2} é formada a equação 120, que é derivada do terceiro estado associado a $i_{LS2}(t)$ denominado $\dot{x}_3(t)$.

$$\dot{x}_3(t) = \frac{di_{LS2}(t)}{dt} = \frac{R_1 R_{C1}}{L_{S2}(R_1 - R_{C1})} i_{LS2}(t) + \left(\frac{1}{L_{S2}} - \frac{R_{C1}}{L_{S2}(R_1 - R_{C1})}\right) v_{C1}(t) \quad (120)$$

A derivada da tensão no capacitor C_b é apresentada em 121.

$$C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) + \frac{i_{LS1}(t)}{n_T} \quad (121)$$

Isolando o parâmetro da derivada da tensão no capacitor C_b é formada 122, que é associada a quarta variável de estado C_b .

$$\dot{x}_4(t) = \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = \frac{-1}{C_b} i_{L1}(t) + \frac{1}{C_b n_T} i_{LS1}(t) \quad (122)$$

A derivada da tensão no capacitor C_1 é apresentada em 123.

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = i_{LS2}(t) \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} - \frac{v_{C1}(t)}{R_1} \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} \quad (123)$$

Isolando o parâmetro da derivada da tensão no capacitor C_1 é formada 124, que é associada a quinta variável de estado.

$$\dot{x}_5(t) = \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})} i_{LS2}(t) - \frac{1}{C_1(R_1 - R_{C1})} v_{C1}(t) \quad (124)$$

Agrupando todas as derivadas calculadas foi montada um sistema de matrizes, que representa a primeira etapa de operação, esta é apresentada na Figura 125.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{\hat{x}}_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) \\ \dot{\hat{x}}_4(t) \\ \dot{\hat{x}}_5(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n_T}{L_{S1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_1 R_{C1}}{L_{S2}(R_1 - R_{C1})} & 0 & -\left(\frac{1}{L_{S2}} - \frac{R_{C1}}{L_{S2}(R_1 - R_{C1})}\right) \\ \frac{-1}{C_b} & \frac{1}{C_b n_T} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})} & 0 & \frac{-1}{C_1(R_1 - R_{C1})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{LS1}(t) \\ \hat{i}_{LS2}(t) \\ v_{\hat{C}b}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}(t) \\ \hat{e}_1(t) \end{bmatrix} \quad (125)$$

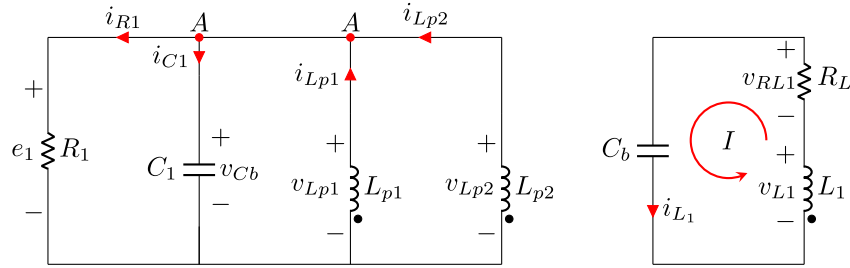
As matrizes de saída do sistema são a tensão de saída e_1 e a corrente no indutor acoplado i_{L1} . Dessa forma, a matriz \mathbf{C} possui dois parâmetros de saída. A corrente no indutor L_1 foi considerada como $i_{L1}(t)$, enquanto a tensão de saída foi representada pela tensão no capacitor C_1 , subtraída da tensão na RSE. A matriz de saída do sistema é mostrada na equação 126.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{e}_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & & & & \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} & 0 & \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{LS1}(t) \\ \hat{i}_{LS2}(t) \\ v_{\hat{C}b}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} \quad (126)$$

4.3.2 Equacionamento da segunda e quarta etapa no sentido Flyback

A segunda e quarta etapa de operação do conversor no sentido Flyback, foram feitas considerando o circuito apresentado na Figura 22, durante este período os dois indutores estão alimentando o capacitor de saída, e a análise de circuitos é equivalente para ambas etapas.

Figura 40 – Análise de circuito da segunda e terceira etapa no sentido Flyback.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O circuito utilizado para análise e retirada das equações é apresentado na Figura 40.

Analisando a malha I apresentada na Figura 40 é possível chegar a equação de malha apresentada em 127.

$$v_{L1}(t) - i_{Cb}(t)R_{L1} + v_{Cb}(t) = 0 \quad (127)$$

Isolando a tensão no indutor L_1 é definida 128.

$$v_{L1}(t) = i_{Cb}(t)R_{L1} - v_{Cb}(t) \quad (128)$$

A corrente $i_{Cb}(t)$ é igual a corrente no indutor L_1 , portanto é definida a equação 129.

$$i_{Cb}(t) = i_{L1}(t) \quad (129)$$

Substituindo 129 em 128 chega-se em 130.

$$v_{L1}(t) = -i_{L1}(t)R_{L1} + v_{Cb}(t) \quad (130)$$

A soma das correntes no nó A é apresentada em 131.

$$i_{LS1}(t) + i_{LS2}(t) = i_{C1}(t) + i_{R1}(t) \quad (131)$$

Isolando a corrente no capacitor e substituindo a corrente da carga por uma relação de tensão por carga tem-se 132.

$$i_{C1}(t) = i_{LS1}(t) + i_{LS2}(t) - \frac{e_1(t)}{R_1} \quad (132)$$

Considerando que a tensão de saída é equivalente a tensão no capacitor menos a queda de tensão da RSE, então é definida 133.

$$e_1(t) = v_{C1}(t) - i_{C1}(t)R_{C1} \quad (133)$$

Substituindo 133 em 132, isolando a corrente e manipulando a equação com o objetivo de simplificar, é definida a equação 138.

$$i_{C1}(t) = -\frac{v_{C1}(t) - i_{C1}(t)R_{C1}}{R_1} + i_{LS1}(t) + i_{LS2}(t) \quad (134)$$

$$i_{C1}(t) - i_{C1}(t) \frac{R_{C1}}{R_1} = -\frac{v_{C1}(t)}{R_1} + i_{LS1}(t) + i_{LS2}(t) \quad (135)$$

$$i_{C1}(t) \left(1 - \frac{R_{C1}}{R_1}\right) = -\frac{v_{C1}(t)}{R_1} + i_{LS1}(t) + i_{LS2}(t) \quad (136)$$

$$i_{C1}(t) \left(\frac{R_1 - R_{C1}}{R_1}\right) = -\frac{v_{C1}(t)}{R_1} + i_{LS1}(t) + i_{LS2}(t) \quad (137)$$

$$i_{C1}(t) = +\frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} i_{LS1}(t) + \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \frac{1}{R_1 - R_{C1}} v_{C1}(t) \quad (138)$$

A tensão nos indutores L_{S1} e L_{S2} é igual, e são inversas da tensão do capacitor C_1 menos a tensão da RSE, então é definida a equação 139.

$$v_{LS1}(t) = v_{LS2}(t) = -v_{C1}(t) + i_{C1}(t)R_{C1} \quad (139)$$

Como a variável de estado definida para o capacitor C_1 é a tensão, é necessário que as equações representem a tensão no capacitor e não a corrente, substituindo 138 em 139, e manipulando a equação é definida 141.

$$v_{LS1}(t) = v_{LS2}(t) = -v_{C1}(t) + \left(\frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} i_{LS1}(t) + \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \frac{1}{R_1 - R_{C1}} v_{C1}(t)\right) R_{C1} \quad (140)$$

$$v_{LS1}(t) = v_{LS2}(t) = \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS1}(t) + \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}}\right) v_{C1}(t) \quad (141)$$

A derivada da corrente no indutor L_1 é mostrada em 142.

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -i_{L1}(t)R_{L1} + v_{Cb}(t) \quad (142)$$

Isolando os termos referentes a derivada da corrente no indutor L_1 , que estão associadas a primeira variável de estado $\dot{x}_1(t)$ é formada 143.

$$\dot{x}_1(t) = \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-R_{L1}}{L_1} i_{L1}(t) + \frac{1}{L_1} v_{Cb}(t) \quad (143)$$

A derivada da tensão nos indutor L_{S1} é mostrada em 145.

$$L_{S1} \frac{di_{LS1}(t)}{dt} = \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS1}(t) + \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}}\right) v_{C1}(t) \quad (144)$$

$$\dot{x}_2(t) = \frac{di_{LS1}}{dt} = \frac{R_1 R_{C1}}{L_{S1}(R_1 - R_{C1})} i_{LS1}(t) + \frac{R_1 R_{C1}}{L_{S1}(R_1 - R_{C1})} i_{LS2}(t) - \left(\frac{1}{L_{S1}} + \frac{R_{C1}}{L_{S1}(R_1 - R_{C1})}\right) v_{C1}(t) \quad (145)$$

A derivada da tensão no indutor L_{S2} é mostrada em 147.

$$L_{S2} \frac{di_{LS2}(t)}{dt} = \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS1}(t) + \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}}\right) v_{C1}(t) \quad (146)$$

$$\dot{x}_3(t) = \frac{di_{LS2}(t)}{dt} = \frac{R_1 R_{C1}}{L_{S2}(R_1 - R_{C1})} i_{LS1}(t) + \frac{R_1 R_{C1}}{L_{S2}(R_1 - R_{C1})} i_{LS2}(t) - \left(\frac{1}{L_{S2}} + \frac{R_{C1}}{L_{S2}(R_1 - R_{C1})}\right) v_{C1}(t) \quad (147)$$

A derivada da tensão no capacitor C_b é associada com a quarta variável de estado, e é mostrada em 149.

$$C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = i_{L1}(t) \quad (148)$$

$$\dot{x}_4(t) = \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = \frac{1}{C_b} i_{L1}(t) \quad (149)$$

A derivada da tensão no capacitor de saída é associada com a quinta variável de estado, e é mostrada em 151.

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = + \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} i_{LS1}(t) + \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} i_{LS2}(t) - \frac{1}{R_1 - R_{C1}} v_{C1}(t) \quad (150)$$

$$\dot{x}_5(t) = \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = + \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})} i_{LS1}(t) + \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})} i_{LS2}(t) - \frac{1}{C_1(R_1 - R_{C1})} v_{C1}(t) \quad (151)$$

As derivadas foram calculadas e reagrupadas em um único sistema de matrizes, essa é mostrada em 152.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \\ \hat{x}_3(t) \\ \hat{x}_4(t) \\ \hat{x}_5(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} & \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} & 0 & -\left(\frac{1}{L_{S1}} + \frac{R_{C1}}{L_{S1}(R_1 - R_{C1})}\right) \\ 0 & \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} & \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} & 0 & -\left(\frac{1}{L_{S1}} + \frac{R_{C1}}{L_{S1}(R_1 - R_{C1})}\right) \\ \frac{-1}{C_b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})} & \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})} & 0 & -\frac{1}{C_1(R_1 - R_{C1})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{LS1}(t) \\ \hat{i}_{LS2}(t) \\ v_{\hat{C}b}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{e}_2(t) \quad (152)$$

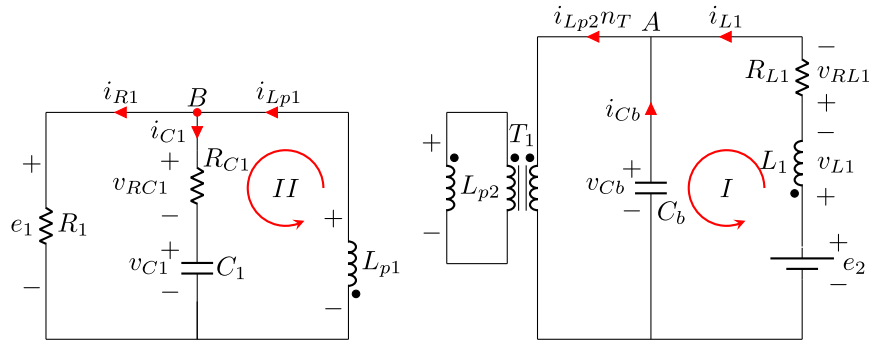
O conjunto de matrizes que representa a saída do sistema para esta etapa de operação é mostrado em 153.

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{e}_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} & -\frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} & 0 & \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{LS1}(t) \\ \hat{i}_{LS2}(t) \\ v_{\hat{C}b}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} \quad (153)$$

4.3.3 Equacionamento terceira etapa no sentido Flyback

O equacionamento da terceira etapa de operação do conversor no sentido Flyback, foi feito considerando o circuito mostrado na Figura 23, esta etapa é simétrica a primeira, a chave S_{S2} está conduzindo, e o indutor L_{S2} está armazenando energia, enquanto L_{S1} alimenta a carga, o circuito utilizado para análise é mostrado na Figura 41.

Figura 41 – Análise de circuito da terceira etapa no sentido Flyback.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Aplicando LKT na malha I apresentada na Figura 41, chega-se na seguinte equação de malha.

$$-e_2(t) + v_{L1}(t) + R_{L1}i_{L1}(t) + v_{Cb}(t) = 0 \quad (154)$$

Isolando v_{L1} é obtido 155, essa é a equação de tensão no indutor L_1 durante a primeira etapa.

$$v_{L1}(t) = -R_{L1}i_{L1}(t) - v_{Cb}(t) + e_2(t) \quad (155)$$

A soma das correntes no nó A é definida em 156.

$$i_{L1}(t) + i_{Cb}(t) = i_{LS2}(t)n_T \quad (156)$$

Manipulando a equação para isolar a corrente em C_b é retirada a equação 157.

$$i_{Cb}(t) = -i_{L1}(t) + i_{LS2}(t)n_T \quad (157)$$

A soma das correntes no nó B é definida em 158.

$$i_{LS1}(t) = i_{R1}(t) + i_{C1}(t) \quad (158)$$

Manipulando a equação de modo a isolar a corrente em C_1 é obtida a equação 159.

$$i_{C1}(t) = i_{LS1}(t) - i_{R1}(t) \quad (159)$$

Sendo a corrente na carga equivalente a tensão de saída dividida pela própria carga, e substituindo essa em 159, chega-se em 160.

$$i_{C1}(t) = i_{LS1}(t) - \frac{e_1(t)}{R_1} \quad (160)$$

A tensão de saída é equivalente a tensão no capacitor C_1 menos a RSE, essa definição aparece em 161.

$$e_1(t) = -R_{C1}i_{C1}(t) + v_{C1}(t) \quad (161)$$

Substituindo 161 em 160 é obtido 162.

$$i_{C1}(t) = i_{LS1}(t) - \left(\frac{-R_{C1}i_{C1}(t) + v_{C1}(t)}{R_1} \right) \quad (162)$$

Expandindo 162 e isolando a corrente i_{C1} é obtido 166.

$$i_{C1}(t) \left(1 - \frac{R_{C1}}{R_1} \right) = i_{LS1}(t) - \frac{v_{C1}(t)}{R_1} \quad (163)$$

$$i_{C1}(t) \frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} = i_{LS1}(t) - \frac{v_{C1}(t)}{R_1} \quad (164)$$

$$i_{C1}(t) = i_{LS1}(t) \frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} - \frac{v_{C1}(t)}{R_1} \frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} \quad (165)$$

$$i_{C1}(t) = \frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} i_{LS1}(t) - \frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} v_{C1}(t) \quad (166)$$

Analisando a Figura 41 é possível observar que, o indutor L_{S1} é conectado com o ponto no terminal negativo da carga, e com o não-ponto no terminal positivo.

Portanto a tensão v_{LS1} é o inverso da tensão na carga e no capacitor C_1 , esta é mostrada em 167.

$$-v_{LS1}(t) = v_{C1}(t) - i_{C1}(t)R_{C1} \quad (167)$$

Para representar a equação de estados é necessário que as equações sejam compostas apenas por variáveis definidas como variáveis de estado, para o capacitor C_1 a variável e estado que foi definida é a tensão, portanto é necessário um ajuste da equação 167, para que a corrente i_{C1} seja representada em termos das variáveis de estado.

Substituindo 166 em 167, é obtido uma nova equação da tensão em L_{S1} , porém em função da tensão no capacitor C_1 , essa é mostrada em 168.

$$-v_{LS1}(t) = v_{C1}(t) - \left(\frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} i_{LS1}(t) - \frac{R_1 - R_{C1}}{R_1} v_{C1}(t) \right) R_{C1} \quad (168)$$

Simplificando e reagrupando os termos é formada 169.

$$v_{LS1}(t) = + \frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} i_{LS1}(t) - \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} \right) v_{C1}(t) \quad (169)$$

Do mesmo modo que nas outras etapas, para representar esta etapa por espaço de estados, é necessário montar a matriz de estados, e as equações da matriz são a representadas pelas derivadas das equações definidas.

A derivada da corrente em L_1 é mostrada em 170.

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -R_{L1}i_{L1}(t) - v_{Cb}(t) + e_2(t) \quad (170)$$

Substituindo o parâmetro $E_2(t)$ por $u(t)$, e isolando a equação de derivada da corrente em L_1 , é formada 171, que é a derivada do primeiro estado, associado a $i_{L1}(t)$ denominado $\dot{x}_1(t)$.

$$\dot{x}_1(t) = \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{R_{L1}}{L_1}i_{L1} - \frac{1}{L_1}v_{Cb} + \frac{1}{L_1}u(t) \quad (171)$$

A derivada do segundo estado é associada com a corrente no indutor L_{S1} , é denominada $\dot{x}_2(t)$ é apresentada em 173.

$$L_{S1} \frac{di_{LS1}(t)}{dt} = -\frac{R_1 R_{C1}}{R_1 - R_{C1}}i_{LS1}(t) + \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}}\right)v_{C1}(t) \quad (172)$$

$$\dot{x}_2(t) = \frac{di_{LS1}(t)}{dt} = -\frac{R_1 R_{C1}}{L_{S1}(R_1 - R_{C1})}i_{LS1}(t) + \left(\frac{1}{L_{S1}} + \frac{R_{C1}}{L_{S1}(R_1 - R_{C1})}\right)v_{C1}(t) \quad (173)$$

Durante esta etapa de operação a tensão aplicada em cima do indutor L_{S2} , é a tensão do capacitor C_b multiplicado pelo ganho do transformador ideal T_2 , essa equação é apresentada em 174.

$$\dot{x}_3(t) = \frac{di_{LS2}(t)}{dt} = n_T v_{Cb}(t) \quad (174)$$

A derivada da tensão do capacitor C_b é mostrada em 175.

$$C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) + i_{LS2}(t) \quad (175)$$

$$\dot{x}_4(t) = \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_b}i_{L1}(t) + \frac{1}{C_b n_T}i_{LS2}(t) \quad (176)$$

A derivada da tensão no capacitor C_1 é apresentada em 177.

