



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GABRIEL RIBEIRO BEZERRA

**MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST USANDO
TÉCNICAS PARAMÉTRICAS DE IDENTIFICAÇÃO**

FORTALEZA

2015

GABRIEL RIBEIRO BEZERRA

**MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST USANDO
TÉCNICAS PARAMÉTRICAS DE IDENTIFICAÇÃO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte do requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica. Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

Coorientadora: Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis

FORTALEZA

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

-
- B469m Bezerra, Gabriel Ribeiro.
Modelagem e controle do conversor CC-CC Buck-Boost usando técnicas paramétricas de identificação / Gabriel Ribeiro Bezerra. – 2015.
130 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2015.
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
Coorientação: Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.
1. Engenharia elétrica. 2. Modelos lineares. I. Título.

GABRIEL RIBEIRO BEZERRA

**MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST USANDO
TÉCNICAS PARAMÉTRICAS DE IDENTIFICAÇÃO**

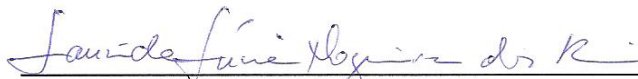
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte do requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica. Linha de pesquisa: Eletrônica de Potência

Aprovada em: 16/04/2015


BANCA EXAMINADORA:



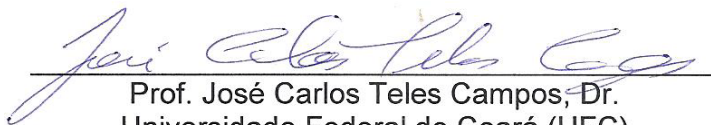
Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)



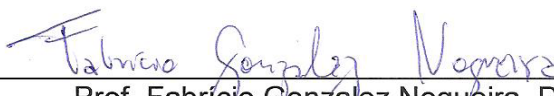
Profª. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis, Drª.
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Sérgio Daher, Dr.-Ing.
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. José Carlos Teles Campos, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Fabrício Gonzalez Nogueira, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Às três pessoas que me são sagradas: Maria Auxiliadora, Hiran e Milena.

AGRADECIMENTOS

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo concessão da bolsa de auxílio.

Ao Prof. René Pastor Tórrico Bascopé, pela valiosa orientação, pelo conhecimento compartilhado e pela sua dedicação inabalável. Sem sua ajuda, provavelmente ainda estaria emperrado em especificações e planilhas de cálculos.

À Profa. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis, pela sugestão do tema dessa pesquisa, pelo estímulo a desenvolver algo novo, pela amizade e pela confiança depositada em mim.

Aos professores do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, José Carlos, Fernando Antunes e Arthur pelos conhecimentos transmitidos durante as disciplinas.

Aos colegas de mestrado, Amauri, Alexandre, Danielle, Erasmo, Felipe, Fernando, Lucas, Marlos, Mocineys, Saulo entre outros, pelo prazer do convívio nesses últimos meses de luta.

Aos colegas do Grupo de Processamento de Energia e Controle, Dalton, Ésio, Francisco Júnior, George Harrison, Paulo, Samuel Jó, Luan, entre tantos outros que tive o privilégio de conhecer.

Ao Bruno Almeida, Luiz Daniel, Juliano Pacheco, Mário Apolinário, Pedro Augusto e Wellington Assunção, pelas sugestões e pelos ensinamentos, fundamentais para o desenvolvimento desse trabalho.

À minha irmã, Milena Ribeiro Bezerra, a quem amo tanto, pela história que compartilhamos.

Aos meus pais, Hiran do Nascimento Bezerra e Maria Auxiliadora Ribeiro Bezerra, pelo amor incondicional, pelo apoio e pela formação que me proporcionaram. Minha eterna gratidão a vocês.

Adianto o pedido de desculpas para as pessoas que deveriam, mas não foram citadas nesses agradecimentos.

Obrigado a todos.

RESUMO

Este trabalho apresenta procedimentos para a modelagem de um conversor Buck-Boost com base em técnicas de identificação paramétricas *offline* com emprego de modelos matemáticos tipo caixa preta e caixa cinza. Para a identificação da função de transferência que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica, é empregado o modelo não linear de Hammerstein, estrutura particularmente interessante para aplicação em identificação de conversores CC-CC por incorporar a característica estática não linear da planta de forma dissociada ao seu comportamento dinâmico. A identificação da função de transferência citada é feita a partir de dados de entrada e saída do sistema, medidos em simulação. Para determinação dos parâmetros da função de transferência que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica, é utilizado um algoritmo de mínimos quadrados não recursivo com restrições. Quanto à identificação da função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica, é empregado um modelo caixa preta linear de primeira ordem, sendo os parâmetros de tal modelo determinados a partir da resposta em frequência do sistema. Visando mostrar a utilidade dos modelos paramétricos, é realizado um projeto de controle com base nas expressões identificadas. O sistema de controle adotado é a versão digital de um compensador tipo 3 para a malha de tensão e de um compensador tipo 2 para a malha de corrente, que operam de forma alternada segundo a *lógica ou*. Os resultados de identificação do sistema apresentam uma excelente concordância entre os modelos paramétricos obtidos e o comportamento do conversor, mostrando a confiabilidade das técnicas de identificação empregadas nesse trabalho. Adicionalmente, o sistema de controle projetado a partir das funções de transferência estimadas apresentou bom desempenho, garantindo estabilidade e rápida rejeição a distúrbios, reforçando a validade dos métodos de identificação paramétrica aplicados ao conversor Buck-Boost.

Palavras-Chave: Identificação paramétrica. Conversor BUCK-BOOST. Modelo de Hammerstein.

ABSTRACT

This work presents procedures for modeling a Buck-Boost converter based on offline parametric identification techniques, with employment of black box and gray box models. For the identification of the control-to-output-voltage transfer function, the nonlinear Hammerstein model is employed, a particularly interesting structure to identify DC-DC converters for its ability to incorporate nonlinear static characteristic aside from the dynamic behavior of the plant. The identification of the mentioned transfer function is achieved from input and output data, obtained in simulations. In order to identify transfer function parameters, a restricted least squares algorithm is used. As for the identification of the control-to-inductor-current transfer function, a linear black box first order model is considered, with its parameters being determined from system's frequency response. In order to show the model's utility, a control system is designed based on the identified expressions. The control system employed is the digital version of type 3 compensator for the voltage loop and type 2 compensator for the current loop, both operating under *or logics*. The identification results of the system presented excellent agreement between the obtained parametric models and the converter's behavior, showing the reliability of the identification techniques employed in this work. Furthermore, the control system designed from the identified transfer functions presented good performance, providing stability and quick disturbance rejection, bolstering the validity of parametric identification methods applied to the Buck-Boost converter.

Key-Words: Parametric Identification. BUCK-BOOST Converter. Hammerstein Model.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Veículo elétrico.	1
Figura 1.2 – Fonte Regulada. Conversor Buck Modular BMR 450 da Ericsson.	2
Figura 1.3 – Conversor Boost e modelo equivalente de valores médios em modo de condução contínua (MCC).	6
Figura 2.1 – Conversor Buck-Boost clássico.	12
Figura 2.2 – Conversor Buck-Boost modificado.	13
Figura 2.3 – Etapas de operação do conversor para cada estado da chave ativa.	14
Figura 2.4 – Formas de ondas reais e aproximadas para a corrente nos componentes do conversor.	15
Figura 2.5 – Formas de ondas de tensão sobre os componentes do conversor.	17
Figura 3.1 – Sequência de procedimentos no processo de identificação de sistemas.	35
Figura 3.2 – Modelos de Hammerstein e Wiener.	39
Figura 3.3 – Conversor Buck-Boost a ser identificado.	41
Figura 3.4 – Modelo de Hammerstein para modelagem do conversor.	41
Figura 3.5 – Comparação entre a característica estática real e a aproximação polinomial.	42
Figura 3.6 – Registrador de deslocamento linear de 3 bits.	48
Figura 3.7 – Saída do registrador de deslocamento de 3 bits.	49
Figura 3.8 – Esquema para geração de dados para identificação do modelo ARX.	50
Figura 3.9 – Interação entre o sinal PRBS e a onda dente de serra.	51
Figura 3.10 – Batelada de dados para identificação do modelo ARX.	52
Figura 3.11 – Desempenho do modelo de Hammerstein para reprodução dos dados de simulação.	53
Figura 3.12 – Validação do modelo identificado de Hammerstein.	55
Figura 3.13 – Batelada de dados para identificação do modelo ARX da função de transferência $G_i(s)$	56

Figura 3.14 – Esquema de simulação para Varredura CA.	57
Figura 3.15 – Diagrama de Bode para $G_i(s)$	58
Figura 3.16 – Validação para a função de transferência $G_i(s)$ identificada.	60
Figura 4.1 – Sistema em malha fechada com realimentação negativa.	62
Figura 4.2 – Diagrama de Bode de um determinado sistema.	62
Figura 4.3 – Esquema de controle com <i>lógica ou</i> do conversor Buck-Boost.	64
Figura 4.4 – Diagrama de Bode das funções hipotéticas $H(s)$ e $H(z)$	65
Figura 4.5 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor.	67
Figura 4.6 – Compensadores tipo 2 e tipo 3.	67
Figura 4.7 – Diagrama de Bode para $FTLA_{sci}(s)$	70
Figura 4.8 – Diagrama de Bode para $FTLA_{cci}(s)$	76
Figura 4.9 – Diagrama de Bode para $FTLA_{scv}(s)$	78
Figura 4.10 – Diagrama de Bode para $FTLA_{ccv}(s)$	84
Figura 4.11 – Diagrama de blocos para malhas de corrente e de tensão discretas.	85
Figura 4.12 – Saída da malha de corrente e sinal de controle do sistema em função do tempo.	89
Figura 4.13 – Saída da malha de tensão e sinal de controle do sistema em função do tempo.	90
Figura 5.1 – Conversor Buck-Boost em malha fechada utilizado nas simulações.	93
Figura 5.2 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para situação de partida do conversor.	95
Figura 5.3 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para carga entre 50 e 100 por cento.	96
Figura 5.4 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para carga entre 50 e 150 por cento.	98
Figura 5.5 – Sinal de controle do conversor para operação em regime permanente.	99
Figura 5.6 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para distúrbios de linha.	100
Figura 5.7 – Ondas de tensão de saída e corrente no indutor em regime permanente.	101

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1. Especificações do conversor.	24
Tabela 2.2. Considerações de projeto.	25
Tabela 2.3. Especificações para o projeto físico do indutor.	27
Tabela 2.4. Dados geométricos do núcleo 65/33/26.	28
Tabela 2.5. Dados referentes à chave ativa selecionada.	31
Tabela 2.6. Dados referentes ao diodo selecionado.	32
Tabela 2.7. Dados referentes aos capacitores de saída.	34
Tabela 3.1. Características do sinal PRBS projetado.	51
Tabela 4.1. Especificações para o projeto do compensador de corrente.	73
Tabela 4.2. Especificações para o projeto do compensador de tensão.	80

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AR	<i>Autoregressive</i> (Modelo autorregressivo).
ARMA	<i>Autoregressive Moving Average Model</i> (Modelo autorregressivo de média móvel).
ARMAX	<i>Autorregressive Moving Average Model with Exogenous Input</i> (Modelo autorregressivo de média móvel com entradas exógenas).
ARX	<i>Autorregressive Model with Exogenous Input</i> (Modelo autorregressivo com entradas exógenas).
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de fios).
CC-CC	Conversão Tensão Contínua em Tensão Contínua.
CC-CA	Conversão Tensão Contínua em Tensão Alternada.
DLL	<i>Dynamic Link Library</i> .
FT	Função de transferência.
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineerings</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos).
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> .
MCC	Modo de Condução Contínuo.
NARMAX	<i>Nonlinear Autorregressive Moving Average Model with Exogenous Input</i> (Modelo não linear autorregressivo de média móvel com entradas exógenas).
NARX	<i>Nonlinear Autorregressive Model with Exogenous Input</i> (Modelo não linear autorregressivo com entradas exógenas).
PRBS	<i>Pseudo Random Binary Signal</i> (Sinal binário pseudoaleatório).
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso).
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor quadrático médio ou valor eficaz).
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i> .
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sobre Tensão Nula).

LISTA DE SÍMBOLOS

α_i	Ângulo de avanço fornecido pelo compensador de corrente.	graus
α_v	Ângulo de avanço fornecido pelo compensador de tensão.	graus
ΔI_{Co}	Ondulação de corrente no capacitor de saída.	A
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor.	A
$\% \Delta I_L$	Ondulação percentual de corrente no indutor.	%
ΔV_0	Ondulação de tensão na saída do conversor.	V
$\% \Delta V_0$	Ondulação percentual de tensão na saída do conversor.	%
ΔV_{0res}	Queda de tensão na resistência r_c do capacitor eletrolítico.	V
δ	Profundidade de penetração.	cm
η	Rendimento do conversor.	%
θ	Vetor de parâmetros ou coeficientes.	-
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo.	H/m
Φ	Matriz de observação do modelo ARX.	-
$\psi(k-1)$	Vetor de regressores de modelos discretos	-
ψ_{ARX}	Vetor de regressores do modelo ARX.	-
ω_s	Frequência angular contínua.	rad/s
ω_z	Frequência angular discreta.	rad/s
a	Terminal ativo.	-
a_i	Coefficientes dos modelos ARX de Hammerstein e Wiener.	-
A_e	Área da seção transversal do núcleo magnético.	cm ²
A_{fio}	Área do fio.	cm ²
$A_{fio_isolado}$	Área do fio com isolamento.	cm ²
a_{vi}	Ganho do compensador de corrente.	dB
A_{vi}	Ganho absoluto do compensador de corrente.	V
a_{vv}	Ganho do compensador de tensão.	dB
A_{vv}	Ganho absoluto do compensador de tensão.	V
A_w	Área da janela do núcleo magnético.	cm ²
A_{26AWG}	Área do condutor do indutor.	cm ²
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético.	T
b_i	Coefficientes dos modelos ARX de Hammerstein e Wiener.	-
c	Terminal comum.	-
c_i	Coefficientes dos modelos NARX e NARMAX.	-
$C_i(s)$	FT do compensador de corrente.	-
$C_v(s)$	FT do compensador de tensão.	-
Co	Capacitância do capacitor de saída.	F
d_{fio_max}	Diâmetro máximo do fio empregado no indutor.	cm ²
\hat{d}	Perturbação CA da razão cíclica.	%
D	Razão cíclica para condução da chave ativa.	%
D'	Razão cíclica complementar.	%
D_1	Diodo do conversor.	-
D_{max}	Razão cíclica máxima da chave ativa	%
D_{min}	Razão cíclica mínima da chave ativa	%
$e(k)$	Erro na equação dos modelos autorregressivos.	-
$f(\cdot)$	Função não linear estática do modelo de Hammerstein.	-
f^1	Função inversa estática.	-
F_c	Fator de espraçamento para cálculo do número de espiras do indutor.	-

XIV

f_{ch}	Frequência de chaveamento.	Hz
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha aberta de corrente.	Hz
f_{cic}	Frequência corrigida de cruzamento da malha aberta de corrente.	Hz
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha aberta de tensão.	Hz
f_{cvc}	Frequência de cruzamento corrigida da malha aberta de tensão.	Hz
$Fm(s)$	Ganho da FT da moduladora.	V
f_{pli}	Frequência do polo do compensador de corrente.	Hz
f_{plv}	Frequência do polo do compensador de tensão.	Hz
$FTLA_{cci}(s)$	FT de laço aberto da malha de corrente com compensador.	-
$FTLA_{sci}(s)$	FT de laço aberto da malha de corrente sem compensador.	-
$FTLA_{ccv}(s)$	FT de laço aberto da malha de tensão com compensador.	-
$FTLA_{scv}(s)$	FT de laço aberto da malha de tensão sem compensador.	-
f_{zli}	Frequência do zero do compensador de corrente.	Hz
f_{zlv}	Frequência do zero do compensador de tensão.	Hz
G	Altura da janela do núcleo magnético.	m
g_i	Ganho da $FTLA_{sci}(s)$ na frequência de cruzamento.	dB
$G_i(s)$	FT que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica.	-
g_v	Ganho $FTLA_{scv}(s)$ na frequência de cruzamento.	dB
$G_v(s)$	FT que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica.	-
$H_e(s)$	FT de robustez para a malha de corrente no indutor.	-
h_i	Kernells da série de Volterra.	-
$H_i(s)$	FT do sensor de corrente.	-
$H_v(s)$	FT do elemento de amostragem da tensão de saída.	-
$i_o(t)$	Corrente de saída em função do tempo.	A
I_0	Corrente média de saída.	A
I_{0ef}	Corrente eficaz de saída.	A
$i_{Co}(t)$	Corrente do capacitor de saída em função do tempo.	A
I_{Coef}	Corrente eficaz no capacitor.	A
I_{Comax}	Corrente de pico no capacitor.	A
I_{Comin}	Corrente mínima no capacitor.	A
$i_{DI}(t)$	Corrente da chave passiva do conversor em função do tempo.	A
I_{DI}	Corrente média da chave passiva.	A
I_{DIef}	Corrente eficaz da chave passiva.	A
I_{DI1max}	Corrente de pico da chave passiva.	A
$i_i(t)$	Corrente de entrada do conversor em função do tempo.	A
I_i	Corrente média de entrada do conversor.	A
I_{ief}	Corrente eficaz de entrada do conversor.	A
$i_L(t)$	Corrente do indutor em função do tempo.	A
I_L	Corrente média do indutor.	A
I_{Lef}	Corrente eficaz do indutor.	A
I_{Lmax}	Corrente máxima no indutor.	A
I_{Lmin}	Corrente mínima do indutor.	A
i_{ref}	Referência de corrente.	V
$i_{SI}(t)$	Corrente na chave ativa em função do tempo.	A
I_{SI}	Corrente média na chave ativa.	A
I_{SIef}	Corrente eficaz na chave ativa.	A
I_{SI1max}	Corrente máxima na chave ativa.	A
J_{max}	Densidade máxima de corrente elétrica.	A/cm ²

k	Variável do tempo discreto.	-
K_h	Ganho estático da FT que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica.	V
K_{il}	Ganho estático da FT que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica.	A
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo magnético.	-
K_w	Fator de ocupação do núcleo magnético pelo enrolamento.	%
L_g	Entreferro do indutor.	m
M_c	Ganho estático em modo contínuo.	-
MF_i	Margem de fase da malha de corrente.	graus
MF_v	Margem de fase da malha de tensão.	graus
N	Número de espiras não corrigido.	-
N_b	Número de bits do registrador linear de deslocamento	-
N_c	Número de espiras corrigido.	-
N_{fio}	Número de fios do condutor do indutor.	-
p	Terminal passivo.	-
pi	Fase da malha aberta de corrente na frequência de cruzamento.	graus
P_i	Potência de entrada do conversor.	W
pv	Fase da malha aberta de tensão para a frequência de cruzamento.	graus
P_0	Potência de saída do conversor.	W
q^{-1}	Operador atraso unitário.	-
r_c	Resistência em série do capacitor eletrolítico.	Ω
R_0	Resistência de carga.	Ω
s	Variável da transformada de Laplace.	-
S_I	Chave ativa do conversor.	-
S	Matriz de restrição do método de mínimos quadrados com restrição.	-
t	Tempo.	s
t_a	Tempo de acomodação do sistema ao degrau.	s
T_a	Período de amostragem.	s
T_i	Período de amostragem para o compensador de corrente digital.	s
t_m	Período mínimo de permanência do sinal PRBS em um nível.	s
T_p	Período do sinal PRBS.	s
T_v	Período de amostragem para o compensador de tensão digital.	s
$u(k)$	Variável de entrada dos modelos discretos.	-
$v(k)$	Variável intermediária dos modelos de Hammerstein e Wiener.	-
$v_0(t)$	Tensão de saída do conversor em função do tempo.	V
V_0	Tensão média de saída do conversor.	V
V_{0ef}	Tensão eficaz de saída do conversor.	V
V_{0max}	Tensão máxima de saída do conversor.	V
V_{0min}	Tensão mínima de saída do conversor.	V
$v_{Co}(t)$	Tensão no capacitor de saída em função do tempo.	V
V_{Co}	Tensão média no capacitor de saída.	V
V_{Coef}	Tensão eficaz no capacitor de saída.	V
V_{Comax}	Tensão máxima no capacitor de saída.	V
V_{Comin}	Tensão mínima no capacitor de saída.	V
VD	Amplitude da onda dente de serra.	V
$v_{DI}(t)$	Tensão na chave passiva em função do tempo.	V
V_{DI}	Tensão média na chave passiva.	V
V_{DIef}	Tensão eficaz na chave passiva.	V
V_{DImax}	Tensão máxima na chave passiva.	V
V_{DImin}	Tensão mínima na chave passiva.	V

XVI

$v_i(t)$	Tensão de entrada em função do tempo.	V
V_i	Tensão média de entrada.	V
$v_L(t)$	Tensão no indutor em função do tempo.	V
V_L	Tensão média no indutor.	V
V_{Lef}	Tensão eficaz no indutor.	V
V_{Lmax}	Tensão máxima no indutor.	V
V_{Lmin}	Tensão mínima no indutor.	V
V_{ref}	Tensão de referência.	V
$v_{SI}(t)$	Tensão na chave ativa em função do tempo.	V
V_{SI}	Tensão média na chave ativa.	V
V_{SIef}	Tensão eficaz na chave ativa.	V
V_{SImax}	Tensão máxima na chave ativa.	V
V_{SImin}	Tensão mínima na chave ativa.	V
Y	Saída na forma matricial para o modelo ARX de Hammerstein.	-
$y(k)$	Saída do modelo não linear.	-
z	Variável complexa para transformada z .	-

SUMÁRIO

1	MOTIVAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	1
1.1	Motivações e Objetivos	1
1.2	Modelagem e Técnicas de Identificação.....	3
<i>1.2.1</i>	<i>Classificação da Modelagem</i>	<i>3</i>
<i>1.2.2</i>	<i>Identificação não Paramétrica.....</i>	<i>4</i>
<i>1.2.3</i>	<i>Identificação Paramétrica.....</i>	<i>4</i>
1.3	Revisão Bibliográfica.....	5
<i>1.3.1</i>	<i>Modelos Chaveados.....</i>	<i>5</i>
<i>1.3.2</i>	<i>Modelos de Valores Médios.....</i>	<i>5</i>
<i>1.3.3</i>	<i>Modelos Discretos.....</i>	<i>6</i>
<i>1.3.4</i>	<i>Modelos Tipo Caixa Preta.....</i>	<i>6</i>
1.4	Contribuições e Organização do Trabalho.....	10
2	ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST.....	12
2.1	Considerações Iniciais	12
2.2	Análise Qualitativa	13
<i>2.2.1</i>	<i>Descrição da Topologia.....</i>	<i>13</i>
<i>2.2.2</i>	<i>Formas de Onda em Regime Permanente.....</i>	<i>15</i>
2.3	Análise Quantitativa	17
<i>2.3.1</i>	<i>Ganho Estático do Conversor.....</i>	<i>17</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Esforços de Tensão e Corrente no Indutor L.....</i>	<i>19</i>
<i>2.3.3</i>	<i>Esforços de Tensão e Corrente na Chave Ativa $S1$.....</i>	<i>21</i>
<i>2.3.4</i>	<i>Esforços de Tensão e Corrente na Chave Passiva $D1$.....</i>	<i>22</i>
<i>2.3.5</i>	<i>Esforços de Tensão e Corrente no Capacitor C_o.....</i>	<i>23</i>
2.4	Exemplo de Projeto do Conversor Buck-Boost.....	24
<i>2.4.1</i>	<i>Especificações e Considerações de Projeto.....</i>	<i>24</i>
<i>2.4.2</i>	<i>Dimensionamento do Indutor L.....</i>	<i>26</i>
<i>2.4.3</i>	<i>Dimensionamento da Chave Ativa $S1$.....</i>	<i>31</i>
<i>2.4.4</i>	<i>Dimensionamento da Chave Passiva $D1$</i>	<i>32</i>
<i>2.4.5</i>	<i>Dimensionamento do Capacitor Filtro de Saída.....</i>	<i>33</i>
2.5	Considerações Finais	34

3	IDENTIFICAÇÃO DO CONVERSOR BUCK-BOOST	35
3.1	Considerações Iniciais	35
3.2	Representações não Lineares de Sistemas	36
3.2.1	<i>Séries de Volterra</i>	<i>36</i>
3.2.2	<i>Representações NARX</i>	<i>37</i>
3.2.3	<i>Representações NARMAX</i>	<i>38</i>
3.2.4	<i>Modelos de Hammerstein e Wiener.....</i>	<i>38</i>
3.3	Método de Identificação da FT que Relaciona a Tensão de Saída e a Razão Cíclica ($G_v(s)$).....	40
3.3.1	<i>Característica Estática Não Linear do Conversor.....</i>	<i>41</i>
3.3.2	<i>Modelo Dinâmico ARX.....</i>	<i>43</i>
3.3.3	<i>Algoritmo de Mínimos Quadrados com Restrições Aplicado ao Modelo ARX.....</i>	<i>44</i>
3.3.4	<i>Geração do Sinal PRBS e do Sinal de Saída.....</i>	<i>48</i>
3.3.5	<i>Validação de $G_v(s)$.....</i>	<i>52</i>
3.4	Método de Identificação da FT que Relaciona a Corrente no Indutor e a Razão Cíclica ($G_i(s)$).....	56
3.4.1	<i>Varredura CA</i>	<i>57</i>
3.4.2	<i>Modelagem do Processo pela Resposta em Frequência.....</i>	<i>57</i>
3.4.3	<i>Validação de $G_i(s)$.....</i>	<i>59</i>
3.5	Considerações Finais.....	60
4	PROJETO DOS CONTROLADORES NO TEMPO DISCRETO.....	61
4.1	Considerações Iniciais	61
4.2	Metas do Projeto de Controle	61
4.3	Transformação Bilinear	64
4.4	Projeto dos Compensadores Analógicos.....	66
4.4.1	<i>Compensador para a Malha de Corrente no Indutor</i>	<i>68</i>
4.4.2	<i>Compensador para a Malha de Tensão de Saída</i>	<i>76</i>
4.5	Seguimento de Referência para o Sistema em Malha Fechada no Tempo Discreto.....	85
4.5.1	<i>Malha Discreta de Corrente no Indutor</i>	<i>87</i>
4.5.2	<i>Malha Discreta de Tensão de Saída</i>	<i>89</i>

4.6	Considerações Finais	91
5	RESULTADOS DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DO CONVERTOR EM MALHA FECHADA.....	93
5.1	Considerações Iniciais	93
5.2	Partida do Conversor.....	94
5.3	Regulação para Carga Nominal e Sobrecarga Leve.....	95
5.4	Regulação para Distúrbios de Linha.....	99
5.5	Ondulações de Tensão e Corrente.....	101
5.6	Considerações Finais.....	102
	CONCLUSÃO GERAL.....	103
	PUBLICAÇÃO DE ARTIGO.....	105
	REFERÊNCIAS.....	106
	APÊNDICES.....	111

CAPÍTULO 1 – MOTIVAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRAFICA

Este capítulo apresenta a motivação e revisão bibliográfica de temas relacionados à pesquisa. Métodos de modelagem de conversores, por intermédio de identificação paramétrica e não paramétrica, são revisados na literatura técnica para aplicação em uma planta específica. São apresentadas as principais contribuições no campo de modelagem e identificação de conversores CC-CC, visando à decisão sobre quais modelos matemáticos e quais algoritmos são mais apropriados para a identificação das funções de transferência da planta em estudo, representada por um conversor Buck-Boost. Dessa forma, o capítulo estabelece as bases para a busca de um procedimento de identificação *offline*, implicando que o processo não é realizado em tempo real, por estruturas tipo caixa preta e caixa cinza, conforme será visto posteriormente. Ao longo do capítulo são introduzidos conceitos e terminologias relacionados ao tópico de identificação de sistemas.

1.1 Motivações e Objetivos

Atualmente, os conversores eletrônicos de potência têm um papel fundamental na forma como a energia elétrica é processada em diversas aplicações. Esses sistemas atuam como dispositivo intermediário entre a fonte de energia e a carga conectada, controlando o fluxo de potência e permitindo a operação adequada do conjunto. Mais especificamente, os conversores CC-CC são amplamente empregados em computadores, sistemas híbridos de energia, fontes ininterruptas de energia, fontes reguladas, veículos elétricos, etc. As Figuras 1.1 e 1.2 mostram algumas das aplicações típicas envolvendo os conversores.

Figura 1.1 – Veículo elétrico.



Fonte: carroslancamentos.com.br/wp-content/uploads/2014/05/carros-eletricos-precos.jpg (2014).

Figura 1.2 – Fonte regulada. Conversor Buck modular BMR450 da Ericsson.



Fonte: ericsson BMR 450 digital POL regulators – Technical Specification (2011).

A correta caracterização dos sistemas de eletrônica de potência constitui uma importante etapa de projeto, tanto do ponto de vista da análise do comportamento dos conversores como da concepção de um sistema de controle adequado para a aplicação. Dessa forma, a modelagem da planta assume um papel de importância crucial no estudo desses sistemas. É reportado em [1] que a dinâmica do conversor é influenciada pela carga a ele conectada, sendo vantajoso abordar o problema de modelagem com base em dados experimentais colhidos do sistema, sem considerar apenas os modelos baseados na estrutura interna do conversor. A modularização dos conversores faz com que as informações sobre a topologia dos mesmos tornem-se indisponíveis, dificultando ou impossibilitando a obtenção de modelos médios ou chaveados para tais sistemas [2]. Adicionalmente, a ampliação do emprego dos conversores em sistemas de potência distribuídos torna inviável o uso de técnicas clássicas de modelagem para fins de análise, sendo necessário o desenvolvimento de novos métodos de identificação para avaliar o comportamento de subsistemas de alta complexidade [3].

Neste cenário, o desenvolvimento de procedimentos de identificação para os conversores CC-CC torna-se cada vez mais necessário para a análise desses dispositivos. Sendo assim, busca-se neste trabalho a obtenção de modelos que descrevam as características essenciais do conversor, tendo-se apenas informações parciais do sistema, com o intuito principal de projetar um sistema de controle apropriado.

Como metas e contribuições específicas deste trabalho têm-se:

- Revisão bibliográfica envolvendo as técnicas de modelagem e identificação aplicadas aos conversores eletrônicos de potência;
- Análises qualitativa e quantitativa do conversor Buck-Boost proposto;
- Projeto do circuito de potência;

- Propor um conjunto de procedimentos para identificação paramétrica da planta com base em dados simulados obtidos do próprio conversor;
- Desenvolvimento de algoritmo de identificação baseado na minimização de uma função custo pelo método de mínimos quadrados com restrições;
- Identificar as funções de transferências que relacionam a tensão de saída e a razão cíclica, e a corrente no indutor e a razão cíclica;
- Realização do projeto de controle para as malhas de tensão e corrente com base nos modelos identificados;
- Análise do sistema em malha fechada por intermédio de simulação;

1.2 Modelagem e Técnicas de Identificação

Esta seção apresenta conceitos e classificações inerentes à modelagem e às técnicas de identificação.

1.2.1 Classificação da Modelagem

Um importante critério para classificação de modelos é o grau de significado físico da modelagem e a quantidade de informação disponível do sistema [4]:

- Modelos tipo caixa branca são baseados em princípios físicos. Nesse tipo de modelagem, a estrutura interna do sistema é plenamente conhecida e todos os parâmetros do modelo possuem sentido físico [5].
- Modelos tipo caixa preta são aqueles em que as informações sobre a estrutura interna ou funcionamento do sistema não são utilizadas para a modelagem do mesmo. Para esse tipo de modelagem usam-se apenas dados de entrada e de saída provenientes de experimentos ou simulações do sistema. Dessa forma, o modelo matemático deduzido meramente descreve a relação entre duas variáveis, não apresentando significado físico.
- Modelos tipo caixa cinza são aqueles em que as informações sobre o sistema a ser modelado são parcialmente conhecidas. São considerados como caso intermediário dos modelos previamente descritos. Assim, informações prévias como resposta em estado estacionário ou ordem do sistema podem ser utilizadas

como dados auxiliares na obtenção dos parâmetros desconhecidos, modelados por estrutura caixa preta.

É importante destacar que os modelos tipo caixa branca são enquadrados como modelos estruturais, enquanto os modelos tipo caixa cinza e caixa preta são considerados modelos comportamentais. Procedimentos de identificação estão relacionados a tais modelos, que são descritos por dados experimentais de um determinado sistema. De modo geral, as técnicas de identificação podem ser classificadas como métodos não paramétricos ou paramétricos.