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = i_{LS1}(t) \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} - v_{C1}(t) \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} \quad (177)$$

Isolando o parâmetro da derivada de tensão no capacitor C_1 é formada 178, que é associada a quinta variável de estado.

$$\dot{x}_5(t) = \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})}i_{LS1}(t) - \frac{R_1}{C_1(R_1 - R_{C1})}v_{C1}(t) \quad (178)$$

por T_1 , T_2 e T_3 , e são mostradas na equação 184. As simplificações relacionadas às não idealidades do capacitor de saída são representadas por H_1 , H_2 , H_3 e H_4 , e são apresentadas na equação 185.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) \\ \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \\ \hat{x}_3(t) \\ \hat{x}_4(t) \\ \hat{x}_5(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \frac{-R_{L1}T_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{H_1T_2}{L_{S2}} & \frac{2H_1T_3}{L_{S2}} & \frac{DnT}{L_{S2}} & -\frac{T_2(H_2+1)}{L_{S2}} \\ 0 & \frac{2H_1T_3}{L_{S2}} & \frac{H_1T_2}{L_{S2}} & \frac{DnT}{L_{S2}} & -\frac{T_2(H_2+1)}{L_{S2}} \\ \frac{-1}{C_b} & \frac{DnT}{C_b} & \frac{DnT}{C_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{H_3T_2}{C_1} & \frac{H_3T_2}{C_1} & 0 & \frac{-1}{C_1H_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{LS1}(t) \\ \hat{i}_{LS2}(t) \\ v_{\hat{C}b}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \frac{2DE_1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}(t) \\ \hat{e}_2(t) \end{bmatrix} \quad (182)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{e}_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{H_3T_2}{C_1} & \frac{H_3T_2}{C_1} & 0 & \frac{-1}{C_1H_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{LS1}(t) \\ \hat{i}_{LS2}(t) \\ v_{\hat{C}b}(t) \\ v_{\hat{C}1}(t) \end{bmatrix} \quad (183)$$

$$\begin{cases} T_1 = (4D - 1) \\ T_2 = (D - 1) \\ T_3 = \left(D - \frac{1}{2}\right) \end{cases} \quad (184)$$

$$\begin{cases} H_1 = \frac{R_1R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} \\ H_2 = \frac{R_{C1}}{R_1 - R_{C1}} \\ H_3 = \frac{R_1}{R_1 - R_{C1}} \\ H_4 = R_1 - R_{C1} \end{cases} \quad (185)$$

Com o sistema de matrizes médio, é possível aplicar a equação 33 para obter a matriz de função de transferência da saída pela entrada do sistema. No entanto, para aplicar a equação 38, é necessário calcular a matriz de entrada no formato canônico \mathbf{B}_c , conforme mostrado na equação 34.

Para resolver o sistema, é necessário definir as matrizes médias de entrada e de estados. Essas matrizes variam conforme a análise de cada conversor em questão. No caso do conversor investigado no presente trabalho, para o sentido Flyback, os valores médios de cada estado, de

acordo com (Mayer, 2019), são mostrados na equação 186.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \frac{2D^3 n_T^2 E_1}{(D-1)^2 R_1} \\ \frac{D^3 n_T^2 E_1}{(D-1)^2 R_1} \\ \frac{D^3 n_T^2 E_1}{(D-1)^2 R_1} \\ 2DE_1 \\ \frac{2D^2 n_T E_1}{1-D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ I_{L1} \\ I_{LS1} \\ I_{LS2} \\ V_{Cb} \\ V_{C1} \end{bmatrix} \quad (186)$$

Definidas as matrizes médias dos estados e da entrada, é possível calcular a matriz de entrada no formato canônico, linearizada em torno dos valores médios de \mathbf{X} e D . Como as matrizes \mathbf{A}_2 e \mathbf{A}_4 são equivalentes, a matriz \mathbf{A}_4 foi suprimida e representada apenas por \mathbf{A}_2 . Da mesma forma, a matriz \mathbf{B}_4 agora é representada por \mathbf{B}_2 . Essa nova forma de cálculo da matriz de entrada linearizada é mostrada na equação 187, e o resultado utilizando as matrizes definidas é apresentado na equação 188.

$$\mathbf{B}_c(t) = [(\mathbf{A}_1 - 2\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - 2\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3) \mathbf{U}] \hat{d}(t) \quad (187)$$

$$\mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} \frac{2(E_1 - 2I_{L1}R_{L1})}{L_1} \\ \frac{V_{Cb}n_T - 3H_1I_{LS1}}{L_{S1}} + \frac{V_{C1}(H_2+1)}{L_{S1}} \\ \frac{V_{Cb}n_T - 3H_1I_{LS1}}{L_{S1}} + \frac{V_{C1}(H_2+1)}{L_{S1}} \\ - \frac{(I_{LS1} + I_{LS2})n_T}{C_b} \\ - \frac{H_3(I_{LS1} + I_{LS2})}{C_1} \end{bmatrix} \quad (188)$$

Aplicando as matrizes médias \mathbf{A} e \mathbf{B} mostradas em 182, a matriz média \mathbf{C} mostrada em 183, no sistema mostrado em 37, considerando a matriz de transição direta \mathbf{F} nula, é obtida uma matriz de função de transferência da entrada pela saída do sistema.

Utilizando o mesmo sistema mostrado em 37, porém agora utilizando no lugar da matriz média de entrada \mathbf{B} por \mathbf{B}_c , é obtida uma matriz de saída das função de transferência, da saída pela razão cíclica.

O cálculo das função de transferência, foi feito com auxílio do *software* Mathcad®, as função de transferência na forma simbólica são apresentadas no Apêndice B, os parâmetros do conversor para calcular as respectivas função de transferência são mostrados na Tabela 2.

A função de transferência de corrente no indutor acoplado L_1 por tensão de entrada é mostrada em 189, é um sistema de quarta ordem, e possui zeros apenas no semiplano esquerdo.

$$\frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{e}_2} = \frac{1,3408 \times 10^{-13}s^3 + 1,01646 \times 10^{-9}s^2 + 1,54142 \times 10^{-5}s + 0,0579}{1,67 \times 10^{-17}s^4 + 1,285 \times 10^{-13}s^3 + 1,6124 \times 10^{-8}s^2 + 1,1498 \times 10^{-4}s + 0,83} \quad (189)$$

Tabela 2 – Parâmetros utilizados para o cálculo das função de transferência.

Parâmetro	Valor	Unidade
E_1	400	V
E_2	200	V
L_1	89,4	μH
R_{L1}	0,0099	Ω
L_{S1}	344	μH
L_{S2}	344	μH
C_b	13,16	μF
C_1	1,65	μF
R_{C1}	0,0045	Ω
R_1	80	Ω
f_s	35	kHz
D	0,45	–
P_o	1	kW

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Com o objetivo de facilitar a análise da planta, foram calculadas as raízes do numerador e do denominador. A função de transferência foi reescrita em função destas raízes e é mostrada na equação 191. Nota-se que a planta possui um zero complexo e um zero real, ambos localizados no semiplano esquerdo. O zero real está posicionado em uma frequência de 681 Hz, enquanto o zero complexo está posicionado em 1,576 kHz. Quanto aos polos, o sistema possui dois pares de polos complexos, caracterizando um sistema de quarta ordem. Um dos polos está localizado na frequência de 1,1 kHz e outro em 4,8 kHz.

O efeitos dos polos e zeros próximo da frequência de 1 kHz se cancelam, essa planta possui um zero complexo e um polo complexo, no entanto mesmo a frequência próxima, o efeitos deles é visível no comportamento da planta, tanto no ganho quanto na fase.

$$\frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{e}_2} = \frac{10^3(s - 4,2825)(s - 1,6493 + 9,8054i)(s - 1,6493 - 9,8054i)}{10^4(s - 0,0069 + 3,0164i)(s - 0,0068 - 3,164i)(s - 0,3779 + 0,6351i)(s - 0,3779 - 0,6351i)} \quad (190)$$

A função de transferência da tensão de saída pela tensão de entrada é apresentada na equação 191. Esta planta possui os mesmos polos que a planta de corrente e também um ZSE do plano complexo, localizado na frequência de 140 MHz. Este zero aparece na planta devido às considerações da RSE do capacitor de filtro da saída. No entanto, para os parâmetros considerados, a RSE é pequena o suficiente para garantir que este zero não afete consideravelmente o comportamento da planta, devido a frequência em que está localizado, na casa de MHz.

$$\frac{\hat{e}_1}{\hat{e}_2}(s) = \frac{1,8756 \cdot 10^{-9}s + 1,6545}{1,6710 \cdot 10^{-17}s^4 + 1,2851 \cdot 10^{-13}s^3 + 1,6124 \cdot 10^{-8}s^2 + 1,1498 \cdot 10^{-4}s + 0,83} \quad (191)$$

A função de transferência em função das raízes calculadas é mostrada em 192.

$$\frac{\hat{e}_1}{\hat{e}_2}(s) = \frac{1,8756 \cdot 10^{-9}(s + 8,8203 \cdot 10^8)}{10^4(s - 0,0069 + 3,0164i)(s - 0,0068 - 3,164i)(s - 0,3779 + 0,6351i)(s - 0,3779 - 0,6351i)} \quad (192)$$

Para obter a planta de tensão de saída por corrente no indutor do conversor no sentido Flyback, é possível fazer a razão de 191 por 189, obtendo 193. Essa planta geralmente é utilizada em controles cascata.

$$\frac{\hat{e}_1}{\hat{i}_{L1}}(s) = \frac{1,875610^{-9}s + 1,6545}{1,340810^{-13}s^3 + 1,0164610^{-9}s^2 + 1,5414210^{-5}s + 0,0579} \quad (193)$$

A função de transferência de tensão de saída por razão cíclica foi calculada, utilizando a matriz de entrada no formato canônico \mathbf{B}_C , conforme mostrado na equação 194, e é mostrada em 194.

$$\frac{\hat{e}_1}{\hat{d}}(s) = \frac{-5,67 \times 10^{-11}s^3 + 6,47 \times 10^{-7} - 0,05713s + 920}{1,67 \times 10^{-17}s^4 + 1,347 \times 10^{-13}s^3 + 1,617 \times 10^{-8}s^2 + 1,1572 \times 10^{-4}s + 0,83} \quad (194)$$

Com o objetivo de facilitar a análise do conversor, as raízes do sistema foram recalculadas, e um novo formato em função das raízes é mostrada em 195. Observando a planta, nota-se que os polos são os mesmos do que as outras plantas, e que essa possui um ZSD (Zero no Semiplano Direito), o que é esperado para um conversor que opera como Flyback intercalado.

A planta possui o zero real, possui parte real positiva, portanto está localizado no semiplano direito no plano complexo, e localizado na frequência de 5,186 kHz, o zero real está localizado na frequência de 2,423 kHz.

$$\frac{\hat{e}_1}{\hat{d}}(s) = \frac{10^4(s + 1,5226)(s - 0,1907 + 3,2589i)(s - 0,1907 - 3,2589i)}{10^4(s - 0,0069 + 3,0164i)(s - 0,0068 - 3,164i)(s - 0,3779 + 0,6351i)(s - 0,3779 - 0,6351i)} \quad (195)$$

A equação de corrente no indutor por razão cíclica é mostrada em 196, essa também é uma função de transferência de quarta ordem, devido aos dois polos complexos da planta.

$$\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}}(s) = \frac{1,4 \times 10^{-11}s^3 + 2,94 \times 10^{-7}s^2 + 0,004275s + 32,4324}{1,6710^{-17}s^4 + 1,34710^{-13}s^3 + 1,61710^{-8}s^2 + 1,157210^{-4}s + 0,83} \quad (196)$$

Com o objetivo de facilitar a interpretação da planta, foram calculadas as raízes, e uma nova função de transferência foi montada em função destas raízes, apresentada em 197. A planta de corrente por razão cíclica possui os mesmos polos do que a planta de tensão, porém não apresenta o ZSD.

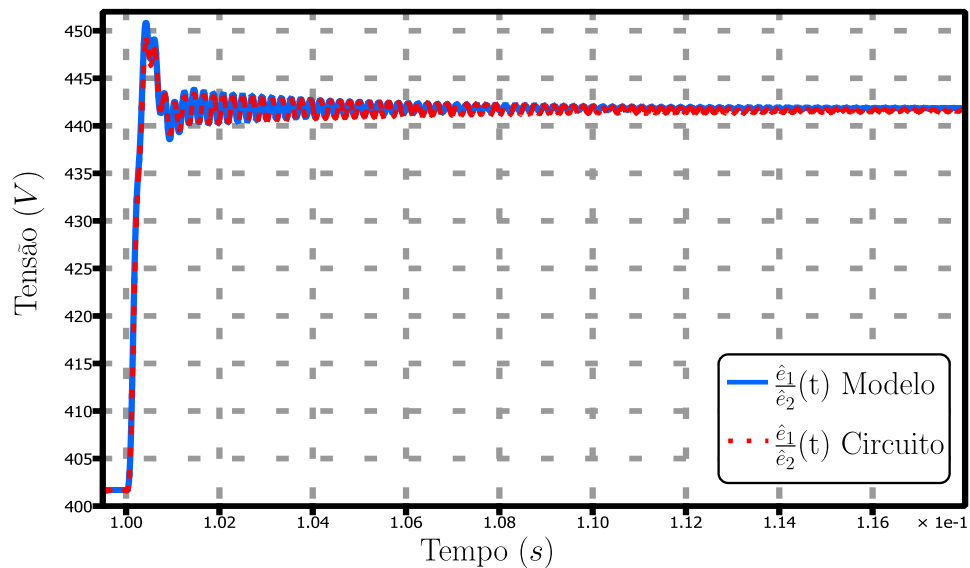
$$\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}}(s) = \frac{10^4(s - 1,1752)(s - 0,4601 + 1,3258i)(s - 0,4601 - 1,3258i)}{10^4(s - 0,0069 + 3,0164i)(s - 0,0068 - 3,164i)(s - 0,3779 + 0,6351i)(s - 0,3779 - 0,6351i)} \quad (197)$$

4.3.5 Resultados da simulação no sentido Flyback

Para realizar a validação dos modelos calculados, foram realizadas simulações no *software* PLECS®. As simulações foram conduzidas para o conversor no sentido Flyback, considerando os parâmetros apresentados na Tabela 2.

Inicialmente, foi realizada uma simulação de resposta ao degrau, comparando o comportamento do circuito simulado com o modelo calculado da planta de tensão de saída por tensão de entrada.

Figura 42 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de tensão de saída por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A variação da tensão de entrada foi de 200 V para 220 V, correspondendo a um degrau de 10 % da tensão de entrada. A resposta ao degrau do circuito simulado e do modelo é apresentada na Figura 42.

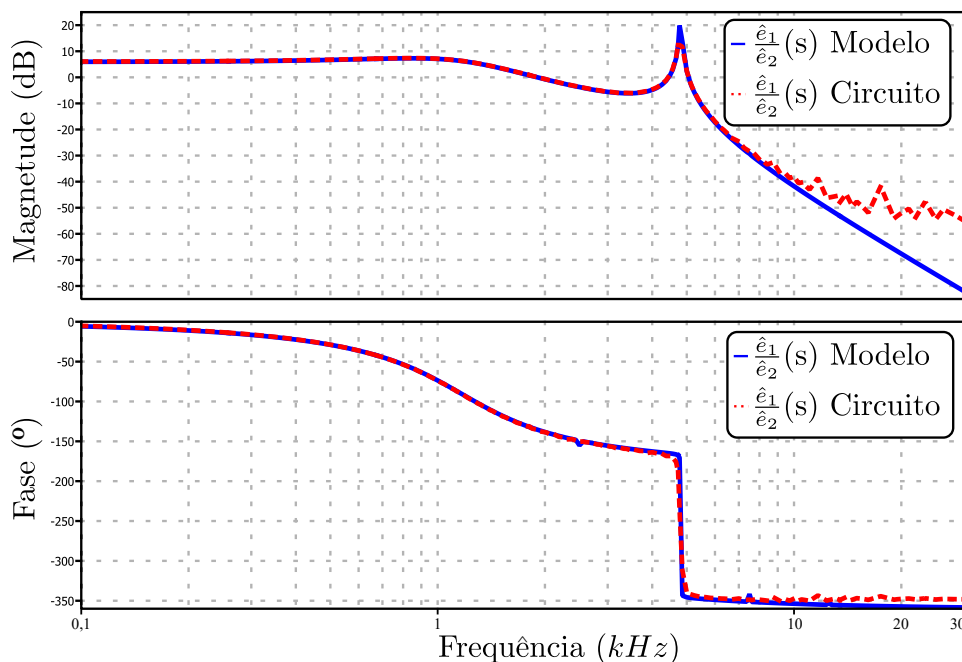
O sobressinal do modelo foi de 451 V, apenas 11 V a mais do que a tensão em regime de 440 V, correspondendo a 2,2 %. O circuito simulado atingiu o valor de regime permanente em 1 ms, após esse tempo o modelo permanece oscilatório, devido ao baixo fator de amortecimento, tanto para o modelo, quanto para o circuito. A frequência da ondulação medida na simulação foi de aproximadamente 4,8 kHz, que corresponde à frequência do polo complexo da planta.

Em seguida, foi realizada a simulação da resposta em frequência da planta e do circuito simulado, utilizando a ferramenta *ACSWEEP*. Para essa simulação, foi adicionada uma fonte de pequenas perturbações somada à tensão de entrada, variando a frequência das pequenas perturbações de 100 Hz até 35 kHz, que é a frequência de chaveamento.

O diagrama de Bode obtido na simulação, tanto para o circuito quanto para o modelo, é apresentado na Figura 43. Nota-se que a frequência de ressonância da planta está localizada em 4,8 kHz, correspondente à frequência de oscilação da resposta no domínio do tempo e à frequência do polo complexo.

A resposta em frequência do modelo não apresentou erros significativos tanto no ganho quanto na fase, para os valores próximo a frequência de chaveamento o circuito apresentou erro, principalmente na Magnitude, devido a dificuldade do circuito simulado recompor os sinais acima da frequência de Nyquist.

Figura 43 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de tensão de saída por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

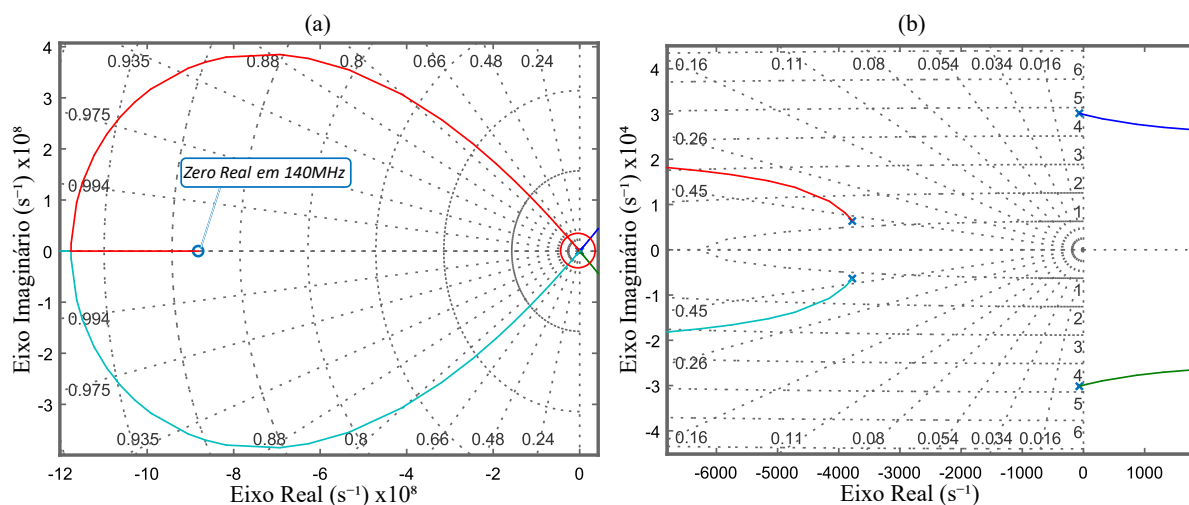
Na frequência de 4,8 kHz, a fase apresenta um acréscimo de 180° de defasagem, e a fase próxima à frequência de 35 kHz é de 350° de defasagem. O efeito do polo complexo localizado em 1,1 kHz também é visível. A frequência de ressonância deste polo não é tão acentuada, mas ele afeta a fase em 160° até 4,8 kHz.

A Figura 44 apresenta o diagrama de local das raízes para a planta do conversor no sentido Flyback em MCC. Na Figura 44(a) é apresentado o diagrama com o espectro completo, destacando o zero localizado na frequência de 140 MHz, esse zero depende do ponto de operação e parâmetros do conversor, de modo que pode mudar, porém devido a estar muito acima da frequência de chaveamento, não possui influência significativa na planta, para operação em 35 kHz.

Na Figura 44(b) é apresentado um detalhe do diagrama de local das raízes, dando destaque para a região próxima a frequência de chaveamento, que é representada pelo círculo vermelho na Figura 44(a). Nota-se que a planta possui apenas dois polos complexos que realmente influenciam no comportamento, um localizado em 1,1 kHz e outro em 4,8 kHz.