1.2.2 Identificação não Paramétrica

Métodos não paramétricos de identificação são aqueles que resultam em representações gráficas do comportamento do sistema. Nesse tipo de método não são obtidos modelos matemáticos como funções de transferências ou equações a diferenças. A resposta ao impulso e a resposta em frequência são exemplos de representações não paramétricas:

- Para o método de resposta ao impulso, utilizam-se, tipicamente, funções de correlação sobre dados de entrada e saída do sistema a fim de determinar sua respectiva resposta ao impulso.
- Para o método de resposta em frequência, observa-se o comportamento do sistema em regime permanente frente a um sinal de entrada tipo senoidal. Para uma determinada frequência do sinal senoidal, verificam-se o ganho e a fase do sistema em relação ao estímulo. Esse procedimento é repetido para todas as frequências em que se deseja caracterizar o sistema. Os diagramas de Bode e Nyquist são as representações mais comuns do método de resposta em frequência.

1.2.3 Identificação Paramétrica

Métodos paramétricos de identificação resultam em modelos matemáticos, com quantidade limitada de parâmetros, obtidos a partir de dados experimentais do sistema no domínio do tempo ou da frequência. Funções de transferência e equações a diferenças são exemplos de representações paramétricas. Tais modelos são normalmente obtidos por intermédio de técnicas numéricas como o método dos mínimos quadrados [6]. Para o caso específico de identificação paramétrica, o erro de predição da modelagem, que representa a

diferença entre o comportamento real do sistema e o comportamento previsto pelo modelo, é a variável a ser minimizada.

1.3 Revisão Bibliográfica

Nesta seção são mostradas as principais técnicas de modelagem de conversores estáticos pelos métodos clássicos e pelos métodos de identificação disponíveis na literatura. É dada maior ênfase às técnicas empregadas nos conversores CC-CC.

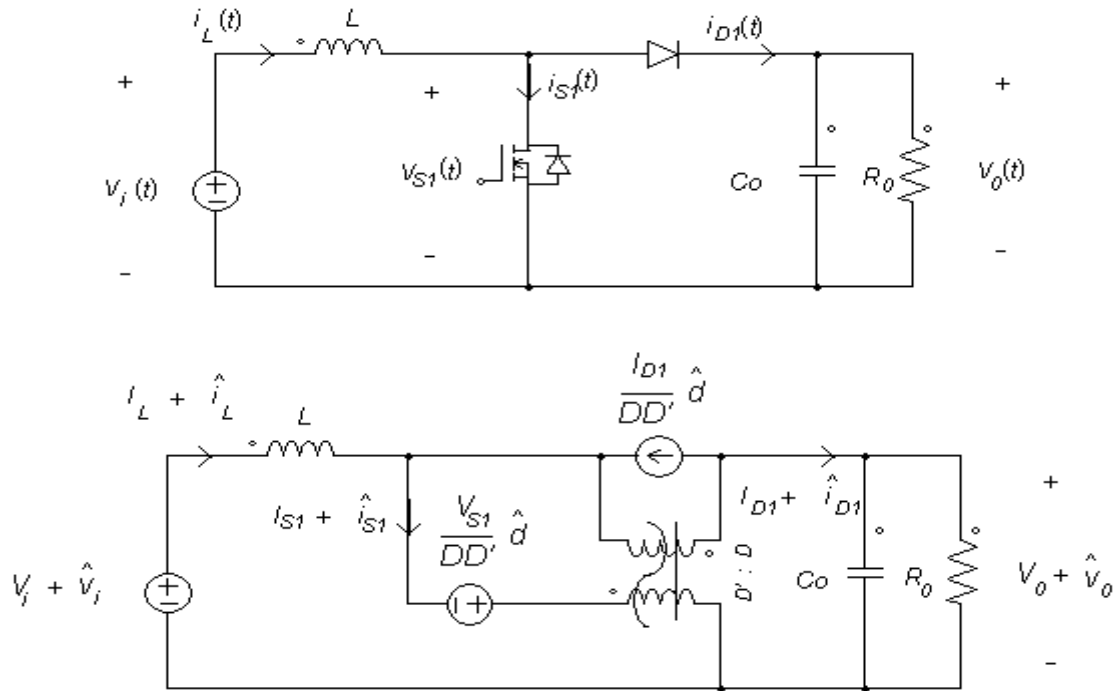
1.3.1 Modelos Chaveados

São modelos que representam o comportamento do conversor para as diferentes etapas de operação do sistema, que estão diretamente relacionadas à comutação de interruptores. Tais modelos são empregados para avaliar os níveis máximos, médios e de ondulação das tensões e correntes sobre os componentes do circuito [7] e [8], sendo fundamentais para análise qualitativa do sistema e posterior especificação dos elementos que compõem o conversor.

1.3.2 Modelos de Valores Médios

Proposto em [9], o modelo de valores médios visa à obtenção de um circuito equivalente invariante e contínuo no tempo para o conversor. Dessa forma, o desempenho do circuito pode ser avaliado sem a necessidade de considerar diferentes etapas de operação do sistema, que variam conforme a comutação dos interruptores. A Figura 1.3 mostra um conversor Boost e seu respectivo circuito equivalente de valores médios, que opera em etapa única em modo contínuo de condução. Adicionalmente, os modelos de valores médios podem ser linearizados em torno de um ponto de operação do sistema, possibilitando o pronto emprego de técnicas lineares de pequenos sinais para projeto de controladores e análise de estabilidade para o sistema. Outras técnicas que empregam valores médios foram desenvolvidas após [9]: modelo médio do espaço de estados [10], modelo do circuito médio [11], modelo da chave PWM [12], [13], [14] e modelo médio generalizado [15]. Os modelos citados apresentam boa concordância entre si, geralmente convergindo para um mesmo modelo de valores médios.

Figura 1.3 – Conversor Boost e modelo equivalente de valores médios em modo de condução contínua (MCC).



Fonte: Adaptada de [7].

1.3.3 Modelos Discretos

As técnicas de modelagem discretas foram desenvolvidas de forma simultânea aos modelos de tempo contínuo. A principal característica desses modelos é o fato de serem descritos por equações a diferenças, tendo em vista que o sistema é discretizado segundo uma taxa de amostragem. De forma similar aos modelos de valores médios, são linearizados em torno de pontos de operação, resultando em modelos discretos de pequenos sinais. De modo geral os modelos discretos de pequenos sinais são mais precisos que os modelos de valores médios ao descrever a resposta do conversor em frequências mais elevadas. As contribuições mais relevantes envolvendo técnicas de modelagem discreta estão apresentadas em [16], [17], [18] e [19].

1.3.4 Modelos Tipo Caixa Preta

Os modelos tipo caixa preta são caracterizados por não necessitarem de qualquer conhecimento prévio de parâmetros do sistema. No âmbito dos conversores CC-CC, são normalmente empregados para relacionar variáveis como a tensão de saída e a razão cíclica

do sistema, com o intuito principal de possibilitar o projeto de controladores. Tais modelos podem ser classificados como linear ou não linear, dependendo da estrutura matemática empregada na representação.

(A) Estruturas Lineares de Modelos Tipo Caixa Preta

Uma contribuição de grande importância foi apresentada em [20] visando à obtenção da resposta em frequência do conversor através de um processo de varredura CA, que consiste em aplicar uma sequência de estímulos senoidais na variável de controle do circuito. Dessa forma, obtém-se ganho e ângulo de fase do sistema em regime permanente para cada frequência específica do sinal de estímulo.

Dentre as técnicas de identificação paramétricas, [21] apresenta uma metodologia para identificação de uma estrutura ARMA (*AutoRegressive Moving Average*), que representa um tipo específico de equação a diferenças, com a utilização de sinal PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*), capaz de excitar o conversor em todas as frequências de interesse do sistema. Ainda com respeito aos modelos paramétricos, [22] utiliza estruturas tipo ARMA para obter a representação no espaço de estados de conversores ressonantes e ZVS. Em [23] é apresentado um método de identificação para conversores CC-CC no domínio do tempo discreto utilizando degraus como sinal de controle. O método foi aplicado aos conversores Buck e Boost para síntese de sistemas de controle.

Quanto às técnicas de identificação não paramétricas, [24] obtém representações de conversores PWM e ressonantes no domínio da frequência. É empregado um algoritmo baseado em simulações do sistema no domínio do tempo. Outra importante contribuição no escopo dos modelos não paramétricos é apresentada em [25], onde foi desenvolvida a resposta em frequência automatizada para diversas configurações de conversor a partir de suas respostas transitórias ao impulso.

Os modelos não paramétricos foram utilizados em contribuições posteriores de grande relevância, tendo em vista o interesse crescente em métodos de identificação *online* para emprego em esquemas de controle adaptativo. Em [26] é apresentado um método modificado de correlação para identificação da relação entre a tensão de saída e a razão cíclica para um conversor Forward. Injeta-se um sinal tipo PRBS na variável de controle do sistema a fim de captar a resposta em frequência do conversor, obtida por método de correlação cruzada entre a variável de saída e a perturbação. O diferencial da técnica apresentada é que se utiliza um sinal PRBS de múltiplos períodos, permitindo que seja considerada uma média dos

resultados do processo de correlação cruzada, seguida da aplicação da transformada de Fourier para obtenção da resposta em frequência. O tempo para obtenção do modelo segundo a metodologia descrita é menor se comparado às técnicas de varredura CA.

Após [26], houve uma série de contribuições envolvendo métodos de correlação cruzada. Em [27] é proposta uma extensão do método de correlação cruzada para identificar ganhos de malhas de controle, além de caracterizar a resposta em frequência do conversor. Com o intuito de melhorar os resultados de identificação do sistema, [28] apresenta método de correlação cruzada circular utilizando sinais PRBS de multi períodos como estímulo da variável de controle. São propostas em [29] e em [30] alterações nos sinais PRBS até então utilizados para excitar a variável de controle dos conversores, enfatizando espectros específicos de frequência. Objetivando maior velocidade na caracterização da resposta em frequência dos conversores CC-CC, [31] propõe o uso de funções multi seno para obter a relação entre a tensão de saída e a razão cíclica para um conversor Boost.

Uma interessante aplicação de métodos de identificação usando modelos discretos de espaço de estados é apresentada em [32]. No trabalho, foi utilizado um algoritmo de identificação para obter o modelo de um filtro LCL que atua como interface entre um conversor e seu barramento de saída. A metodologia utilizada, além de caracterizar satisfatoriamente o filtro, facilita emprego de técnicas de controle como a do LQR (*Linear Quadratic Regulators*).

Modelos comportamentais tipo caixa preta são usados para caracterizar sistemas compostos por conversores comerciais em [33], sendo apresentada uma metodologia de identificação baseada na análise do comportamento transitório do sistema em resposta a entradas tipo degrau.

(B). Estruturas não Lineares de Modelos Tipos Caixa Preta e Caixa Cinza

Foram elencadas, na subseção anterior, as principais técnicas de identificação para obtenção de modelos lineares tipo caixa preta. Tendo em vista que a relação entre as variáveis de saída e a variável de controle para os conversores CC-CC é inerentemente não linear, as representações lineares são válidas em torno de pontos de operação específicos do sistema. Dessa forma, surgiu o interesse pela obtenção de modelos válidos em uma faixa mais ampla de operação.

Em [34] foi empregada a estrutura NARMAX (*Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous Input*) para obtenção de modelos paramétricos para os conversores

Buck e Boost. O modelo que descreve a dinâmica entre a tensão de saída e a razão cíclica é obtido a partir de dados no domínio do tempo, sendo utilizado um sinal PRBS como perturbação da variável de controle. Para a metodologia descrita não há linearização em torno de pontos de operação. Dessa forma, os modelos obtidos não apresentam as limitações de validade inerentes aos modelos de pequenos sinais. Ainda empregando estrutura NARMAX, [35] apresenta uma metodologia de identificação tipo caixa cinza para um conversor Buck operando em modo de condução contínua. Com o intuito de tornar o processo de identificação mais rápido, foi utilizado o conhecimento prévio sobre a característica estática da relação entre a tensão de saída e a razão cíclica do conversor, sendo, por esse motivo, considerada uma modelagem tipo caixa cinza.

Redes neurais foram utilizadas em [36] para obter representações não paramétricas da relação entre a tensão de saída e a razão cíclica de um conversor Boost funcionando em modo de condução contínuo. Adicionalmente, foram consideradas variações no perfil de carga do sistema, provocando modificações na dinâmica do conversor.

Os modelos de Hammerstein e Wiener representam um subconjunto de modelos não lineares particularmente interessantes pela simplicidade de suas estruturas. Por definição, são compostos por um modelo dinâmico linear em cascata com uma função estática não linear. O modelo de Hammerstein foi empregado em [37] para obtenção de um modelo discreto da relação entre a tensão de saída e a razão cíclica para um conversor Boost. Inicialmente, determinou-se a característica estática do conversor através da observação de valores de tensão de saída para razões cíclicas determinadas e posteriormente, foi obtido um modelo dinâmico linear ARX (*AutoRegressive with Exogenous Input*) a partir de dados no domínio do tempo. Um sinal de perturbação tipo PRBS foi utilizado para gerar os dados empregados na identificação. No algoritmo para determinação do modelo ARX, foram utilizados regressores modificados a fim de evitar o uso do método de mínimos quadrados com restrições. No trabalho, foi obtido um modelo discreto no domínio do tempo, não havendo uma comparação entre as respostas em frequência dos modelos de Hammerstein e dos modelos de pequenos sinais.

O modelo híbrido de Wiener-Hammerstein foi utilizado para análise de um inversor de sistema fotovoltaico em [38]. É feita uma comparação de desempenho para casos em que foi realizada correlação cruzada de dados e para os casos em que esse procedimento não foi feito.

O modelo para conversores CC-CC proposto em [39] utiliza a estrutura híbrida de Wiener-Hammerstein para modelagem dos estágios de potência e controle de conversores

comerciais, além de empregar blocos lógicos para modelar as proteções e funções de controle remoto. O modelo foi obtido com base em dados do fabricante e ensaios, sendo, dessa forma, caracterizado como modelo tipo caixa cinza.

Um modelo comportamental foi proposto em [40] para simular conversores em que a impedância de saída depende da corrente de carga do sistema. A estrutura utiliza tabelas de ganhos para caracterizar não linearidades do conversor, que tem seus parâmetros determinados através da análise de resposta transitória para diferentes pontos de operação.

1.4 Contribuições e Organização do Trabalho

Esta dissertação apresenta uma metodologia de identificação baseada na estrutura de Hammerstein para um conversor Buck-Boost, visando à obtenção da função de transferência que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica. Neste documento é descrito um conjunto de procedimentos para obtenção de dados de identificação do sistema e apresentado um algoritmo de mínimos quadrados com restrições para determinação de parâmetros do modelo. Quanto à identificação da função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica, é utilizado um método de identificação linear com base na resposta em frequência do sistema. Visa-se então comprovar a utilidade das técnicas de identificação paramétricas e não paramétricas para análise de conversores CC-CC e para a síntese de controladores apropriados para o sistema.

O Capítulo 2 apresenta as análises qualitativas e quantitativas do conversor Buck-Boost proposto. São realizados cálculos referentes aos esforços de tensão e corrente sobre os componentes do circuito. Posteriormente, é apresentado o projeto do circuito de potência, contendo a especificação dos principais componentes.

O Capítulo 3 detalha a metodologia de identificação utilizada. Inicialmente, é apresentada a estrutura matemática a ser empregada para a identificação da função de transferência que relaciona a tensão de saída do conversor e a razão cíclica. Aspectos práticos para o projeto de sinal de perturbação tipo PRBS são apresentados para o procedimento de identificação no domínio do tempo. Também é apresentado o algoritmo de mínimos quadrados empregado para obtenção dos parâmetros que caracterizam a função de transferência de tensão pela razão cíclica. Para identificação da função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica, é utilizada a resposta em frequência do

sistema para a obtenção de parâmetros. Ao término do capítulo são realizadas as validações das funções de transferência deduzidas.

A metodologia de controle é apresentada no Capítulo 4. Inicialmente, é realizado o projeto analógico de compensadores tipo 2 e tipo 3 para as malhas de corrente e de tensão, respectivamente, que operam segundo a *lógica ou*. Posteriormente, são obtidas as formas discretas das funções de transferência dos compensadores para implementação digital do controle. O capítulo apresenta ainda simulações de seguimento de referência para cada uma das malhas de controle no domínio do tempo discreto.

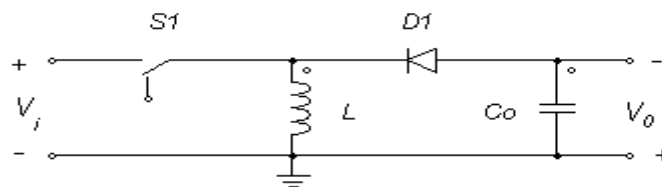
O Capítulo 5 contém os resultados para o conversor Buck-Boost investigado, operando em malha fechada. A análise do desempenho do sistema é realizada, especialmente quanto à capacidade de rejeição a distúrbios. Ao término do capítulo são apresentadas as conclusões gerais e as propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 – ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

2.1 Considerações Iniciais

O conversor CC-CC Buck-Boost é uma topologia não isolada em que a tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada. A versão convencional do conversor Buck-Boost, mostrado na Figura 2.1, apresenta a característica de fonte de tensão na entrada e fonte de tensão na saída, havendo uma fonte de corrente entre as duas fontes de tensão citadas. Adicionalmente, essa topologia apresenta inversão de polaridade entre a tensão de entrada e a tensão de saída.

Figura 2.1 – Conversor Buck-Boost Clássico.



Fonte: adaptada de [43].

O fato do conversor Buck-Boost poder se comportar como elevador ou abaixador de tensão atraiu a atenção de pesquisadores para aplicações relacionadas às fontes alternativas de energia. Em [41], por exemplo, é proposta a utilização de um sistema inversor para painel fotovoltaico que possui como primeiro estágio um conversor CC-CC Buck-Boost, seguido de um inversor Full-Bridge com saída conectada à carga. Outra interessante aplicação é apresentada por [42] em que é empregado um inversor integrado Buck-Boost para utilização em microgeradores eólicos. O sistema inversor proposto tem características dinâmicas correspondentes às do conversor CC-CC Buck-Boost, apresentando as funções de elevação e redução da tensão, além de converter tensão contínua para tensão alternada. Apesar das possibilidades de emprego em uma série de aplicações, a topologia Buck-Boost é relativamente preterida no contexto de identificação de sistemas, sendo dada maior ênfase às topologias Buck e Boost, separadamente.

Neste capítulo são realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor Buck-Boost sem característica de inversão de polaridade entre as tensões de entrada e de saída. A partir de tais análises, é apresentado o projeto do circuito de potência para a topologia.

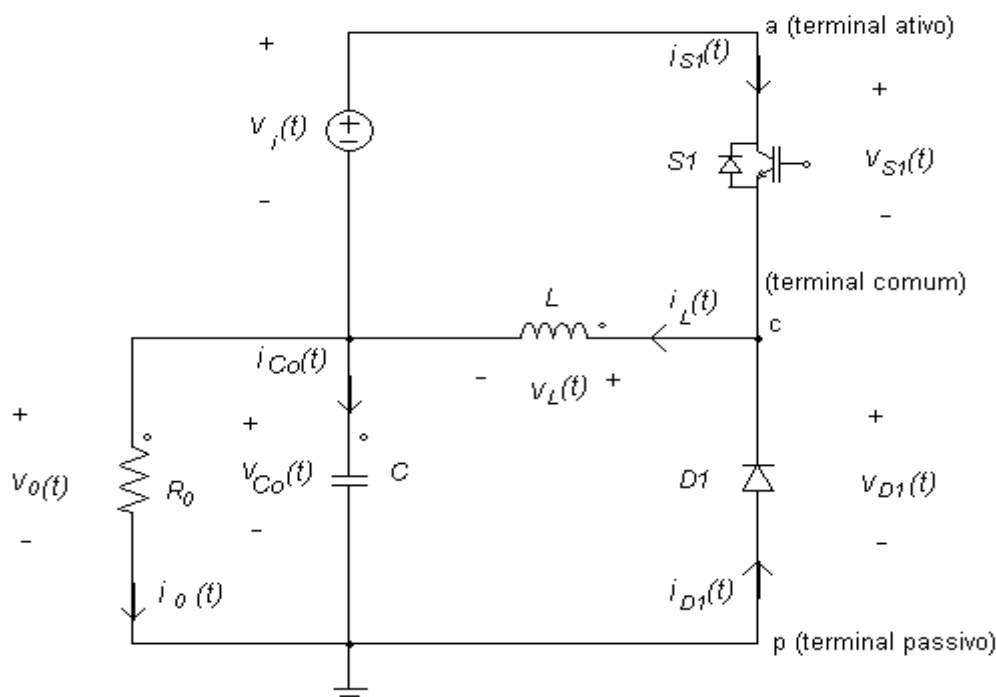
2.2 Análise Qualitativa

Nesta seção é apresentada a análise do funcionamento do conversor CC-CC Buck-Boost operando em regime permanente, modo de condução contínua (MCC) e com tensão de entrada constante. As formas de onda de tensão e corrente sobre os componentes do circuito são mostradas, considerando-se que os mesmos são ideais.

2.2.1 Descrição da Topologia

A Figura 2.2 mostra a estrutura analisada neste trabalho, onde se observa outro arranjo em relação à Figura 2.1. Trata-se de um conversor Buck-Boost modificado, com carga resistiva, em que as tensões de saída e de entrada estão em série e de forma aditiva. Observa-se ainda que a fonte de tensão de entrada tem uma referência diferente do terra da carga, e que o potencial no terminal ativo a é a soma das tensões $v_o(t)$ e $v_i(t)$. Assim como no conversor Buck-Boost clássico, a chave ativa SI possui um regime de fechamento e abertura cíclico, sendo o processo de comutação completa realizada no período de chaveamento T .

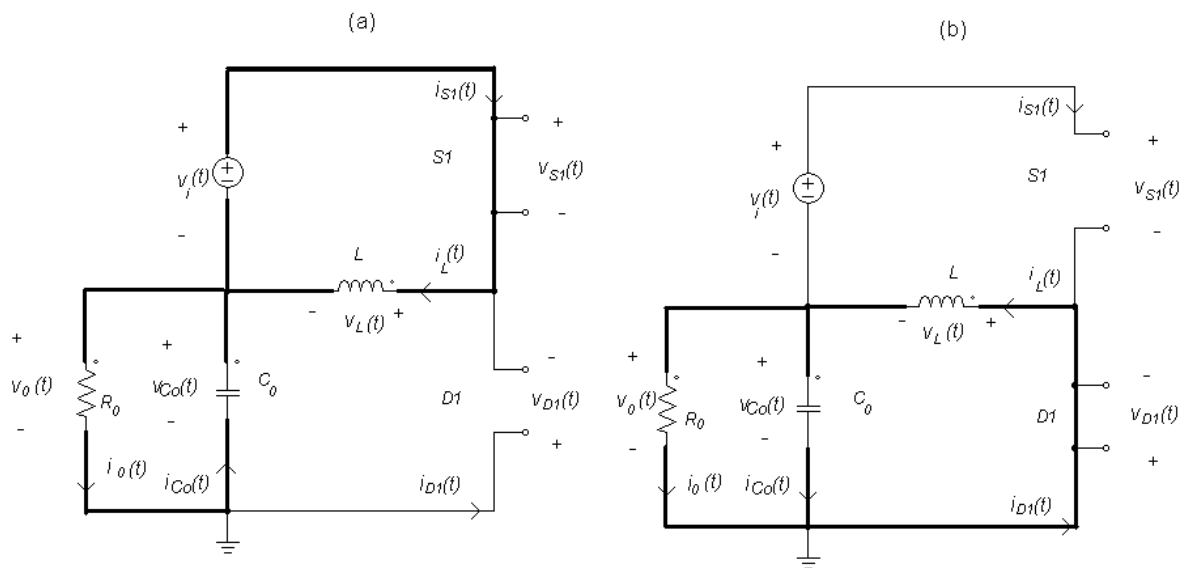
Figura 2.2 – Conversor Buck-Boost modificado.



Fonte: próprio autor.

A tensão de saída pode variar conforme o valor de razão cíclica D , que é uma variável diretamente proporcional ao tempo em que a chave ativa permanece fechada dentro do período de chaveamento. Para essa topologia há duas etapas de operação em um período de chaveamento, dependendo do estado da chave SI . As Figuras 2.3.a e 2.3.b mostram os circuitos equivalentes do conversor para SI fechada e SI aberta, respectivamente.

Figura 2.3 – Etapas de operação do conversor para cada estado da chave ativa.



Fonte: próprio autor.

Primeira Etapa ($0 < t < DT$): Quando SI está fechada, a tensão de entrada é aplicada aos terminais do indutor L , fazendo com que a corrente que circula pelo mesmo cresça linearmente no tempo. Considerando que a chave ativa é ideal, a queda de tensão sobre a mesma é zero e a corrente conduzida é a mesma que percorre o indutor. Nessa etapa de operação, a chave passiva DI está reversamente polarizada com a soma das tensões $v_0(t)$ e $v_i(t)$ e, portanto, não conduz corrente. Durante a etapa considerada, a tensão de saída $v_0(t)$ é proporcionada pelo capacitor C_0 , elemento ativo com característica de fonte de tensão, que se descarrega através da resistência R_0 .

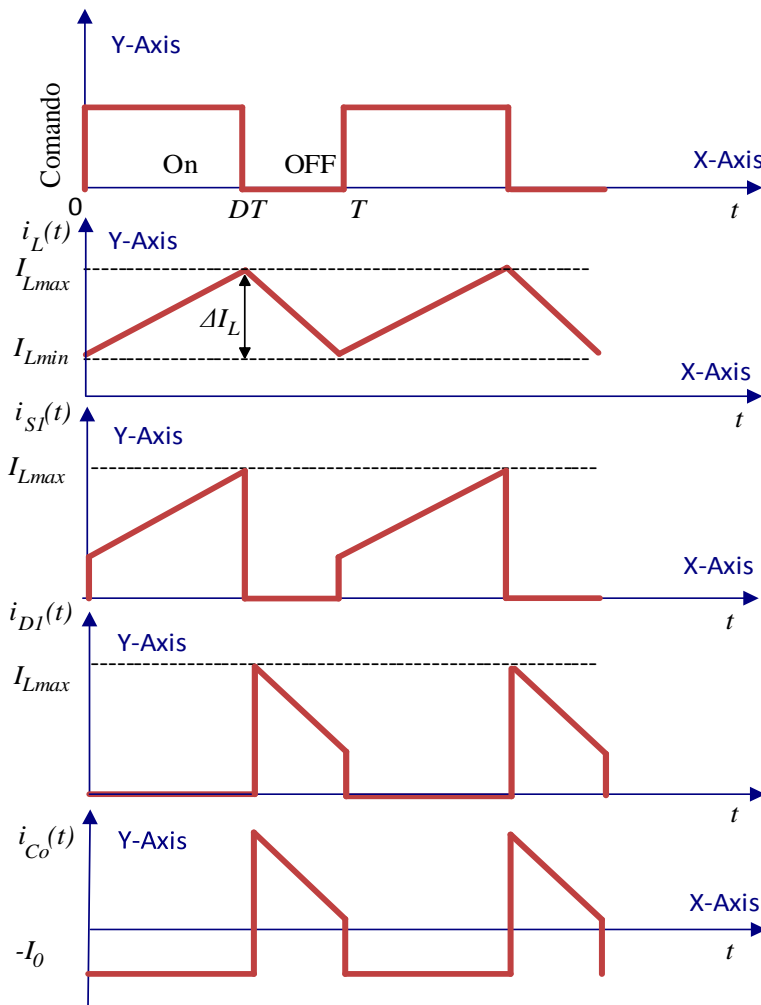
Segunda Etapa ($DT < t < T$): Para o caso em que a chave SI está aberta, a fonte de tensão na entrada é cortada do circuito. Obviamente, a chave ativa não conduz corrente, estando submetida à soma das tensões $v_0(t)$ e $v_i(t)$. Nessa etapa, o indutor L transfere sua energia ao capacitor C_0 e ao resistor R_0 , passando a ser um elemento ativo com característica de fonte de corrente. O diodo DI conduz a mesma corrente que circula pelo indutor, tendo, idealmente, queda de tensão nula.

Deve-se observar que a fonte nunca está conectada diretamente à carga do conversor, sendo função dos elementos armazenadores a transferência de energia à saída do sistema. Por esse motivo, a topologia investigada é considerada um conversor indireto [43].

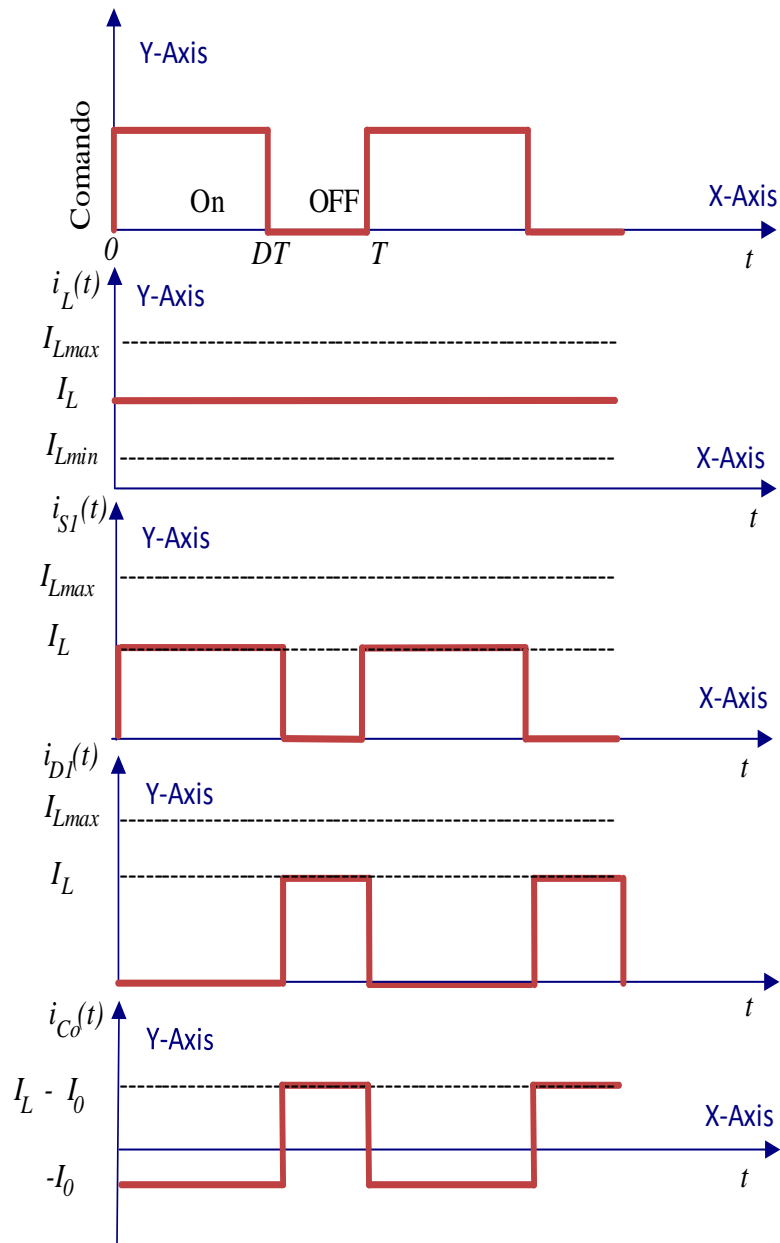
2.2.2 Formas de Onda em Regime Permanente

A partir da descrição contida na Subseção 2.2.1, são obtidas as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor para operação em regime permanente. As Figuras 2.4 e 2.5 mostram, respectivamente, as correntes e tensões nos componentes quando o conversor opera em modo de condução contínua (MCC).

Figura 2.4 – Formas de ondas reais e aproximadas para a corrente nos componentes do conversor.