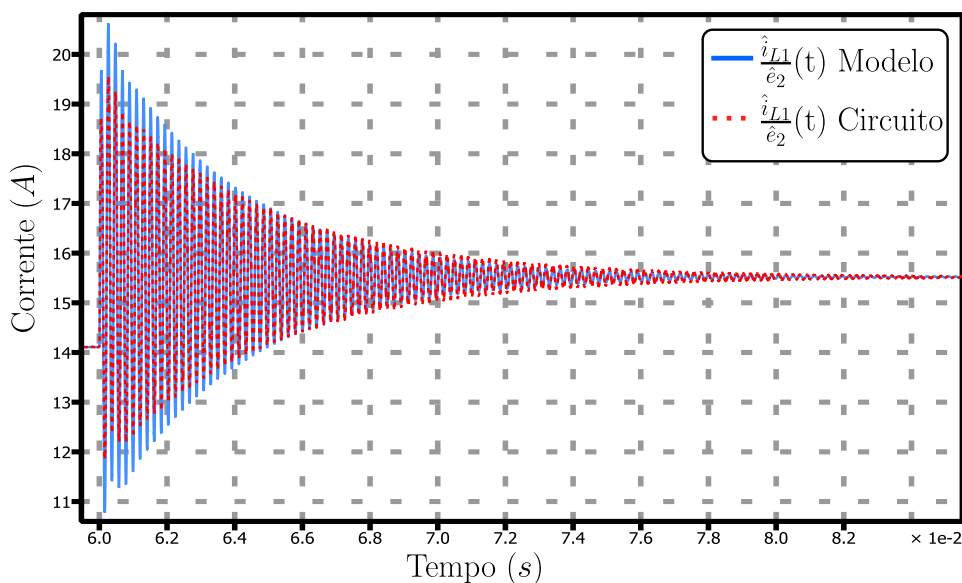
A resposta ao degrau da planta de corrente no indutor por tensão de entrada, tanto do circuito quanto do modelo simulado, é apresentada na Figura 45. A simulação foi realizada com um degrau de 200 V para 220 V, correspondente a um aumento de 10 % da tensão de entrada.

Figura 44 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de tensão de saída por tensão de entrada. (a) Espectro completo do diagrama, mostrando Zero em alta frequência. (b) Detalhe da região de operação próxima da frequência de chaveamento.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 45 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

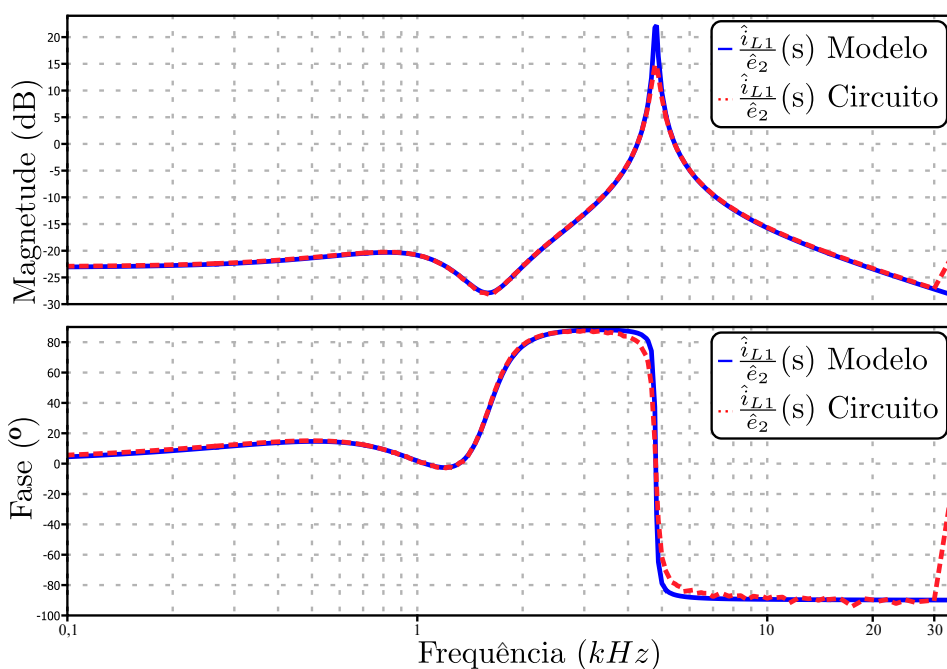
A corrente no indutor é mostrada com uma média móvel, para facilitar a análise do comportamento médio, sem considerar a ondulação de corrente. Nota-se que o modelo apresenta um comportamento menos amortecido, do que o circuito simulado.

A frequência de oscilação medida na simulação foi de 4,8 kHz, que é a frequência de ressonância da planta. Para o degrau de 10 % da tensão de entrada, a corrente no indutor variou de 14 A para 15,5 A, também equivalente a 10 % de variação da corrente, mostrando um

comportamento linear de variação da corrente em relação à variação na tensão de entrada.

A Figura 46 mostra a resposta em frequência da planta de corrente por tensão de entrada, tanto para o circuito simulado quanto para o modelo calculado. Nota-se no diagrama de Bode, que a frequência de ressonância da planta está localizada em 4,8 kHz, que é a frequência do polo complexo da planta. Também é possível notar o efeito do outro polo complexo, localizado na frequência de 1,1 kHz.

Figura 46 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.



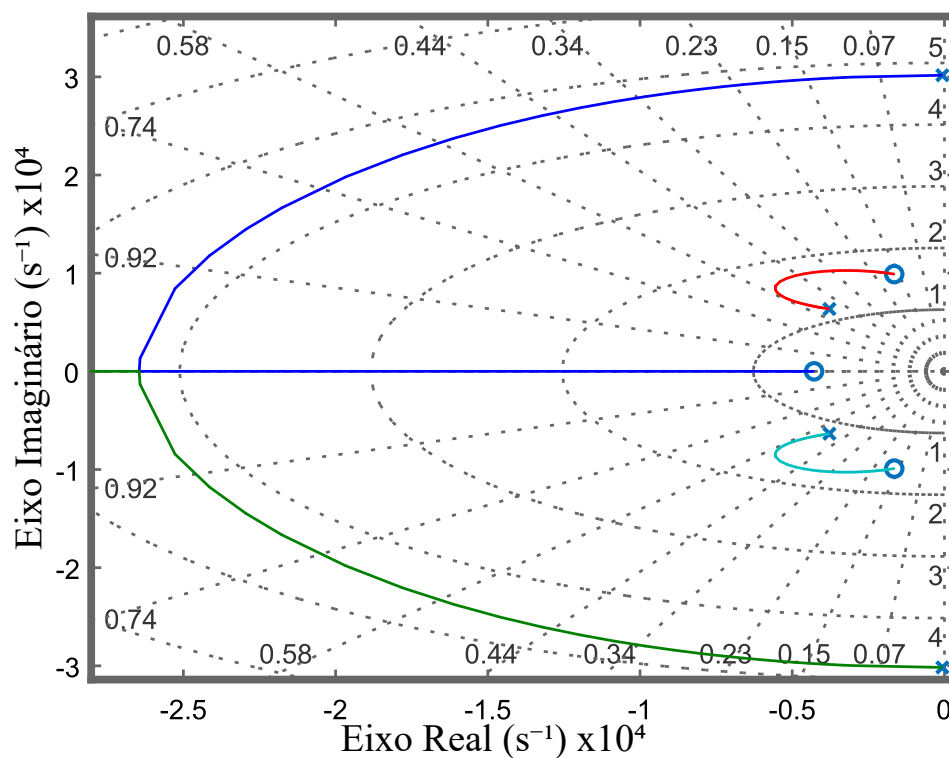
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 47 mostra o diagrama de local das raízes para a planta de corrente por tensão de entrada. A planta de corrente possui ainda dois zeros: um zero real localizado na frequência de 681 Hz e um zero complexo localizado na frequência de 1,576 kHz, cujos efeitos são perceptíveis no diagrama de Bode. Na frequência de ressonância, a planta apresenta uma mudança repentina de fase, semelhante ao observado nas outras plantas, devido ao polo complexo posicionado na frequência de 4,8 kHz.

Em seguida, foi realizada a simulação do modelo e do circuito para a planta de corrente no indutor por razão cíclica. Foi realizado um degrau de 5 % de variação da razão cíclica na simulação. Nota-se que, na resposta no tempo, o modelo linearizado apresenta um erro em regime permanente, o qual se deve à linearização da planta.

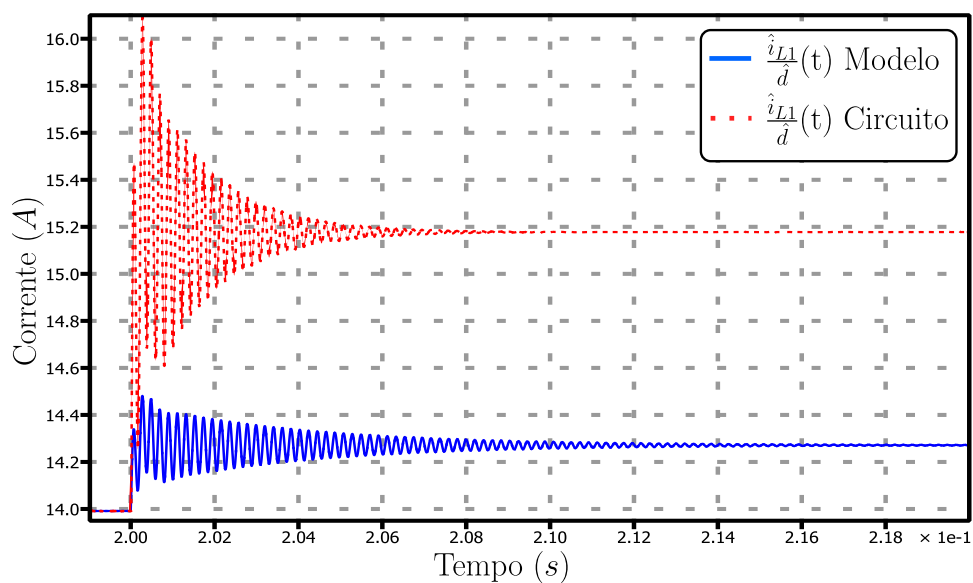
A resposta no tempo da simulação apresenta uma oscilação em 4,8 kHz, tanto para o circuito simulado quanto para o modelo. Esta frequência deve-se ao polo complexo posicionado nesta frequência. Também é possível observar que o modelo calculado apresenta um comportamento mais oscilatório do que o circuito.

Figura 47 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de corrente no indutor por tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

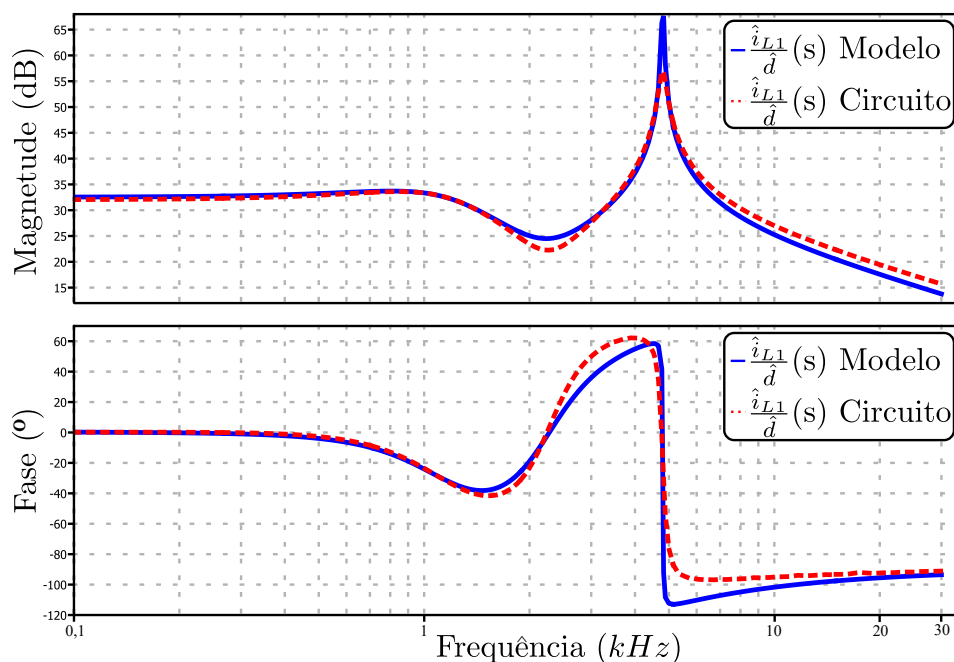
Figura 48 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de corrente no indutor por razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A resposta em frequência da planta de corrente no indutor por razão cíclica é mostrada na Figura 49. A simulação foi realizada variando a frequência de 100 Hz até 35 kHz, que é a frequência de chaveamento do circuito.

Figura 49 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de corrente no indutor por razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

É possível observar a influência dos zeros da planta, o zero real em 1,87 kHz e o zero complexo em 1,576 kHz. Nesta simulação, o modelo se mostrou muito próximo do circuito simulado, apresentando pequenas divergências, principalmente na fase e próximo da frequência de ressonância do conversor.

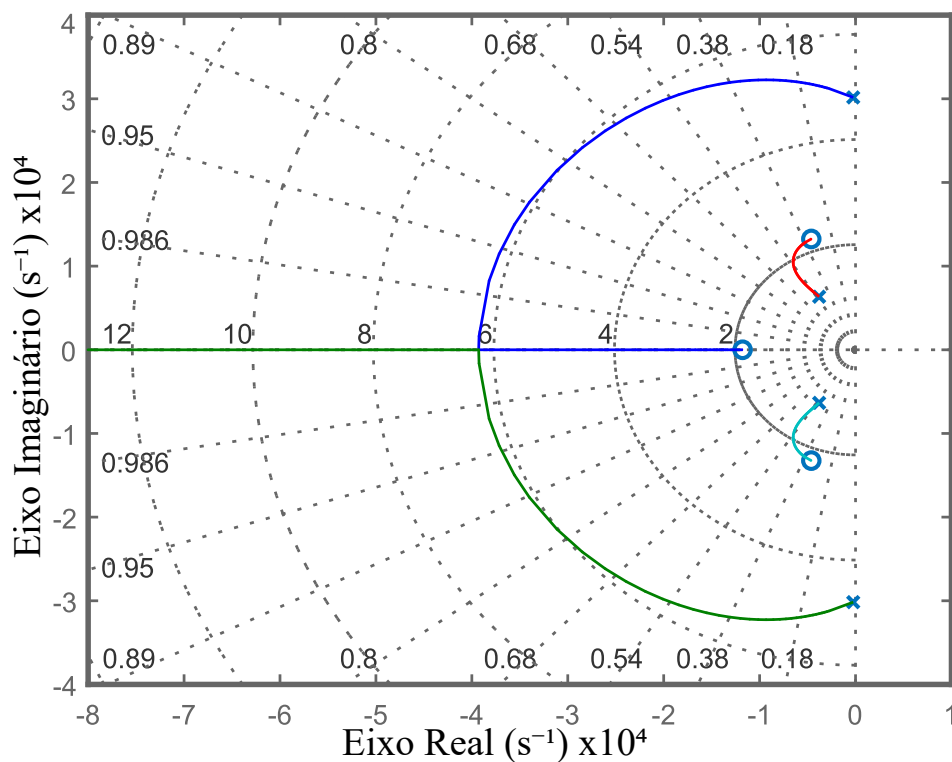
A Figura 50 mostra o diagrama de lugar das raízes para a planta de corrente por razão cíclica, é possível observar o posicionamento dos polos e zeros da planta no diagrama, também é importante observar que esta planta não possui ZSD.

A resposta ao degrau da planta de tensão de saída por razão cíclica é apresentada na Figura 51. A simulação foi feita realizando um degrau de 5 % na razão cíclica, tanto no circuito simulado quanto no modelo.

O ganho CC devido à linearização da planta também está presente no diagrama de Bode, assim como na resposta no tempo. O circuito simulado para uma variação de 5 % da razão cíclica, apresentou um valor de 450,7 V em regime permanente, enquanto que o modelo ficou em 417,7 V em regime permanente, isso corresponde a um erro de 7,3 %.

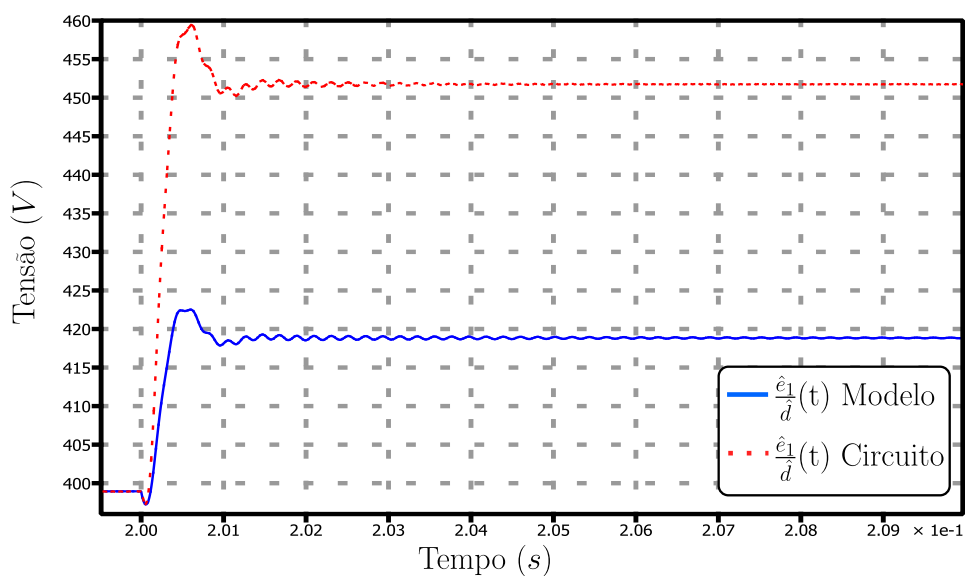
A planta de tensão por razão cíclica do conversor no modo Flyback possui um ZSD, conforme mostrado na equação 195. O efeito deste zero é aparente na resposta ao degrau do sistema. Nota-se que, quando aplicado o degrau na razão cíclica, a tensão decai inicialmente e

Figura 50 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de corrente no indutor por razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 51 – Resposta ao degrau sentido Flyback, planta de tensão de saída por razão cíclica.



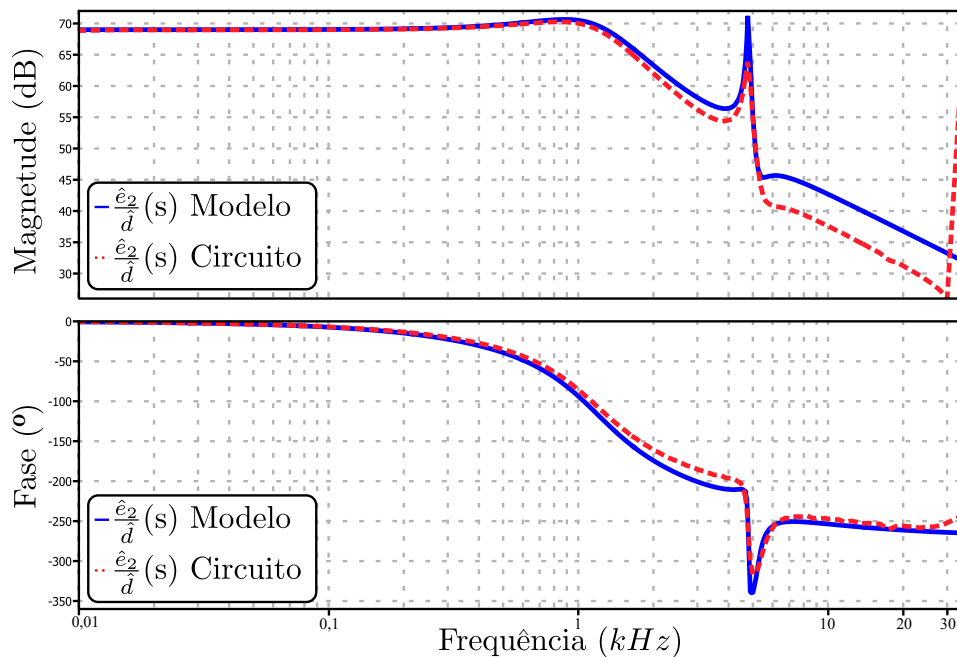
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

depois volta a subir. Este efeito é causado pelo ZSD do plano complexo.