(a)

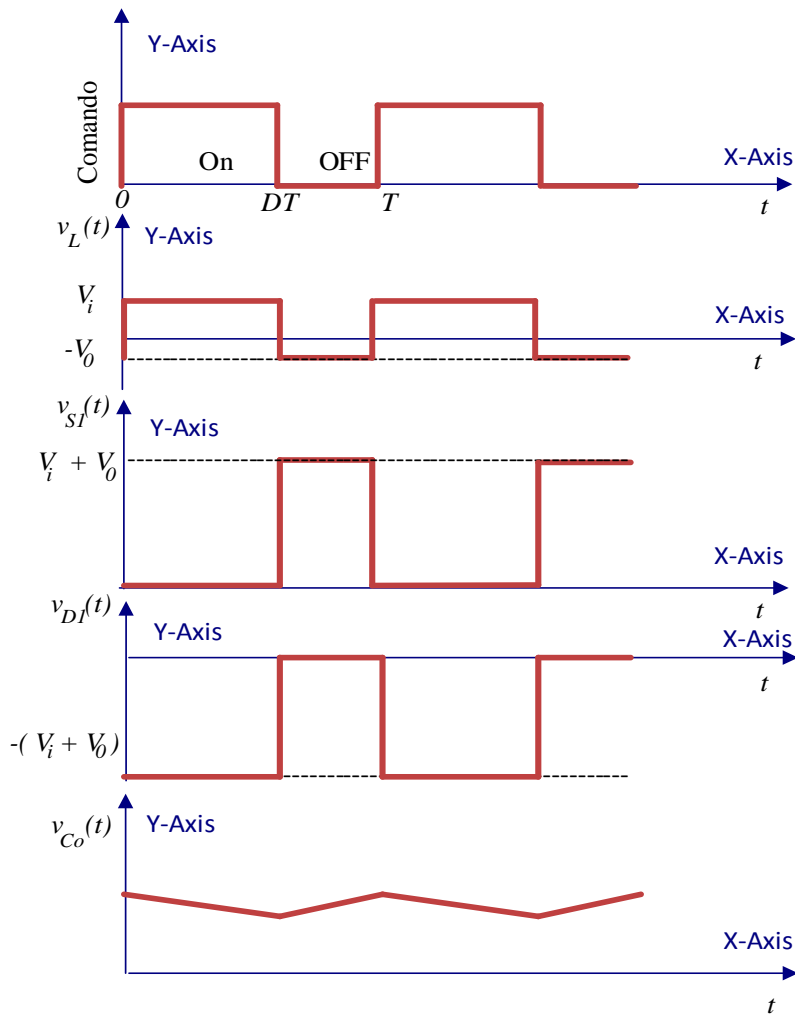


(b)

Fonte: próprio autor.

As formas de onda de corrente mostradas na Figura 2.4.b são aproximadas por valores médios durante os intervalos DT e $(1-D)T$. Considerando que a ondulação de corrente no indutor seja desprezível, tal aproximação torna-se válida e particularmente útil para determinação dos valores médios e eficazes das correntes através dos componentes ou dispositivos. Para o cálculo dos esforços de corrente serão adotadas as formas de onda aproximadas por valores médios.

Figura 2.5 – Formas de ondas de tensão sobre os componentes do conversor.



Fonte: próprio autor.

2.3 Análise Quantitativa

Nesta seção são apresentados o ganho estático e as principais equações dos esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor Buck-Boost com base nas formas de onda indicadas na Subseção 2.2.2.

2.3.1 Ganho Estático do Conversor

A partir das Figuras 2.3.a e 2.3.b, pode-se escrever a equação geral que relaciona a tensão instantânea sobre o indutor e a corrente instantânea que circula pelo mesmo:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (2.1)$$

Entre os instantes 0 e DT , conforme mostra a Figura 2.3.a, a tensão $v_L(t)$ é igual à tensão $v_i(t)$, que tem valor constante V_i . Considerando que a corrente pelo indutor cresce a uma taxa constante, pode-se reescrever a equação (2.1) da seguinte forma:

$$V_i = L \frac{\Delta I_L}{DT}. \quad (2.2)$$

Sendo DT o intervalo de tempo em que SI está fechada e ΔI_L a variação de corrente no indutor dentro do intervalo de tempo DT . Tem-se então a expressão para a variação de corrente pelo indutor no intervalo considerado:

$$\Delta I_L = \frac{V_i DT}{L}. \quad (2.3)$$

Entre os instantes DT e T , conforme mostra a Figura 2.3.b, a tensão $v_L(t)$ na equação (2.1) é igual à tensão $-v_0(t)$, podendo-se escrever a seguinte equação que relaciona a tensão e a corrente no indutor durante o intervalo considerado:

$$-v_0(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (2.4)$$

Desconsiderando a ondulação na tensão de saída, $v_0(t)$ assume o valor constante V_0 . No intervalo em que SI permanece aberta, a corrente no indutor sofre um decréscimo de ΔI_L , sendo possível reescrever (2.4) da seguinte forma:

$$-V_0 = L \frac{\Delta I_L}{(1-D)T}. \quad (2.5)$$

Dessa forma, a variação de corrente durante o intervalo $(1-D)T$ é dada por:

$$\Delta I_L = \frac{-V_0(1-D)T}{L}, \quad (2.6)$$

É importante esclarecer que o módulo da variação de corrente no indutor é o mesmo para quando a chave SI está fechada ou aberta. Igualando (2.3) ao módulo de (2.6), obtém-se:

$$\frac{V_i DT}{L} - \frac{V_0(1-D)T}{L} = 0. \quad (2.7)$$

Portanto, a partir de (2.7) é determinado o ganho estático do conversor:

$$M_c = \frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{(1-D)}. \quad (2.8)$$

2.3.2 Esforços de Tensão e Corrente no Indutor L

Pode-se observar a partir da Figura 2.4.a que a corrente pelo indutor apresenta uma variação em torno de um valor médio I_L . Tal valor está relacionado com a corrente média de entrada da seguinte forma:

$$I_i = I_L D. \quad (2.9)$$

Considerando o rendimento do conversor, simbolizado por η , relaciona-se a potência de entrada à potência de saída P_0 :

$$\frac{P_0}{\eta} = V_i I_L D. \quad (2.10)$$

Dessa forma, o valor médio é dado por:

$$I_L = \frac{P_0}{\eta D V_i}. \quad (2.11)$$

(A) Valores Máximo e Mínimo no Indutor

Os valores máximo e mínimo da corrente pelo indutor são dados por:

$$I_{L\max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = I_L + \frac{V_i DT}{2L}. \quad (2.12)$$

$$I_{L\min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = I_L - \frac{V_i DT}{2L}. \quad (2.13)$$

(B) Correntes Instantâneas no Indutor

A função que descreve a corrente do indutor no tempo é dada por:

$$i_L(t) = I_L. \quad (2.14)$$

(C) Tensões Instantâneas no Indutor

Quanto à tensão sobre o indutor, tem-se a seguinte expressão:

$$\begin{cases} v_L(t) = V_i, & \text{se } 0 < t < DT, \\ v_L(t) = -V_0, & \text{se } DT < t < T. \end{cases} \quad (2.15)$$

(D) Corrente Efícaz no Indutor

$$I_{Lef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_L^2(t) dt. \quad (2.16)$$

Substituindo (2.14) em (2.16) obtém-se:

$$I_{Lef} = I_L. \quad (2.17)$$

2.3.3 Esforços de Tensão e Corrente na Chave Ativa S1

Conforme a descrição realizada na Subseção 2.2.1, a chave ativa conduz a corrente do indutor quando está fechada e não conduz corrente quando está aberta. Vale ressaltar que a corrente da fonte corresponde à corrente que percorre a chave.

(A) Corrente Instantânea na Chave Ativa S1

A função que expressa a corrente que circula por S1 é:

$$\begin{cases} i_{S1}(t) = I_L, & \text{se } 0 < t < DT, \\ i_{S1}(t) = 0, & \text{se } DT < t < T. \end{cases} \quad (2.18)$$

(B) Tensão Instantânea na Chave Ativa S1

A função para a tensão sobre a chave é dada por:

$$\begin{cases} v_{S1}(t) = 0, & \text{se } 0 < t < DT, \\ v_{S1}(t) = V_i + V_0, & \text{se } DT < t < T. \end{cases} \quad (2.19)$$

(C) Corrente Média na Chave Ativa S1

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_{S1}(t) dt. \quad (2.20)$$

Substituindo (2.18) em (2.20), obtém-se:

$$I_{S1} = I_L D. \quad (2.21)$$

(D) Corrente Eficaz na Chave Ativa S1

$$I_{S1ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_{S1}^2(t) dt. \quad (2.22)$$

Substituindo (2.18) em (2.22), obtém-se:

$$I_{s1ef} = I_L \sqrt{D}. \quad (2.23)$$

2.3.4 Esforços de Tensão e Corrente na Chave Passiva DI

O diodo conduz a corrente do indutor no intervalo de tempo compreendido entre DT e T , e, de forma similar à chave ativa, não conduz corrente quando reversamente polarizado.

(A) Corrente Instantânea na Chave Passiva DI

As equações da corrente instantânea que circulam pelo diodo DI são:

$$\begin{cases} i_{D1}(t) = 0, & \text{se } 0 < t < DT, \\ i_{D1}(t) = I_L, & \text{se } DT < t < T. \end{cases} \quad (2.24)$$

(B) Tensão Instantânea na Chave Passiva DI

Quanto à tensão sobre o diodo, tem-se a seguinte expressão:

$$\begin{cases} v_{D1}(t) = V_i + V_0, & \text{se } 0 < t < DT, \\ v_{D1}(t) = 0, & \text{se } DT < t < T. \end{cases} \quad (2.25)$$

(C) Corrente Média na Chave Passiva DI

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int_0^{T-DT} i_{D1}(t) dt. \quad (2.26)$$

Substituindo (2.24) em (2.26), obtém-se:

$$I_{D1} = I_L(1-D). \quad (2.27)$$

(D) Corrente Eficaz na Chave Passiva D1

$$I_{D1ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T-DT} i_{D1}^2(t) dt. \quad (2.28)$$

Substituindo (2.24) em (2.28), obtém-se:

$$I_{D1ef} = I_L \sqrt{1-D}. \quad (2.29)$$

2.3.5 Esforços de Tensão e Corrente no Capacitor Co

Para o intervalo de tempo em que *SI* está fechada, o capacitor de saída deve fornecer a corrente de carga, sendo um elemento ativo nesse período. Para a situação em que a chave ativa está aberta, a corrente que circula pelo capacitor é resultado da subtração entre a corrente do indutor e a corrente de carga.

(A) Corrente Instantânea no Capacitor Co

As equações instantâneas da corrente que circula pelo capacitor *Co* são:

$$\begin{cases} i_{Co}(t) = -\frac{P_0}{V_0}, & \text{se } 0 < t < DT, \\ i_{Co}(t) = (I_L - \frac{P_0}{V_0}), & \text{se } DT < t < T. \end{cases} \quad (2.30)$$

(B) Tensão Instantânea no Capacitor Co

Quanto à tensão sobre o capacitor, tem-se a seguinte expressão:

$$\begin{cases} v_{Co}(t) = V_0, & \text{se } 0 < t < DT, \\ v_{Co}(t) = V_0, & \text{se } DT < t < T. \end{cases} \quad (2.31)$$

(C) Corrente Eficaz no Capacitor Co

$$I_{Coef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{Co}^2(t) dt. \quad (2.32)$$

Substituindo (2.30) em (2.32), obtém-se:

$$I_{Coef} = \sqrt{\left(\frac{P_0}{V_0}\right)^2 + \left(I_L^2 - \frac{2I_L P_0}{V_0}\right)(1-D)}. \quad (2.33)$$

2.4 Exemplo de Projeto do Conversor Buck-Boost

Nesta seção é apresentado um exemplo de projeto do conversor Buck-Boost para aplicação como carregador de baterias. Para realizar o exemplo, são dadas as especificações e considerações de projeto.

2.4.1 Especificações e Considerações de Projeto

A Tabela 2.1 mostra as especificações do conversor Buck-Boost para aplicação como carregador de baterias.

Tabela 2.1. Especificações do conversor.

Valores	Nominal
Tensão de saída nominal (V_0)	144 V (12 baterias x 12 V)
Tensão de saída máxima (V_{0max})	162 V (12 baterias x 13,5 V)
Tensão de saída mínima (V_{0min})	126 V (12 baterias x 10,5 V)
Tensão de entrada (V_i)	300 V
Potência de saída (P_0)	500 W

Fonte: próprio autor.

Para a definição das especificações contidas na Tabela 2.1, foi considerado um conjunto de 12 baterias em série como carga para o conversor. Cada bateria possui tensão nominal de 12 V, tensão de flutuação de 13,5 V e tensão de descarga de 10,5 V. Dessa forma,

podem ser definidos os valores nominal, máximo e mínimo para a tensão de saída de acordo com o regime de operação das baterias. Ainda com respeito às especificações da Tabela 2.1, a tensão de entrada considerada no projeto representa o valor médio da tensão retificada e filtrada da rede comercial, cujo valor eficaz é igual a 220 V.

As considerações de projeto são mostradas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2. Considerações de projeto.

Valores	Nominal
Rendimento teórico (η)	95%
Frequência de chaveamento (f_{ch})	25 kHz
Ondulação percentual de corrente no indutor em relação a sua corrente média ($\% \Delta I_L$)	15%
Ondulação percentual de tensão no capacitor em relação à tensão média de saída ($\% \Delta V_O$)	0,5%

Fonte: próprio autor.

As razões cíclicas nominal, máxima e mínima são calculadas com base no ganho estático expresso em (2.8):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{(1-D)}. \quad (2.34)$$

$$D = \frac{144}{144 + 300}.$$

$$D = 0,3243.$$

$$D_{\max} = \frac{V_{0\max}}{V_{0\max} + V_i}. \quad (2.35)$$

$$D_{\max} = \frac{162}{162 + 300}.$$

$$D_{\max} = 0,3506.$$

$$D_{\min} = \frac{V_{0\min}}{V_{0\min} + V_i}. \quad (2.36)$$

$$D_{\min} = \frac{126}{126 + 300}.$$

$$D_{\min} = 0,2958.$$

As ondulações percentuais citadas na Tabela 2.2 são calculadas com respeito aos valores médios das respectivas variáveis: por exemplo, se a corrente média do indutor for de 10 A e a ondulação percentual $\% \Delta I_L$ for 15%, o valor em termos absolutos é igual a 1,5 A, sendo simbolizado por ΔI_L .

2.4.2 Dimensionamento do Indutor L

Para realizar o dimensionamento do indutor, devem ser obtidos os valores de corrente de pico e corrente eficaz que circulam pelo mesmo. A partir da equação (2.11) e dos dados contidos na Tabela 2.2 obtém-se o valor médio de corrente pelo indutor:

$$I_L = \frac{500}{0,95 \cdot 0,323 \cdot 300} \cong 5,41 \text{ A}. \quad (2.37)$$

Determinar-se o valor de ΔI_L :

$$\Delta I_L = (\% \Delta I_L) I_L. \quad (2.38)$$

$$\Delta I_L = 0,15 \cdot 5,41 = 0,812 \text{ A}.$$

Dessa forma, os valores máximo e mínimo da corrente no indutor podem ser calculados a partir de (2.12) e (2.13), respectivamente:

$$I_{L_{\max}} = 5,41 + \frac{0,812}{2} = 5,82 \text{ A.} \quad (2.39)$$

$$I_{L_{\min}} = 5,41 - \frac{0,812}{2} = 5 \text{ A.} \quad (2.40)$$

Pode-se determinar o valor eficaz da corrente no indutor através de (2.17):

$$I_{L_{ef}} = 5,41 \text{ A.} \quad (2.41)$$

Para assegurar uma ondulação de corrente de 15% do valor médio, adota-se o seguinte valor de indutância:

$$L = \frac{V_i D}{f_{ch} \Delta I_L}. \quad (2.42)$$

$$L = \frac{300 \cdot 0,323}{25 \cdot 10^3 \cdot 0,812} = 4,8 \text{ mH.}$$

Definido o valor de indutância, resta determinar as características geométricas do núcleo ferromagnético e os condutores para o dispositivo. As especificações para o projeto físico do indutor são mostradas na Tabela 2.3.

Tabela 2.3. Especificações para o projeto físico do indutor.

Parâmetros	Valores nominais
K_w (fator de ocupação da janela do núcleo)	0,7
B_{\max} (densidade de fluxo magnético)	0,3 T. Unidade equivalente: (H.A/m ²)
J_{\max} (densidade de corrente)	400 A/cm ²
L (indutância)	4,8 mH
$I_{L_{ef}}$ (corrente eficaz no indutor)	5,41 A
$I_{L_{\max}}$ (corrente máxima no indutor)	5,815 A

Fonte: próprio autor.

A partir dos dados contidos na Tabela 2.3 pode-se determinar o núcleo para o projeto do indutor:

$$A_e A_w = \frac{L I_{L_{\max}} I_{Leff} \cdot 10^4}{K_w B_{\max} J_{\max}}. \quad (2.43)$$

$$A_e A_w = \frac{4,8 \cdot 10^{-3} \cdot 5,815 \cdot 5,41 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3400} = 17,98 \text{ cm}^4.$$

Utilizando a definição do produto de áreas, foi selecionado o núcleo NEE 65/33/26 de material IP12R da fabricante Thornton Eletrônica LTDA. A Tabela 2.4 mostra os dados do núcleo, obtidos em [44].

Tabela 2.4. Dados geométricos do núcleo 65/33/26.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal (A_e)	5,32 cm ²
Área da janela do núcleo magnético (A_w)	5,48 cm ²
Produto das áreas	29,15 cm ⁴
Comprimento médio magnético	14,7 cm
Volume	78,2 cm ³
Peso	193,5 g
Altura da janela do núcleo (G)	4,4 cm

Fonte: adaptada de [44].

Quanto ao número de espiras do indutor, emprega-se a seguinte expressão para uma estimativa inicial:

$$N = \frac{L I_{L_{\max}} \cdot 10^4}{B_{\max} A_e}. \quad (2.44)$$

$$N = \frac{4,8 \cdot 10^{-3} \cdot 5,815 \cdot 10^4}{0,35,32} \cong 175 \text{ espiras}.$$

Considerando que μ_0 seja igual a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, o entreferro total L_g do núcleo é dado por:

$$L_g = \frac{N^2 \mu_0 A_e \cdot 10^{-2}}{L}. \quad (2.45)$$

$$L_g = \frac{175^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32 \cdot 10^{-2}}{4,8 \cdot 10^{-3}} \cong 0,426 \text{ cm.}$$

De acordo com [45], devido ao espraçamento do fluxo magnético na região do entreferro, deve-se efetuar a correção do número de espiras. Considerando-se que G é altura da janela do núcleo magnético, indicada na Tabela 2.4, calcula-se inicialmente o fator de correção F_c :

$$F_c = 1 + \frac{L_g}{\sqrt{A_e}} \ln\left(\frac{2G}{L_g}\right). \quad (2.46)$$

$$F_c = 1 + \frac{0,426}{\sqrt{5,32}} \ln\left(\frac{2,4,4}{0,426}\right) \cong 1,56.$$

O número corrigido de espiras é dado por:

$$N_c = \frac{N}{\sqrt{F_c}}. \quad (2.47)$$

$$N_c = \frac{175}{\sqrt{1,56}} \cong 140 \text{ espiras.}$$

Quanto à escolha do condutor, deve-se determinar o diâmetro máximo que o mesmo poderá ter a fim de minimizar o efeito pelicular no fio. Inicialmente, calcula-se o a profundidade de penetração δ do condutor a 100 °C:

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{ch}}}. \quad (2.48)$$

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{25 \cdot 10^3}} \cong 0,047 \text{ cm.}$$

O diâmetro máximo admissível para o condutor é dado por:

$$d_{fio_max} \leq 2\delta. \quad (2.49)$$

$$d_{fio_max} \leq 2.0,047 \cong 0,095 \text{ cm.}$$

A área do condutor é dada por:

$$A_{fio} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}}. \quad (2.50)$$

$$A_{fio} = \frac{5,41}{400} \cong 0,0135 \text{ cm}^2.$$

Foi escolhido o condutor AWG 26 pela maleabilidade e facilidade de manipulação. Possui diâmetro de 0,04 cm, atendendo à especificação de diâmetro admissível. A área de cobre desse condutor é de 0,001287 cm². Dessa forma, para atender a especificação de área mínima, são colocados onze condutores AWG 26 em paralelo:

$$N_{fio} = \frac{A_{fio}}{A_{26AWG}}. \quad (2.51)$$

$$N_{fio} = \frac{0,0135}{0,001287} \cong 11.$$

Por fim, verifica-se o fator de utilização da janela do núcleo considerando a área total do fio isolado:

$$K_u = \frac{N_{fio} N_c A_{fio_isolado}}{A_w}. \quad (2.52)$$

$$K_u = \frac{11.140.0,001679}{5,48} \cong 47\%.$$

2.4.3 Dimensionamento da Chave Ativa *SI*

Para definir qual dispositivo semicondutor será empregado como chave ativa do circuito, é necessário conhecer os valores médio e eficaz de corrente pelo componente, além da tensão reversa à qual o mesmo será submetido. A corrente média da chave *SI* é calculada através de (2.21):

$$I_{S1} = 5,41 \cdot 0,323 = 1,75 \text{ A.} \quad (2.53)$$

O valor eficaz da corrente na chave ativa é calculada através de (2.23):

$$I_{S1ef} = 5,41 \cdot \sqrt{0,323} = 3,08 \text{ A.} \quad (2.54)$$

O valor de pico de corrente na chave ativa é igual à corrente máxima pelo indutor:

$$I_{S1max} = I_{Lmax} = 5,82 \text{ A.} \quad (2.55)$$

A partir de (2.19) determina-se a tensão à qual a chave *SI* fica submetida quando está aberta e opera em condições nominais:

$$V_{S1max} = 444 \text{ V.} \quad (2.56)$$

A Tabela 2.5 mostra os dados, obtidos em [46], referentes à chave selecionada.

Tabela 2.5. Dados referentes à chave ativa selecionada.

Parâmetro	Valor
Tipo	IGBT
Fabricante	International Rectifier
Referência	IRGP50B60PDPbF
Máxima tensão Coletor-Emissor	600 V
Máxima corrente de coletor (contínua)	42 A (100 °C)
Faixa de operação para temperatura de junção	-55 °C a 150 °C

Fonte: adaptada de [46].

2.4.4 Dimensionamento da Chave Passiva D1

De forma similar a especificação da chave ativa, deve-se determinar os valores de corrente média, eficaz e tensão reversa sobre o dispositivo a ser empregado como chave passiva. A corrente média que circula por D1 é calculada utilizando (2.27):

$$I_{D1} = 5,41 \cdot (1 - 0,323) = 3,66 \text{ A.} \quad (2.57)$$

O valor eficaz de corrente é obtido a partir de (2.29):

$$I_{D1ef} = 5,41 \cdot \sqrt{1 - 0,323} = 4,45 \text{ A.} \quad (2.58)$$

O valor de pico da chave passiva é igual à corrente máxima pelo indutor:

$$I_{D1max} = I_{Lmax} = 5,82 \text{ A.} \quad (2.59)$$

A partir de (2.25) determina-se a tensão à qual a chave D1 fica submetida quando está aberta e opera em condições nominais:

$$V_{D1max} = 444 \text{ V.} \quad (2.60)$$

A Tabela 2.6 mostra os dados, obtidos em [47], referentes ao diodo selecionado.

Tabela 2.6. Dados referentes ao diodo selecionado.

Parâmetro	Valor
Tipo	Ultrarrápido
Fabricante	International Rectifier
Referência	30ETH06
Máxima tensão reversa	600 V
Máxima corrente de direta	30 A (100 °C)
Máxima corrente não repetitiva de surto	200 A
Queda de tensão em condução	1,75 V (150 °C)
Faixa de operação para temperatura de junção	-65 °C a 175 °C

Fonte: adaptada de [47].

2.4.5 Dimensionamento do Capacitor Filtro de Saída

Considerando a ondulação admissível de 0,5% na tensão de saída do conversor, calcula-se a capacitância inicial de projeto para condições nominais [43]:

$$Co = \frac{P_0 D}{V_0^2 (\% \Delta V_0) f_{ch}}. \quad (2.61)$$

$$Co = \frac{500 \cdot 0,323}{144^2 \cdot 0,005 \cdot 25 \cdot 10^3} \cong 62 \mu\text{F}.$$

O valor eficaz de corrente no capacitor é calculado através de (2.33):

$$I_{Coef} = \sqrt{\left(\frac{500}{144}\right)^2 + \left((5,41)^2 - \frac{2,5 \cdot 41 \cdot 500}{144}\right)(1 - 0,323)} \cong 2,54 \text{ A}.$$

Por se tratar de um capacitor eletrolítico, deve-se considerar a queda de tensão pela resistência em série r_c do dispositivo. De acordo com [43], a queda de tensão ΔV_{0res} é calculada por:

$$\Delta V_{0res} = \Delta I_{Co} r_c = I_{Lmax} r_c. \quad (2.62)$$

A partir de (2.62) pode-se estimar um valor adequado para a resistência r_c considerando a ondulação de tensão do projeto:

$$r_c \leq \frac{(0,5\%) V_{0max}}{I_{Lmax}}. \quad (2.63)$$

$$r_c \leq \frac{(0,005) \cdot 162}{5,82} \cong 0,1392 \Omega.$$

Os critérios de corrente eficaz e resistência em série determinam a seleção de uma capacitância muito superior à inicialmente calculada. A Tabela 2.7 mostra os dados, obtidos

de [48], referentes ao capacitor selecionado. Foram selecionados dois capacitores para serem dispostos em paralelo.

Tabela 2.7. Dados referentes aos capacitores de saída.

Parâmetro	Valor
Tipo	Eletrolítico
Fabricante	EPCOS
Referência	B43304
Capacitância nominal	470 μF
Tensão máxima	250 V
Corrente eficaz máxima	1,7 A à 85 °C
Resistência em série típica r_c	0,330 Ω

Fonte: adaptada de [48].

2.5 Considerações Finais.

Neste capítulo foram apresentadas as descrições qualitativas e quantitativas da topologia Buck-Boost modificada, que visa a manter as tensões de entrada e saída com a mesma polaridade. Para o cálculo dos esforços, foi adotada uma simplificação nas funções de valores instantâneos de corrente, tendo sido considerados os valores médios da variável. Dessa forma, a determinação de valores eficazes foi simplificada, sem perda de precisão dos resultados. Na parte final do capítulo foi apresentado o projeto do circuito de potência, com a escolha dos principais componentes com base nos cálculos dos esforços de tensão e corrente sobre os mesmos. O dimensionamento do indutor foi realizado considerando-se condições nominais de operação, sendo assegurado que a ondulação de corrente nesse dispositivo esteja em conformidade com as considerações de projeto desde que o conversor opere nas condições mencionadas. Vale ressaltar que a análise e o projeto do conversor foram feitos para o regime permanente do sistema, seguindo-se as especificações contidas no capítulo.

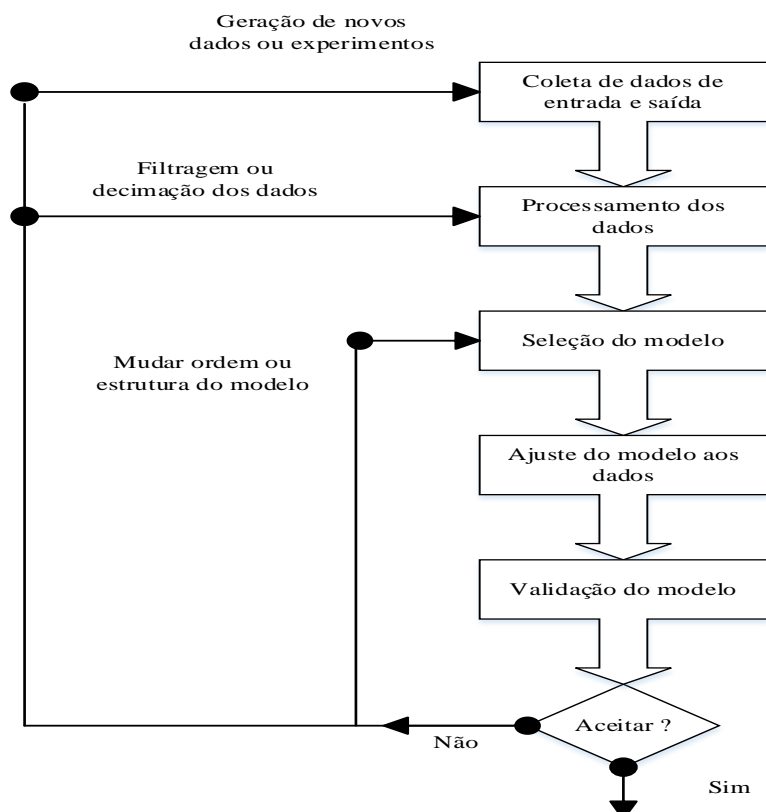
CAPÍTULO 3 – IDENTIFICAÇÃO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

3.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo são apresentados os procedimentos para identificar as funções de transferência do conversor CC-CC Buck-Boost. Inicialmente, é considerada uma carga resistiva equivalente para efeito de comparação entre o modelo identificado e o modelo da chave PWM.

Os procedimentos gerais para identificação de modelos tipo caixa preta e caixa cinza são mostrados no fluxograma da Figura 3.1. Pode-se observar a partir da Figura 3.1 que o processo de identificação deve ser repetido até que o modelo seja validado de forma satisfatória. Para que a identificação seja realizada com êxito, é necessário realizar escolhas coerentes relacionadas ao teste aplicado, ao processamento dos dados e ao modelo matemático selecionado.

Figura 3.1 – Sequência de procedimentos no processo de identificação de sistemas.



Fonte: próprio autor.

A definição do modelo matemático empregado, o teste aplicado ao sistema com sinal de perturbação apropriado e o algoritmo utilizado para a identificação do modelo são apresentados nas seções seguintes.

3.2 Representações não Lineares de Sistemas

Os sistemas reais são, na sua grande maioria, não lineares. Usualmente busca-se descrever tais sistemas por intermédio de modelos lineares. Para o caso dos conversores CC-CC, são definidos pontos de operação específicos em que o circuito pode ser descrito por modelos lineares de pequenos sinais. Tais modelos têm validade restrita, além de não reproduzirem corretamente a característica estática do conversor para o caso de uma perturbação tipo degrau na variável de controle [39]. Dessa forma, podem ser aplicados aos modelos não lineares para contornar as limitações típicas dos modelos lineares. A seguir são apresentados alguns dos modelos mais usuais.

3.2.1 Séries de Volterra

Considerando $y(t)$ a saída de um sistema não linear e $u(t)$ a sua entrada, a representação de tal sistema segundo a série de Volterra é dada por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t h_1(\tau_1)u(t-\tau_1)d\tau_1 + \iint_{-\infty}^t h_2(\tau_1, \tau_2)u(t-\tau_1)u(t-\tau_2)d\tau_2 + \dots \quad (3.1)$$

$$\int_{-\infty}^t \dots \int_{-\infty}^t h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n u(t-\tau_i) d\tau_1, \dots$$

com as funções h_j representando as generalizações não lineares da resposta ao impulso.

Pode-se notar a partir de (3.1) que a saída do sistema depende de combinações não lineares envolvendo apenas a entrada do sistema. Mesmo para sistemas pouco não lineares, a série de Volterra resulta numa grande quantidade de parâmetros a determinar, sendo essa a maior dificuldade prática no emprego desse modelo.

3.2.2 Representações NARX

Os modelos NARX são representações discretas no tempo, capazes de descrever a saída $y(t)$ de um sistema não linear em função de valores prévios dos sinais de entrada $u(t)$ e de saída. A forma genérica do modelo NARX é dada por:

$$y(k) = \sum_i c_i \prod_{j=1}^{N_y} y(k-j) \prod_{r=1}^{N_u} u(k-r) + e(k), \quad (3.2)$$

sendo c_i coeficientes reais e $e(k)$ o ruído ou erro na equação de regressão, inerente ao sistema, fazendo com que o modelo seja classificado como de *erro na equação*. O ruído pode representar, por exemplo, uma não idealidade do sistema, ocasionando pequenas flutuações nos dados de saída do sistema. Em muitas situações o ruído pode ser considerado desprezível ou nulo para representação do sistema.

A partir de (3.2) observa-se que o valor da saída depende de combinações lineares e não lineares que envolvem valores anteriores de entrada e saída. Com o intuito de ilustrar uma possível representação do modelo NARX, tem-se o seguinte exemplo:

$$y(k) = c_1 y(k-1) + c_2 u(k-3) + c_3 y^3(k-2) u^2(k-1) + e(k). \quad (3.3)$$

É conveniente definir agora o conceito de regressores do sistema. Estes representam os termos regressivos do modelo utilizados para descrever a variável de saída do sistema. Considerando (3.3), o vetor de regressores $\psi(k-1)$ associado à representação é dado por:

$$\psi(k-1) = [y(k-1) \quad u(k-3) \quad y^3(k-2) u^2(k-1)]^T. \quad (3.4)$$

Observa-se que a variável $y(k)$ em (3.3) é função dos três termos regressivos indicados à direita do sinal de igualdade de (3.4).

Outro elemento a ser definido é o vetor de parâmetros θ associado ao modelo matemático. É um vetor que contém os coeficientes de uma determinada representação matemática. Considerando (3.3), tem-se o seguinte vetor θ de parâmetros:

$$\theta = [c_1 \ c_2 \ c_3]^T. \quad (3.5)$$

Assim, (3.3) pode ser expressa da seguinte forma:

$$y(k) = \psi^T \theta + e(k). \quad (3.6)$$

3.2.3 Representações NARMAX

O modelo NARMAX apresenta como principal diferença em relação ao modelo NARX o fato de incluir regressores envolvendo o ruído do modelo. Para um dado sistema não linear, a relação entre saída $y(t)$ e entrada $u(t)$, segundo o modelo NARMAX, é dada por:

$$y(k) = \sum_i c_i \prod_{j=1}^{N_y} y(k-j) \prod_{r=1}^{N_u} u(k-r) \prod_{q=0}^{N_e} e(k-q). \quad (3.7)$$

A seguinte expressão exemplifica o modelo NARMAX:

$$y(k) = c_1 y(k-1) + c_2 u(k-3) + c_3 y^3(k-2) u^2(k-1) + c_4 e^2(k-1). \quad (3.8)$$

Assim, os regressores associados à representação expressa em (3.8) é dada por:

$$\psi(k-1) = [y(k-1) \quad u(k-3) \quad y^3(k-2) u^2(k-1) \quad e^2(k-1)]^T. \quad (3.9)$$

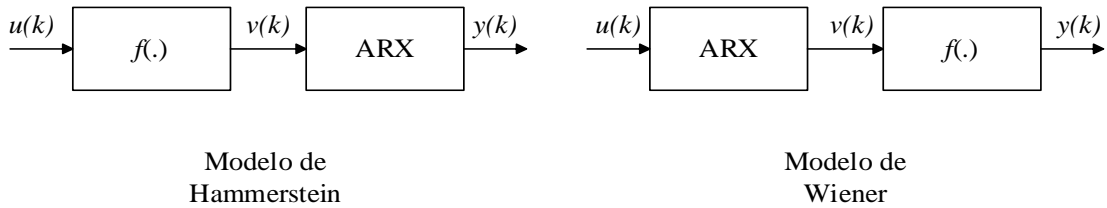
Em (3.9), apenas os três primeiros termos são considerados termos do processo, que são a parte NARX do modelo, sendo o último termo considerado uma extensão do vetor de regressão.

3.2.4 Modelos de Hammerstein e Wiener

Conforme exposto inicialmente na Seção 1.3, os modelos de Hammerstein e Wiener são compostos por uma não linearidade estática $f(\cdot)$ em cascata com um modelo dinâmico linear. A Figura 3.2 mostra o diagrama de ambos os modelos. Observa-se que no

caso do modelo de Hammerstein, a não linearidade estática precede o modelo dinâmico linear, ocorrendo o inverso para o modelo de Wiener. Para os esquemas ilustrados na Figura 3.2, foram consideradas estruturas ARX para compor o modelo dinâmico linear.

Figura 3.2 – Modelos de Hammerstein e Wiener.



Fonte: adaptada de [4].

O modelo ARX difere do NARX pelo fato de possuir apenas regressores lineares em sua estrutura. Para ilustrar possíveis representações envolvendo o modelo Hammerstein, tem-se o seguinte exemplo:

$$y(k) = a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_y} y(k-n_y) + b_1 v(k-1) + \dots + b_{n_u} v(k-n_u). \quad (3.10)$$

Sendo a_i e b_i coeficientes dos modelos ARX de Hammerstein e de Wiener.

Observa-se que (3.10) expressa apenas a parte linear do modelo de Hammerstein, tendo por regressores os seguintes elementos:

$$\psi_{ARX}(k-1) = [y(k-1) \ \dots \ y(k-n_y) \ v(k-1) \ \dots \ v(k-n_u)]^T. \quad (3.11)$$

Deve-se ressaltar que (3.11) indica apenas os regressores do modelo dinâmico ARX do modelo de Hammerstein. Alternativamente, o vetor de regressores é dado por:

$$\psi_{ARX}(k-1) = [y(k-1) \ \dots \ y(k-n_y) \ f(u(k-1)) \ \dots \ f(u(k-n_u))]^T. \quad (3.12)$$

Dessa forma, o modelo de Hammerstein pode ser expresso como uma função da entrada e da saída do sistema, sendo (3.10) rescrita da seguinte forma:

$$y(k) = a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_y} y(k-n_y) + b_1 f(u(k-1)) + \dots + b_{n_u} f(u(k-n_u)). \quad (3.13)$$

Para ilustrar a representação de Wiener, estabelece-se a relação entre as variáveis $v(k)$ e $u(k)$:

$$v(k) = a_1 v(k-1) + \dots + a_{n_y} v(k-n_y) + b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_u} u(k-n_u). \quad (3.14)$$

A equação (3.14) expressa apenas a estrutura ARX do modelo de Wiener, com vetor de regressores dado por:

$$\psi_{ARX}(k-1) = [v(k-1) \ \dots \ v(k-n_y) \ \ u(k-1) \ \dots \ u(k-n_u)]^T. \quad (3.15)$$

Os regressores podem ser expressos da seguinte forma:

$$\psi_{ARX}(k-1) = [f^{-1}(y(k-1)) \ \dots \ f^{-1}(y(k-n_y)) \ \ u(k-1) \ \dots \ u(k-n_u)]^T. \quad (3.16)$$

Dessa forma, obtém-se a seguinte expressão para relacionar a saída e a entrada do modelo de Wiener:

$$y(k) = a_1 f^{-1}(y(k-1)) + \dots + a_{n_y} f^{-1}(y(k-n_y)) + b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_u} u(k-n_u). \quad (3.17)$$

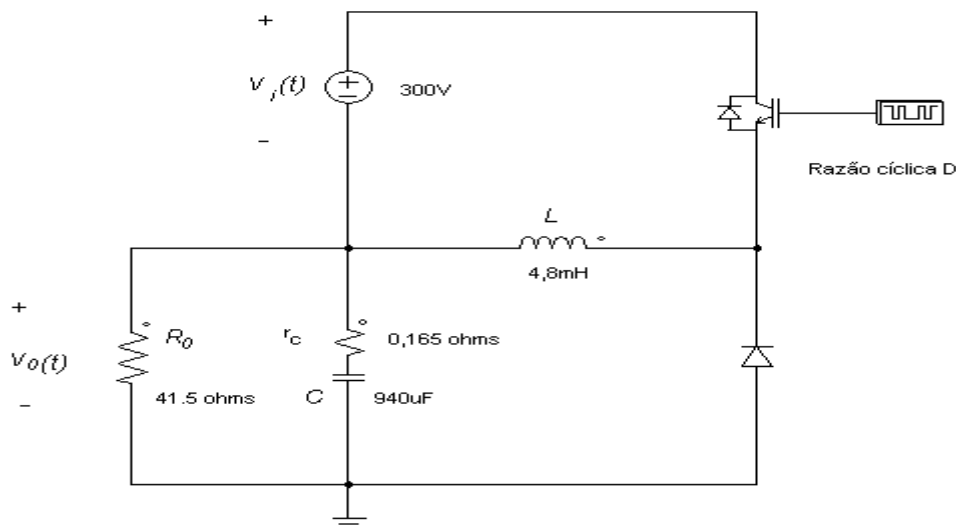
Pela simplicidade da estrutura e por possibilitar a aplicação direta do conhecimento prévio da característica estática do conversor, foi selecionado o modelo de Hammerstein para identificar a função de transferência $G_v(s)$ que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica do conversor. Na seção seguinte, são apresentados os procedimentos para a identificação da função $G_v(s)$ do conversor Buck-Boost.

3.3 Método de Identificação da FT que Relaciona a Tensão de Saída e a Razão Cíclica ($G_v(s)$)

A identificação do sistema segundo o modelo de Hammerstein é dividido em duas partes: determinação da não linearidade estática $f(\cdot)$ e identificação do modelo dinâmico linear

ARX. A Subseção 3.3.1 apresenta o método para determinar a característica estática do conversor. A estrutura do modelo ARX utilizado é apresentada na Subseção 3.3.2. O algoritmo de mínimos quadrados com restrições é apresentado na Subseção 3.3.3, sendo empregado para determinação do vetor de parâmetros do modelo dinâmico linear. Para gerar o conjunto de dados para identificação, é utilizada uma perturbação do tipo PRBS na variável de controle, sendo observada a correspondente resposta do sistema. Aspectos práticos para a implementação do sinal de perturbação são descritos na Subseção 3.3.4. Os resultados de identificação e a validação da função de transferência que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica do conversor são apresentados na Subseção 3.3.5. A Figura 3.3 mostra o conversor Buck-Boost envolvido no processo de identificação.

Figura 3.3 – Conversor Buck-Boost a ser identificado.

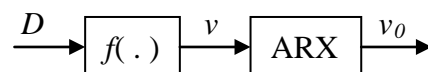


Fonte: próprio autor.

3.3.1 Característica Estática não Linear do Conversor

A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos do modelo de Hammerstein, considerando as variáveis de entrada e saída do conversor.

Figura 3.4 – Modelo de Hammerstein para modelagem do conversor.



Fonte: adaptada de [4].

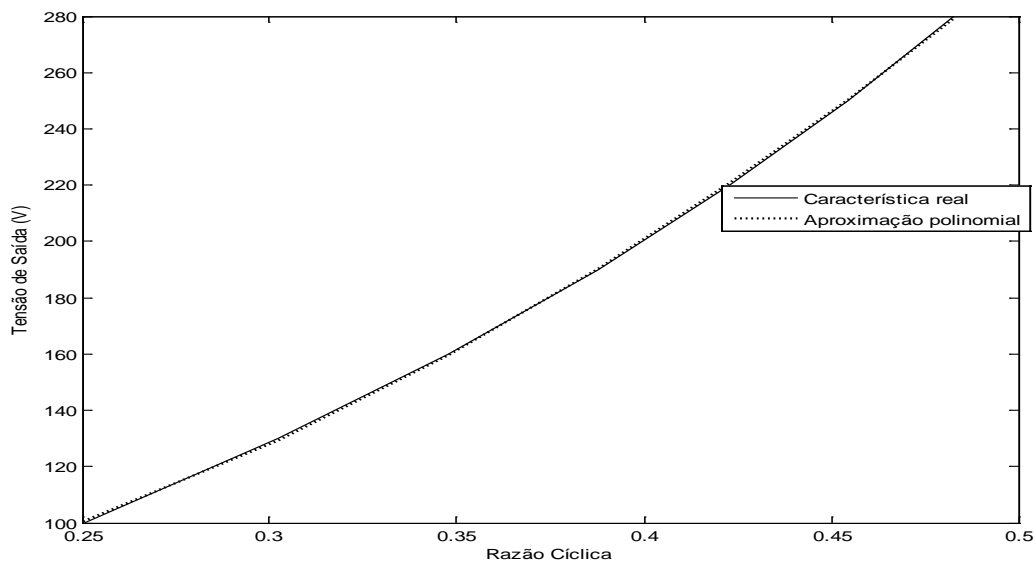
A partir da Figura 3.4, podem ser observadas as variáveis de entrada e saída para o sistema considerado. A variável v é considerada uma variável intermediária, e se relaciona a D , que é a razão cíclica, por uma função estática não linear $f(\cdot)$. Admitindo que v represente o valor estático médio da tensão de saída para um determinado valor de D e considerando (2.8), obtém-se:

$$v = \frac{DV_i}{(1-D)} = f(D). \quad (3.18)$$

A equação (3.18), que mostra a expressão para a não linearidade estática do modelo de Hammerstein, pôde ser obtida a partir do conhecimento *a priori* de que o sistema identificado é um conversor Buck-Boost.

Para o caso de não haver conhecimento prévio da característica estática do sistema, devem ser observados os valores de tensão de saída em regime permanente do conversor para um conjunto de razões cíclicas distintas. Dessa forma, pode-se construir um gráfico da característica estática do sistema e deduzir um polinômio que descreva adequadamente a relação entre v e D . A Figura 3.5 mostra a comparação entre a característica estática real do conversor da Figura 3.3 e uma aproximação polinomial de segunda ordem.

Figura 3.5 – Comparação entre a característica estática real e a aproximação polinomial.



O polinômio de segunda ordem que melhor representa a característica estática real do conversor foi obtido através do comando *polyfit* do *MATLAB*, e é dado por:

$$f(D) = 1224D^2 - 129,3D + 56,4. \quad (3.19)$$

3.3.2 Modelo Dinâmico ARX

Definida a não linearidade estática $f(\cdot)$, torna-se conhecido o valor da variável v para qualquer valor de D . Dessa forma, pode ser iniciado o processo de determinação do modelo dinâmico linear discreto que relaciona a saída v_0 e a variável intermediária v , conforme indica a Figura 3.4. A forma geral do modelo ARX é dada por:

$$A(q)v_0(k) = B(q)f(D) = B(q)v(k). \quad (3.20)$$

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{nA}q^{-nA}. \quad (3.21)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{nB}q^{-nB}. \quad (3.22)$$

O termo q^{-1} representa o operador atraso unitário no domínio do tempo discreto. A partir de (3.20), (3.21) e (3.22), obtém-se a seguinte função de transferência em z , relacionando $V_0(z)$ e $V(z)$:

$$\frac{V_0(z)}{V(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{nB}z^{-nB}}{1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{nA}z^{-nA}}. \quad (3.23)$$

Uma vez que a função $f(\cdot)$ representa o ganho estático total do sistema, deve-se assegurar que a função de transferência expressa em (3.23) possua ganho unitário em regime permanente. Tal condição deve ser satisfeita, já que o modelo ARX está em cascata com a não linearidade estática, conforme observado na Figura 3.4. Dessa forma, obtém-se a seguinte relação:

$$\lim_{z \rightarrow 1} \frac{V_0(z)}{V(z)} = \frac{b_0 + b_1 + \dots + b_{nB}}{1 + a_1 + \dots + a_{nA}} = 1. \quad (3.24)$$

A partir de (3.24), obtém-se a seguinte relação para os coeficientes do modelo ARX:

$$b_0 + b_1 + \dots + b_{n_B} - a_1 - \dots - a_{n_A} = 1. \quad (3.25)$$

Conforme definido na Subseção 3.2.2, os coeficientes do modelo ARX podem ser agrupados no vetor de parâmetros do modelo:

$$\theta = [a_1 \dots a_{n_A} \quad b_0 \quad b_1 \dots b_{n_B}]^T. \quad (3.26)$$

Observa-se que (3.26) possui $(n_A + n_B + 1)$ termos. Para estabelecer uma relação matricial que restrinja os coeficientes do modelo, define-se a matriz S :

$$S = [-1 \dots -1 \quad 1 \quad 1 \dots 1]. \quad (3.27)$$

A matriz expressa em (3.27) apresenta apenas uma linha com os primeiros n_A valores iguais a -1 e os últimos $(n_B + 1)$ valores iguais a 1. Assim, considerando (3.26) e (3.27), (3.25) pode ser expressa na forma matricial:

$$S\theta = 1. \quad (3.28)$$

A restrição em (3.28) garante que os coeficientes expressos em (3.26) serão tais que o ganho em regime permanente do modelo ARX seja unitário. Uma vez estabelecida a estrutura do modelo dinâmico linear discreto, resta definir o algoritmo empregado para identificar os coeficientes do referido modelo.

3.3.3 Algoritmo de Mínimos Quadrados com Restrições Aplicado ao Modelo ARX

No procedimento de identificação, considera-se que o modelo ARX é tipo caixa preta, sendo conhecidos apenas os dados de entrada e saída do sistema para um dado ensaio ou simulação. Para ilustrar a formação dos elementos envolvidos nos cálculos, é considerado um modelo ARX contendo dois polos e dois zeros:

$$v_0(k) = -a_1 v_0(k-1) - a_2 v_0(k-2) + b_0 v(k) + b_1 v(k-1) + b_2 v(k-2). \quad (3.29)$$

Na expressão (3.29) foi considerado desprezível o efeito do ruído, não sendo incluído na equação. O problema de identificação consiste em determinar quais são os coeficientes em (3.29) que melhor adéquam o modelo ao conjunto de dados disponíveis. Considerando que em (3.29) o maior atraso no tempo discreto é de $(k-2)$, as equações devem ser iniciadas para k igual a 2:

$$v_0(2) = -a_1 v_0(1) - a_2 v_0(0) + b_0 v(2) + b_1 v(1) + b_2 v(0). \quad (3.30)$$

A equação (3.30) torna evidente que o valor de saída no instante $k=2$ depende dos valores medidos, de entrada e saída, nos instantes $k=1$ e $k=0$. Assim, incrementando sucessivamente os valores de k até o valor total de amostras N_A , obtém-se o seguinte sistema de equações:

$$\begin{aligned} v_0(2) &= -a_1 v_0(1) & -a_2 v_0(0) & +b_0 v(2) & +b_1 v(1) & +b_2 v(0) \\ v_0(3) &= -a_1 v_0(2) & -a_2 v_0(1) & +b_0 v(3) & +b_1 v(2) & +b_2 v(1) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_0(N_A) &= -a_1 v_0(N_A-1) & -a_2 v_0(N_A-2) & +b_0 v(N_A) & +b_1 v(N_A-1) & +b_2 v(N_A-2). \end{aligned} \quad (3.31)$$

A expressão (3.31) indica que, para cada instante, a saída depende de valores passados de entrada e saída. Por essa razão o modelo é denominado autorregressivo. O sistema de equações (3.31) pode ser reescrito na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_0(2) \\ v_0(3) \\ \vdots \\ v_0(N_A) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -v_0(1) & -v_0(0) & +v(2) & +v(1) & +v(0) \\ -v_0(2) & -v_0(1) & +v(3) & +v(2) & +v(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -v_0(N_A-1) & -v_0(N_A-2) & +v(N_A) & +v(N_A-1) & +v(N_A-2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

É conveniente definir o vetor de saída Y para a equação (3.32):

$$Y = \begin{bmatrix} v_0(2) \\ v_0(3) \\ \vdots \\ v_0(N_A) \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Adicionalmente, define-se a matriz de observação ϕ para a equação (3.32):

$$\phi = \begin{bmatrix} -v_0(1) & -v_0(0) & +v(2) & +v(1) & +v(0) \\ -v_0(2) & -v_0(1) & +v(3) & +v(2) & +v(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -v_0(N_A-1) & -v_0(N_A-2) & +v(N_A) & +v(N_A-1) & +v(N_A-2) \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

A matriz ϕ contém a massa de dados de entrada e saída para o modelo ARX considerado. Na matriz ϕ existem $N_A - 1$ medidas de saída e N_A medidas de entrada referentes a um determinado ensaio ou simulação do sistema.

Pode-se observar a partir de (3.29) que o vetor de parâmetros do sistema considerado no exemplo é dado por:

$$\theta = [a_1 \quad a_2 \quad b_0 \quad b_1 \quad b_2]^T. \quad (3.35)$$

Considerando (3.33), (3.34) e (3.35), (3.32) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$Y = \phi\theta. \quad (3.36)$$

O objetivo da identificação é determinar um vetor $\hat{\theta}$ que gere a saída mais próxima possível do vetor Y :

$$\hat{Y} = \phi\hat{\theta}, \quad (3.37)$$

sendo \hat{Y} a saída gerada pelo modelo ARX. O erro entre as saídas medida e gerada é dado por:

$$Y - \hat{Y} = e. \quad (3.38)$$

Dessa forma, busca-se um vetor $\hat{\theta}$ que minimiza a seguinte função:

$$J = \sum_{K=2}^{N_A} e^2(k). \quad (3.39)$$

A expressão (3.39) indica que o vetor $\hat{\theta}$ a ser determinado deve minimizar o erro quadrático entre os valores gerados pelo modelo e os valores medidos de saída. A solução clássica de mínimos quadrados é dada por:

$$\hat{\theta} = (\phi^T \phi)^{-1} \phi^T Y. \quad (3.40)$$

O vetor $\hat{\theta}$ deve atender ainda à restrição expressa em (3.28). Assim, o novo vetor de parâmetros $\hat{\theta}_r$ atende à seguinte equação de restrição:

$$c_r = S \hat{\theta}_r, \quad (3.41)$$

sendo:

$$c_r = 1, \quad (3.42)$$

$$S = [-1 \quad -1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]. \quad (3.43)$$

Finalmente, a solução de mínimos quadrados com a restrição [49] é dada por:

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta} - (\phi^T \phi)^{-1} S^T [S (\phi^T \phi)^{-1} S^T]^{-1} (S \hat{\theta} - c_r). \quad (3.44)$$

O algoritmo implementado em *MATLAB* para determinação dos parâmetros é mostrado no Apêndice A.1 desta dissertação.

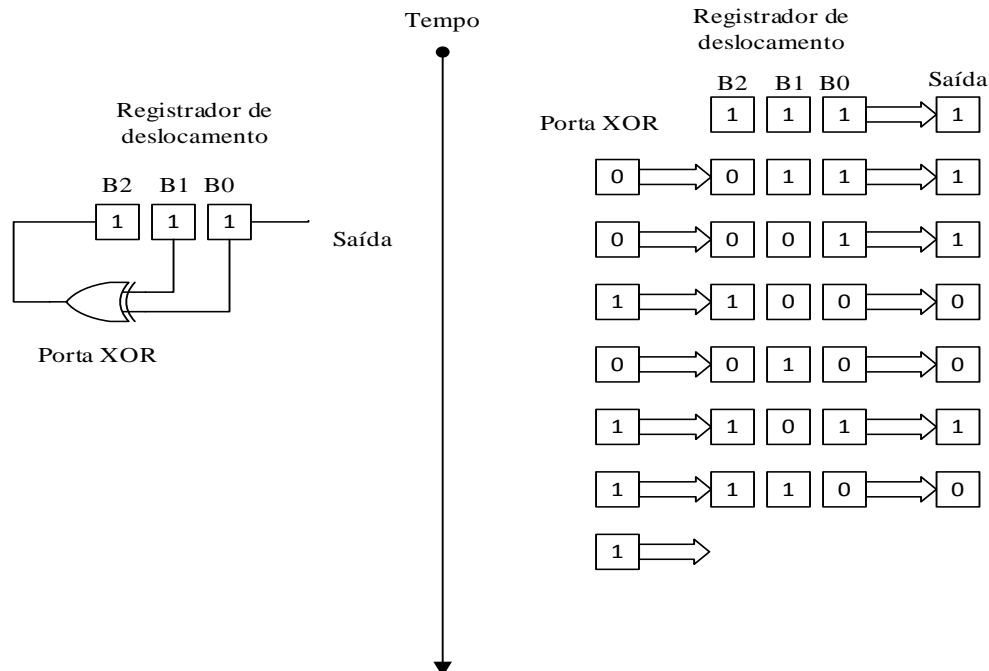
Na subseção seguinte é apresentado como gerar os dados de entrada e de saída para aplicação do método de mínimos quadrados com restrições.

3.3.4 Geração do Sinal PRBS e do Sinal de Saída

Os sinais PRBS são frequentemente utilizados em procedimentos de identificação de sistemas. Além de serem facilmente gerados, apresentam rico conteúdo espectral, sendo capazes de excitar uma ampla faixa de frequência do sistema a ser identificado. Tais sinais assumem dois valores possíveis que se alternam de forma determinística, fazendo com que a sequência de valores gerados seja periódica.

Um sinal PRBS pode ser gerado por intermédio de um registrador de deslocamento realimentado. A Figura 3.6 mostra um registrador de deslocamento de 3 bits empregado para geração de um sinal PRBS. Considerando a sequência de 3 bits B0, B1 e B2 da Figura 3.6, o deslocamento dos mesmos ocorre da esquerda para direita, isto é, a saída é o bit menos significativo B0. A realimentação do bit B2 é resultado de uma operação ou exclusivo entre os bits B0 e B1 do registrador. A sequência de deslocamentos de bits no tempo é apresentada na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Registrador de deslocamento linear de 3 bits.



Fonte: adaptada de [50].

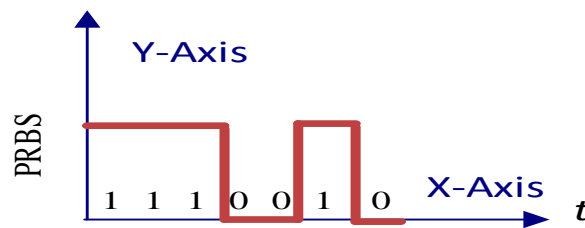
O comprimento de uma sequência gerada por um registrador de deslocamento de b bits é dado por:

$$N_b = 2^b - 1. \quad (3.45)$$

A saída do registrador ilustrado na Figura 3.6 é mostrada na Figura 3.7. Considerando que o registrador possui 3 bits, aplicando (3.45) verifica-se que o comprimento da sequência gerada pelo mesmo é igual a 7. O padrão mostrado na Figura 3.7, que corresponde a uma sequência completa do registrador, se repetirá periodicamente. Considerando que o tempo mínimo de permanência em um determinado valor do sinal seja T_m , as mudanças de nível do PRBS ocorrem em intervalos múltiplos de T_m . Devido à natureza determinística da variação do sinal, o mesmo apresenta um período T_p dado por:

$$T_p = N_b T_m. \quad (3.46)$$

Figura 3.7 – Saída do registrador de deslocamento de 3 bits.



Fonte: próprio autor.

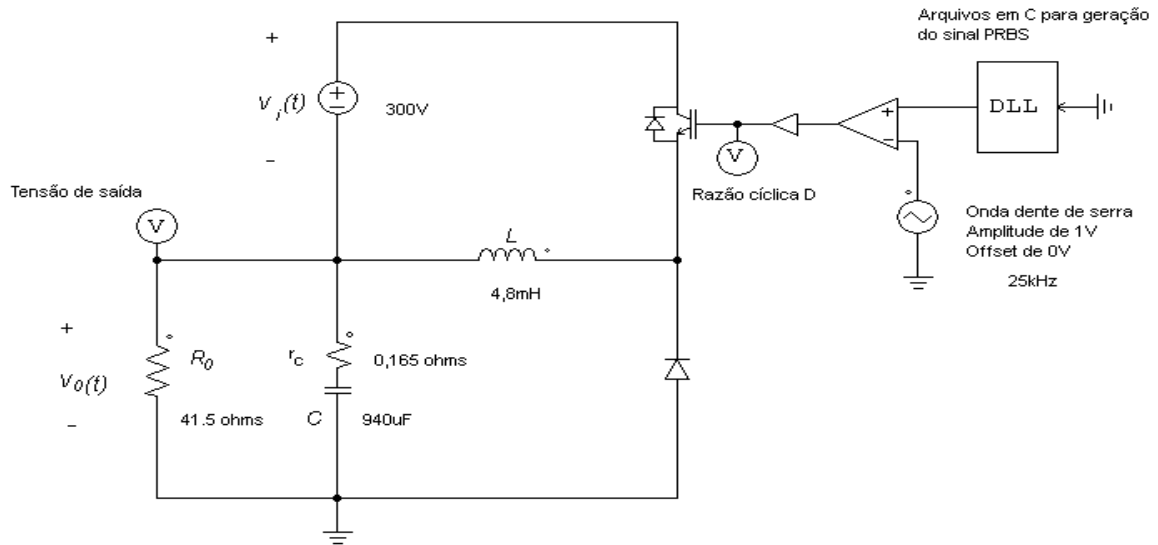
Para gerar os dados de identificação para o sistema ARX, foi empregado o esquema da Figura 3.8. A ideia central é permitir que a razão cíclica do conversor oscile entre dois níveis distintos ao se aplicar o sinal PRBS à variável de controle. O bloco DLL contém o arquivo em C para geração do referido sinal, que é ajustado para os dois níveis desejados de razão cíclica.

Em [37] e [51] são apresentadas algumas considerações práticas sobre como projetar um sinal PRBS adequado para procedimentos de identificação de sistemas.

No caso em estudo, devem ser determinados três parâmetros para o sinal PRBS: níveis de razão cíclica, tempo mínimo de duração de cada nível de razão cíclica e número total de bits do registrador.

Considerando que a razão cíclica nominal do sistema, conforme consta na Tabela 2.2, é de 0,323, foram considerados os níveis 0,323 e 0,355 para o sinal PRBS.

Figura 3.8 – Esquema para geração de dados para identificação do modelo ARX.



Fonte: próprio autor.

Para determinação do tempo mínimo T_m de permanência de cada nível do sinal PRBS, é necessário conhecer o tempo de acomodação t_a do sistema para um degrau na variável de controle. É recomendável realizar o teste com tensão de entrada tão reduzida quanto possível e com um pequeno degrau de razão cíclica, cerca de 5% a 10% do valor nominal de D . Ainda com respeito ao teste do degrau de razão cíclica, deve-se atentar também para a potência entregue à carga do conversor, sendo recomendável assegurar que o mesmo atue com pelo menos 20% da potência nominal. Para o conversor Buck-Boost em questão, a tensão de saída apresenta um tempo de acomodação de aproximadamente 200 ms frente a um degrau de razão cíclica. Foi considerado um valor dez vezes menor que o tempo de acomodação para T_m .

Quanto ao número de bits do registrador, deve-se considerar a seguinte relação [4]:

$$2^b T_m > t_a. \quad (3.47)$$

$$b > 3. \quad (3.48)$$

A equação (3.47) assegura que o período do sinal PRBS não deve ser inferior ao tempo de acomodação do sistema. É indicado em (3.48) o número mínimo de bits que o registrador deve possuir. Quanto maior for o número de bits, maior será o conteúdo espectral do sinal PRBS. Dessa forma, foi escolhido um valor de 8 bits para o registrador de deslocamento. A Tabela 3.1 resume as características do sinal PRBS aplicado à variável de

controle do conversor. O código em C para construção do sinal PRBS é mostrado no Apêndice A.2.

Tabela 3.1. Características do sinal PRBS projetado.

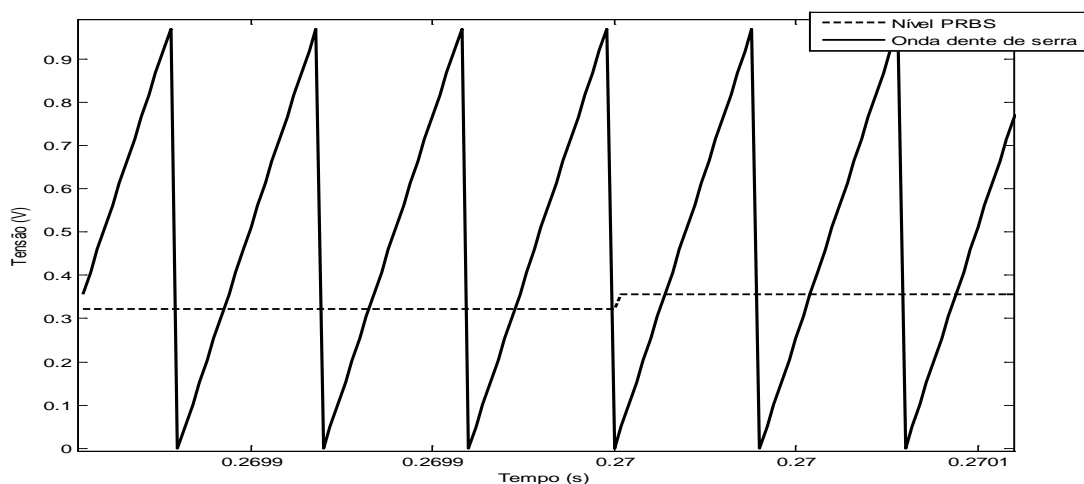
Parâmetro	Valor
Nível baixo	0,323 V
Nível alto	0,355 V
Tempo mínimo de permanência por nível (T_m)	20 ms
Número de bits da sequência	8

Fonte: próprio autor.

A Figura 3.9 ilustra como o sinal PRBS interage com a onda dente de serra para formação da razão cíclica do circuito indicado na Figura 3.8. Observa-se na Figura 3.9 o momento de transição da razão cíclica no sistema.