A planta também apresenta uma oscilação durante o transitório na frequência de 4,8 kHz, que é a frequência de ressonância da planta. O modelo de tensão de saída por razão cíclica apresenta um erro em regime permanente para variações da razão cíclica distantes do ponto de operação.

A resposta em frequência da planta de tensão de saída por razão cíclica é apresentada na Figura 52. A planta possui a mesma frequência de ressonância das outras plantas, com um polo complexo localizado na frequência de 4,8kHz.

Figura 52 – Resposta em frequência sentido Flyback, planta de tensão de saída por razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A simulação foi realizada em *software*, adicionando uma fonte de pequenos sinais na entrada e variando a frequência de 10 Hz até 35 kHz, que é a frequência de chaveamento do circuito simulado.

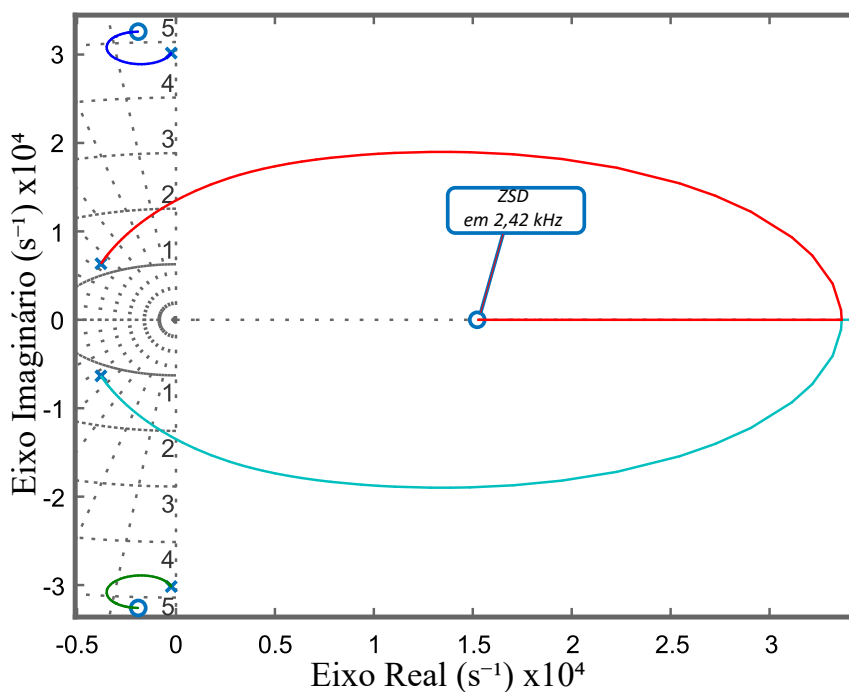
O zero real da planta está localizado na frequência de 2,423 kHz. O efeito deste zero cancela o efeito do polo complexo posicionado em uma frequência próxima. O zero complexo da planta está localizado em 5,186 kHz, muito próximo do polo complexo da planta.

Com o objetivo de avaliar o comportamento da planta em regime permanente, foi elaborado um gráfico mostrando a variação do ganho estático do conversor no modo Flyback em MCC, para múltiplos pontos de operação, frente a variações da razão cíclica.

Esse gráfico é apresentado na Figura 54, onde o ganho estático é comparado com as linearizações em torno de três pontos de operação.

Nota-se que o comportamento do ganho estático do conversor não é linear, de modo que as linearizações para cada ponto específico apresentam um erro CC para operação em regime

Figura 53 – Diagrama de local das raízes Flyback, planta de tensão de saída por razão cíclica.

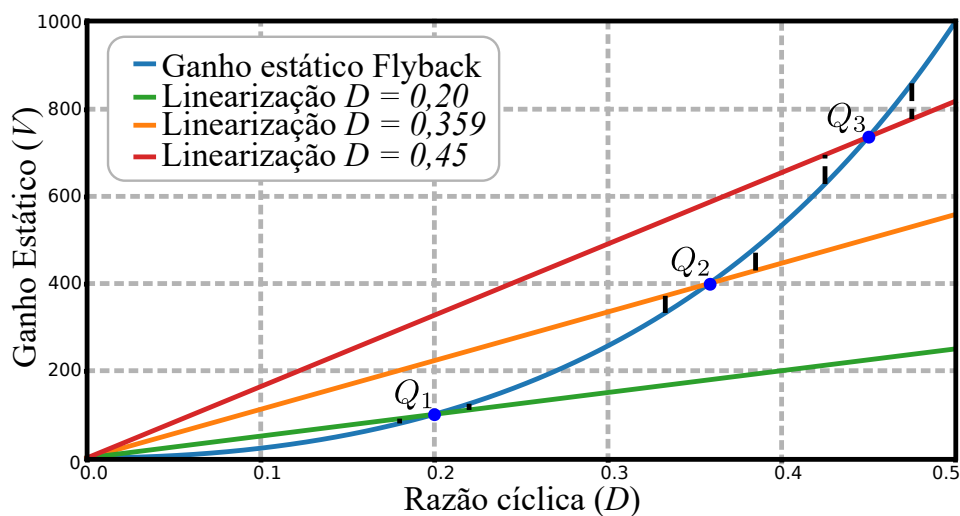


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

permanente. No gráfico também são mostradas linhas verticais que representam a região onde o erro entre o sistema linearizado e o ganho estático não linear é menor do que 10%.

O ganho estático apresenta um comportamento exponencial, de modo que, se a linearização for feita para um ponto de operação com uma razão cíclica menor, o erro do sistema linearizado é menos aparente, enquanto que, se o ponto de operação for uma razão cíclica mais próxima da razão cíclica máxima, o erro do sistema linearizado se torna mais aparente.

Figura 54 – Ganho estático no sentido Flyback comparado com linearização em vários pontos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5 PROJETO E VALIDAÇÃO DO CONTROLE

O controle de conversores de potência é essencial para garantir a correta operação de sistemas eletrônicos, permitindo a imposição de critérios de robustez, resposta dinâmica rápida e erro em regime permanente nulo. A importância de um controle eficiente se torna evidente quando se considera a necessidade de manutenção da estabilidade e desempenho desejado em face de perturbações e variações de carga e tensão de entrada.

Neste capítulo é abordado o projeto e controle do conversor Forward/Flyback, operando no sentido Forward em MCC. O projeto do controle é feito baseado em uma análise das plantas para cada condição específica.

5.1 CONTROLE DE CONVERSORES ESTÁTICOS

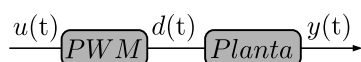
Um sistema complexo pode possuir muitas entradas e saídas, por isso um dos critérios iniciais de controle é entender quais serão as entradas e saídas definidas. Em (Ogata, 2010) é sugerida a aplicação da técnica de modelagem por espaço de estados para obtenção de um modelo, essa modelagem foi explorada no capítulo 4.

Em (John, 1991) a teoria de controle é explorada, apresentando critérios de projeto, estabilidade. A teoria do diagrama de bode é utilizada para fazer o projeto do controle de um conversor CA-CC de alto fator de potência.

No controle PID convencional, o ganho proporcional é selecionado para atender tanto as características estáticas quanto dinâmicas do sistema. Embora um ganho proporcional maior seja mais eficaz para melhorar a resposta transitória, ele pode afetar negativamente as características estáticas. Portanto, o coeficiente proporcional deve ser selecionado com um valor menor para manter as características estáticas reguladas. Além disso, um coeficiente proporcional menor contribui para a miniaturização da unidade de fonte de alimentação, pois o capacitor de suavização de saída pode ser menor, (Kurokawa; Mitsutake; Maruta, 2015).

Um sistema genérico pode ser representado por um diagrama de blocos que ilustra as relações entre os componentes e as interações dentro do sistema, a essa representação pode ser feita pelo modelo com uma FTMA (Função de Transferência de Malha Aberta), como o visto na Figura 55. Em alguns casos, a estabilidade desse sistema é intrínseca à planta, onde o sistema, mesmo sem nenhum tipo de compensador, tende naturalmente à estabilidade.

Figura 55 – Diagrama de bloco de uma FTMA.



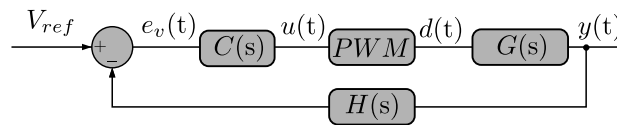
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Para incluir o compensador na planta, é adicionada uma nova malha de realimentação, conforme ilustrado na Figura 56. No diagrama, é possível observar que, além do compensador,

foi adicionado mais um bloco, que representa o ganho do sensor $H(s)$, neste caso todos os blocos multiplicados formam uma FTMF (Função de Transferência de Malha Fechada).

Os sensores, muitas vezes, representam apenas um ganho linear e, com o objetivo de simplificar a análise de um sistema, são considerados dessa forma. A inclusão do compensador e do bloco do ganho do sensor permite a análise mais detalhada e precisa do comportamento do sistema, considerando os efeitos da realimentação e das características dos componentes envolvidos.

Figura 56 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Em aplicações de eletrônica de potência, à medida que a densidade de potência e a tensão de saída aumentam, os circuitos que calculam o compensador, sejam analógicos ou digitais, geralmente não operam no mesmo nível de tensão do parâmetro medido. Em casos como os conversores multinível, sensores ópticos podem ser utilizados, e o ganho desses sensores, juntamente com sua resposta em frequência, pode influenciar o comportamento do conversor, principalmente em aplicações com frequências muito altas.

5.1.1 Critérios de estabilidade

A escolha dos critérios de controle é uma etapa fundamental na etapa do projeto, inicialmente deve-se observar a aplicação do conversor, verificar as características da fonte de entrada e também da carga.

Sendo a aplicação do controle em um conversor que faz a interface entre o barramento CC e um SAE (Sistema de Armazenamento de Energia) em VE, de acordo com (Sun et al., 2022), a sobretensão em baterias, assim como a subtensão, são fatores que devem ser monitorados criteriosamente, sendo a sobretensão a que possui maior potencial destrutivo, enquanto que a corrente, principalmente pulsada afeta a vida útil do SAE.

O gerenciamento de tensão nas baterias geralmente é controlado por um BMS (Sistema de Gerenciamento de Baterias, do inglês, *Battery Management System*). Em diferentes casos, a tensão de proteção do banco de baterias pode variar, e esse fator depende, por exemplo, da tecnologia das baterias em questão.

Veículos elétricos usualmente possuem a tecnologia de células de lítio, e para essas aplicações, uma sobretensão de 5% durante curtos períodos de tempos, é considerada uma sobretensão segura, e é um parâmetro comumente utilizado, por isso o critério de máxima sobretensão do de tensão nas baterias foi considerado 5%.

As limitações do *hardware* empregado no conversor, também deve ser levada em consideração, em alguns casos o conversor com o controle pode ter capacitores, chaves e diodos que suportem menor tensão, esse aspecto impacta diretamente no custo.

Os critérios de estabilidade utilizados foram Margem de Ganho (MG) e Margem de Fase (MF), que são parâmetros cruciais para operação do sistema, determinantes para a estabilidade do sistema.

Para a frequência de corte por zero f_c , de acordo com o teorema de Nyquist, um sinal precisa ser amostrado a uma taxa de pelo menos duas vezes a sua frequência máxima $\frac{f_s}{2}$ para que possa ser reconstruído corretamente. Isto garante que todas as componentes de frequência do sinal original sejam capturadas adequadamente, evitando distorções conhecidas como *aliasing*.

Em aplicações de conversores estáticos, a frequência de corte deve ser no mínimo quatro vezes menor do que a frequência de chaveamento, ou seja, $\frac{f_s}{4}$, e para efeitos práticos um critério de estabilidade considerado robusto é $\frac{f_s}{10}$.

A frequência de corte f_c impacta diretamente na resposta da planta. Frequências maiores proporcionam uma resposta dinâmica mais rápida, no entanto, isso aproxima f_c de f_s . Em conversores chaveados, essa proximidade pode ser problemática, pois o conversor pode amplificar ruídos de chaveamento e essa condição levar o sistema à instabilidade.

A MG é uma medida de estabilidade de um sistema de controle. Ela indica a quantidade de aumento de ganho que o sistema pode suportar antes de se tornar instável. A MG é expressa em decibéis (dB) e é calculada como a diferença entre 0 dB e o valor da magnitude em decibéis no ponto onde a fase passa de 180° .

Uma MG positiva significa que o sistema pode tolerar um aumento no ganho antes de se tornar instável, o que é desejável para garantir a robustez do sistema. Por outro lado, uma MG negativa indica que o sistema já é instável com o ganho atual.

Para garantir o ganho em baixas frequências, e anular erro em regime permanente é essencial que a planta possua MG tendendo ao infinito, com inclinação de atenuação conforme o aumento da frequência. Esse critério, não necessariamente adiciona dinâmicas rápidas ao sistema, mas garante erro em regime permanente nulo.

Em sistemas de controle, é interessante que a inclinação em f_c seja de -20 dB/década. Essa característica, é de um sistema de primeira ordem, e torna o sistema mais simples e estável de controlar, ao menos próximo de f_c . Uma inclinação de -40 dB/década, por exemplo, poderia indicar um comportamento de segunda ordem ou maior, aumentando a complexidade e potencialmente comprometendo a estabilidade. Após o f_c inclinação maior, para que ruídos de frequências maiores sejam mais atenuados, incluindo f_s . Para garantir que frequência iguais ou maiores que f_s , à partir deste ponto é interessante que a inclinação seja de -40 dB/década.

Quanto a margem de fase MF, o sistema introduz atraso da malha de realimentação, esse atraso é medido em graus. É essencial que o sistema não atinja a 180° de atraso de fase, antes de f_c . Caso o sinal de saída tenha um atraso maior de 180° , a leitura da malha de realimentação será o sinal de saída multiplicado por $\cos(180^\circ)$, o que faz o sinal ficar com um sinal contrário

do que realmente deveria ser medido.

Nessa condição o controle sempre tomará a decisão contrária do que deveria, tendendo o sistema a instabilidade. Para critério teórico a fase não deve atingir 180° de defasagem do sinal de entrada, mas para efeitos práticos, é essencial que exista uma margem de defasagem no ponto da frequência de corte.

Um critério de margem de fase considerado seguro é 45° , esse critério é amplamente aplicado em controle de conversores estáticos, no entanto o importante é garantir que o sistema não atinja defasagem de 180° , portanto essa margem é negociável, e margens menores podem ser adotadas, ainda garantindo que o sistema não atinja a região de instabilidade.

Garantir a margem de fase também está atrelada a limitar f_c , se o conversor possui uma cruzamento por 180° muito antes de f_s , isso pode fazer com que o sistema tenha que ter uma f_c em frequência baixa, o que implica em lentas dinâmicas transitórias.

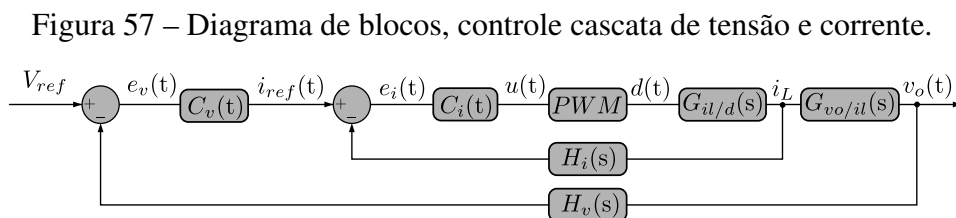
5.1.2 Estrutura do controlador

Um compensador pode ser aplicado em várias malhas diferentes. A estrutura da malha de controle, depende do tipo de controle aplicado no conversor.

O diagrama de blocos mostrado na Figura 56, mostra uma estrutura de controle com apenas uma malha de realimentação aplicada ao sistema. Essa estrutura é usual em aplicações de controle de corrente, ou controle de tensão. O produto de todas as funções do diagrama é comumente chamada de FTMA (Função de Transferência de Malha Fechada).

Esses são controles amplamente aplicados em conversores estáticos. Algumas estruturas alternativas são o controle concorrente, onde duas malhas de realimentação operam com frequência de corte próximas, mas para duas plantas diferentes, porém apenas um parâmetro de controle é introduzido no sistema de cada vez.

A estrutura de controle em cascata também é muito utilizada em aplicações de conversores estáticos, nessa estrutura duas malhas de realimentação também são empregadas no sistema. A Figura 57 mostra o diagrama de blocos desta estrutura.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

No controle cascata a f_c da malha externa geralmente é posicionada uma década antes da f_c da malha interna. Esse critério é essencial para garantir o correto funcionamento das malhas de controle, caso as duas malhas possuam dinâmicas muito próximas, a malha externa vai atuar sobre a malha interna, e essa condição pode fazer com que o sistema tenda a instabilidade.

Essa condição de uma década menor é um critério de robustez, bem conservador. É possível que a f_c da malha externa esteja mais próxima da malha interna do que uma década, no entanto deve-se tomar cuidado com a essa condição, e a estabilidade do conversor deve ser bastante validada, principalmente nestes casos.

5.1.3 Controle discreto

O controle de sistemas pode ser analisado no tempo contínuo, no domínio do plano s , onde sistemas de controle analógico, como aqueles que utilizam amplificadores operacionais operam. No entanto, quando o controle é realizado por microcontroladores, é necessário discretizar o sinal, transformando a planta para o domínio z . Esse processo permite que o sistema seja modelado e controlado digitalmente, utilizando algoritmos específicos para sinais discretos.

Existem vários métodos de discretização da planta, que possuem diferentes características, o método mais simples é ZOH (Ordem de retenção zero, do inglês, *Zero Hold Order*). Esse método discretização, lendo um valor no período de amostragem, e guardando esse valor lido até a próxima leitura. Isso acaba introduzindo atrasos no sistema discretizado, para minimizar os atrasos da discretização por ZOH, uma solução comum é o aumentar a frequência, no entanto aumentar muito a frequência da planta pode ser um problema para conversores estáticos.

Uma alternativa bastante utilizada para discretização de sistemas é a transformada de Tustin, esse método é uma discretização bilinear, onde é incluso um termo de *pre-warping*. Esse termo melhora o mapeamento da resposta em frequência no plano discreto, e mitiga os efeitos da discretização.

A discretização da planta inclui um par de zero e polo, na frequência de chaveamento, além disso a leitura de frequências maiores do que a metade da frequência de amostragem, são afetadas pelo efeito *aliasing*, na prática é incluído um filtro *aliasing*.

O modo de atualização do PWM em aplicações onde são utilizados um microcontrolador inclui um atraso, esse atraso é variável, e depende do tempo de processamento do microcontrolador, um atraso variável no sistema não é interessante, pois o controle discreto vai atuar em um período variável que é diferente do período para a frequência em que foi discretizado.

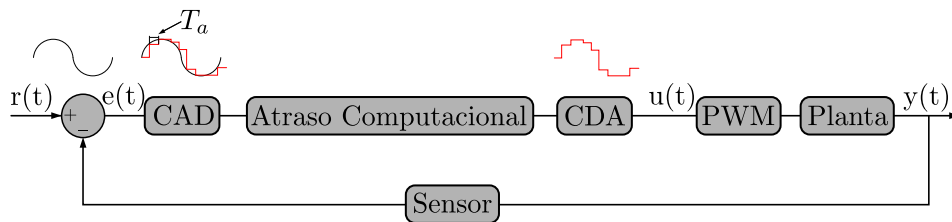
Sendo assim por vezes a estratégia de atualizar o PWM somente no próximo ciclo de chaveamento é amplamente aplicada, considerando que a frequência de amostragem é a mesma do que a frequência de chaveamento, o sistema sempre vai atualizar o PWM com um ciclo de chaveamento de atraso, do ponto de leitura do ZOH, deste modo o atraso pode ser maior do que o tempo de processamento, em contra partida também é sempre fixo e conhecido.