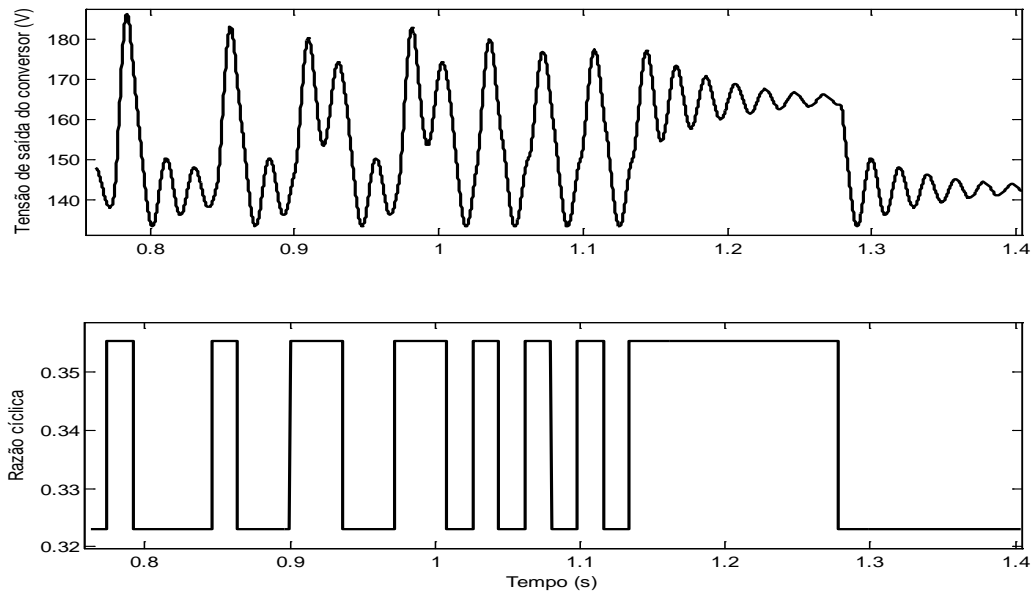
Aplicando o sinal PRBS à variável de controle, são coletados os valores de razão cíclica $D(k)$ e de tensão de saída $v_o(k)$. A Figura 3.10 mostra um exemplo de batelada de dados originados do experimento descrito nessa seção. Considerando que o tempo de amostragem do teste foi de 200 microssegundos, implica que, a cada período dessa amostragem selecionada, são coletados valores de entrada e saída dos dados contidos na Figura 3.10. Nesse estágio do processo de identificação, já deve ser conhecida a função de não linearidade estática do modelo indicado na Figura 3.4. Uma vez que se possua uma sequência definida de razões cíclicas do experimento, obtém-se uma sequência de valores para a variável intermediária $v(k)$ do modelo de Hammerstein. Sendo conhecidos os vetores $v_o(k)$ e $v(k)$, pode-se formar a matriz de observação ϕ e solucionar (3.44) para obtenção do modelo ARX do sistema.

Figura 3.9 – Interação entre o sinal PRBS e a onda dente de serra.



Fonte: próprio autor.

Figura 3.10 – Batelada de dados para identificação do modelo ARX.



Fonte: próprio autor.

3.3.5 Validação de $G_v(s)$

Conforme exposto na Seção 3.3, a identificação de $G_v(s)$ envolve determinar a não linearidade estática do sistema e estimar o modelo dinâmico ARX no domínio do tempo discreto. A função $f(\cdot)$ foi determinada na Subseção 3.3.1, sendo expressa na equação (3.19), aqui repetida por conveniência:

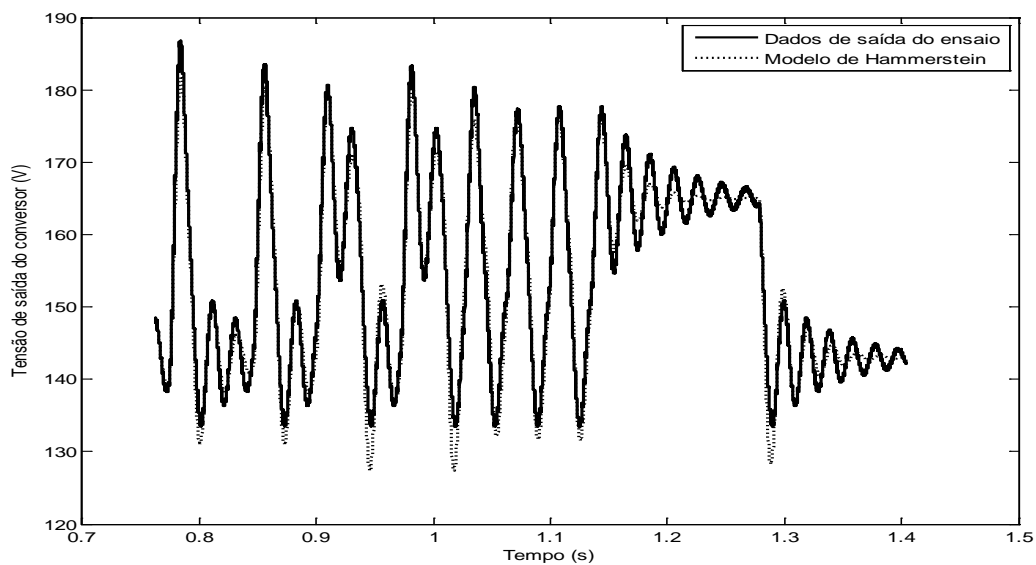
$$f(D) = 1224D^2 - 129,3D + 56,4.$$

Considerando a sequência de razões cíclicas mostrada na Figura 3.10 e conhecida a função de não linearidade estática, são obtidos os respectivos valores da variável $v(k)$ do modelo de Hammerstein. Assim, o modelo dinâmico ARX sugerido deve descrever, com a maior fidelidade possível, a tensão de saída do conversor mostrada na Figura 3.10. A função de transferência discreta identificada para o modelo ARX é dada por:

$$\frac{V_0(z)}{V(z)} = \frac{3 \cdot 10^{-4} + 30,4 \cdot 10^{-4} z^{-1} - 28,5 \cdot 10^{-4} z^{-2} - 2,5 \cdot 10^{-4} z^{-3}}{1 - 2,912 z^{-1} + 2,829 z^{-2} - 0,9166 z^{-3}}. \quad (3.49)$$

A expressão (3.49) representa o modelo dinâmico ARX com tempo de amostragem de 200 microssegundos. Por ser tipo caixa preta, não apresenta sentido físico, por isso não há relação direta entre o número de polos e zeros do modelo e a topologia investigada. A Figura 3.11 mostra o desempenho do modelo ao reproduzir os dados usados na identificação.

Figura 3.11 – Desempenho do modelo de Hammerstein para reprodução dos dados de simulação.



Fonte: próprio autor.

Uma vez que a identificação foi feita no domínio do tempo, a validação é realizada no domínio da frequência. São comparadas as respostas em frequência do conversor, do modelo da chave PWM e do modelo de Hammerstein. Antes de realizar a validação, é necessário aplicar a transformação de Tustin em (3.49) para obter a função de transferência no domínio contínuo:

$$\frac{V_0(s)}{V(s)} = \frac{-7.10^{-4}s^3 - 0,062s^2 + 9,85.10^4s + 3,22.10^7}{s^3 + 435,4s^2 + 1,21.10^5s + 3,22.10^7}. \quad (3.50)$$

Deve-se atentar ainda que (3.50) representa apenas a parte linear do modelo de Hammerstein no domínio contínuo. Para fazer uma comparação direta com o modelo da chave PWM por intermédio de diagramas de Bode, é necessário considerar um ponto de operação específico para o modelo de Hammerstein, isto é, deve-se determinar um ganho

estático para a faixa de operação em que o modelo de pequenos sinais é considerado. Assim, para obter o diagrama de Bode do modelo de Hammerstein, deve-se multiplicar o numerador de (3.50) por um ganho estático apropriado. Considerando que a varredura CA foi feita com senoides de amplitude igual a 0,0323 em torno do ponto de operação para razão cíclica de 0,323, tem-se que o pico de razão cíclica é igual a 0,355. Utilizando (3.19), determinam-se os ganhos referentes à razão cíclica nominal e à razão cíclica de pico:

$$\begin{aligned} f(D) &= 1224D^2 - 129,3D + 56,4, \\ f(0,323) &= 1224(0,323)^2 - 129,3(0,323) + 56,4 = 142,3348 \text{ V}, \\ f(0,355) &= 1224(0,355)^2 - 129,3(0,355) + 56,4 = 164,7531 \text{ V}. \end{aligned}$$

O ganho considerado para o modelo de Hammerstein é relativo à perturbação senoidal, e é dado pela seguinte expressão:

$$k_H = \frac{f(0,355) - f(0,323)}{(0,355 - 0,323)}, \quad (3.51)$$

$$k_H \cong 681 \text{ V}.$$

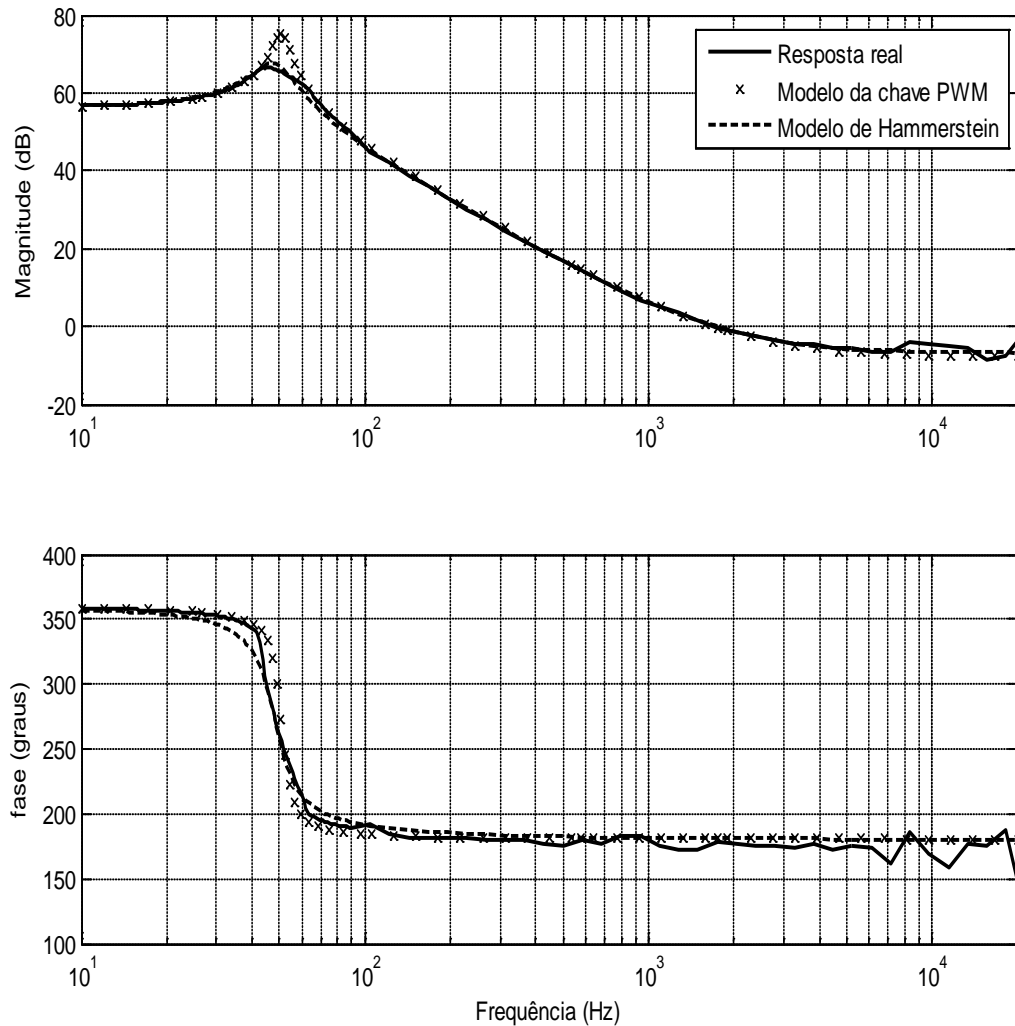
Assim, tem-se a seguinte função de transferência que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica, válida para o ponto de operação nominal (razão cíclica de 0,323):

$$G_v(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{681 \cdot (-7 \cdot 10^{-4} s^3 - 0,062 s^2 + 9,85 \cdot 10^4 s + 3,22 \cdot 10^7)}{s^3 + 435,4 s^2 + 1,21 \cdot 10^5 s + 3,22 \cdot 10^7}. \quad (3.52)$$

A Figura 3.12 mostra a validação do modelo identificado no domínio da frequência.

Para o resultado de validação mostrado na Figura 3.12 foram considerados os diagramas de Bode do conversor para uma faixa de frequência compreendida entre 10 Hz e 20 kHz. Tendo em vista a boa concordância entre o modelo de Hammerstein e a resposta real do conversor, confirma-se a eficácia do sinal PRBS quanto à sua capacidade de excitar o sistema em uma ampla faixa de frequências.

Figura 3.12 – Validação do modelo identificado de Hammerstein.



Fonte: próprio autor.

Ainda com respeito à Figura 3.12, pode-se observar que o comportamento do modelo de Hammerstein é muito próximo ao do conversor para frequências menores que 30 Hz e para frequências entre 100 Hz e 20 kHz. O ponto de maior discrepância entre a resposta do modelo identificado e a resposta real do conversor é observado na frequência de ocorrência do polo duplo do sistema. Ainda sim, é possível verificar que o modelo de Hammerstein apresenta um erro consideravelmente inferior ao do modelo da chave PWM para tal frequência.

Tendo obtido a função de transferência $G_v(s)$, resta identificar a função de transferência $G_i(s)$ que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica do conversor. Na

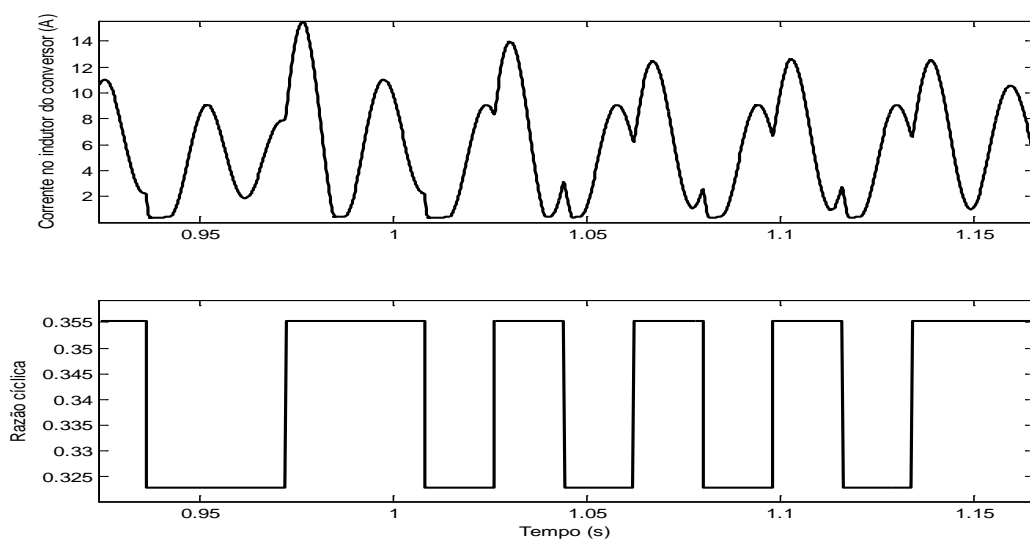
seção seguinte é apresentado o método de identificação para $G_i(s)$, sendo apresentada também a validação do modelo.

3.4 Método de Identificação da FT que Relaciona a Corrente no Indutor e a Razão Cíclica ($G_i(s)$)

Considerando que o procedimento descrito na Seção 3.3 seja empregado para identificar a função de transferência $G_i(s)$, obtém-se a batelada de dados da Figura 3.13. O teste envolvendo a aplicação do sinal PRBS à variável de controle força o sistema a uma sequência de regimes transitórios.

É possível observar a partir da Figura 3.13 que o comportamento transitório da corrente pelo indutor apresenta várias discontinuidades, além de períodos relativamente longos em que o valor da corrente permanece constante. O algoritmo de mínimos quadrados é sensível à constância de variáveis, tornando sua aplicação inviável neste trabalho. Dessa forma, para identificar satisfatoriamente a função de transferência $G_i(s)$, é necessário mudar a simulação utilizada. Deve-se aplicar um teste em que o sistema permaneça em regime estacionário. Assim, é avaliada a resposta em frequência do sistema para extração das características dinâmicas do conversor.

Figura 3.13 – Batelada de dados para identificação do modelo ARX da função de transferência $G_i(s)$.

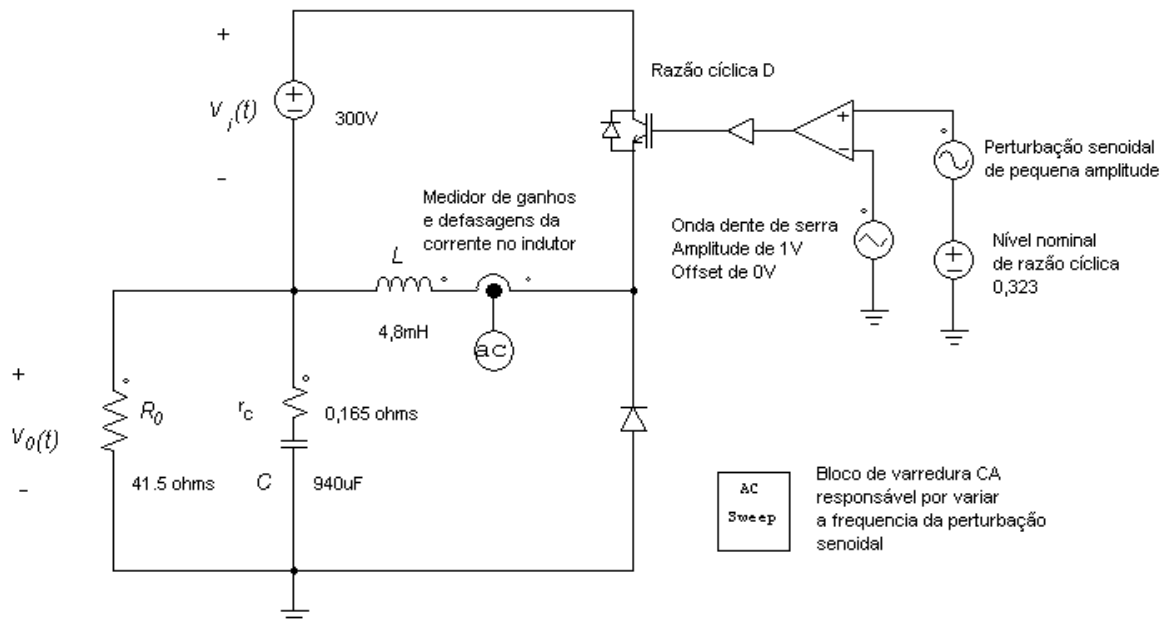


Fonte: próprio autor.

3.4.1 Varredura CA

Para obter o comportamento da corrente pelo indutor em função da razão cíclica, é realizado o procedimento de varredura CA. O teste consiste em aplicar sinais senoidais de pequena amplitude à variável de controle do sistema. Visa-se à detecção de ganho e defasagem da variável de saída em relação à perturbação aplicada para uma determinada frequência de operação em regime permanente. A Figura 3.14 mostra o esquema de simulação empregado para varredura CA. A amplitude dos sinais senoidais foi mantida em 10% do valor nominal de razão cíclica. A observação de ganho e fase da variável de saída em regime permanente é repetida para perturbações senoidais com frequências variando entre 100 Hz e 15 kHz. Dessa forma pode-se obter o diagrama de Bode do sistema.

Figura 3.14 – Esquema de simulação para varredura CA.



Fonte: próprio autor.

3.4.2 Modelagem do Processo pela Resposta em Frequência

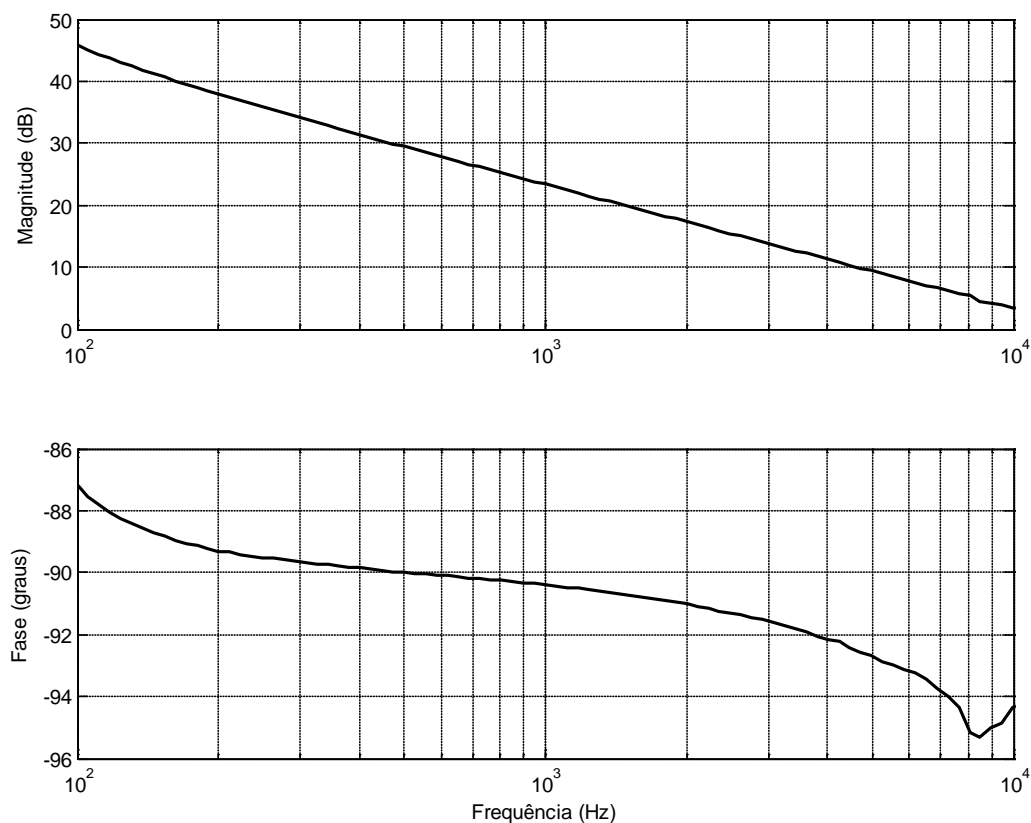
É apresentada em [52] uma metodologia para obtenção da função de transferência do processo pela resposta em frequência do sistema. Considerando a Figura 3.15 que mostra o diagrama de Bode para corrente no indutor do conversor Buck-Boost em questão, são feitas as seguintes observações:

- a) A curva de ganho apresenta uma taxa de decréscimo constante de aproximadamente 20 dB por década;
- b) A curva de fase apresenta valores compreendidos entre -88 e -95 graus para a faixa de frequência considerada.

Com base nas observações feitas, fica evidente que a função $G_i(s)$ pode ser aproximada por uma função de transferência com a seguinte estrutura:

$$G_i(s) = \frac{k_{il}}{s}. \quad (3.53)$$

Figura 3.15 – Diagrama de Bode para $G_i(s)$.



Fonte: próprio autor.

A função de transferência em (3.53) apresenta um polo na origem com ganho k_{il} , sendo este o único parâmetro do modelo a ser determinado. De acordo com o diagrama da Figura 3.15, o ganho do sistema em 100 Hz é de aproximadamente 43 dB. Assim, pode-se determinar o valor de k_{il} da seguinte forma:

$$20\log\left|\frac{k_{il}}{j\omega}\right| = 43 \text{ dB.} \quad (3.54)$$

$$20\log\left(\frac{k_{il}}{2\pi \cdot 100}\right) = 43.$$

$$20\log k_{il} - 20\log(2\pi \cdot 100) = 43.$$

$$k_{il} = 99541.$$

A partir de (3.54) obtém-se um valor de aproximadamente 99541 para a constante k_{il} .

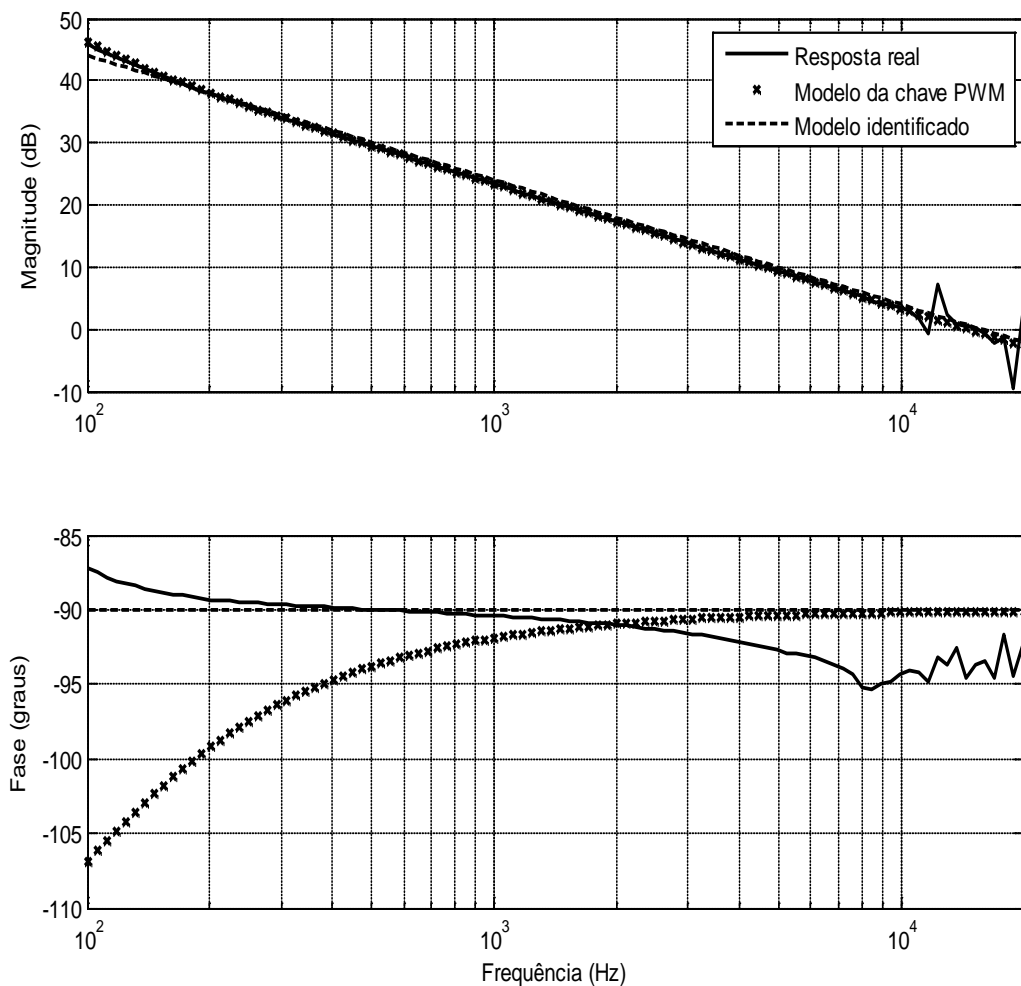
3.4.3 Validação de $G_i(s)$

O modelo linear, identificado na Subseção 3.4.2, para a função de transferência $G_i(s)$ é dado por:

$$G_i(s) = \frac{99541}{s}. \quad (3.55)$$

A Figura 3.16 mostra a validação do modelo expresso em (3.55). Nota-se que os comportamentos do conversor, do modelo identificado e do modelo da chave PWM são muito similares quanto à magnitude. No diagrama de fase são observadas maiores discrepâncias entre os comportamentos dos modelos matemáticos e do conversor. Para frequências compreendidas entre 100 Hz e 1000 Hz, o modelo identificado tem um desempenho consideravelmente melhor que o do modelo da chave PWM, apresentando um erro máximo, em módulo, inferior a 5 graus. Para frequências superiores a 1200 Hz, os comportamentos do modelo identificado e do modelo da chave PWM são praticamente indistinguíveis, ambos possuindo margem de erro de aproximadamente 5 graus em relação ao comportamento real do conversor.

Figura 3.16 – Validação para a função de transferência $G_i(s)$ identificada.



Fonte: próprio autor.

3.5 Considerações Finais

Para identificação das funções de transferência do conversor foram aplicadas diferentes técnicas. Para a função de transferência que relaciona tensão de saída e a razão cíclica, foi empregado o modelo de Hammerstein com a identificação feita no domínio do tempo. Na validação do modelo foi apresentada boa concordância com a resposta real do sistema. A estimação da função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica foi realizada pela observação da resposta em frequência do sistema. Tendo validado as funções de transferência, parte-se para o projeto de controle, tópico do Capítulo 4.

CAPÍTULO 4 – PROJETO DOS CONTROLADORES NO TEMPO DISCRETO

4.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo é apresentado o projeto dos controladores no tempo discreto para o conversor Buck-Boost investigado. Inicialmente, são estabelecidas as metas do projeto de controle. Considerando que os controladores digitais nesse projeto são obtidos a partir de suas versões analógicas, discute-se a transformação Bilinear, também conhecida como método de Tustin, utilizada para obter a forma discreta do sistema de controle. A discussão referente à transformação Bilinear visa ainda esclarecer a distorção de frequência inerente ao processo de discretização e como tal efeito pode afetar o projeto de controle. Na sequência, é realizado o projeto analógico dos compensadores para as malhas de corrente no indutor e de tensão de saída do conversor com a utilização do método do fator K [53] para alocação de polos e zeros em malha fechada. Após a determinação das equações a diferenças do sistema de controle digital a partir das funções de transferência dos compensadores analógicos, são realizadas simulações de seguimento de referência para cada malha fechada do sistema, visando verificar o comportamento das variáveis controladas no domínio do tempo discreto.

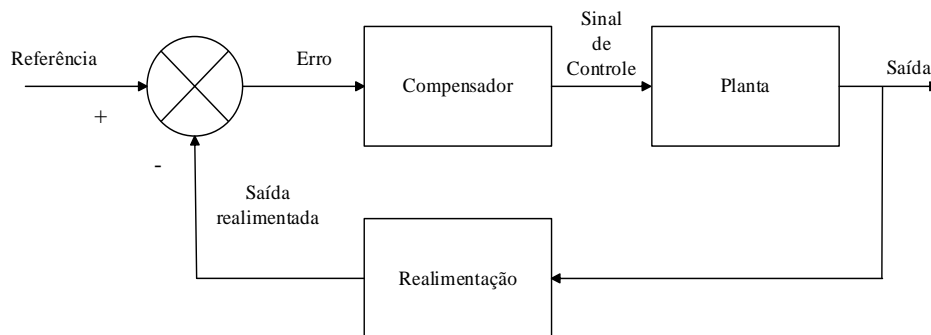
4.2 Metas do Projeto de Controle

O projeto de controle do conversor deve assegurar a estabilidade do sistema em malha fechada, além de prover boa capacidade de regulação frente às perturbações de linha e de carga. A Figura 4.1 mostra um diagrama de blocos para um sistema em malha fechada com realimentação negativa.

Usualmente, a análise das características dinâmicas dos conversores CC-CC é feita no domínio da frequência por intermédio dos diagramas de Bode. A Figura 4.2 mostra a resposta em frequência de um determinado sistema, destacando os parâmetros de interesse para o projeto de controle: frequência de cruzamento e a margem de fase do sistema.

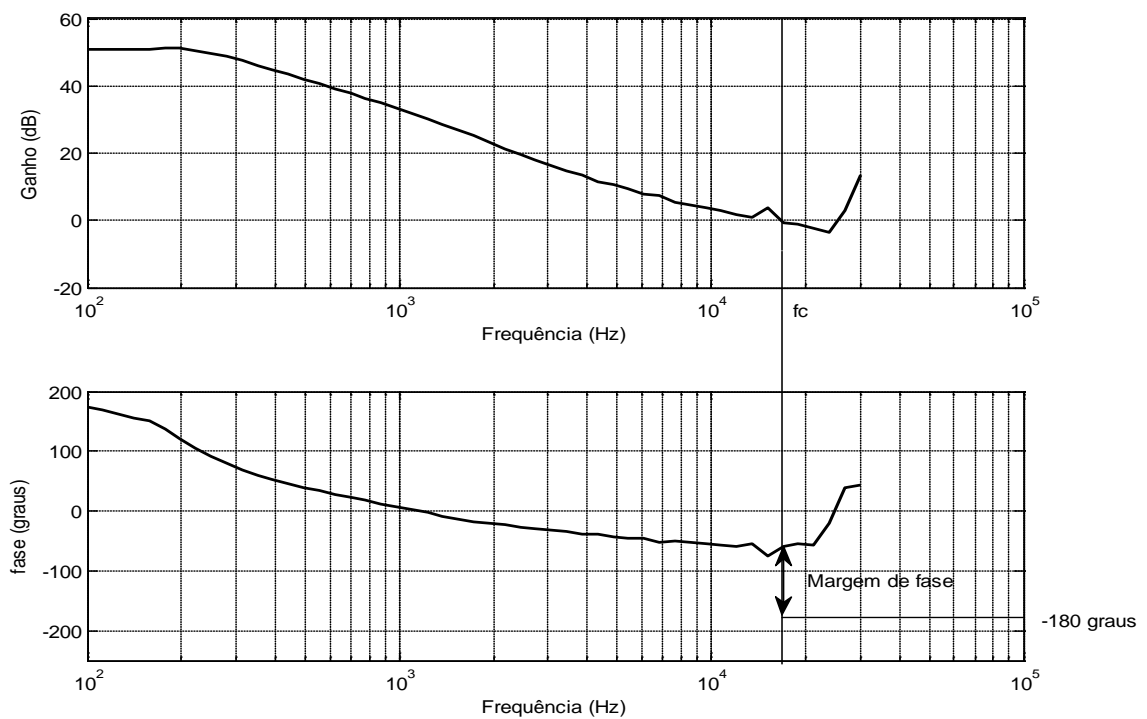
Conforme observado na Figura 4.2, a frequência em que o ganho do sistema é igual a zero dB é a frequência de cruzamento f_c . A margem de fase representa a diferença entre o ângulo de 180 (ou -180) graus e a fase do sistema na frequência f_c .

Figura 4.1 – Sistema em malha fechada com realimentação negativa.



Fonte: próprio autor.

Figura 4.2 – Diagrama de Bode de um determinado sistema.



Fonte: próprio autor.

Dessa forma, com base nos parâmetros definidos na Figura 4.2, as seguintes metas podem ser definidas para garantir o êxito do projeto de controle do sistema [54]:

- Critério de estabilidade: o sistema é instável se a fase angular do mesmo for igual a -180 graus na frequência de cruzamento. Considerando um sistema de

controle com realimentação negativa, deve-se assegurar que, na operação em malha fechada do sistema, haja uma margem de fase não nula. Normalmente, a margem de fase adotada em projetos de controle variam entre 30 e 60 graus;

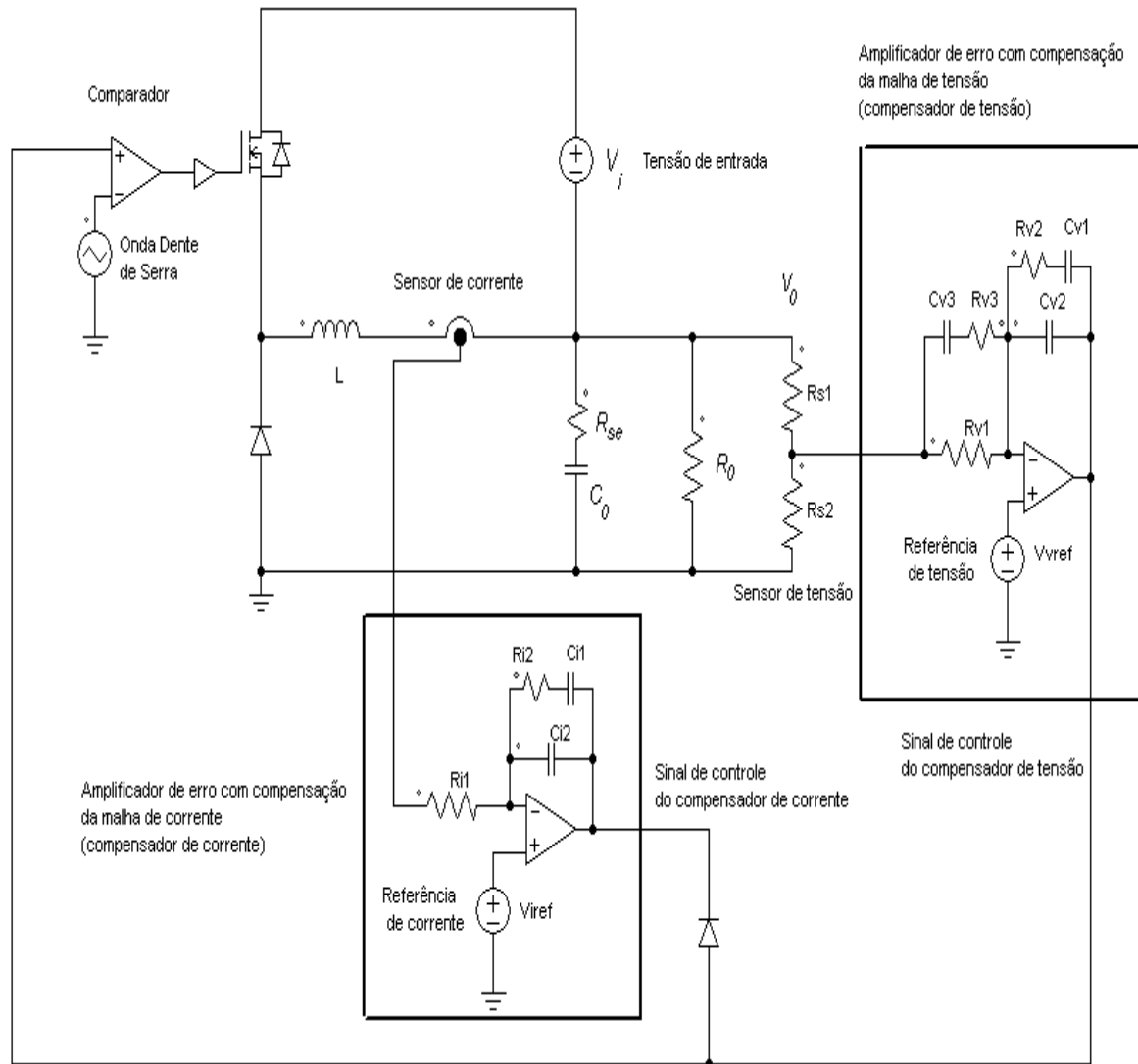
- Resposta aos distúrbios de linha e de carga: consideradas características fundamentais em projetos de fontes reguladas, são obtidas pela escolha adequada da frequência de cruzamento do sistema em malha fechada. Busca-se primordialmente aumentar a largura de banda do sistema, fazendo com que o mesmo responda de forma rápida às variações súbitas de condições de carga ou de linha. Adicionalmente, visa-se a diminuir os ganhos do sistema para as altas frequências, garantindo que o mesmo possua imunidade a ruídos.

O conversor Buck-Boost investigado apresenta duas malhas de controle distintas que atuam de forma alternada. Essa modalidade de controle é denominada *lógica ou*, e emprega uma malha de controle para proteger o indutor de sobrecorrentes indesejadas e outra para limitar a tensão máxima de saída do conversor. A Figura 4.3 mostra um esquema de controle analógico com as malhas de tensão de saída e de corrente no indutor atuando conforme a *lógica ou*.

As malhas de controle mostradas na Figura 4.3 operam de forma alternada de acordo com o sinal de saída de cada compensador. Caso o compensador da tensão de saída emita um sinal menor que o do compensador da corrente no indutor, o diodo de comutação fica reversamente polarizado, fazendo com que o sinal de controle da malha de tensão atinja o comparador. Para o caso do compensador da corrente no indutor emitir o menor sinal, o diodo de comutação fica diretamente polarizado, fazendo com que a malha de corrente atue no sistema. Assim, caso a tensão de saída ou a corrente que circula pelo indutor atinja ou ultrapasse o valor de referência, a respectiva malha de controle é acionada com o intuito de regular a operação do conversor.

Para que o esquema de controle pela *lógica ou* funcione adequadamente, é necessário que a malha de corrente no indutor tenha maior velocidade de ação que a malha de tensão de saída. Dessa forma, cada malha de controle será projetada considerando frequências de cruzamento e margens de fase distintas, conferindo características dinâmicas diferenciadas. Antes de iniciar o projeto do sistema de controle analógico, é fundamental atentar para as peculiaridades envolvendo a transformação Bilinear e o seus efeitos no eixo de frequência.

Figura 4.3 – Esquema de controle com *lógica ou* do conversor Buck-Boost.



Fonte: próprio autor.

4.3 Transformação Bilinear

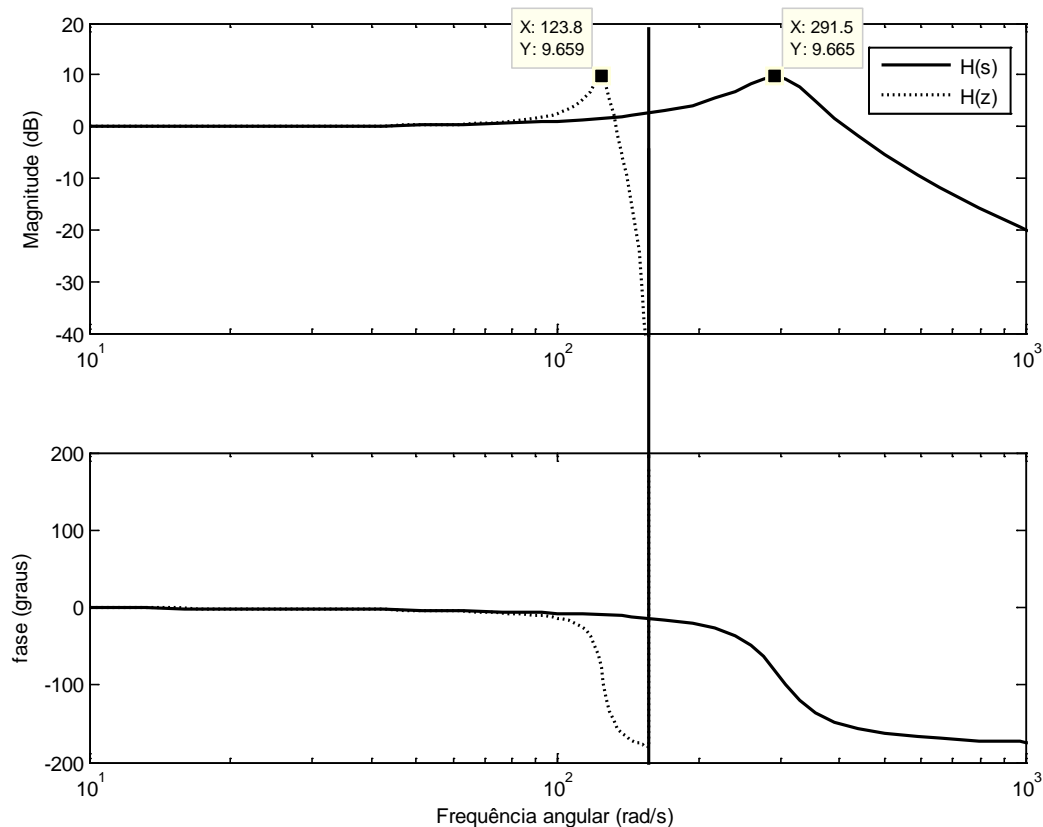
Considerando uma função de transferência $H(s)$, que representa a transformada de Laplace de uma função $h(t)$ no tempo contínuo, pode-se obter uma função de transferência $H(z)$, que representa a transformada Z da função $h[k]$ no tempo discreto, utilizando a Transformação Bilinear, também conhecida como método de Tustin [55]:

$$s = \frac{2(z-1)}{T_a(z+1)}. \quad (4.1)$$

Sendo T_a o período de amostragem do sistema discreto.

A equação (4.1) permite converter diretamente uma função de transferência na variável complexa s para uma expressão na variável z , considerando um dado período de amostragem T_a . A Figura 4.4 mostra o diagrama de Bode para duas funções de $H(s)$ e $H(z)$ hipotéticas. $H(z)$ foi obtida utilizando a Transformação Bilinear aplicada a $H(s)$ com período de amostragem de 0,02 segundos.

Figura 4.4 – Diagrama de Bode das funções hipotéticas $H(s)$ e $H(z)$.



Fonte: próprio autor.

A partir da Figura 4.4, é possível observar que as funções de transferência têm comportamento idêntico até aproximadamente a frequência angular de 90 rad/s. A partir desse ponto, $H(z)$ sofre uma compressão brusca, se extinguindo em uma frequência angular próxima a 150 rad/s. Pode-se observar também que o pico de magnitude de $H(z)$ ocorre na frequência angular de 124 rad/s, diferente de $H(s)$ que tem pico observado em 291,5 rad/s.

O fenômeno de distorção de frequência observado na Figura 4.4 é inerente à Transformação Bilinear. Tem-se a seguinte relação que expressa a distorção entre a frequência angular ω_z do sistema discreto e a frequência angular ω_s do sistema contínuo:

$$\omega_s = \frac{2}{T_a} \tan\left(\frac{\omega_z T_a}{2}\right). \quad (4.2)$$

Utilizando (4.2) para um simples exercício de verificação, calcula-se a frequência angular em que ocorre o pico de magnitude de $H(s)$, sabendo que o período de amostragem é de 0,02 segundos e que $H(z)$ apresenta pico de magnitude na frequência angular de 124 rad/s:

$$\omega_s = \frac{2}{0,02} \tan\left(\frac{124 \cdot 0,02}{2}\right).$$

$$\omega_s \cong 291,5 \text{ rad/s}.$$

Dessa forma, considerando que o processo de obtenção da lei de controle digital decorre da discretização, por intermédio da Transformação Bilinear, das funções de transferência dos compensadores analógicos, deve-se atentar para as distorções previstas em (4.2). Assim, por exemplo, ao definir uma frequência de cruzamento para um sistema de controle digital, deve-se verificar através de (4.2) qual a frequência de cruzamento correspondente para o sistema analógico. Deve-se observar ainda que, caso o período de amostragem tenda a zero, tem-se:

$$\omega_s = \omega_z, \text{ para } T_a \rightarrow 0. \quad (4.3)$$

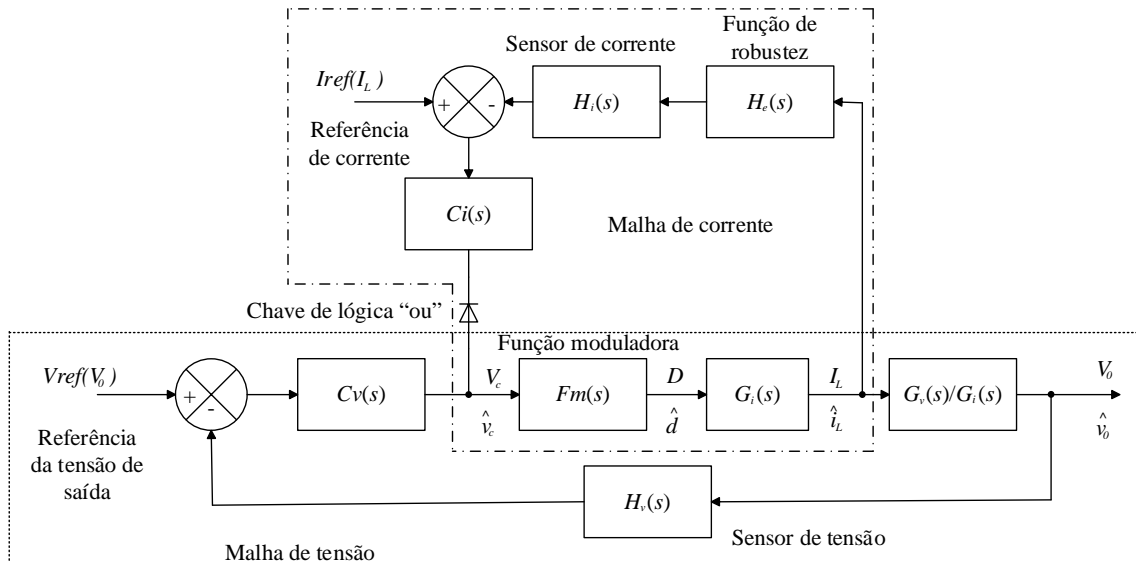
Em (4.3) se expressa uma situação que nem sempre pode ser obtida na prática já que os dispositivos de amostragem têm limites de operação.

4.4 Projeto dos Compensadores Analógicos

Para elaborar o projeto do compensador analógico para cada malha, é necessário verificar os Diagramas de Bode para os sistemas em malha aberta. A Figura 4.5 mostra um diagrama de blocos com a indicação dos elementos que caracterizam o sistema de controle. Considera-se parte da função de transferência de malha aberta o ganho do sensor $H(s)$, o ganho da função moduladora $Fm(s)$ e a função de transferência do conversor $G(s)$. Então, a forma genérica da função de transferência em malha aberta é definida da seguinte forma:

$$FTLA(s) = G(s)H(s)Fm(s). \quad (4.4)$$

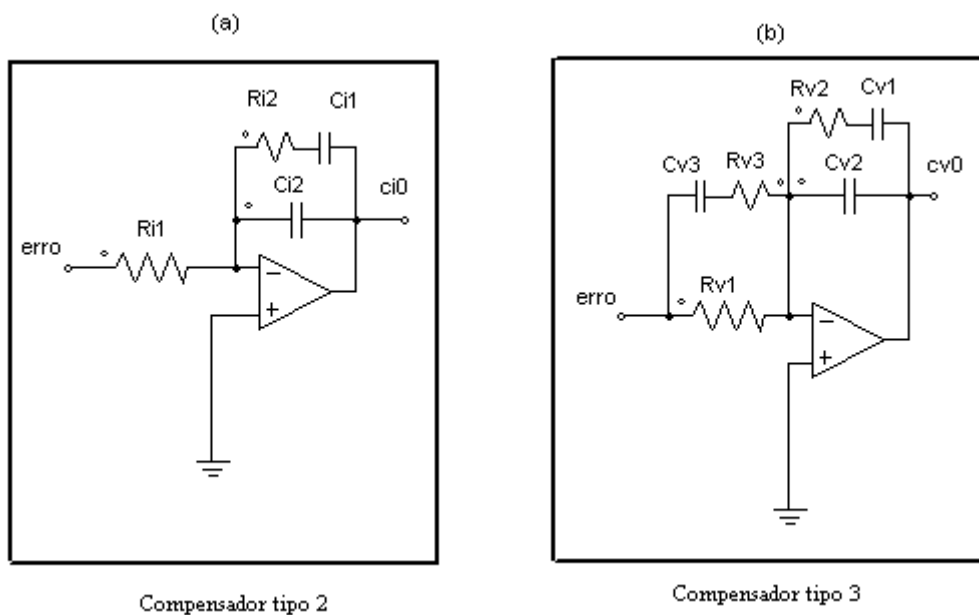
Figura 4.5 – Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor.



Fonte: próprio autor.

Para o projeto de controle, foram empregados dois tipos de compensadores: tipo 2 e o tipo 3. A Figura 4.6 mostra os compensadores citados.

Figura 4.6 – Compensadores tipo 2 e tipo 3.



Fonte: adaptada de [56].

O compensador tipo 2 apresenta a seguinte função de transferência:

$$C_i(s) = \frac{ci0(s)}{erro(s)} = \frac{1 + sC_{i1}.C_{i2}}{sR_{i1}(C_{i1} + C_{i2} + sR_{i2}.C_{i1}.C_{i2})}. \quad (4.5)$$

A partir de (4.5), observa-se que o compensador tipo 2 apresenta um zero e dois polos, sendo um na origem. Dessa forma o compensador tipo 2 é capaz de fornecer avanços de fase para o sistema em malha fechada de até 90 graus.

Quanto à função de transferência do compensador tipo 3, tem-se:

$$C_v(s) = \frac{cv0(s)}{erro(s)} = \frac{(R_{v1} + R_{v3})(s + \frac{1}{R_{v2}.C_{v1}})(s + \frac{1}{(R_{v1} + R_{v3})C_{v3}})}{sR_{v1}.R_{v3}.C_{v2}(s + \frac{1}{R_{v3}.C_{v3}})(s + \frac{(C_{v1} + C_{v2})}{C_{v1}.C_{v2}.R_{v2}})}. \quad (4.6)$$

Observa-se a partir de (4.6) que o compensador tipo 3 apresenta dois zeros e três polos, sendo um na origem. Tal compensador é capaz de fornecer avanços de fase de até 180 graus.

4.4.1 Compensador para a Malha de Corrente no Indutor

A compensação para a malha de corrente no indutor foi obtida pelo acréscimo de polos e zeros ao sistema para a operação em malha fechada. Para determinação das posições dos polos e zeros foi utilizado o método do fator K [53], seguindo-se os seguintes passos:

- 1- Obtenção do diagrama de Bode para a função de transferência de malha aberta do sistema.

Inicialmente, devem ser consideradas as funções de transferência dos blocos que compõem a malha aberta do sistema: $G_i(s)$, $H_i(s)$ e $F_m(s)$.

A função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica é definida em (3.55):

$$G_i(s) = \frac{99541}{s}.$$

A função de transferência $H_i(s)$ é igual ao ganho do sensor de corrente considerado no projeto. A função de transferência é dada por:

$$H_i(s) = 0,0417. \quad (4.7)$$

A função de transferência $Fm(s)$ representa o ganho da função moduladora, sendo igual ao inverso da amplitude da onda dente de serra. Considerando que VD seja essa amplitude, e que o seu valor no projeto é de 3 V, tem-se:

$$Fm(s) = \frac{1}{VD}. \quad (4.8)$$

$$Fm(s) = \frac{1}{3}.$$

Para composição da função de transferência de malha aberta, acrescenta-se uma função de transferência $H_e(s)$ à expressão. Tal função de transferência é inserida para representar não idealidades desconsideradas na modelagem, principalmente para frequências superiores à metade da frequência de chaveamento [57]. $H_e(s)$ é definida da seguinte forma [58]:

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{wz.Qz} + \frac{s^2}{(wz)^2}. \quad (4.9)$$

Sendo:

$$wz = \pi \cdot f_{ch}. \quad (4.10)$$

com f_{ch} representando a frequência de chaveamento do sistema, tendo o valor de 25 kHz. Dessa forma, wz é:

$$wz = \pi \cdot 25 \cdot 10^3.$$

$$wz = 78,54 \text{ kHz}.$$

E:

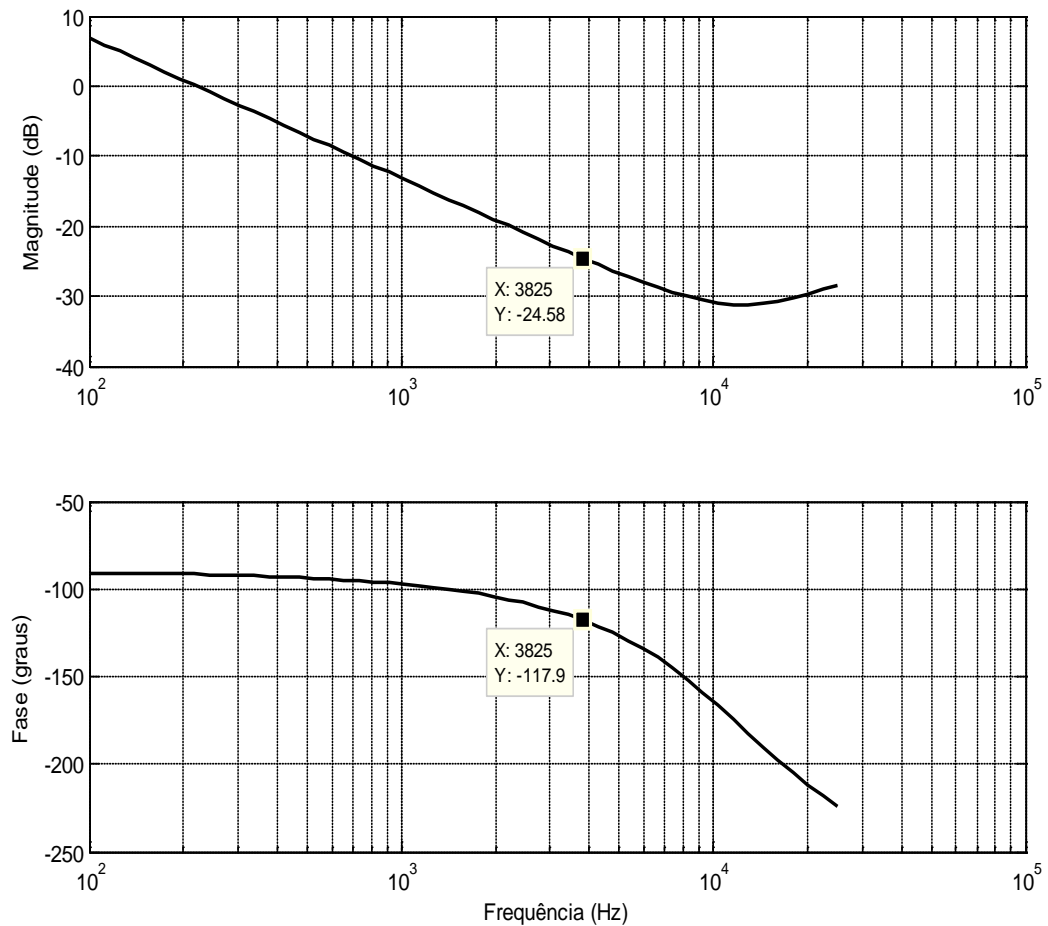
$$Q_z = -2/\pi. \quad (4.11)$$

A partir de (3.55), (4.7), (4.8) e (4.9) define-se a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador.

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s)H_i(s)Fm(s)H_e(s). \quad (4.12)$$

O diagrama de Bode para (4.12) é mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Diagrama de Bode para $FTLA_{sci}(s)$.



Fonte: próprio autor.

- 2- Escolha da frequência de cruzamento para operação em malha fechada.

Segundo [54], uma frequência de cruzamento com valor aproximadamente igual a um sexto da frequência de chaveamento é considerada adequada para garantir rápida resposta dinâmica para a operação do sistema em malha fechada. Deve-se considerar ainda a correção de frequência dada por (4.2). Considerando a frequência de cruzamento f_{ci} igual a 4 kHz e que a amostragem T_i do sistema digital igual a 10 μ s, a equação (4.2), para valores em Hz, retorna a seguinte frequência corrigida para a malha de corrente:

$$f_{cic} = \frac{1}{\pi T_i} \tan(f_{ci} \cdot \pi T_i). \quad (4.13)$$

$$f_{cic} = \frac{1}{\pi \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \tan(4 \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^{-6}).$$

$$f_{cic} = 4,021 \text{ kHz.}$$

Considerando a Figura 4.7, na frequência de 4,021 kHz, o ganho gi e a fase pi do sistema são, aproximadamente:

$$gi = -25 \text{ dB.} \quad (4.14)$$

$$pi = -188^\circ. \quad (4.15)$$

3- Definição da margem de fase desejada e ganho do compensador.

Foi escolhida a seguinte margem de fase para a operação em malha fechada:

$$MF_i = 30^\circ. \quad (4.16)$$

Considerando (4.14), verifica-se que o compensador deve possuir um ganho de 25 dB para fazer com que a frequência de cruzamento da malha fechada de corrente seja, de fato, 4,021 kHz. Dessa forma, o ganho do compensador de corrente é dado por:

$$av_i = 25 \text{ dB.} \quad (4.17)$$

Considerando o resultado (4.17), pode-se determinar o ganho absoluto do compensador de corrente:

$$AV_i = 10^{\frac{|av_i|}{20}}. \quad (4.18)$$

$$AV_i = 10^{\frac{|25|}{20}}.$$

$$AV_i = 17,783.$$

4- Cálculo do avanço de fase requerido e escolha do tipo de compensador.

O avanço de fase α_i que o compensador da malha de corrente deverá fornecer é dado pela seguinte equação:

$$\alpha_i = MF_i - pi - 90^\circ. \quad (4.19)$$

Considerando (4.15) e (4.16), (4.19) fornece o seguinte resultado:

$$\alpha_i = 30^\circ + 118^\circ - 90^\circ.$$

$$\alpha_i = 58^\circ.$$

Como o avanço de fase α_i é inferior a 90 graus, é suficiente empregar um compensador tipo 2.

A Tabela 4.1 resume as principais especificações para o compensador de corrente.

Tabela 4.1. Especificações para o projeto do compensador de corrente.

Especificação	Valor
Frequência de cruzamento da malha fechada de corrente no f_{ci}	4 kHz
Período de Amostragem T_i	10 μ s
Frequência de cruzamento corrigida f_{cic}	4,021 kHz
Margem de fase da malha fechada de corrente (MF_i)	30 graus
Ganho do compensador (av_i)	25 dB
Ganho absoluto do compensador (AV_i)	17,783
Avanço de fase requerido (α)	58 graus
Tipo de compensador	Tipo 2

Fonte: próprio autor.

5- Determinação do fator K_i e definição de posições de polos e zeros do compensador.

O fator K_i pode ser definido pela seguinte expressão:

$$K_i = tg\left(\frac{\alpha_i}{2} + \frac{\pi}{4}\right). \quad (4.20)$$

$$K_i = tg\left(\frac{(58^\circ \cdot \frac{\pi}{180})}{2} + \frac{\pi}{4}\right).$$

$$K_i = 3,73.$$

Tendo o valor de K_i , pode-se definir a frequência f_{z1_i} em que se posiciona o zero do compensador tipo 2:

$$f_{z1_i} = \frac{f_{ci}}{K_i}. \quad (4.21)$$

$$f_{z1_i} = 4 \cdot 10^3 / 3,73.$$

$$fz1_i = 1,072 \text{ kHz.}$$

Com a correção prevista por (4.2), tem-se:

$$fz1_{ic} = \frac{1}{\pi.T_i} \tan(fz1_i.\pi.T_i). \quad (4.22)$$

$$fz1_{ic} = \frac{1}{\pi.10.10^{-6}} \tan(1,072.10^3.\pi.10.10^{-6}).$$

$$fz1_{ic} = 1,073 \text{ kHz.}$$

A frequência $fp1_i$ em que se posiciona um dos polos do compensador tipo 2 é dada por:

$$fp1_i = f_{ci}.K_i. \quad (4.23)$$

$$fp1_i = 4.10^3.3,73.$$

$$fp1_i = 14,92 \text{ kHz.}$$

Com a correção prevista por (4.2), tem-se:

$$fp1_{ic} = \frac{1}{\pi.T_i} \tan(fp1_i.\pi.T_i). \quad (4.24)$$

$$fp1_{ic} = \frac{1}{\pi.10.10^{-6}} \tan(14,92.10^3.\pi.10.10^{-6}).$$

$$fp1_{ic} = 16,12 \text{ kHz.}$$

6- Determinação de resistências e capacitâncias associadas ao compensador.

Pode-se agora determinar todos os valores de resistências e capacitâncias do compensador tipo 2 ilustrado na Figura 4.6.a. Assumindo que:

$$Ri1 = 10 \text{ k}\Omega. \quad (4.25)$$

Usando as equações correspondentes ao compensador tipo 2 [54], tem-se:

$$Ci2 = \frac{1}{2\pi \cdot fp1_{ic} \cdot AV_i \cdot Ri1}. \quad (4.26)$$

$$Ci2 = \frac{1}{2\pi \cdot (16,2 \cdot 10^3) \cdot (17,783) \cdot (10 \cdot 10^3)}.$$

$$Ci2 = 55,53 \text{ pF}.$$

$$Ci1 = Ci2(K_i^2 - 1). \quad (4.27)$$

$$Ci1 = 55,53 \cdot 10^{-12} \cdot (3,73^2 - 1).$$

$$Ci1 = 717 \text{ pF}.$$

$$Ri2 = \frac{1}{2\pi \cdot fz1_{ic} \cdot Ci1}. \quad (4.28)$$

$$Ri2 = \frac{1}{2\pi \cdot (1,073 \cdot 10^3) \cdot (717 \cdot 10^{-12})}.$$

$$Ri2 = 207 \text{ k}\Omega.$$

Considerando (4.5), a função de transferência do compensador de corrente é dada por:

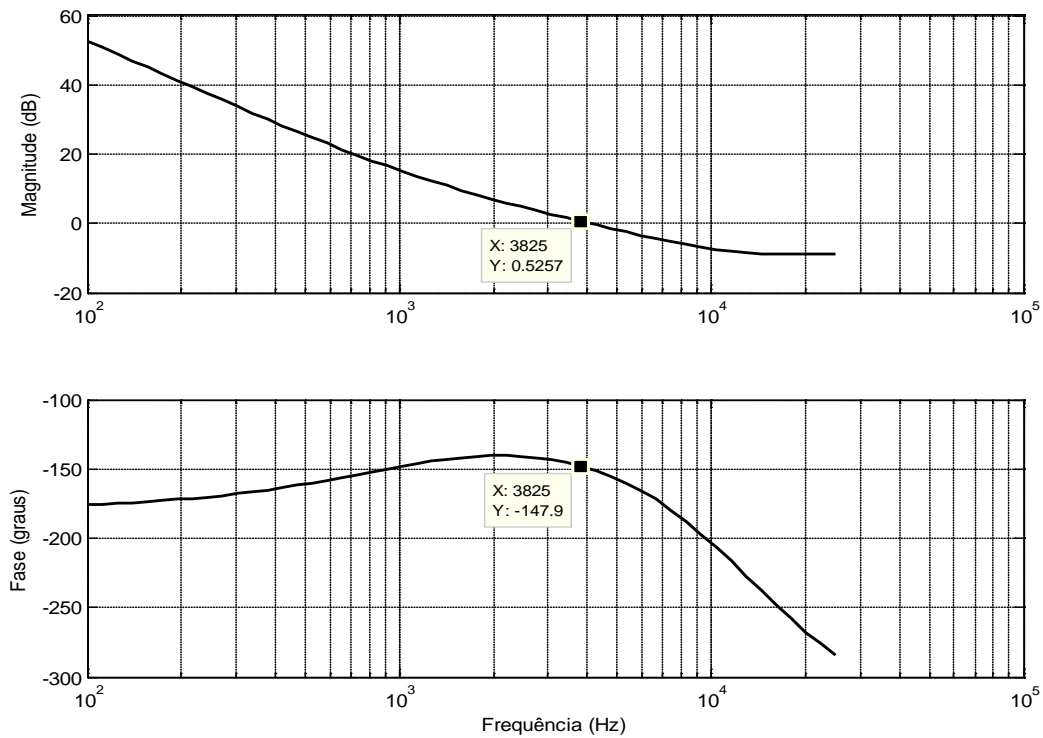
$$Ci(s) = \frac{14,84 \cdot 10^{-5} s + 1}{8,163 \cdot 10^{-11} s^2 + 7,72 \cdot 10^{-6} s}. \quad (4.29)$$

A Figura 4.8 mostra o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador dada por:

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot Ci(s). \quad (4.30)$$

Pode-se verificar através da Figura 4.8 que a frequência de cruzamento do sistema é de aproximadamente 4 kHz, sendo a margem de fase de aproximadamente 30 graus.