O atraso do que o controlador inclui na planta, provoca um atraso na fase do sistema, esse atraso de fase deve ser considerado no projeto do compensador para garantir que o sistema não atinja uma condição de 180° de atraso de fase, uma vez essa condição leva a instabilidade.

A estrutura de um controlador digital aplicado em conversores de potência, como controladores em tempo real, exige a interface de um conversor analógico digital (CAD), e um conversor digital analógico (CDA).

A estrutura de uma malha de controle genérica com com CAD e CDA, é mostrada na Figura 58. Na malha apresentada é possível identificar um controlador digital, cada entrada do controlador, precisa de um CAD, sendo assim se o controlador possui n variáveis de entrada, ele precisará de n CADs.

Figura 58 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada, com CAD, CDA e atraso de discretização.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Após o sinal sair do compensador digital, ele precisa passar por um (CDA). No caso de conversores estáticos, a saída do compensador que atua na planta já é um sinal discreto, que é o PWM. Em aplicações reais o sinal ainda precisa ser amplificado, para os valores corretos de tensão e corrente, no caso dos conversores essa parte é função do circuito de condicionamento e drive.

Feitas as corretas considerações de discretização e adicionado o atraso na planta, o controle deve ser projetado de acordo com o novo sistema.

5.2 CONTROLE DE TENSÃO SENTIDO FORWARD

A planta do conversor operando no sentido Forward, é um sistema com polos de fase mínima, pois não tem ZSD, isso deixa a planta mais simples de controlar, uma estratégia clássica para esse tipo de planta é um controle de tensão.

Para fazer o projeto do controle é essencial conhecer os locais dos respectivos polos e zeros da planta, o controle de tensão, deve ser projetado utilizando a planta de tensão, mostrada em 97, para os parâmetros mostrados na Tabela 1.

Metodologia utilizada para o projeto do controle:

- Obtenção da planta de tensão por razão cíclica;
- Discretização utilizando o método ZOH, para representar a planta no plano z , com o atraso da amostragem;
- Adição do atraso de atuação do PWM no DSP, de um ciclo de chaveamento.
- Aplicação de Tustin para representar a planta no semiplano w ;
- Projeto do controle PID, alocando os polos e zeros do diagrama de Bode;

- Discretização do Compensador projetado utilizando Tustin;
- Validação do controle projetado em simulação e no protótipo.

O projeto do controle foi feito utilizando o *software* MATLAB®. A arquitetura utilizada para o projeto de controle foi de apenas uma malha de controle, sendo aplicado o controle de tensão, essa arquitetura é mostrada na Figura 56.

A planta utilizada para o controle é mostrada em 97, esse é o modelo calculado para o conversor no sentido Forward em MCC, como essa planta não possui ZSD, o controle de tensão se torna simples, e essa foi a estratégia adotada para o controle.

A frequência utilizada para discretizar a planta com ZOH foi de 35 kHz, que é a mesma frequência de chaveamento, o período de amostragem do DSP também foi definido nesta frequência, portanto essa discretização, busca representar o efeito da amostragem do controlador, essa amostragem inclui atraso no sistema, afetando diretamente os critérios de estabilidade, principalmente de fase, portanto para o projeto de um controle discreto é importante ser considerada, a planta discretizada em ZOH é mostrada em 198.

$$\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}(z) = \frac{365,6 \cdot z + 249}{z^2 - 0,4976 \cdot z + 0,7882} \quad (198)$$

Após a discretização da planta é incluso um outro atraso, referente ao período de atuação do DSP, como esse atraso tipicamente depende do processamento do CAD, e nesta condição é um atraso variável, o período de atuação do DSP foi configurado para atuar sempre com um ciclo de chaveamento de atraso, de modo que a planta no plano discreto considerando este atraso é mostrada em 200. Nota-se que para essa consideração a planta agora é de terceira ordem, e representa o atraso de amostragem do DSP, e o atraso de atuação no PWM.

$$\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}(z) + Delay = \frac{365,6 \cdot z + 249}{z^2 - 0,4976 \cdot z + 0,7882} \cdot \frac{1}{z} \quad (199)$$

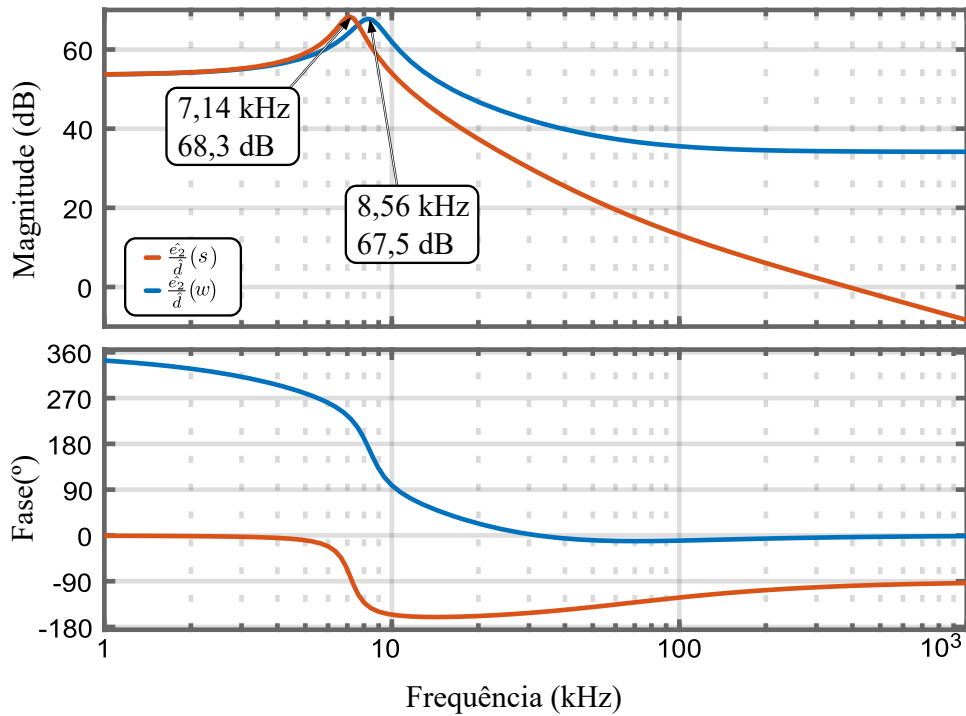
$$\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}(z) + Delay = \frac{365,6 \cdot z + 249}{z^3 - 0,4976 \cdot z^2 + 0,7882 \cdot z} \quad (200)$$

Para projetar o controle do conversor utilizando a análise do diagrama de Bode, é necessário que a planta seja representada no tempo contínuo, portanto para representar novamente esta planta no semiplano contínuo, foi aplicada a transformada de Tustin, e a nova FT no tempo contínuo considerando os atrasos é mostrada em 201.

$$\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}(w) = \frac{50,99 \cdot w^3 + 1,168 \cdot 10^7 \cdot w^2 - 2,385 \cdot 10^{12} \cdot w + 9,222 \cdot 10^{16}}{w^3 + 8,297 \cdot 10^2 \cdot w^2 + 3,674 \cdot 10^9 \cdot w + 1,937 \cdot 10^{14}} \quad (201)$$

A Figura 59 mostra o diagrama de bode da planta de tensão por razão cíclica do conversor no sentido Forward em MCC, no tempo contínuo s , em vermelho a resposta em frequência originalmente modelada, e em azul a resposta em frequência considerando a linearização com ZOH, e o atraso de atuação do PWM no semiplano contínuo w .

Figura 59 – Diagrama de bode no sentido Forward MCC, planta de tensão por razão cíclica no plano s , no plano s mais atrasos considerados.



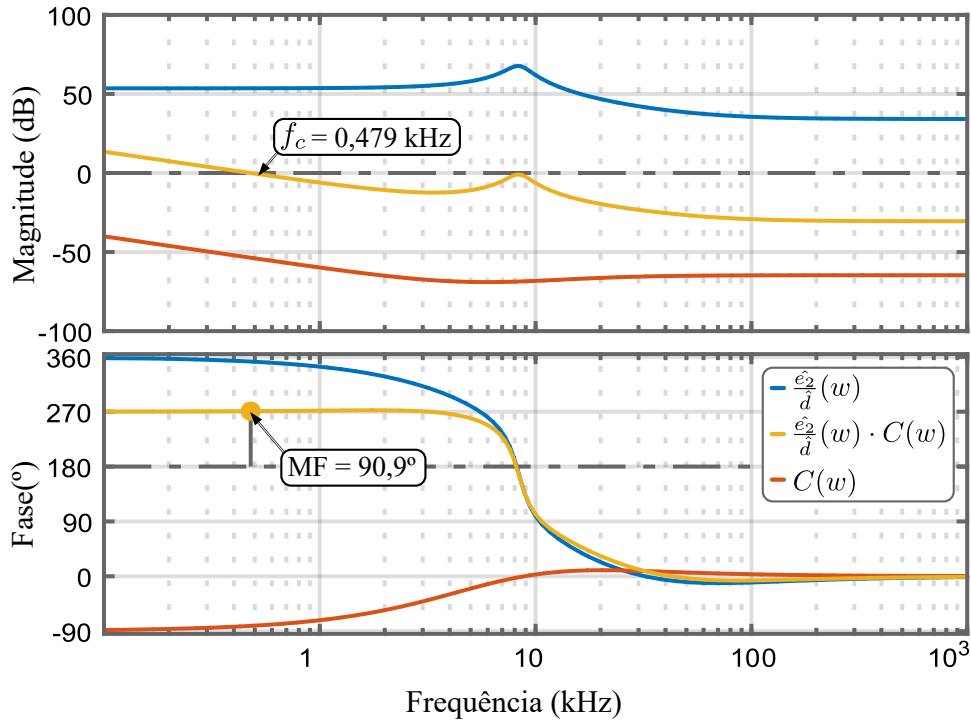
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Observado o diagrama de Bode da resposta em frequência sem o atraso no plano s em comparativo com a resposta em frequência com o atraso no plano w , é possível observar que existe uma diferença entre as duas plantas, tanto na frequência de ressonância, que foi deslocada para 8,56 kHz, e com um pico de ganho um pouco menor, tanto na fase, que apresenta uma defasagem bem maior do que a planta sem os atrasos.

Esse é o efeito dos atrasos na resposta em frequência, para um controle bem projetado, levar em consideração esses aspectos é essencial para garantir a confiabilidade e robustez do controle, principalmente nos piores casos. Sendo assim o projeto do controlador PID foi feito considerando a planta mostrada em 201.

A Figura 60 mostra a planta de tensão por razão cíclica no plano w em azul, o controlador projetado em vermelho, e a planta compensada em amarelo. O compensador foi feito alocando um polo na origem, como integrador, para garantir erro nulo em regime permanente, dois polos próximos da frequência de ressonância frequência, que na planta no plano w é correspondente a 8,56 kHz, esses polos foram posicionados um pouco antes em 5,77 kHz, e mais um polo em 19,7 kHz.

Figura 60 – Diagrama de Bode no sentido Forward MCC, planta de tensão por razão cíclica e compensador no plano w .



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Analisando o sistema compensado, é possível observar que com o compensador projetado para o controle de tensão, a f_c obtida foi de 0,479 kHz, e a MF de $90,9^\circ$. Considerando que o conversor está negligenciando a ondulação de tensão em uma frequência de 70 kHz, uma f_c de 7 kHz poderia ser adotada, no entanto, como a planta considerando os atrasos de amostragem e do PWM, atinge uma região de instabilidade na frequência de ressonância, para garantir a estabilidade foi optado por deixar o pico da ressonância abaixo de 0 dB, para que o controlador atenuasse essas frequências e não tenda a instabilidade.

A equação 202 mostra a função de transferência do compensador projetado no plano w .

$$C(w) = \frac{0,0005855 \cdot w^2 + 39,04 \cdot w + 6,51 \cdot 10^5}{w^2 + 1,043 \cdot 10^5 \cdot w} \quad (202)$$

Para aplicar o compensador no DSP, foi utilizado o método da equação de diferenças, portanto é necessário aplicar uma outra transformada de Tustin, para representar essa equação no plano discreto novamente. A equação 203 representa o compensador no plano z , esse que foi utilizado para aplicar nas simulações e no protótipo.

$$C(z) = \frac{0,0005124 \cdot z^2 - 0,0003635 \cdot z + 6,448 \cdot 10^{-5}}{z^2 - 0,8031 \cdot z - 0,1969} \quad (203)$$

Nesta sessão foi realizado a análise da planta do conversor no sentido Forward em MCC, também foram estudados os devidos atrasos da implementação de um controle discreto, sendo considerados o atraso de amostragem, e o atraso do PWM, então com a planta no plano w , foi implementado o controle do conversor, analisando o diagrama de Bode, e observando os critérios de estabilidade, como MF e MG. O controlador foi projetado no plano w e depois discretizado para poder ser representado no plano z .

O controlador projetado foi um controlador PID, com dois polos e dois zeros, a MF atingida foi de $96,7^\circ$ para uma frequência de corte em $0,951$ kHz, e MG tendendo ao infinito, para esse compensador, o tempo de assentamento esperado é de 1 ms em resposta ao degrau simulado no MATLAB, que para a aplicação em questão, é um tempo aceitável, já que a carga do conversor são apenas baterias. Esse tempo de assentamento projetado, é para condição de alteração da razão cíclica, para variações de carga a resposta da planta deve ser diferente.

Em seguida, para validar o comportamento do controle, foram feitas simulações, com o controle no tempo discreto, na simulação, também foi considerado o atraso de amostragem, e o atraso do PWM, a planta aplicada foi aplicada em um bloco C, garantindo que a operação do controle seja no tempo discreto, e que a simulação seja o mais fiel a realidade do protótipo.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a modelagem e o controle do conversor, foram realizados testes em um protótipo. Os testes foram conduzidos no conversor Forward / Flyback operando em ambos os sentidos, sob condições nominais de operação.

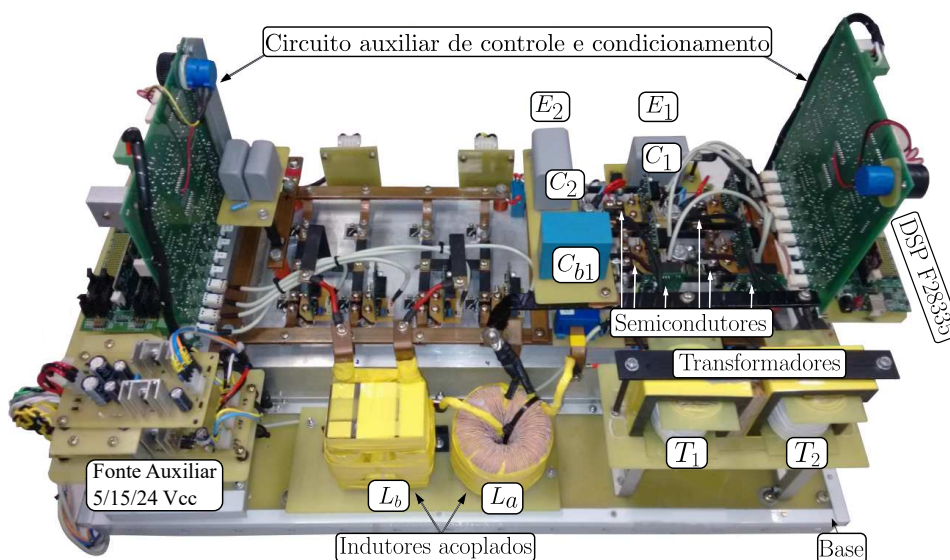
O principal objetivo dos testes foi validar o comportamento do conversor frente a variações de carga, avaliando seu comportamento dinâmico, resposta transitória, erro em regime permanente e sobressinais. O sobressinal foi definido no capítulo anterior como critério de projeto e estabelecido em 5%.

A implementação do controle foi realizada utilizando um DSP da Texas Instruments® TMS320F28335. O controlador de tensão projetado foi implementado no DSP, utilizando equações de diferenças para calcular a largura de pulso do PWM, que é amplificado e aplicado aos respectivos MOSFETs.

O degrau de carga foi testado com uma carga resistiva, colocando o conversor na carga nominal e executando variações repentinas. Durante o transitório de variação de carga, foram medidos os parâmetros de tensão e corrente do conversor.

O protótipo utilizado para os testes é mostrado na Figura 61, onde é possível observar a estrutura básica do conversor, com os principais elementos destacados, como transformadores, indutores acoplados, DSP, fonte auxiliar e capacitores.

Figura 61 – Conversor Forward / Flyback.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Os principais componentes do conversor foram organizados na Tabela 3. Foram colocadas informações como código do componente, fabricante, nome do componente na topologia, e principais parâmetros dos respectivos componentes.

Tabela 3 – Principais componentes utilizados no protótipo.

Componente	Descrição
Flyback MOSFET S_s	2 x APT40SM120J (Microsemi, SOT-227)
Flyback Diodos D_s (SiC Schottky)	2 x MSC020SDA120B (Microsemi, TO-247)
Forward IGBT S_p	4 x APT100GT60JR (Microsemi, SOT-227)
Forward Diodos D_p (SiC Schottky)	4 x STPSC20H12D (ST, TO-220)
Capacitor de saída C_1, C_2 (Filme)	2 x MKP1848650084Y5 (VISHAY, 50 μ F / 800 V)
Capacitor auxiliar C_b (Filme)	1 x B32678G4356K (Epcos, 35 μ F / 450 V)
Indutor L_a	nLa = 1.88 (Magmattec, 4x parallel: MMTS60T7713)
Transformador T_1, T_2	2 x nT = 0.55, Ferrite (Thornton, 2 x parallel: NEE-80/38/20)
DSP	TMS320F28335 (TI, Delfino experimenter kit)

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

6.1 RESULTADO NO SENTIDO FORWARD

Os resultados dos testes no protótipo do conversor CC-CC isolado bidirecional, com fluxo de energia no sentido Forward, são apresentados para validar o controle de tensão aplicado ao conversor. Esses testes foram essenciais para avaliar o desempenho do conversor sob condições reais de operação, comparando-os com uma simulação, garantindo que o controle de tensão projetado fosse eficaz em manter a estabilidade e a precisão do sistema.

Nesta aplicação, foi empregada a estratégia de controle de tensão com apenas uma malha de tensão, seguindo a estrutura apresentada no diagrama de blocos da Figura 56. O controlador implementado no TMS320F28335 foi um PID, conforme mostrado em 203.

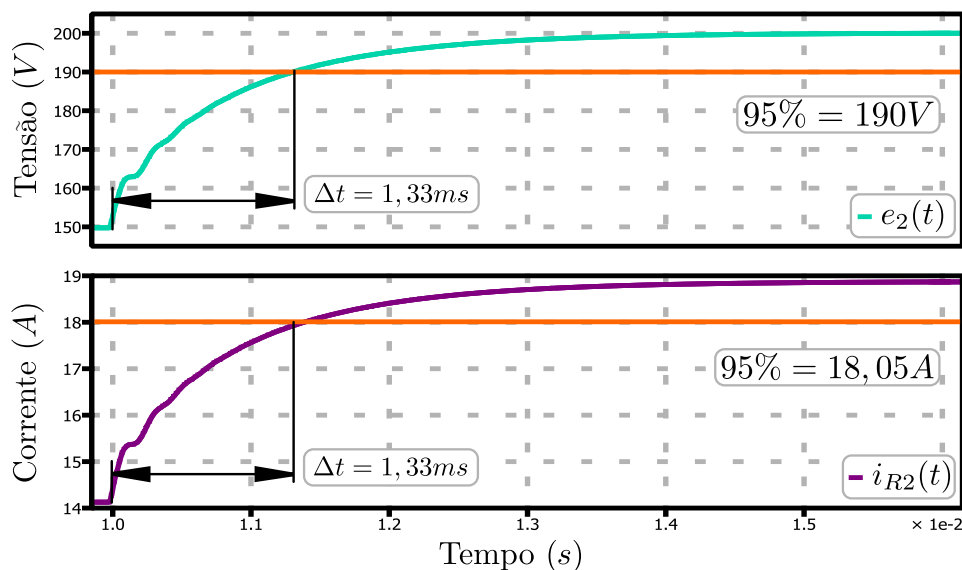
Inicialmente, para comprovar o funcionamento do controle, foi feita uma implementação no *software* de simulação PLECS®. O conversor foi simulado no sentido Forward, com os mesmos parâmetros do protótipo, que são os mesmos utilizados para calcular a função de transferência e foram apresentados na Tabela 1.

A Figura 62 mostra o degrau de referência aplicado na simulação do conversor para o mesmo controlador discreto. Foram medidas a tensão e a corrente de saída do conversor para uma resistência equivalente à potência nominal, seguido de um degrau na referência do controlador.

O degrau aplicado foi de 25%, de modo que o conversor deveria sair de 150 V de tensão de saída para 200 V. Não houve sobressinal aparente, a corrente na carga segue o mesmo comportamento da tensão, e com um tempo de assentamento de 1,33 ms, considerando a região de estabilidade em 5% do valor nominal.

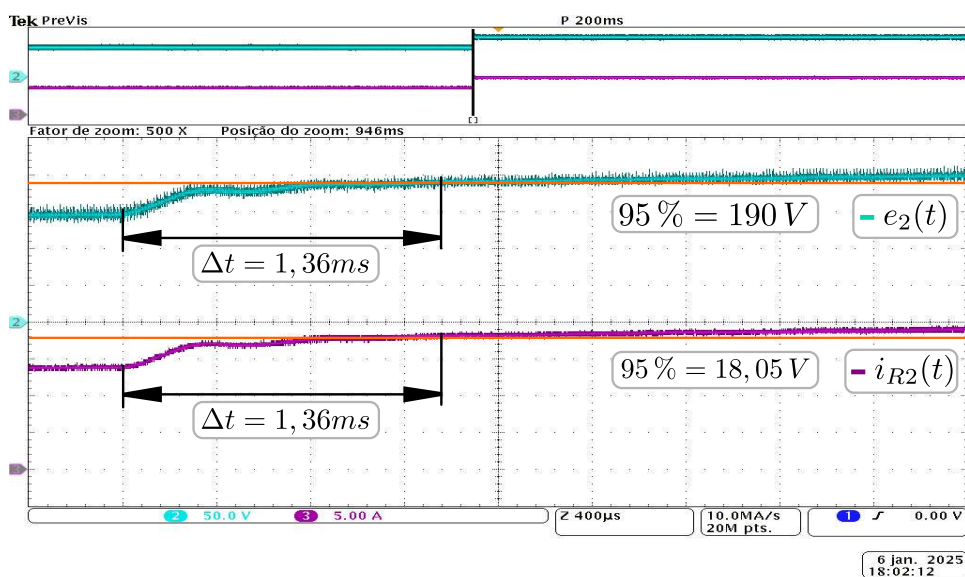
Em seguida, com o objetivo de validar o comportamento em regime permanente do controlador empregado, foi realizado um teste de degrau na referência no protótipo. A Figura 62 mostra a resposta ao degrau de referência, saindo de 150 V para 200 V, assim como realizado em simulação. Deste modo, foi realizado um degrau de 25% na referência, e o conversor atingiu o valor de tensão desejado de 200 V, sem sobressinal. O tempo de acomodação foi de aproximadamente 1,33 ms, com uma pequena ondulação observada durante o transitório.

Figura 62 – Resposta ao degrau subindo a referência sentido Forward, simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 63 – Resposta ao degrau subindo a referência sentido Forward, protótipo.



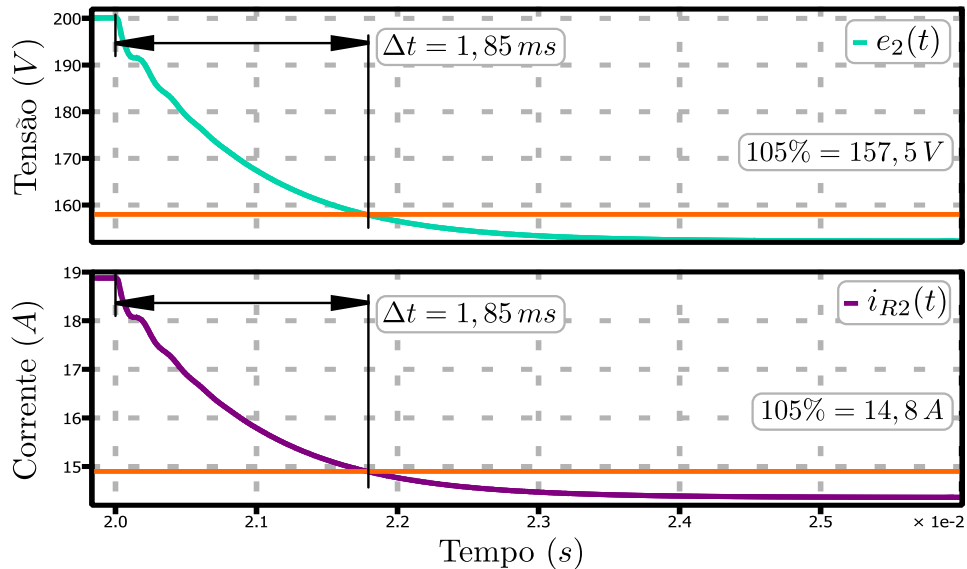
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Esse transitório de 1,33 ms corresponde a 46,5 ciclos de chaveamento, considerando a frequência de chaveamento de $35kHz$, na qual foi implementado o controle. Em comparação com a simulação, o resultado obtido do degrau no conversor foi mais amortecido, ambos apresentaram erro em regime permanente nulo, e nenhum dos dois apresentaram sobressinal.

Também foram realizados testes reduzindo o degrau de referência do conversor no sentido Forward, aplicando um degrau de 25%. Assim, o conversor deveria alterar a tensão de saída de 200V para 150V.

O resultado do degrau aplicado na simulação pode ser verificado na Figura 64. O comportamento do conversor é muito similar ao do degrau de subida. O tempo de assentamento medido na simulação foi de 1,85 ms, considerando a região de estabilidade como 5% do valor nominal. Como esperado, o comportamento da corrente de saída segue o mesmo padrão da tensão.

Figura 64 – Resposta ao degrau descendo referência sentido Forward simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Em seguida, foram realizados os experimentos de degrau de descida da referência no protótipo. A medição do experimento é apresentada na Figura 65, onde é possível observar que o comportamento transitório do degrau de referência é similar ao degrau de subida.

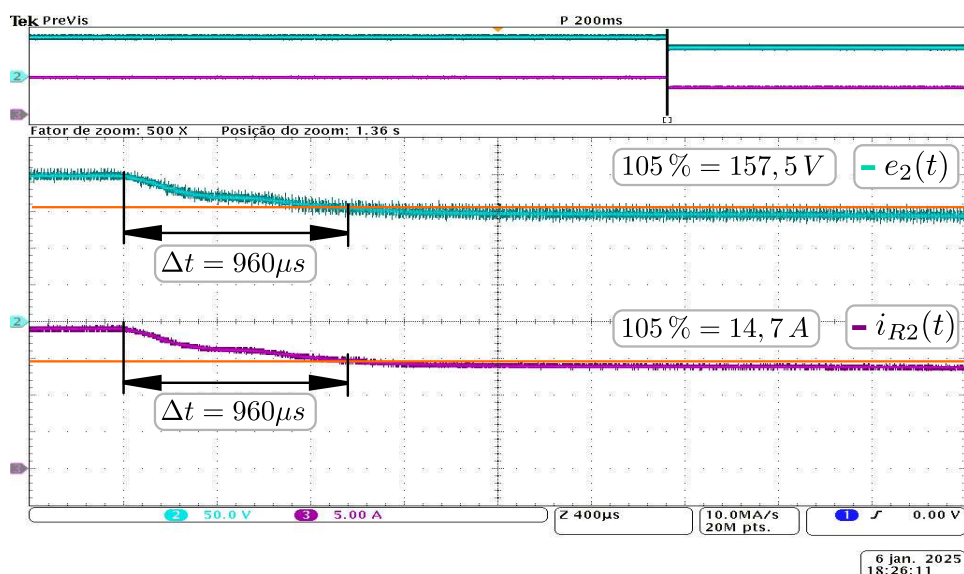
O tempo de assentamento medido na simulação foi de $960 \mu s$, o experimento não apresentou sobressinais significativos, mostrando-se mais amortecido do que as simulações, o erro em regime permanente foi nulo em ambos os casos, tanto na simulação quanto no protótipo.

Os experimentos de degrau de carga do conversor no sentido Forward, foram realizados com a potência de $1900 W$ para $3800 W$ na carga, essa relação de aumento de carga é equivalente a um aumento de 50% para 100% da potência, o experimento também foi conduzido em simulação, com a mesma variação de carga que os testes no protótipo.

A Figura 66 mostra o degrau de carga em simulação, na figura é possível observar o aumento de corrente da saída do conversor, do patamar de $9,5 A$ para $19 A$. O transitório da tensão na saída do conversor, é observável até $381,3 \mu s$, enquanto que o transitório de corrente, segue o comportamento da tensão.

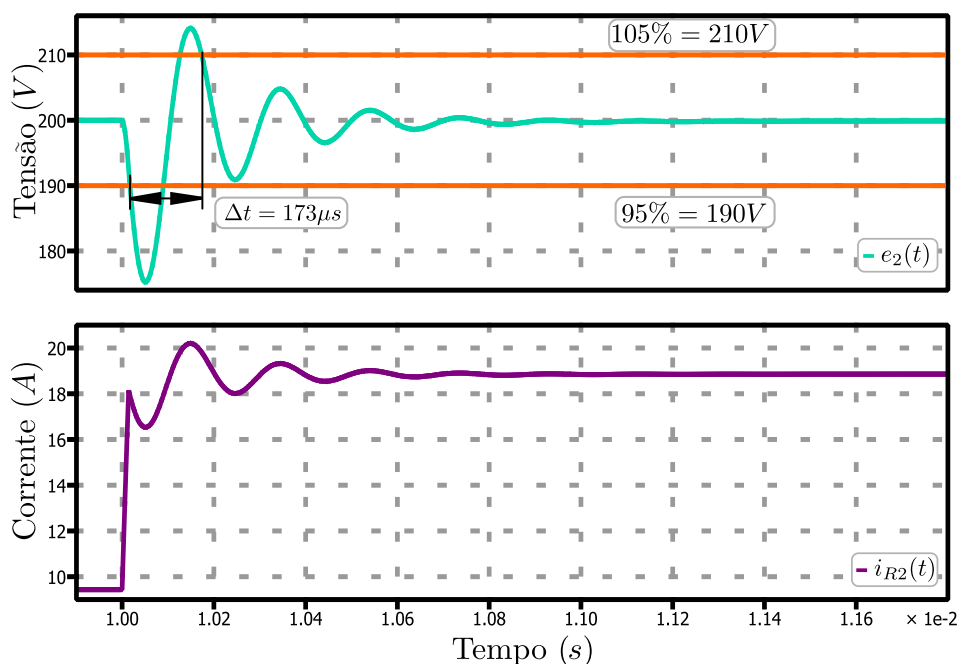
Na simulação também foram observados aspectos do controlador discreto simulado, que são apresentados na Figura 67. Onde são mostrados o erro, que é a entrada do controlador, calculado subtraindo o sinal de saída pela referência, que no caso é $200 V$, e a razão cíclica, que é a saída do controlador.

Figura 65 – Resposta ao degrau descendo a referência sentido Forward, protótipo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 66 – Resposta ao degrau aumento de carga sentido Forward, tensão e corrente de saída, simulação.

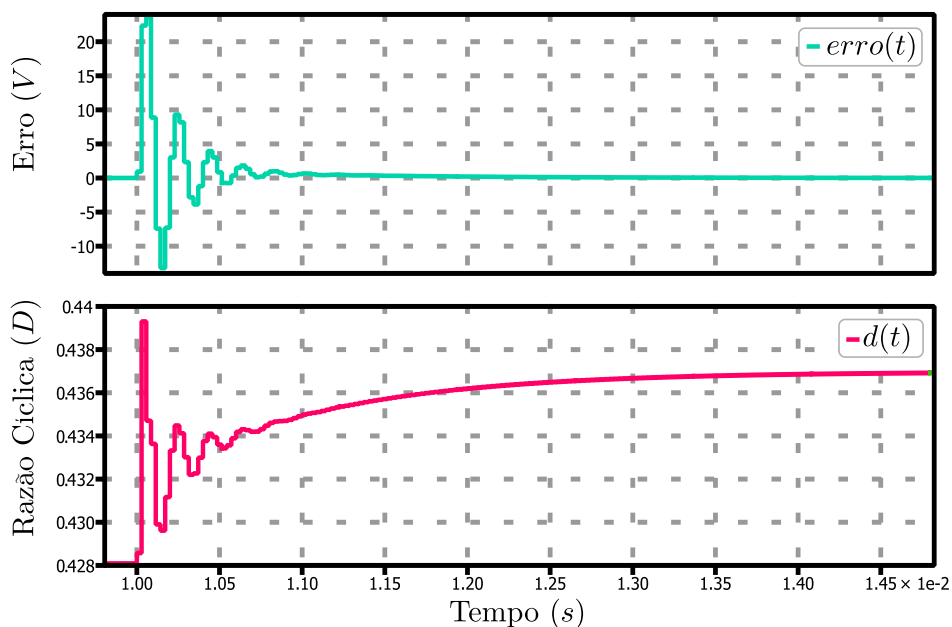


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O cálculo do erro é feito conforme o sinal amostrado, por isso a leitura dinâmica do sinal depende muito da frequência de amostragem. No presente trabalho, a frequência de amostragem definida foi 35 kHz , a mesma frequência de chaveamento, para evitar que o conversor enxergasse dinâmicas de frequência maior do que a de chaveamento.

O controlador atuou, oscilando para compensar as variações no sistema, buscando levar o erro a zero, é possível observar que o controlador não saturou em nenhum momento durante o transitório.

Figura 67 – Resposta ao degrau aumento de carga sentido Forward, erro e saída do controlador, simulação.



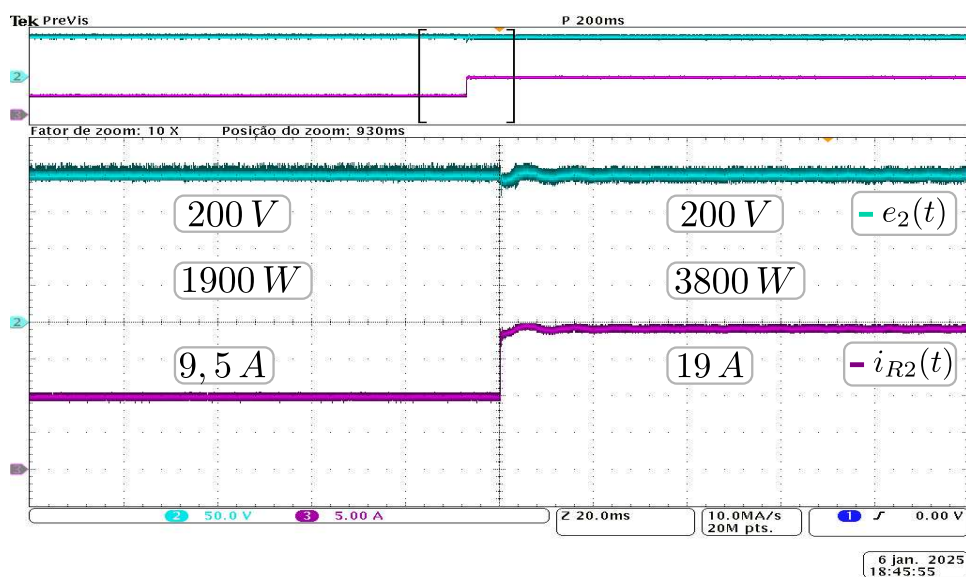
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Então, foi realizado o experimento de aumento de carga no protótipo, com medições realizadas na tensão e corrente de saída do conversor. Também foram feitas medições com o acoplamento CA na ponteira de tensão, para enfatizar melhor o comportamento transitório do conversor.

A Figura 68 mostra a medição na carga com acoplamento CA na ponteira de tensão. Foram enfatizadas a potência e a corrente de cada patamar de operação, sendo possível observar o aumento de carga olhando para o aumento da corrente, este aumento é correspondente a 1900 W, equivalente a 50% da potência do conversor, para 3800W equivalente a potência nominal do conversor.

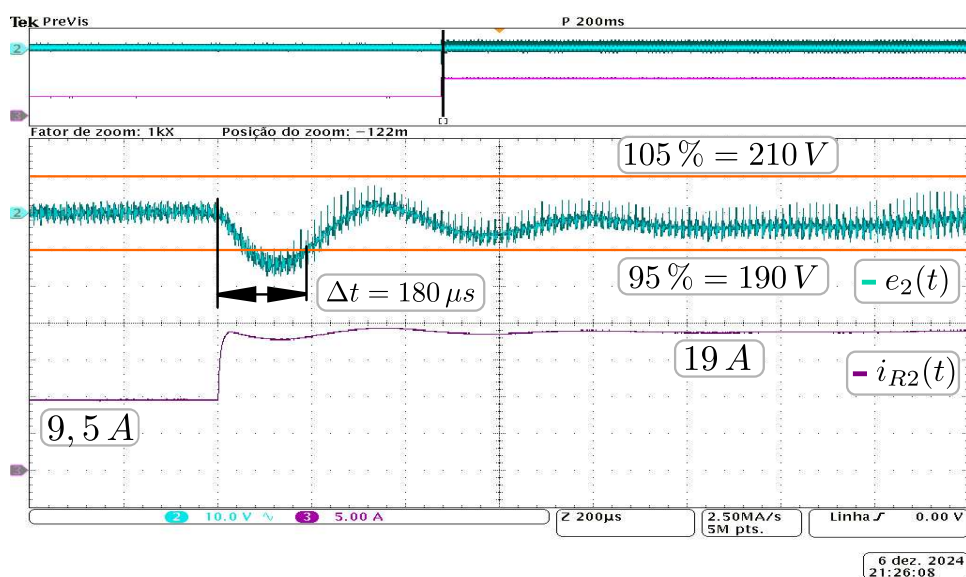
A Figura 69 mostra o degrau de carga realizado mais detalhado, onde é possível observar um tempo de assentamento de 180 μ s, considerando 5% do valor nominal, o aumento de carga causou um pequeno afundamento de tensão, fazendo com que o conversor tenha que aumentar a razão cíclica para compensar, depois do período oscilatório a tensão de saída se estabilizou, com erro em regime permanente nulo.