A Figura 4.8 - Diagrama de Bode para $FTLA_{cci}(s)$.



Fonte: próprio autor.

4.4.2 Compensador para a Malha de Tensão de Saída

A compensação para a malha de tensão de saída foi obtida repetindo-se as 6 etapas envolvendo o método do fator K mostradas na Subseção 4.4.1:

- 1- Obtenção do diagrama de Bode para a função de transferência de malha aberta do sistema.

Inicialmente, consideram-se as funções de transferência dos blocos que compõem a malha aberta do sistema: $G_v(s)$, $H_v(s)$ e $Fm(s)$.

A função de transferência que relaciona a tensão de saída e a razão cíclica é definida em (3.52):

$$G_v(s) = G_i(s).Z(s) = \frac{681.(-7.10^{-4}s^3 - 0,062s^2 + 9,85.10^4s + 3,22.10^7)}{s^3 + 435,4s^2 + 1,21.10^5s + 3,22.10^7}.$$

Quanto à função de transferência do elemento de amostragem da tensão de saída do sistema mostrado na Figura 4.3, foram adotados os seguintes valores para $Rs1$ e $Rs2$:

$$Rs1 = 1 \text{ M}\Omega. \quad (4.31)$$

$$Rs2 = 10 \text{ k}\Omega. \quad (4.32)$$

Dessa forma, o ganho do elemento de amostragem é dado por:

$$H_v(s) = \frac{Rs2}{Rs1 + Rs2}. \quad (4.33)$$

$$H_v(s) = \frac{10.10^3}{(1.10^6) + (10.10^3)}.$$

$$H_v(s) = 0,01.$$

A função de transferência de $Fm(s)$ foi previamente definida em (4.8).

A partir de (3.52), (4.8) e (4.33), define-se a função de transferência de laço aberto da malha de tensão de saída sem compensador:

$$FTLA_{scv}(s) = G_v(s)H_v(s)Fm(s). \quad (4.34)$$

O diagrama de Bode para (4.34) é mostrado na Figura 4.9.

- 2- Escolha da frequência de cruzamento para operação em malha fechada.

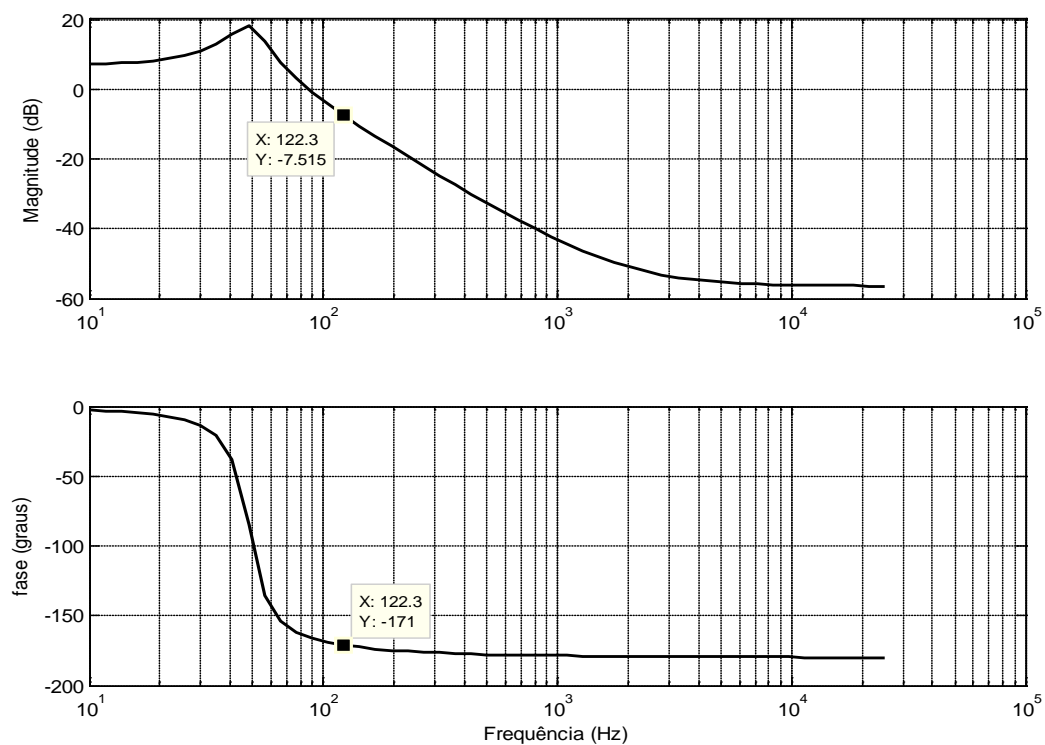
Para o projeto de controle da malha de tensão de saída, foi escolhida uma frequência de cruzamento f_{cv} igual a 120 Hz, fazendo com que a malha de tensão seja consideravelmente mais lenta que a malha de corrente no indutor. Considerando que a amostragem T_v do sistema digital é de 100 μ s, a equação (4.2), para valores em Hz, retorna a seguinte frequência corrigida para a malha de tensão de saída:

$$f_{cvc} = \frac{1}{\pi \cdot T_v} \tan(f_{cv} \cdot \pi \cdot T_v). \quad (4.35)$$

$$f_{cvc} = \frac{1}{\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \tan(120 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}).$$

$$f_{cvc} = 121,4 \text{ Hz.}$$

Figura 4.9 – Diagrama de Bode para $FTLA_{scv}(s)$.



Fonte: próprio autor.

Considerando a Figura 4.9, na frequência aproximada de 121,4 Hz, o ganho g_v e a fase p_v do sistema são, aproximadamente:

$$g_v = -7,5 \text{ dB.} \quad (4.36)$$

$$p_v = -171^\circ. \quad (4.37)$$

3- Definição da margem de fase MF_v desejada e ganho do compensador.

Foi escolhida a seguinte margem de fase para a operação em malha fechada:

$$MF_v = 60^\circ. \quad (4.38)$$

Considerando (4.36), verifica-se que o compensador deve possuir um ganho de 7,5 dB para fazer com que a frequência de cruzamento da malha fechada de tensão de saída seja, de fato, 121,4 Hz. Dessa forma, o ganho do compensador de tensão é dado por:

$$av_v = 7,5 \text{ dB.} \quad (4.39)$$

Considerando o resultado em (4.39), pode-se determinar o ganho absoluto do compensador de tensão:

$$AV_v = 10^{\frac{|av_v|}{20}}. \quad (4.40)$$

$$AV_v = 10^{\frac{7,5}{20}}.$$

$$AV_v = 2,317.$$

4- Cálculo do avanço de fase requerido e escolha do tipo de compensador.

O avanço de fase α_v que o compensador da malha de tensão de saída deverá fornecer é dado por:

$$\alpha_v = MF_v - p_v - 90^\circ. \quad (4.41)$$

$$\alpha_v = 60^\circ + 172^\circ - 90^\circ.$$

$$\alpha_v = 141^\circ.$$

Como o avanço de fase α_v é superior a 90 graus, é necessário empregar um compensador tipo 3.

A Tabela 4.2 resume as principais especificações para o compensador de tensão de saída.

Tabela 4.2. Especificações para o projeto do compensador de tensão.

Especificação	Valor
Frequência de cruzamento da malha fechada de tensão de saída f_{cv}	120 Hz
Período de amostragem T_v	100 μ s
Frequência de cruzamento corrigida f_{cvc}	121,4 Hz
Margem de fase de malha fechada da malha de tensão de saída (MF_v)	60 graus
Ganho do compensador (av_v)	7,5 dB
Ganho absoluto do compensador (AV_v)	2,317
Avanço de fase requerido (α_v)	141 graus
Tipo de compensador	Tipo 3

Fonte: próprio autor.

5- Determinação do fator K_i e definição de posições de polos e zeros do compensador.

O fator K_v pode ser definido pela seguinte expressão:

$$K_v = tg^2\left(\frac{\alpha_v}{4} + \frac{\pi}{4}\right). \quad (4.42)$$

$$K_v = tg^2\left(\frac{(141^\circ \cdot \frac{\pi}{180})}{4} + \frac{\pi}{4}\right).$$

$$K_v = 33,86.$$

Tendo o valor de K_v , pode-se definir a frequência $fz1_v$ em que se posiciona o zero duplo do compensador tipo 3:

$$fz1_v = f_{cv} / K_v^{0,5} \cdot \quad (4.43)$$

$$fz1_v = 120 / 33,86^{0,5} \cdot$$

$$fz1_v = 20,62 \text{ Hz.}$$

Com a correção prevista por (4.2), tem-se:

$$fz1_{vc} = \frac{1}{\pi \cdot T_v} \tan(fz1_v \cdot \pi \cdot T_v). \quad (4.44)$$

$$fz1_{vc} = \frac{1}{\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \tan(20,62 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}).$$

$$fz1_{vc} = 20,63 \text{ Hz.}$$

A frequência $fp1_v$ em que se posiciona um polo duplo do compensador tipo 3 é dada por:

$$fp1_v = f_{cv} \cdot K_v^{0,5} \cdot \quad (4.45)$$

$$fp1_v = 121,4 \cdot (33,86)^2 \cdot$$

$$fp1_v = 698,272 \text{ Hz.}$$

Com a correção prevista em (4.2), tem-se:

$$fp1_{vc} = \frac{1}{\pi.T_v} \tan(fp1_v.\pi.T_v). \quad (4.46)$$

$$fp1_{vc} = \frac{1}{\pi.100.10^{-6}} \tan(698,272.\pi.100.10^{-6}).$$

$$fp1_{vc} = 1,241 \text{ kHz}.$$

6- Determinação das resistências e capacitâncias associadas ao compensador.

Pode-se agora determinar todos os valores de resistências e capacitâncias do compensador tipo 3 ilustrado na Figura 4.6.b. Assumindo que:

$$Rv1 = 47 \text{ k}\Omega. \quad (4.47)$$

Usando as equações correspondentes ao compensador tipo 3 [54], tem-se:

$$Cv2 = \frac{1}{2\pi.f_{cvc}.AV_v.Rv1}. \quad (4.48)$$

$$Cv2 = \frac{1}{2\pi.(122,4).(2,317).(47.10^3)}.$$

$$Cv2 = 12,03 \text{ nF}.$$

$$Cv1 = Cv2(K_v - 1). \quad (4.49)$$

$$Cv1 = 12,03.10^{-9}.(33,86 - 1).$$

$$Cv1 = 395 \text{ nF}.$$

$$Rv2 = \frac{1}{2\pi.fz1_{vc}.Cv1}. \quad (4.50)$$

$$Rv2 = \frac{1}{2\pi \cdot (20,63) \cdot (395 \cdot 10^{-9})}.$$

$$Rv2 = 19,5 \text{ k}\Omega.$$

$$Rv3 = \frac{Rv1}{(K_v - 1)}. \quad (4.51)$$

$$Rv3 = \frac{47 \cdot 10^3}{(33,86 - 1)}.$$

$$Rv3 = 1,43 \text{ k}\Omega.$$

$$Cv3 = \frac{1}{2\pi \cdot fp1_{vc} \cdot Rv3}. \quad (4.52)$$

$$Cv3 = \frac{1}{2\pi \cdot (1,241 \cdot 10^3) \cdot (1,43 \cdot 10^3)}.$$

$$Cv3 = 90 \text{ nF}.$$

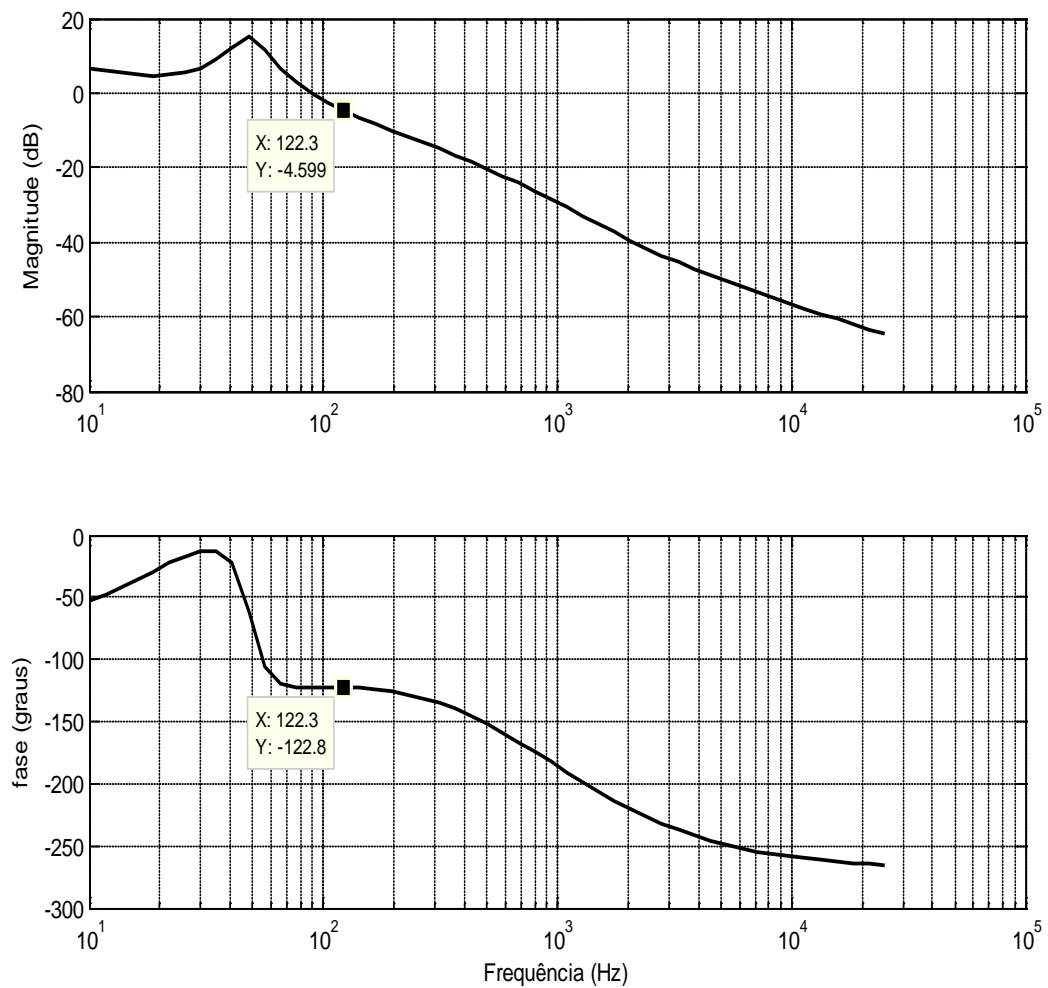
Considerando (4.6), a função de transferência do compensador de tensão é dada por:

$$Cv(s) = \frac{5,99 \cdot 10^4 s^2 + 2,152 \cdot 10^7 s + 1,784 \cdot 10^9}{s^3 + 1,216 \cdot 10^4 s^2 + 3,413 \cdot 10^7 s}. \quad (4.53)$$

A Figura 4.10 mostra o diagrama de Bode para a função de transferência de laço aberto da malha de tensão de saída com compensador dada por:

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot Cv(s). \quad (4.54)$$

Pode-se verificar através da Figura 4.10 que a frequência de cruzamento do sistema é próxima a 122,4 Hz, sendo a margem de fase de 57,2 graus.

Figura 4.10 – Diagrama de Bode para $FTLA_{ccv}(s)$.

Fonte: próprio autor.

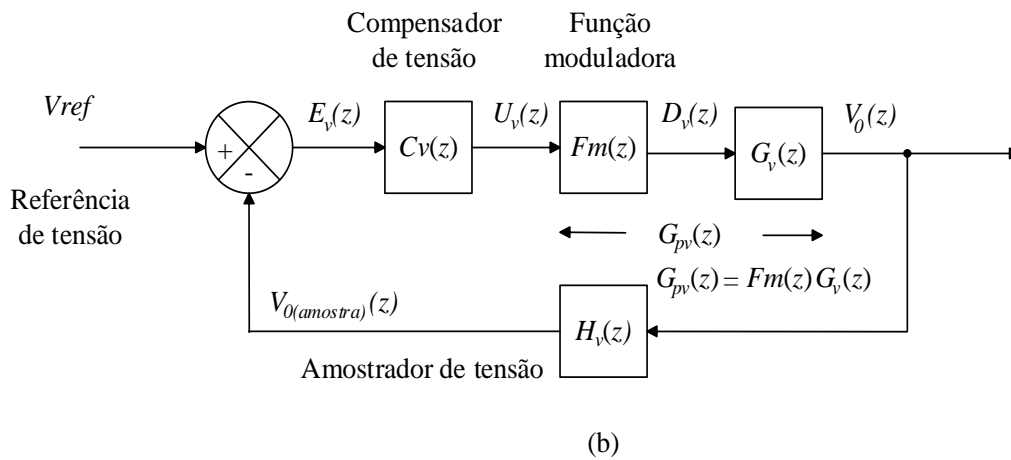
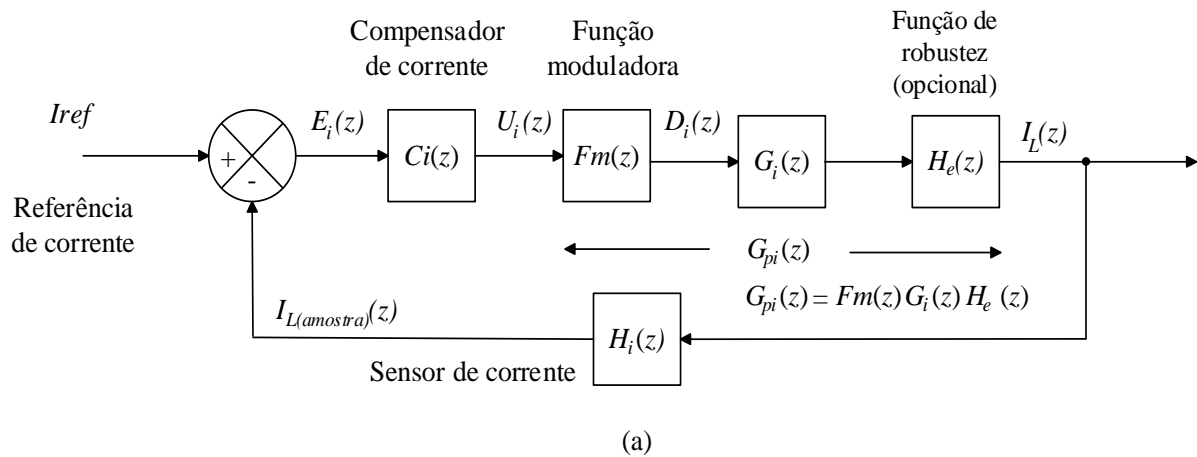
Uma vez que foram determinadas as funções de transferência dos compensadores das malhas de tensão e corrente, pode-se aplicar a transformação Bilinear sobre as expressões a fim de obter a transformada Z de cada compensador. A partir da transformada Z, obtém-se as equações às diferenças dos compensadores, com as quais é implementada a lei de controle digital.

A seção seguinte mostra a interação do controle digital e as funções de transferência discretas de malha aberta do sistema através das equações a diferenças. Será mostrada a capacidade dos sistemas em malha fechada de seguir corretamente as referências estipuladas para cada malha de controle.

4.5 Seguimento de Referência para o Sistema em Malha Fechada no Tempo Discreto

Nesta seção são apresentadas as simulações de seguimento de referência para cada malha fechada do sistema no domínio do tempo discreto. A Figura 4.11 mostra os diagramas de blocos para as malhas fechadas de corrente e de tensão, considerando as versões discretas das funções de transferência de cada elemento. A partir das funções de transferência indicadas em 4.11, são obtidas as equações a diferenças para cada malha, que são utilizadas em um método recursivo que emula os diagramas de blocos mostrados. Para cada uma das malhas, é verificado se há convergência da variável de saída para a respectiva referência e se o sinal de controle do sistema evolui adequadamente durante os regimes transitórios.

Figura 4.11 – Diagrama de blocos para malhas de corrente e de tensão discretas.



Fonte: próprio autor.

Para ilustrar o método recursivo, sejam consideradas as seguintes funções de transferência genéricas para a malha de corrente mostrada na Figura 4.11.a:

$$C_i(z) = \frac{U_i(z)}{E_i(z)} = \frac{(ni_1) + (ni_2)z^{-1} + \dots + (ni_n)z^{-(n-1)}}{(di_1) + (di_2)z^{-1} + \dots + (di_m)z^{-(m-1)}}. \quad (4.55)$$

Sendo $ni_1, ni_2, ni_n, di_1, di_2$ e di_m os coeficientes reais da transformada Z do compensador de corrente.

$$G_{pi}(z) = \frac{I_L(z)}{U_i(z)} = \frac{(nk_1) + (nk_2)z^{-1} + \dots + (nk_p)z^{-(p-1)}}{(dk_1) + (dk_2)z^{-1} + \dots + (dk_r)z^{-(r-1)}}. \quad (4.56)$$

Sendo $nk_1, nk_2, nk_p, dk_1, dk_2$ e dk_r os coeficientes reais de $G_{pi}(z)$, que representa o produto das funções $Fm(z)$, $G_i(z)$ e, opcionalmente, $H_e(z)$.

A partir de (4.55) e (4.56), são obtidas as seguintes equações a diferenças:

$$U_i(k) = \frac{-(di_2)U_i(k-1) - \dots - (di_m)U_i(k-m+1) + (ni_1)E_i(k) + \dots + (ni_n)E_i(k-n+1)}{di_1}. \quad (4.57)$$

$$I_L(k) = \frac{-(dk_2)I_L(k-1) - \dots - (dk_r)I_L(k-r+1) + (nk_1)U_i(k) + \dots + (nk_p)U_i(k-p+1)}{dk_1}. \quad (4.58)$$

Para emular o diagrama de blocos indicado na Figura 4.11.a, deve-se realizar a seguinte sequência de operações:

1- Inicializar os valores de erro E_i , do sinal de controle U_i e da corrente I_L :

$$\begin{cases} E_i(k-1) = E_i(k-2) = \dots = E_i(k-n+1) = 0, \\ U_i(k-1) = U_i(k-2) = \dots = U_i(k-p+1) = 0, \\ I_L(k-1) = I_L(k-2) = \dots = I_L(k-r+1) = 0. \end{cases} \quad (4.59)$$

A expressão (4.59) inicializa os sinais anteriores ao instante discreto k com o valor de zero. Essa operação é realizada apenas uma vez, no início desse procedimento.

- 2- Obtenção da amostra de corrente com base no valor atual de saída $I_L(k)$, conforme a seguinte expressão:

$$I_{L(amostra)}(k) = H_i(k)I_L(k) \quad (4.60)$$

- 3- Calcula-se o erro atual $E_i(k)$:

$$E_i(k) = I_{ref} - I_{L(amostra)}(k). \quad (4.61)$$

- 4- Calcula-se o valor atual do sinal de controle $U_i(k)$ utilizando (4.57) e (4.61).
 5- Atualiza-se o valor de saída $I_L(k)$ utilizando (4.58).
 6- Atualização de erros, sinais de controle e valores de saída para a próxima iteração, segundo as seguintes expressões:

$$\begin{cases} E_i(k-1) = E_i(k), \\ E_i(k-2) = E_i(k-1), \\ \vdots \\ E_i(k-n) = E_i(k-(n-1)). \end{cases} \quad \begin{cases} U_i(k-1) = U_i(k), \\ U_i(k-2) = U_i(k-1), \\ \vdots \\ U_i(k-p) = U_i(k-(p-1)). \end{cases} \quad \begin{cases} I_L(k-1) = I_L(k), \\ I_L(k-2) = I_L(k-1), \\ \vdots \\ I_L(k-r) = I_L(k-(r-1)). \end{cases} \quad (4.62)$$

- 7- Retorna-se para a etapa 2 até que o tempo da simulação seja esgotado.

O Apêndice A.3 mostra os códigos de programação para implementar o comportamento em malha fechada, para as malhas de corrente e de tensão, em *MATLAB*.

4.5.1 Malha Discreta de Corrente no Indutor

Para a malha de corrente discreta do projeto, tem-se as seguintes funções de transferência na variável z :

$$Ci(z) = \frac{U_i(z)}{E_i(z)} = \frac{6,38 + 0,4159z^{-1} - 5,964z^{-2}}{1 - 1,358z^{-1} + 0,3579z^{-2}}. \quad (4.62)$$

$$G_{pi}(z) = \frac{I_L(z)}{U_i(z)} = \frac{0,5781 - 1,82z^{-1} + 1,905z^{-2}}{1 - z^{-2}}. \quad (4.63)$$

Nas equações (4.62) e (4.63) considerou-se um período de amostragem de 10 μ s. Na equação (4.63) foi incluída a função de robustez $H_e(z)$. Caso a função $H_e(z)$ seja desconsiderada na composição da malha de corrente, a equação (4.63) é reescrita da seguinte forma:

$$G_{pi}(z) = \frac{I_L(z)}{U_i(z)} = \frac{0,1659 + 0,1659z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (4.64)$$

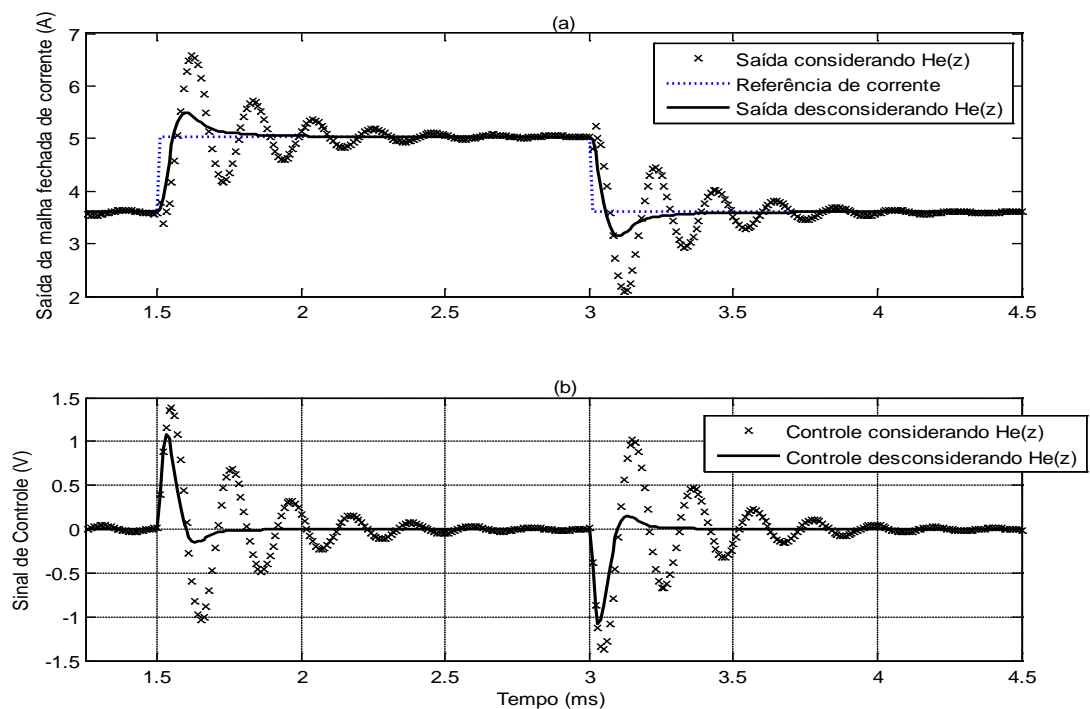
Para verificar o comportamento da malha de corrente com compensador, o sistema é submetido a duas mudanças de referência de corrente. Inicialmente, o sinal de referência é estabelecido em 0,15 V, correspondendo a uma corrente de 3,6 A, até que no instante 1,5 ms, o sinal de referência passa a ser de 0,21 V, implicando em um valor de corrente igual a 5,04 A. Em 3 ms, o sinal de referência volta ao seu valor inicial de 0,15 V.

A Figura 4.12 mostra o resultado da simulação de seguimento de referência para a malha de corrente. Pode-se observar a partir da Figura 4.12.a que saída do sistema converge para a referência, até mesmo para o caso em que a função de robustez $H_e(z)$ é considerada na malha de corrente. Esse fato mostra que o controle projetado é suficientemente robusto, já que a função $H_e(z)$ é responsável pela inserção de dois polos em malha fechada que estão fora do círculo de raio unitário no plano complexo. Ainda com respeito à Figura 4.12.a, é possível verificar que a saída do sistema possui oscilações amortecidas para o caso em que $H_e(z)$ é considerada, fato explicado pela presença, na malha fechada, dos dois polos mencionados. Quanto à resposta do sistema para o caso em que $H_e(z)$ é desconsiderada, observa-se que a corrente não sofre oscilações durante os períodos transitórios, convergindo rapidamente para o valor de referência.

A Figura 4.12.b mostra o comportamento do sinal de controle para a operação da malha de corrente. Deve-se salientar que o sistema de controle emulado através do diagrama de blocos mostrado na Figura 4.11.a apresenta uma diferença fundamental em relação ao circuito real, que é a ausência de oscilações causadas pela ação dos dispositivos de chaveamento. A amplitude das oscilações nas variáveis controladas tem grande influência

sobre o nível médio em que o sinal de controle se estabelece durante o regime permanente. Dessa forma, os níveis dos sinais mostrados na Figura 4.12.b podem apresentar diferenças em relação ao nível do sinal de controle para o conversor. De qualquer forma, pode-se avaliar o esforço do sinal de controle para o sistema modelado por equações a diferenças nos períodos em que ocorre mudança do sinal de referência. É fundamental que o controle se mantenha limitado durante os períodos transitórios, com excursões máximas inferiores a 3 V, que é a amplitude da portadora triangular do sistema. Pode-se verificar a partir da Figura 4.12.b que o sinal de controle atende aos critérios estipulados, até mesmo para o caso em que $H_e(z)$ é considerada na malha de corrente.

Figura 4.12 – Saída da malha de corrente e sinal de controle do sistema em função do tempo.



Fonte: próprio autor.