Figura 68 – Aumento de carga no sentido Forward, tensão e corrente na saída do protótipo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 69 – Aumento de carga no sentido Forward, tensão e corrente na saída do protótipo, detalhe.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

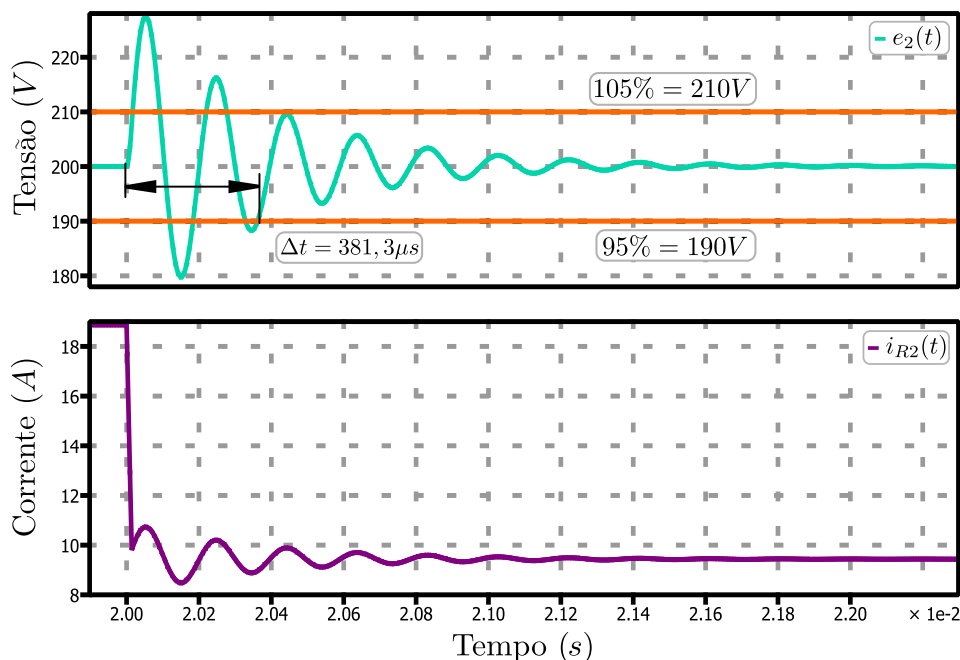
Os testes com redução de carga também foram conduzidos na simulação e no protótipo, a Figura 70 mostra a tensão e a corrente medidas na carga para um degrau de diminuição de carga, a potência foi a mesma dos testes anteriores, porém com a diminuição de carga.

É possível observar na tensão que o comportamento transitório é mais oscilatório do que no degrau de aumento de carga, o tempo de assentamento medido, foi de aproximadamente $381,3 \mu s$, considerando o 5% do valor em regime permanente.

O sobressinal máximo observado na simulação foi de 222V, correspondente a aproxi-

madamente 9% da tensão nominal de saída, a variação da corrente também respeitou o mesmo período transitório, e o sobressinal em torno de 10%.

Figura 70 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, tensão e corrente de saída na simulação.



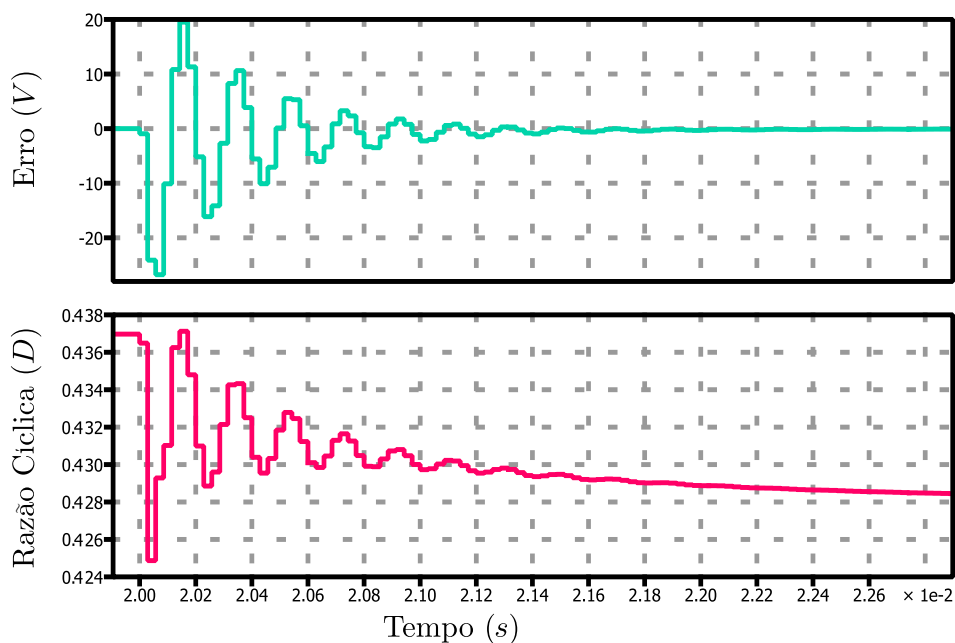
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Além da tensão e corrente de saída, também foram medidas a razão cíclica e o sinal de erro do controlador, essas medições são mostradas na Figura 71. O comportamento da saída do compensador é mais oscilatório do que no caso do aumento de carga, a razão cíclica não saturou durante todo o período transitório.

Então foram realizados os testes com redução de carga no sentido Forward, foi feita uma redução de potência para os mesmos parâmetros anteriores variando de 1900W para 3800W. A Figura 72 mostra as medições de tensão e corrente na carga no respectivo experimento.

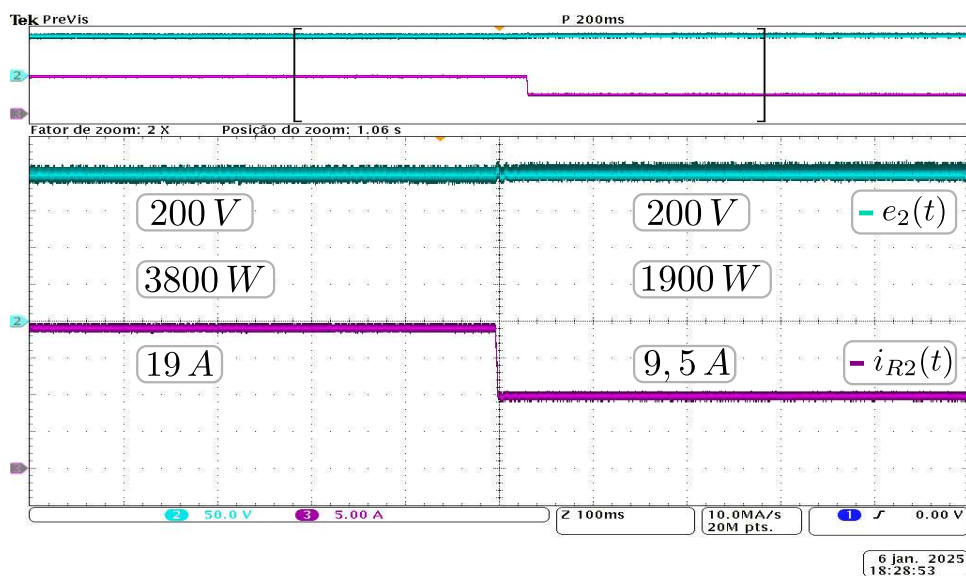
A Figura 73 mostra uma visão mais ampliada da redução de carga realizada, é possível observar que a tensão não possui transitório significativo, não ultrapassando a região de 5% do valor nominal.

Figura 71 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, erro e razão cíclica na simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

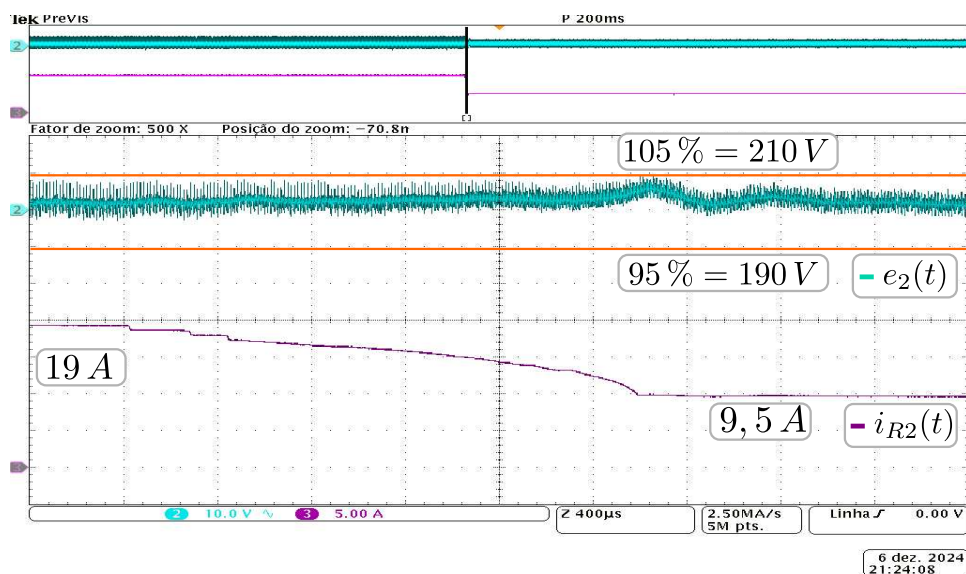
Figura 72 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, erro e razão cíclica no protótipo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O desacoplamento da carga foi feito utilizando um disjuntor trifásico, no entanto ele é lento, é possível observar na redução de carga, que a corrente na carga, demora 5,2 subdivisões no eixo do tempo, equivalente a 2,08 ms, para desacoplar, isso faz com que a variação de carga não seja instantânea.

Figura 73 – Resposta ao degrau redução de carga sentido Forward, erro e razão cíclica no protótipo, detalhe.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Para minimizar os efeitos do desacoplamento da carga, o condutor que fazia a ligação da carga que seria desacoplada, foi conectado em série em todos os polos do disjuntor trifásico, com o objetivo de melhorar o desacoplamento da carga, os resultados apresentados na presente pesquisa, foram os melhores obtido em bancada.

Neste capítulo foi apresentado o conversor, assim como os principais componentes, e foram explorados os resultados experimentais, buscando avaliar os resultados obtidos nas simulações, e comparar com os resultados obtidos nas medições do protótipo.

7 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou a modelagem de um conversor bidirecional isolado, denominado Forward/Flyback, com o projeto e validação do controle no sentido Forward. Foi conduzido um estudo detalhado sobre os principais aspectos do funcionamento do conversor, com o objetivo de compreender seu comportamento teórico em diferentes regiões de operação.

As equações principais do conversor, relacionadas aos elementos armazenadores de energia, foram definidas aplicando as LKC e LKT nos circuitos equivalentes do conversor para cada etapa de operação. Com base nas equações das derivadas dos elementos armazenadores de energia, foi montado o sistema de espaço de estados que representa o conversor em cada sentido e modo de operação.

A modelagem do conversor foi realizada para os sentidos Forward e Flyback em MCC. As análises das etapas de operação consideraram os principais estágios que contribuem para a troca de energia entre as portas do conversor, e que são relevantes para os elementos armazenadores de energia. As plantas foram definidas para os sentidos Forward e Flyback, em seguida, calculadas conforme os parâmetros do protótipo implementado. Análise das plantas foi realizada, validando o comportamento no domínio do tempo e da frequência em ambos os sentidos.

O conversor operando no sentido Forward em MCC possui uma planta de tensão por razão cíclica menos complexa e não apresenta zeros no semiplano direito do plano complexo. As plantas de tensão de saída por tensão de entrada e de corrente no indutor por tensão de entrada corresponderam muito bem ao comportamento no domínio do tempo e da frequência, em comparação com o circuito simulado. As plantas por razão cíclica apresentaram um erro em regime permanente, para pontos distantes do ponto quiescente, para qual realizada a linearização, e corresponderam ao comportamento dinâmico do circuito simulado, tanto na resposta em frequência quanto na resposta no tempo.

A planta de tensão de saída por razão cíclica no sentido Flyback em MCC possui um ZSD do plano complexo, o que pode limitar o controle do conversor para a planta de tensão. Foram validadas em simulação as plantas de tensão de saída por razão cíclica, corrente no indutor por razão cíclica, tensão de saída por tensão de entrada e corrente no indutor por tensão de entrada, em simulação.

Todas as plantas do conversor no sentido Flyback em MCC, foram validadas para resposta no domínio do tempo e da frequência. Apresentando um comportamento adequado em relação à resposta do circuito simulado, para os mesmos parâmetros. As plantas com entrada em razão cíclica apresentaram um erro em regime permanente para variações de razão cíclica distantes do ponto de operação.

Um controle discreto foi projetado para o conversor no sentido Forward em MCC. O projeto do controle utilizou a técnica de alocação de polos e zeros, resultando em um controle de tensão PID para o sentido Forward em MCC. A análise da resposta em frequência foi realizada no plano semiplano w .

A validação do controle foi realizada tanto em simulação quanto no protótipo, utilizando um DSP da Texas Instruments®, modelo TMS320F28335, para a implementação do controle. O código de implementação foi desenvolvido com uma equação de segunda ordem para um controlador PID, com dois polos e dois zeros. A equação de diferenças foi definida utilizando a transformada para o plano z na equação do compensador PID.

Foram realizados testes no conversor, tanto em simulação quanto no protótipo, para validar o comportamento do conversor frente a variações de carga e referência de tensão. A resposta do conversor às variações na tensão de referência foi semelhante tanto na simulação quanto na validação do protótipo.

O controle apresentou um tempo de assentamento de aproximadamente $180\mu s$ no degrau de aumento de carga, enquanto no degrau de diminuição de carga o conversor apresentou um transitório de $2,08ms$. A variação de carga realizada foi de 50% da potência nominal. O conversor não apresentou sobressinal de tensão significativo no protótipo para as variações da tensão de referência e carga.

As plantas calculadas apresentaram um comportamento equivalente ao do conversor simulado em ambos os sentidos de operação, sendo o comportamento do protótipo mais amortecido do que as simulações. O controle do conversor demonstrou uma resposta rápida e robusta frente a variações da tensão de referência e de carga.

REFERÊNCIAS

- ABNT. **NBR 17019:2022 - Requisitos específicos para veículos movidos à propulsão híbrida, híbrida plug-in e elétrica.** [S.l.], 2022. Citado na página 29.
- ALHURAYYIS, Ibrahim; ELKHATEB, Ahmad; MORROW, John. Isolated and nonisolated dc-to-dc converters for medium-voltage dc networks: A review. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 9, n. 6, p. 7486–7500, 2021. Citado na página 33.
- BIELA, Juergen; BADSTUEBNER, Uwe; KOLAR, Johann W. Impact of power density maximization on efficiency of dc–dc converter systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 1, p. 288–300, 2009. Citado na página 26.
- CHEN, Gang et al. Actively clamped bidirectional flyback converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 4, p. 770–779, 2000. Citado na página 50.
- CHIANG, Chu-Yi; CHEN, Chern-Lin. Zero-voltage-switching control for a pwm buck converter under dcm/ccm boundary. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 9, p. 2120–2126, 2009. Citado na página 27.
- CHU, Yongbin; WANG, Shuo. Bi-directional isolated dc-dc converters with reactive power loss reduction for electric vehicle and grid support applications. In: **2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado na página 35.
- CONTRAN. **requisitos específicos para veículos movidos à propulsão híbrida, híbrida plug-in e elétrica.** [S.l.], 2018. Disponível em: <https://www.gov.br/transportes/pt-br/assuntos/transito/conteudo-contran/resolucoes/resolucao7492018.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 38.
- DAS, H.S. et al. Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: A technological review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 120, p. 109618, 2020. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032119308251>. Citado na página 24.
- DU, Yu et al. Review of high power isolated bi-directional dc-dc converters for phev/ev dc charging infrastructure. In: **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 553–560. Citado na página 26.
- ELMENSHAWY, Mena; MASSOUD, Ahmed. Modular isolated dc-dc converters for ultra-fast ev chargers: A generalized modeling and control approach. **Energies**, v. 13, n. 10, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/10/2540>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 33.
- FRIEDLAND, Bernard. **Control system design: an introduction to state-space methods.** Mineola, New York: Dover Publication, Inc, 1986. Citado na página 57.
- HAN, Wenlin; XIAO, Yang. Privacy preservation for v2g networks in smart grid: A survey. **Computer Communications**, v. 91-92, p. 17–28, 2016. ISSN 0140-3664. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0140366416302572>. Citado na página 39.

HE, Peiwen; KHALIGH, Alireza. Comprehensive analyses and comparison of 1kw isolated dc-dc converters for bidirectional ev charging systems. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, PP, p. 1–1, 11 2016. Citado na página 35.

HIRTH, Marcos Paulo. **Desenvolvimento de Conversores CC-CC Bidirecionais Não Isolados e com Elevada Taxa de Conversão Estática Derivados das Estruturas SEPIC e Ćuk**. Tese (Doutorado) — UTFPR, Curitiba, Santa Catarina, 2020. Disponível em: <https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/5193/1/desenvolvimentoconversorescccbidirecionais.pdf>. Acesso em: 13.10.2024. Citado na página 34.

HOSSAIN, M.Z.; RAHIM, N.A.; SELVARAJ, Jeyraj a/l. Recent progress and development on power dc-dc converter topology, control, design and applications: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 205–230, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117310857>. Citado na página 27.

IEC. **IEC 60364-7-722:2018 - Low-voltage electrical installations – Part 7-722: Requirements for special installations or locations – Supplies for electric vehicles**. [S.l.], 2018. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/publication/60300>. Citado na página 30.

JOHN, Kassakian G. **Principles of Power Electronics**. Massachusetts, Cambridge: <https://pelspodcastseries.podbean.com/e/a-fireside-chat-with-professor-john-kassakian/>, 1991. Citado 3 vezes nas páginas 28, 58 e 108.

KAI, Yao et al. A novel control scheme of dcm boost pfc converter. p. 1–10, 2014. Citado na página 27.

KATTEL, Menaouar El et al. Bidirectional isolated three-phase dc-dc converter using coupled inductor for dc microgrid applications. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 48, 04 2020. Citado na página 35.

KRAMER, W. et al. Grid interconnection and performance testing procedures for vehicle-to-grid (v2g) power electronics: Preprint. 05 2012. Citado na página 39.

KUROKAWA, Fujio; MITSUTAKE, Daiki; MARUTA, Hidenori. Gain selection effect of reference modification in pid control for digitally controlled dc-dc converter. In: . [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. Citado na página 108.

KÖNIG, Adrian et al. An overview of parameter and cost for battery electric vehicles. **World Electric Vehicle Journal**, v. 12, n. 1, 2021. ISSN 2032-6653. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2032-6653/12/1/21>. Citado na página 26.

LOPES, João A. Peças; SOARES, Filipe Joel; ALMEIDA, Pedro M. Rocha. Integration of electric vehicles in the electric power system. **Proceedings of the IEEE**, v. 99, n. 1, p. 168–183, 2011. Citado na página 24.

MAGNE, Pierre et al. Investigation of impact of number of phases in interleaved dc-dc boost converter. In: **2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 39.

MARCA, Ygor Pereira. **Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on the Integration of the Full-Bridge ZVS-PWM and Current-Fed Push-Pull Converter for DC Microgrid Applications**. Tese (Doutorado) — UFSC, Florianópolis, Santa Catarina, 2019. Disponível

em: <https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/214876/PEEL1931-D.pdf>. Acesso em: 13.10.2024. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.

MAYER, Robson. **Conversores CC-CC Bidirecionais Intercalados Aplicados a Bordo de Veículos Elétricos**. Tese (Doutorado) — UDESC, Joinville, Santa Catarina, 2019. Disponível em: <https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000067/000067ba.pdf>. Acesso em: 05.1.2024. Citado 13 vezes nas páginas 26, 28, 32, 36, 38, 40, 47, 48, 49, 55, 56, 73 e 96.

MAYER, Robson; KATTEL, Menaouar Berrehil El; OLIVEIRA, Sérgio Vidal Garcia. Multiphase interleaved bidirectional dc/dc converter with coupled inductor for electrified-vehicle applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 3, p. 2533–2547, 2021. Citado na página 32.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, Slobodan. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: **1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1976. p. 18–34. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 57.

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. 5th. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 108.

PEDERSEN, Anders Bro et al. Electric vehicle integration into modern power networks. In: _____. [S.l.: s.n.], 2012. p. 107–154. ISBN 978-1-4614-0133-9. Citado na página 24.

PHAM, Cam; KERKES, Tamas; TEODORESCU, Remus. High efficient bidirectional battery converter for residential pv systems. In: **2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 890–894. Citado na página 30.

RAGONESE, Egidio et al. An experimental comparison of galvanically isolated dc-dc converters: Isolation technology and integration approach. **Electronics**, v. 10, n. 10, 2021. ISSN 2079-9292. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2079-9292/10/10/1186>. Citado na página 33.

SAFAYATULLAH, Md et al. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. **IEEE Access**, v. 10, p. 40753–40793, 2022. Citado na página 26.

SANTRA, Subhendu Bikash; CHATTERJEE, Debashis; LIANG, Tsorng-Juu. High gain and high-efficiency bidirectional dc–dc converter with current sharing characteristics using coupled inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 11, p. 12819–12833, 2021. Citado na página 31.

SIMIYU, Patrobers et al. Review of the dc voltage coordinated control strategies for multi-terminal vsc-mvdc distribution network. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 16, p. 1462–1468, 2019. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/joe.2018.8841>. Citado na página 26.

SUN, Zhenyu et al. Detection of voltage fault in the battery system of electric vehicles using statistical analysis. **Applied Energy**, v. 307, p. 118172, 2022. ISSN 0306-2619. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261921014434>. Citado na página 109.

TAN, Kang Miao; RAMACHANDARAMURTHY, Vigna K.; YONG, Jia Ying. Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 53, p. 720–732, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211500982X>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 29.

TAUSIF, Ali; JUNG, Hoyoung; CHOI, Sewan. Single-stage isolated electrolytic capacitor-less ev onboard charger with power decoupling. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v. 4, p. 30–39, 03 2019. Citado na página 29.

TIE, Siang Fui; TAN, Chee Wei. A review of energy sources and energy management system in electric vehicles. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 20, p. 82–102, 2013. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032112006910>. Citado na página 24.

VENKATESAN, K. Current mode controlled bidirectional flyback converter. In: **20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1989. p. 835–842 vol.2. Citado na página 49.

VENUGOPAL, R. et al. Review on unidirectional non-isolated high gain dc–dc converters for ev sustainable dc fast charging applications. **IEEE Access**, v. 11, p. 78299–78338, 2023. Citado na página 29.

VERMA, Arun; SINGH, Bhim; SHAHANI, D.T. Grid to vehicle and vehicle to grid energy transfer using single-phase bidirectional ac-dc converter and bidirectional dc-dc converter. In: . [S.l.: s.n.], 2011. v. 4, p. 1–5. ISBN 978-1-4673-0137-4. Citado na página 25.

WENK, Marciel. **Estudo, Modelagem e Controle de Conversor CC-CC Bidirecional Não-Isolado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados**. 2019. UDESC. Disponível em: <https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000067/000067bc.pdf>. Acesso em: 05.1.2024. Citado na página 39.

YAN, Dong et al. Review of general modeling approaches of power converters. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 7, n. 1, p. 27–36, 2021. Citado na página 27.

YANG, C. et al. Design of a novel fast charging system for electrical vehicles based on control with parallel input and parallel or series output. **Dianli Jianshe/Electric Power Construction**, v. 40, p. 35–40, 01 2019. Citado na página 34.

YANG, Lung-Sheng; LIANG, Tsorng-Juu. Analysis and implementation of a novel bidirectional dc–dc converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 422–434, 2012. Citado na página 30.

ZHANG, Fanghua; YAN, Yangguang. Novel forward–flyback hybrid bidirectional dc–dc converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 5, p. 1578–1584, 2009. Citado na página 34.

ZHANG, Hui; TOLBERT, Leon M.; OZPINECI, Burak. Impact of sic devices on hybrid electric and plug-in hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 2, p. 912–921, 2011. Citado na página 29.

ZHAO, Qun; LEE, Fred C. High performance coupled-inductor dc-dc converters. In: **Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 109–113 vol.1. Citado na página 31.

ZHOU, Xiang et al. A high-efficiency high-power-density on-board low-voltage dc–dc converter for electric vehicles application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 11, p. 12781–12794, 2021. Citado na página 34.

APÊNDICE A – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA SIMBÓLICAS SENTIDO FORWARD

Planta de tensão de saída por tensão de entrada, no sentido Forward:

$$G_{\frac{\hat{e}_2}{\hat{e}_1}}(s) = \frac{2DR_2(n_{La} + 1)(R_2 + R_{C2}n_T + C_2R_{C2}^2n_Ts + C_2R_2R_{C2}n_Ts)}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2} \quad (204)$$

Planta de corrente no indutor, por tensão de entrada:

$$G_{\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{e}_1}}(s) = \frac{2Dn_T(n_{La} + 1)(R_2 + R_{C2})(C_2R_2s + C_2R_{C2}s + 1)}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2} \quad (205)$$

Planta de tensão de saída por razão cíclica:

$$G_{\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}}(s) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \cdot s}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2} \quad (206)$$

Numeradores da planta de tensão de saída por razão cíclica:

$$\begin{aligned} \beta_0 = & \frac{2R_2}{n_T(R_2 + R_{C2})} (R_2 + R_{C2}n_T)(R_2E_1n_T + R_{C2}E_1n_T - R_2V_{C2}n_{La} + I_{L1}R_2R_{L2} \\ & + I_{L1}R_{C2}R_{L2} - I_{L1}R_2R_{C2}n_{La} - I_{L1}R_2R_{L1}n_{La} - I_{L1}R_{C2}R_{L1}n_{La} + R_2E_1n_Tn_{La} + R_{C2}E_1n_Tn_{La}) \end{aligned} \quad (207)$$

$$\begin{aligned} \beta_1 = & \frac{2R_2}{n_T(R_2 + R_{C2})} (C_2R_{C2}^2n_Ts + C_2R_2R_{C2}n_Ts)(R_2E_1n_T + R_{C2}E_1n_T - R_2V_{C2}n_{La} + I_{L1}R_2R_{L2} \\ & + I_{L1}R_{C2}R_{L2} - I_{L1}R_2R_{C2}n_{La} - I_{L1}R_2R_{L1}n_{La} - I_{L1}R_{C2}R_{L1}n_{La} + R_2E_1n_Tn_{La} + R_{C2}E_1n_Tn_{La}) \end{aligned} \quad (208)$$

Planta de corrente no indutor por razão cíclica:

$$G_{\frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}}}(s) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \cdot s}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2} \quad (209)$$

Numeradores de corrente no indutor por razão cíclica:

$$\begin{aligned} \beta_0 = & 2R_2E_1n_T + 2R_{C2}E_1n_T - 2R_2V_{C2}n_{La} + 2I_{L1}R_2R_{L2} + 2I_{L1}R_{C2}R_{L2} - 2I_{L1}R_2R_{C2}n_{La} \\ & - 2I_{L1}R_2R_{L1}n_{La} - 2I_{L1}R_{C2}R_{L1}n_{La} + 2R_2E_1n_Tn_{La} + 2R_{C2}E_1n_Tn_{La} \end{aligned} \quad (210)$$

$$\begin{aligned} \beta_1 = & (C_2R_2s + C_2R_{C2}s)(2R_2E_1n_T + 2R_{C2}E_1n_T - 2R_2V_{C2}n_{La} + 2I_{L1}R_2R_{L2} + 2I_{L1}R_{C2}R_{L2} \\ & - 2I_{L1}R_2R_{C2}n_{La} - 2I_{L1}R_2R_{L1}n_{La} - 2I_{L1}R_{C2}R_{L1}n_{La} + 2R_2E_1n_Tn_{La} + 2R_{C2}E_1n_Tn_{La}) \end{aligned} \quad (211)$$

Denominador do conversor no sentido Forward MCC:

$$\begin{aligned} \alpha_0 = & R_2^2 + 2DR_2^2n_{La} + R_2R_{C2}n_T + R_2R_{L1}n_T + R_2R_{L2}n_T + R_{C2}R_{L1}n_T + R_{C2}R_{L2}n_T \\ & - 2DR_2R_{L2}n_T - 2DR_{C2}R_{L2}n_T + 2DR_2R_{C2}n_Tn_{La} + 2DR_2R_{L1}n_Tn_{La} + 2DR_{C2}R_{L1}n_Tn_{La} \end{aligned} \quad (212)$$

$$\begin{aligned} \alpha_1 = & L_1R_2n_T + L_1R_{C2}n_T + C_2R_2R_{C2}^2n_T + C_2R_2^2R_{C2}n_T + C_2R_2^2R_{L1}n_T + C_2R_2^2R_{L2}n_T \\ & + C_2R_{C2}^2R_{L1}n_T + C_2R_{C2}^2R_{L2}n_T + L_1R_2n_Tn_{La} + L_1R_{C2}n_Tn_{La} + 2C_2R_2R_{C2}R_{L1}n_T + 2C_2R_2R_{C2}R_{L2}n_T \\ & - 2C_2DR_2^2R_{L2}n_T - 2C_2DR_{C2}^2R_{L2}n_T + 2C_2DR_2R_{C2}^2n_Tn_{La} + 2C_2DR_2^2R_{C2}n_Tn_{La} + 2C_2DR_2^2R_{L1}n_Tn_{La} \\ & + 2C_2DR_{C2}^2R_{L1}n_Tn_{La} - 4C_2DR_2R_{C2}R_{L2}n_T + 4C_2DR_2R_{C2}R_{L1}n_Tn_{La} \end{aligned} \quad (213)$$

$$\begin{aligned} \alpha_2 = & C_2L_1R_2^2n_T + C_2L_1R_{C2}^2n_T + C_2L_1R_2^2n_Tn_{La} + C_2L_1R_{C2}^2n_Tn_{La} + 2C_2L_1R_2R_{C2}n_T \\ & + 2C_2L_1R_2R_{C2}n_Tn_{La} \end{aligned} \quad (214)$$

Planta de tensão de saída por corrente no indutor:

$$G_{\frac{\hat{e}_2}{\hat{i}_{L1}}}(s) = \frac{R_2(1 + C_2R_{C2})}{1 + C_2(R_2 + R_{C2})} \quad (215)$$

APÊNDICE B – FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA SIMBÓLICAS SENTIDO FLYBACK

Planta de tensão de saída por tensão de entrada, no sentido Flyback:

$$G_{\frac{\hat{e}_2}{\hat{e}_1}}(s) = \frac{4D^2T_2E_1n(H_4H_3^2 + H_2 + C_oH_2H_4s)}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2 + \alpha_3 \cdot s^3 + \alpha \cdot s^4} \quad (216)$$

Planta de corrente no indutor por tensão de entrada:

$$G_{\frac{\hat{i}_2}{\hat{e}_1}}(s) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \cdot s + \beta_2 \cdot s^2 + \beta_3 \cdot s^3}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2 + \alpha_3 \cdot s^3 + \alpha \cdot s^4} \quad (217)$$

Numeradores da planta de corrente por tensão de entrada:

$$\begin{aligned} \beta_0 &= 4D^3n^2 \\ \beta_1 &= -2C_bDH_1T_2 - 4C_bDH_1T_3 + 4C_oD^3H_4n^2 + 4C_bDH_3H_4T_2^2 + 4C_bDH_2H_3H_4T_2^2 \\ \beta_2 &= 2C_bDL_S - 2C_bC_oDH_1H_4T_2 - 4C_bC_oDH_1H_4T_3 \\ \beta_3 &= 2C_bC_oDH_4L_S \end{aligned} \quad (218)$$

Planta de tensão de saída por razão cíclica:

$$G_{\frac{\hat{e}_2}{\hat{d}}}(s) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \cdot s + \beta_2 \cdot s^2 + \beta_3 \cdot s^3}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2 + \alpha_3 \cdot s^3 + \alpha \cdot s^4} \quad (219)$$

Numeradores de planta de tensão de saída por razão cíclica:

$$\begin{aligned} \beta_0 &= 2 \cdot \frac{H_3H_4}{E_1} (T_2V_{C_o} + T_2V_{C_b}n_T - 2H_1I_{L_s}T_2 + 2H_1I_{L_s}T_3 + H_2T_2V_{C_o} \\ &\quad + 2DT_2E_1n_T - 2D^2I_{L_s}R_{L_1}T_1n_T^2 - 4DI_{L_1}R_{L_1}T_2n_T - 2DI_{L_s}R_{L_1}T_1T_2n_T^2) \\ \beta_1 &= \frac{2}{H_4} (-I_{L_s}L_Ss - 2D^2I_{L_s}L_1n_T^2s - 2DI_{L_s}L_1T_2n_T^2s + C_bR_{L_1}T_1T_2V_{C_o}s - 2C_bH_1I_{L_s}R_{L_1}T_1T_2s \\ &\quad + 2C_bH_1I_{L_s}R_{L_1}T_1T_3s + C_bH_2R_{L_1}T_1T_2V_{C_o}s + C_bR_{L_1}T_1T_2V_{C_b}n_Ts) \\ \beta_2 &= \frac{2}{H_4} (C_bL_1T_2V_{C_o}s^2 - 2C_bH_1I_{L_s}L_1T_2s^2 + 2C_bH_1I_{L_s}L_1T_3s^2 - C_bI_{L_s}L_SR_{L_1}T_1s^2 \\ &\quad + C_bH_2L_1T_2V_{C_o}s^2 + C_bL_1T_2V_{C_b}n_Ts^2) \\ \beta_3 &= \frac{2}{H_4} (-C_bI_{L_s}L_1L_S) \end{aligned} \quad (220)$$

Planta de corrente no indutor por razão cíclica:

$$G_{\frac{\hat{i}_1}{\hat{d}}}(s) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \cdot s + \beta_2 \cdot s^2 + \beta_3 \cdot s^3}{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2 + \alpha_3 \cdot s^3 + \alpha \cdot s^4} \quad (221)$$

Numeradores de planta corrente no indutor por razão cíclica:

$$\begin{aligned}
\beta_0 &= \frac{8D^3}{H_4} (DV_{C_b}n_T^2 + 2D^2E_1n_T^2 + DV_{C_o}n_T - 4D^2I_{L_1}R_{L_1}n_T^2 - 3DH_1I_{L_s}n_T \\
&\quad + DH_2V_{C_o}n_T - H_1I_{L_s}T_2n_T - 2H_1I_{L_s}T_3n_T + 2H_2H_3H_4I_{L_s}T_2^2n_T + 2DH_3H_4I_{L_s}T_2n_T) \\
\beta_1 &= \frac{8D^3}{H_4} (I_{L_s}L_Sn_Ts + C_oH_4I_{L_s}L_Sn_Ts^2 + C_oDH_4V_{C_b}n_T^2s + 2C_oD^2H_4E_1n_T^2s + C_oDH_4V_{C_o}n_Ts \\
&\quad + 2DH_2H_3H_4I_{L_s}T_2n_Ts - 4C_oD^2H_4I_{L_1}R_{L_1}n_T^2s - 3C_oDH_1H_4I_{L_s}n_Ts + C_oDH_2H_4V_{C_o}n_Ts \\
&\quad - C_oH_1H_4I_{L_s}T_2n_Ts - 2C_oH_1H_4I_{L_s}T_3n_Ts) \\
\beta_2 &= \frac{8D^3}{H_4} (C_bL_SE_1s^2 - 2C_bI_{L_1}L_SR_{L_1}s^2 + C_oH_4I_{L_s}L_Sn_Ts^2 - C_bH_1T_2E_1s^2 - 2C_bH_1T_3E_1s^2 \\
&\quad + 2C_bH_3H_4T_2^2E_1s + 2C_bC_oH_1H_4I_{L_1}R_{L_1}T_2s^2 + 4C_bC_oH_1H_4I_{L_1}R_{L_1}T_3s^2 \\
&\quad - 4C_bH_3H_4I_{L_1}R_{L_1}T_2^2s + 2C_bH_2H_3H_4T_2^2E_1s) \\
\beta_3 &= \frac{8D^3}{H_4} (C_bC_oH_4L_SE_1s^3 - 2C_bC_oH_4I_{L_1}L_SR_{L_1}s^3) \tag{222}
\end{aligned}$$

Denominador do conversor no sentido Flyback MCC:

$$\begin{aligned}
\alpha_0 &= -2H_1T_3 - H_1T_2 + 2H_3H_4T_2^2 + 2D^2R_{L_1}T_1n^2 + 2H_2H_3H_4T_2^2 \\
\alpha_1 &= L_S - C_oH_1H_4T_2 - 2C_oH_1H_4T_3 - C_bH_1R_{L_1}T_1T_2 - 2C_bH_1R_{L_1}T_1T_3 \\
&\quad + 2C_bH_3H_4R_{L_1}T_1T_2^2 + 2D^2L_1n^2 + 2C_oD^2H_4R_{L_1}T_1n^2 \\
\alpha_2 &= C_oH_4L_S - C_bH_1L_1T_2 - 2C_bH_1L_1T_3 + C_bL_SR_{L_1}T_1 + 2C_oD^2H_4L_1n^2 + 2C_bH_3H_4L_1T_2^2 \\
&\quad + 2C_bH_2H_3H_4L_1T_2^2 - C_bC_oH_1H_4R_{L_1}T_1T_2 - 2C_bC_oH_1H_4R_{L_1}T_1T_3 \\
\alpha_3 &= C_bL_1L_S - C_bC_oH_1H_4L_1T_2 - 2C_bC_oH_1H_4L_1T_3 + C_bC_oH_4L_SR_{L_1}T_1 \\
\alpha_4 &= C_bC_oH_4L_1L_S \tag{223}
\end{aligned}$$

APÊNDICE C – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO DSP

```

// -----
// Includes
// -----

/* Platform */
#include "DSP2833x_Device.h"      // F28035 Headerfile Include File
#include "DSP2833x_Examples.h"    // F28035 Examples Include File
#include <apis/platform/platformMath.h>
#include <apis/platform/gpio.h>

/* Application */
#include <apis/application/protectoins.h>
#include <apis/application/measurements.h>
#include <apis/application/controls.h>
#include <apis/application/converter.h>

#include <apis/application/tasks.h>

// -----
// Interrupt Service Routines
// - Loop source: PWM1
// - Loop frequency: 35 kHz
// -----
//

//-----Valores iniciais-----//
float D = 0;
float erro =0;
float u0 =0;
float uterms =0;
float yterms =0;
float u1 =0;
float u2 =0;
float y1 =0;
float y2 =0;
float y =0;

```

```

int i =0;

//-----Parâmetros compensador PID-----//
float K0 = 0.5/40;
float a0 = 0.005037;
float a1 = -1.005;
float b0 = 0.243;
float b1 = -0.542;
float b2 = 0.356;

float Vref = 25;

#pragma CODE_SECTION(pwm1Int_controls, ".TI.ramfunc");
__interrupt void pwm1Int_controls(void)
{
    gpio_test2_setOff;
    CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0; // Inicia timer0

//-----Equação de diferenças-----//
    erro = Vref - globalMeasurements.vE2.real;
    u0 += erro;
    if (u0 > 1200) u0 = 1200;
    if (u0 < -800) u0 = -800;

    if (i == 0) {
        uterms = K0 * b2 * u0 + K0 * b1 * 0.0 + K0 * b0 * 0.0;
        yterms = a1 * 0.0 + a0 * 0.0;
        u1 = u0;
        y1 = uterms + yterms;
    } else if (i == 1) {
        uterms = K0 * b2 * u0 + K0 * b1 * u1 + K0 * b0 * 0.0;
        yterms = a1 * y1 + a0 * 0.0;
        u2 = u1;
        u1 = u0;
        y2 = y1;
        y1 = uterms + yterms;
    } else {
        uterms = K0 * b2 * u0 + K0 * b1 * u1 + K0 * b0 * u2;

```

```

        yterms = b1 * y1 + a0 * y2;
        u2 = u1;
        u1 = u0;
        y2 = y1;
        y1 = uterms + yterms;
    }

    if (i < 3 ){
        i++;
    }

    y = uterms + yterms; // Valor absoluto da sada

//-----Saturação da Razão Cíclica-----//
    D = y;
    if (D >= 0.46){
        D = 0.46;
    } else if (D <= 0.05){
        D = 0.05;
    }

//-----Atualização do PWM-----//
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)((1-D) * 2142.0);
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)((1-D) * 2142.0);
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)((1-D) * 2142.0);
    EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)((1-D) * 2142.0);

    gpio_test2_set0n;
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1; //Limpa flag de interrupção do PWM
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}

void controlsInit(void)
{
}

```