4.5.2 Malha Discreta de Tensão de Saída

Para a malha de tensão discreta do projeto, têm-se as seguintes funções de transferência na variável z :

$$C_v(z) = \frac{1,8 - 1,736z^{-1} - 1,8z^{-2} + 1,737z^{-3}}{1 - 2,08z^{-1} + 1,362z^{-2} - 0,2818z^{-3}}. \quad (4.65)$$

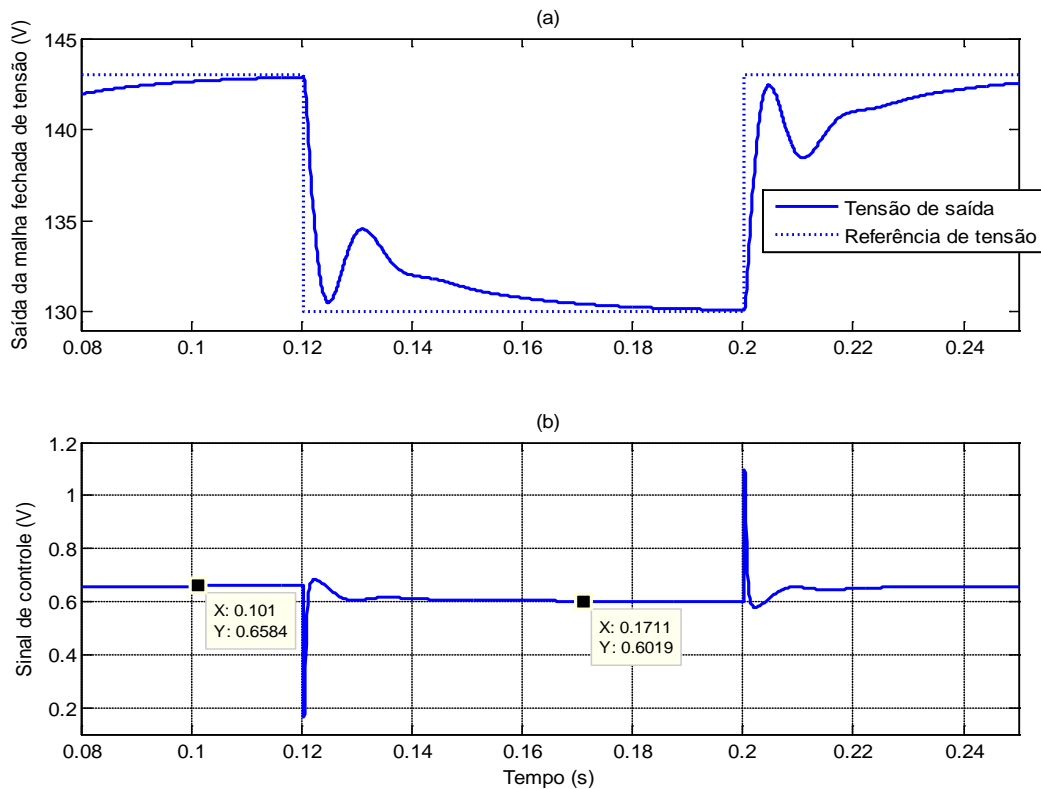
$$G_{pv}(z) = \frac{-0,09984 + 0,5223z^{-1} - 0,5155z^{-2} + 0,1002z^{-3}}{1 - 2,956z^{-1} + 2,914z^{-2} - 0,9574z^{-3}}. \quad (4.66)$$

Nas equações (4.65) e (4.66) considerou-se um período de amostragem de 100 μ s.

Para verificar o comportamento da malha de tensão com compensador, o sistema é submetido a duas variações de referência de tensão. Inicialmente, o sinal de referência é estabelecido em 1,43 V, correspondendo a uma tensão de saída de 143 V, até que no instante 0,12 s, o sinal de referência passa a ser de 1,3 V, implicando em um valor de tensão de saída igual a 130 V. Em 0,2 s, o sinal de referência volta ao seu valor inicial de 1,43 V.

A Figura 4.13 mostra o resultado da simulação de seguimento de referência para a malha de tensão.

Figura 4.13 – Saída da malha de tensão e sinal de controle do sistema em função do tempo.



A partir da Figura 4.13.a, observa-se que a saída da malha de tensão converge para os valores de referência, apresentando uma resposta dinâmica mais lenta que a da malha de corrente, fato que está em acordo com o projeto de controle, tendo em vista a escolha das frequências de cruzamento para cada malha.

A Figura 4.13.b mostra o comportamento do sinal de controle para a operação da malha de tensão. Conforme exposto na Subseção 4.5.1, a modelagem por intermédio de equações a diferenças omite os efeitos típicos de oscilação causados pelos dispositivos de chaveamento. Dessa forma, é esperada a ocorrência de discrepância entre os níveis do sinal de controle no modelo e no circuito. A ondulação da tensão de saída em regime permanente possui pequena amplitude, aproximadamente 0,5% do valor médio da referida tensão, fazendo com que o sinal de controle do modelo apresente menor discrepância em relação ao sinal de controle do circuito: será observado no Capítulo 5 que para manter a tensão de saída e a corrente no indutor nos seus valores nominais, o nível médio do sinal de controle deve ser de aproximadamente 0,96 V. Ainda com respeito à Figura 4.13.b, observa-se que o sinal de controle apresenta dois níveis distintos em regime permanente, dependendo do valor de referência ao qual o sistema esteja submetido. Na transição ocorrida no instante 0,12 s, o sinal de controle decresce, a partir do seu valor médio de 0,6584 V, aproximadamente 0,5 V, e para a transição do instante 0,2 s, o sinal de controle cresce, a partir do valor de 0,6019 V, aproximadamente 0,6 V. Dessa forma, constata-se que o sinal de controle evolui adequadamente durante os regimes transitórios, mantendo valores de excursão dentro de limites aceitáveis.

4.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado o projeto dos compensadores empregados para controlar a corrente no indutor e a tensão de saída do conversor Buck-Boost. A fase inicial do projeto consistiu em determinar compensadores analógicos utilizando a técnica do fator K . Os cálculos dos parâmetros dos compensadores foram feitos considerando distorções nas frequências relevantes do projeto, já que o intuito final do procedimento foi a obtenção de leis de controle discretas pela transformação Bilinear. Deve ficar claro que o projeto de controle analógico realizado na Seção 4.4 não gerará resultados ótimos ou até mesmo adequados, já que as frequências de posicionamento de polos e zeros dos compensadores foram ajustadas, prevendo a distorção de frequência provocada pela transformação Bilinear. Assim, o projeto

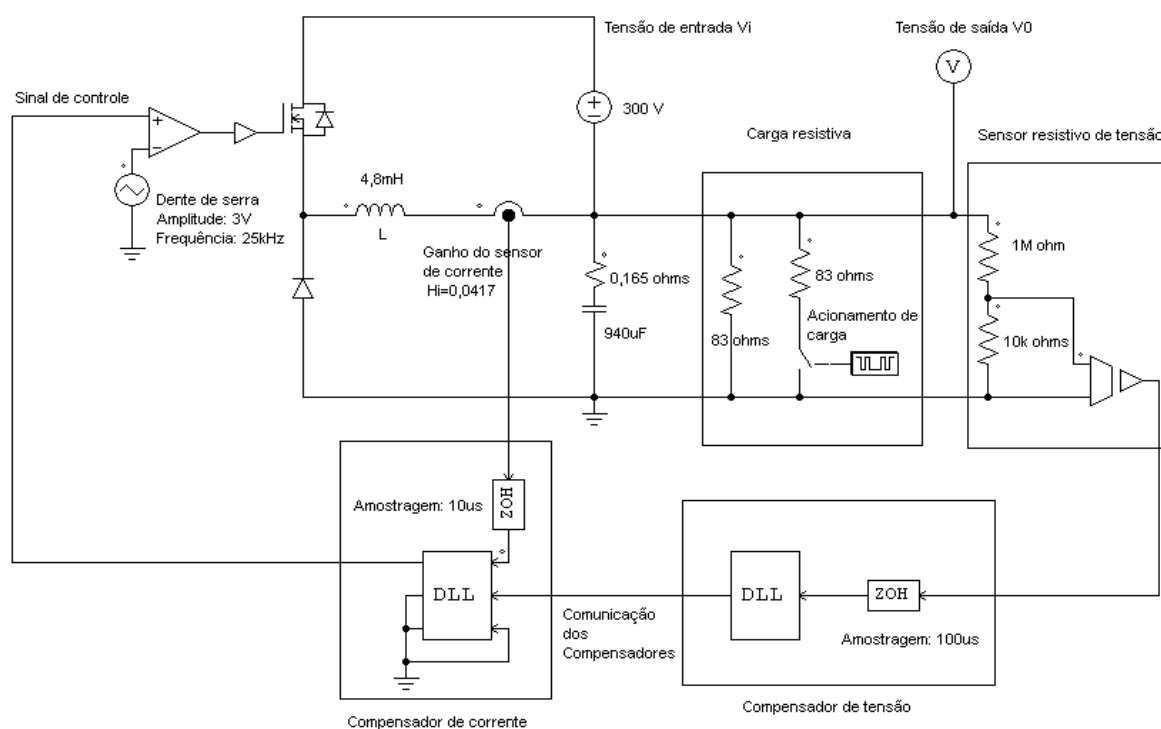
analógico deve ser entendido como uma etapa do procedimento que visa à obtenção da versão digital dos compensadores. Na parte final do capítulo, foi apresentado um procedimento recursivo para testar a eficácia das malhas de controle projetadas. Basicamente, o teste consistiu em observar a capacidade da lei de controle em forçar o sistema a seguir a referência estipulada e a resposta dinâmica de cada malha.

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA

5.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação para o conversor Buck-Boost operando em malha fechada. A Figura 5.1 mostra o circuito utilizado nas simulações.

Figura 5.1 – Conversor Buck-Boost em malha fechada utilizado nas simulações.



Fonte: próprio autor.

Nas simulações realizadas no *software PSIM*, é empregado um sistema de controle digital com os compensadores de tensão e corrente operando em *lógica ou*. A ação dos compensadores é emulada a partir dos blocos *DLL*, capazes de carregar e executar códigos em linguagem de programação *C*. Um bloco é dedicado a realizar a função de compensador de corrente e outro realiza a função de compensador de tensão. Assim como na versão analógica da *lógica ou*, os compensadores são conectados entre si. Graças a tal

conexão, pode-se realizar a comparação dos sinais de controle da malha de tensão e da malha de corrente. No caso específico da Figura 5.1, o compensador de tensão envia sua saída de controle para o compensador de corrente. Dentro do compensador de corrente ocorre a decisão sobre qual dos sinais, se da malha de tensão ou da malha de corrente, é enviado para a chave ativa do conversor. Para operação na *lógica ou*, o menor dos dois sinais deve assumir o controle do sistema. Os compensadores de corrente e de tensão operam de acordo com as equações a diferenças deduzidas na Seção 4.5. O Apêndice A.4 mostra os códigos empregados nos blocos *DLL* indicados na Figura 5.1.

As simulações realizadas nesta seção visam verificar a capacidade de regulação do sistema frente a distúrbios de linha e de carga, a estabilidade do sistema em malha fechada e comprovar se as principais especificações do projeto do circuito de potência são atendidas.

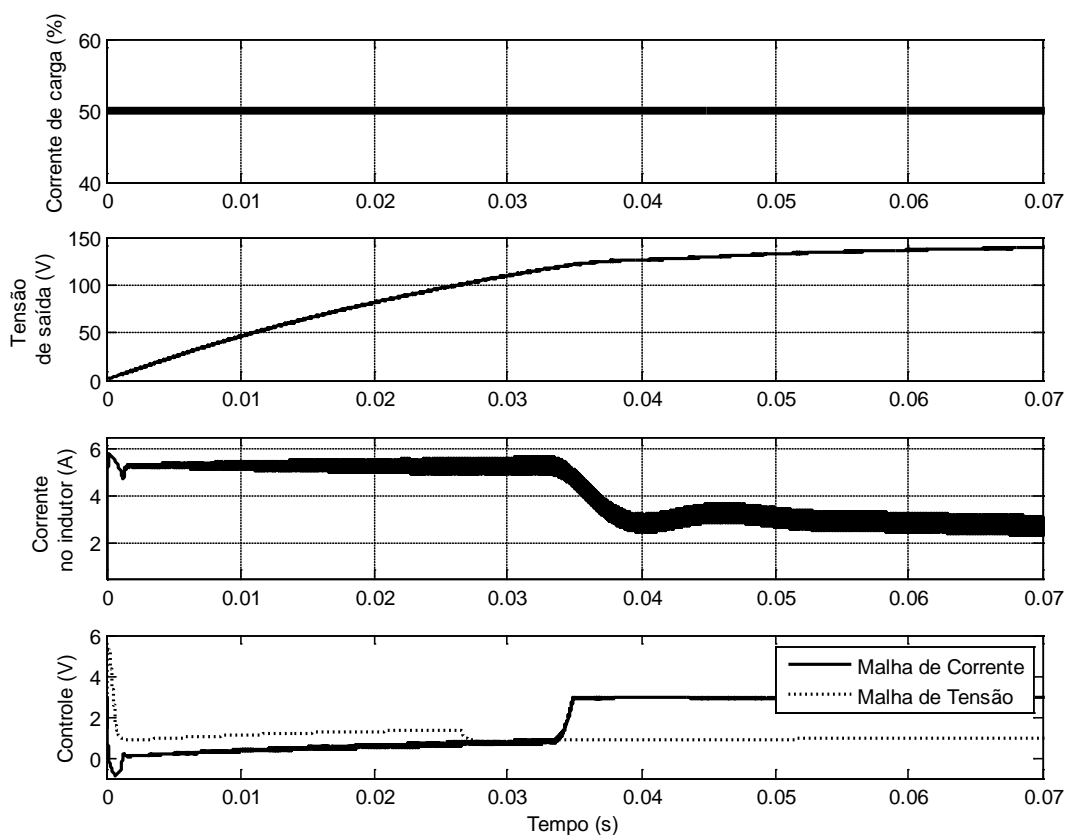
5.2 Partida do Conversor

A Figura 5.2 mostra o comportamento da tensão de saída, da corrente no indutor e do sinal de controle para uma situação em que o conversor inicia sua operação com o indutor e o capacitor de saída descarregados.

Para a simulação da Figura 5.2, foi considerada a partida do conversor para uma carga fixa de 50% do valor nominal, isto é, para o caso em que o conversor Buck-Boost alimenta um resistor de $83\ \Omega$.

O primeiro aspecto importante a ser observado na Figura 5.2 é o comportamento das malhas de tensão e corrente do sistema de controle. Entre os instantes 0 e 35 ms, observa-se que o sinal da malha de corrente possui valor inferior ao da malha de tensão, implicando que a primeira assume a ação de controle do sistema de forma exclusiva. Tal ação é evidenciada pelo comportamento da corrente no indutor, que passa a ter seu valor contido a um patamar próximo à referência da malha de corrente, que é de 5,2 A. Ainda com respeito ao intervalo de tempo referenciado, observa-se que o sinal da malha de tensão possui valores iniciais relativamente altos se comparado aos valores da malha de corrente. Isso se deve ao fato da tensão de saída do conversor não ter alcançado a referência da malha de tensão, gerando valores de erro elevados, que, conseqüentemente, geram um sinal de controle de maior magnitude. Quando a tensão de saída atinge aproximadamente 144 V, fato que ocorre num instante próximo a 30 ms, observa-se que o sinal da malha de tensão se equipara ao da malha de corrente.

Figura 5.2 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para situação de partida do conversor.



Fonte: próprio autor.

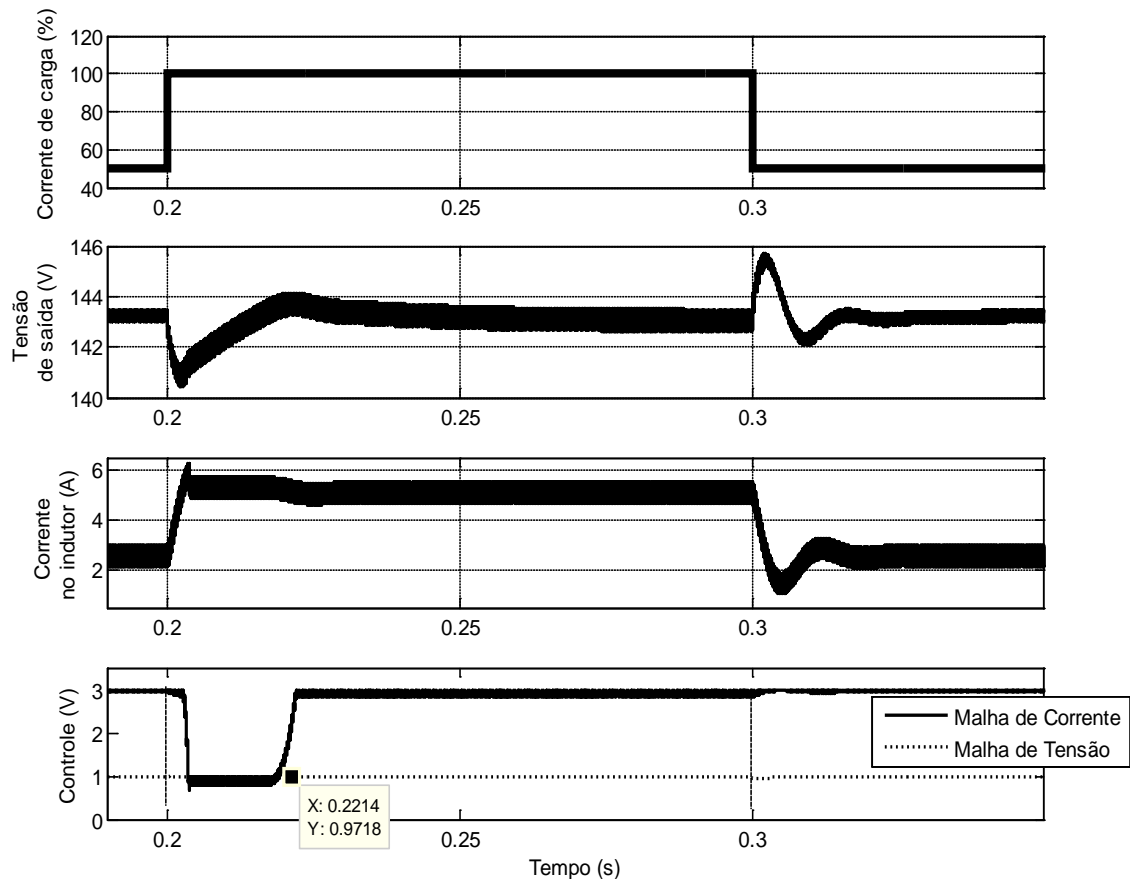
Ainda com respeito à Figura 5.2, no intervalo de tempo compreendido entre 35 e 70 ms, observa-se que a malha de tensão assume a ação de controle do sistema, fazendo com que o conversor opere com a tensão de saída nominal de aproximadamente 144 V. Nesse mesmo intervalo de tempo, é possível observar que o sinal da malha de corrente se eleva devido ao fato da corrente no indutor se distanciar do valor de referência do sistema. Considerando que o conversor opera com 50% da carga nominal, espera-se um valor aproximado de 2,6 A para a corrente no indutor.

5.3 Regulação para Carga Nominal e Sobrecarga Leve

A Figura 5.3 mostra o comportamento da tensão de saída, da corrente no indutor e do sinal de controle para uma situação em que o nível de carregamento do conversor varia

entre 50 e 100 por cento. A carga nominal do sistema é representada por uma resistência de $41,5 \, \Omega$.

Figura 5.3 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para carga entre 50 e 100 por cento.



Fonte: próprio autor.

Para a simulação da Figura 5.3, o sistema possui carga inicial de 50% do valor nominal, e a partir do instante 0,2 s, o sistema passa a operar com carga nominal. No instante 0,3 s, a carga volta à situação inicial de 50% do valor nominal.

Pode-se observar na Figura 5.3 que, para instantes anteriores a 0,2 s, a malha de tensão detém a ação de controle, já que o seu sinal possui valor inferior ao da malha de corrente. Dessa forma, o conversor opera com tensão nominal próxima a 144 V, sendo a corrente no indutor aproximadamente 2,6 A.

Com a aplicação do degrau de carga após 0,2 s, observa-se na Figura 5.3 que a ação de controle passa a ser exercida pela malha de corrente, que rapidamente ajusta o valor

da corrente no indutor para o valor de 5,2 A. Após o degrau de carga, a tensão de saída do conversor sofre afundamento, atingindo um valor mínimo próximo a 141 V. No instante próximo a 0,22 s, com a corrente no indutor estabelecida no seu valor de referência, a malha de tensão assume novamente a ação de controle do sistema, restabelecendo o valor nominal da tensão de saída.

Ainda com respeito à Figura 5.3, após o instante 0,3 s, em que a carga do conversor é reduzida para 50% do valor nominal, observa-se que o valor da corrente no indutor cai naturalmente sem que haja ação de controle da malha de corrente, que mantém sinal em valor alto. A malha de tensão, que possui valor baixo, atua nesse intervalo de tempo, provendo proteção ao conversor contra sobretensões indesejáveis. O transitório devido à mudança do nível de carga do conversor provoca uma rápida oscilação na tensão de saída, sendo observado um pico de aproximadamente 146 V para a mesma. Ao final da simulação, observa-se que tanto a tensão de saída quanto a corrente no indutor retornam aos seus respectivos valores iniciais anteriores ao instante 0,2s.

A Figura 5.4 mostra o comportamento da tensão de saída, da corrente no indutor e do sinal de controle para uma situação em que o nível de carga do conversor varia entre 50 e 150 por cento do valor nominal.

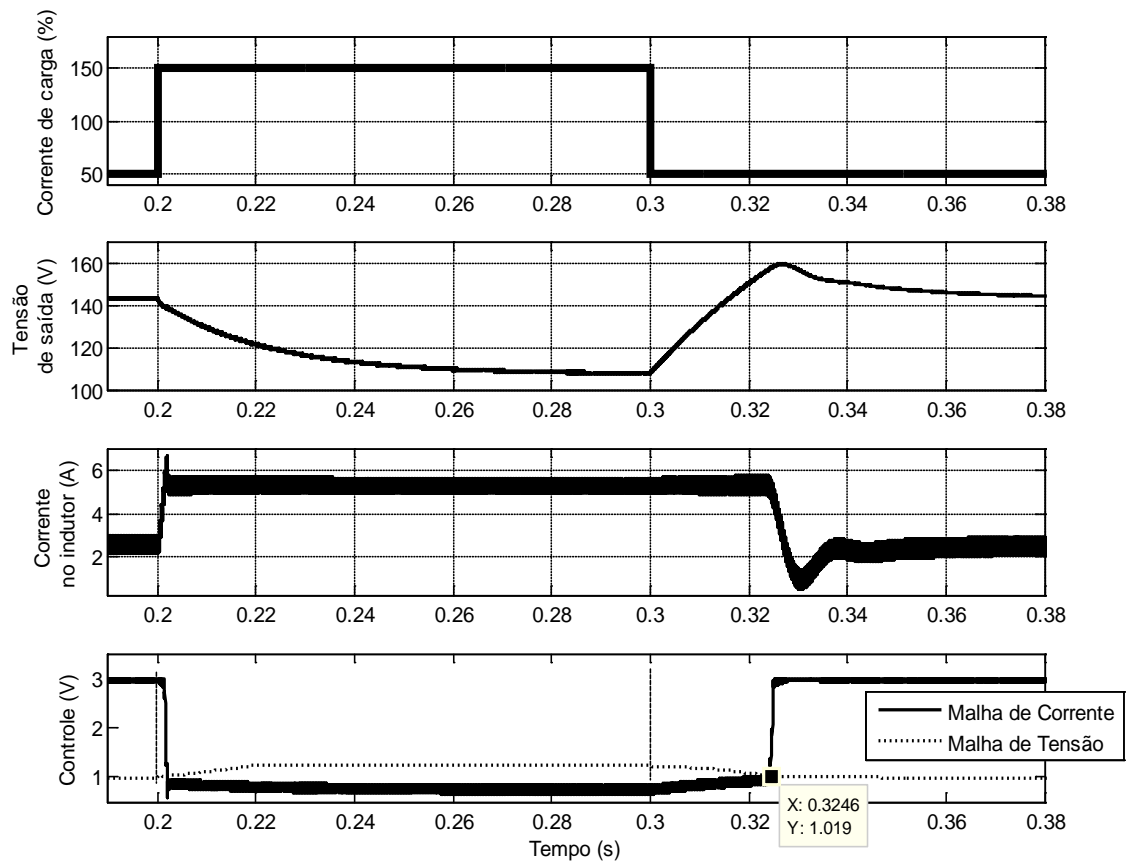
Para simulação da Figura 5.4, o conversor possui carga inicial de 50% do valor nominal, ocorrendo uma adição de 100% de carga em 0,2 s, caracterizando uma carga de 150% do valor nominal. Após o instante 0,3s, o sistema retorna a situação inicial de carga de 50% do valor nominal.

Pode-se observar na Figura 5.4 que, para instantes anteriores a 0,2 s, a malha de tensão é a responsável pela ação de controle no sistema, e o conversor opera com tensão nominal próxima a 144 V, sendo a corrente no indutor aproximadamente 2,6 A.

Considerando a simulação da Figura 5.4, no intervalo de tempo compreendido entre 0,2 e 0,3 s, situação em que o conversor opera com carga de 150%, observa-se que a malha de corrente rapidamente assume a ação de controle do sistema, apresentando um sinal de valor inferior ao da malha de tensão. Para a operação em sobrecarga, é imperativo que a corrente no indutor se mantenha no valor de referência de 5,2 A, fato que é observado na simulação da Figura 5.4. Nesse mesmo intervalo de tempo, observa-se que a tensão de saída sofre um afundamento, passando a ter um valor permanente de aproximadamente 115 V. Considerando que um nível de carga de 150% implica em ter um resistor de $27,67\Omega$ na saída do conversor, verifica-se que a potência de saída do conversor tem valor aproximado de 478

W. Assim, pode-se concluir que, para manter o perfil de corrente no indutor, o valor de tensão de saída do sistema deve sofrer decréscimo, tal qual foi observado.

Figura 5.4 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para carga entre 50 e 150 por cento.

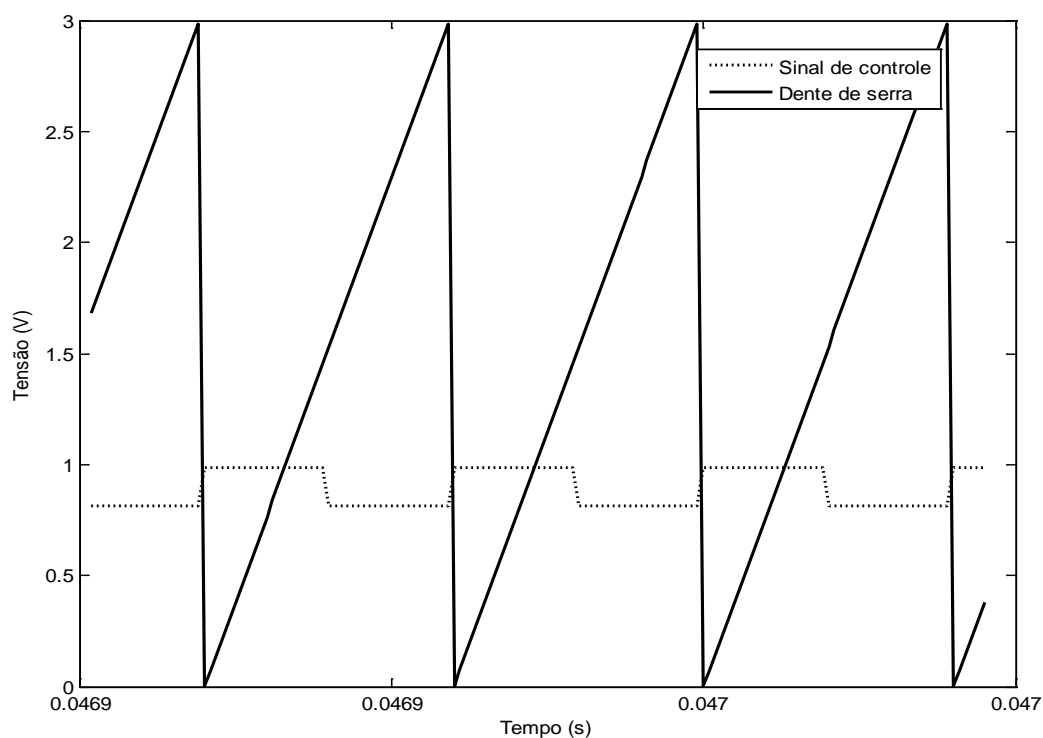


Fonte: próprio autor.

Outra observação interessante sobre a simulação da Figura 5.4 é o fato do controle do sistema agir com um atraso de aproximadamente 25 ms após a transição de nível de carga no instante 0,3 s. Isso se deve a ação lenta do sinal de controle da malha de tensão, que não se torna inferior ao sinal da malha de corrente de forma veloz. Mesmo com esse pequeno atraso de ação do controle, o conversor opera de forma segura, visto que o valor de tensão não excede 160 V.

A Figura 5.5 mostra o aspecto do sinal de controle para operação do conversor em regime permanente.

Figura 5.5 – Sinal de controle do conversor para operação em regime permanente.



Fonte: próprio autor.

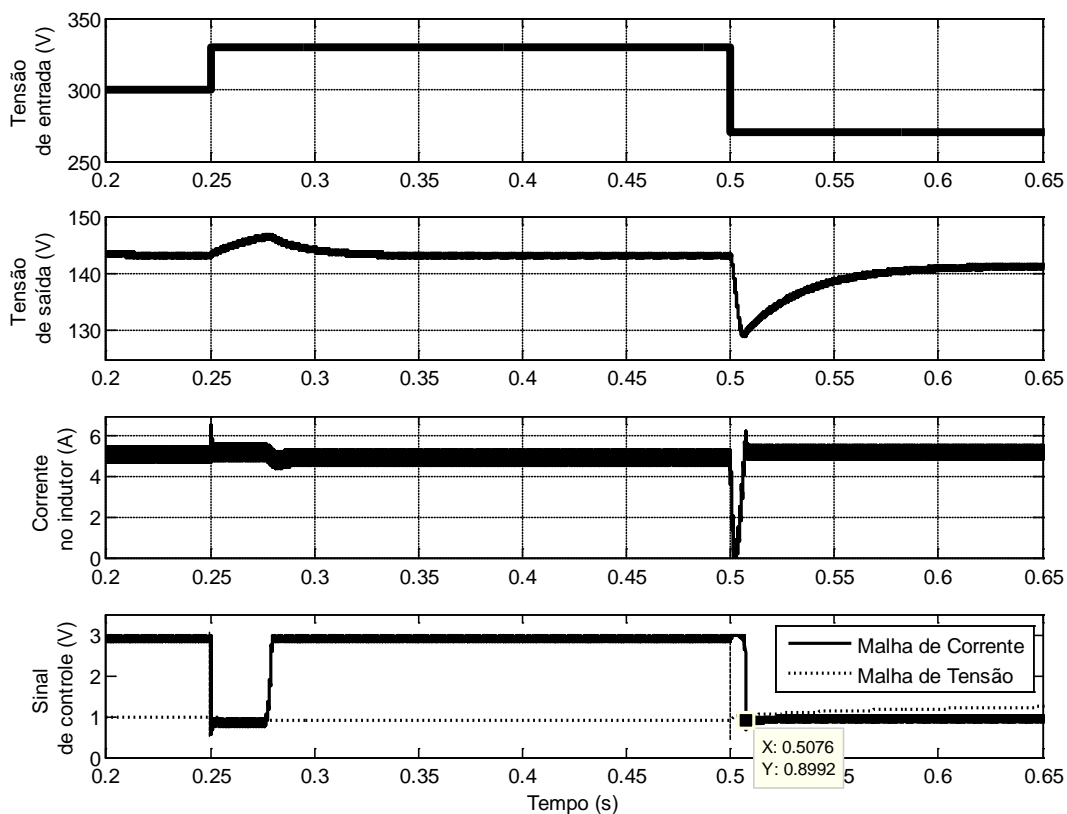
Observa-se a partir da Figura 5.5 que o controle varia entre dois níveis específicos. Nos pontos em que se encontra com a rampa de subida da onda dente de serra, o sinal de controle está em paralelo com o eixo das abscissas, assegurando que não haja sobrechaveamento no conversor.

5.4 Regulação para Distúrbios de Linha

Nesta seção são avaliados os comportamentos da tensão de saída, da corrente no indutor e do sinal de controle para uma situação em que o conversor é submetido a distúrbios de linha.

Os resultados mostrados na Figura 5.6 referem-se à simulação em que tensão de entrada do conversor sofre alterações do tipo degrau. O conversor opera inicialmente com 300 V de tensão de entrada, sofrendo alteração para 330 V em 0,25 s. Esse valor de sobretensão é mantido até 0,5 s, quando a tensão de entrada cai para um valor de 270 V, se mantendo nesse valor até 0,65 s.

Figura 5.6 – Tensão de saída, corrente no indutor e sinal de controle para distúrbios de linha.



Fonte: próprio autor.

A partir da Figura 5.6, considerando o intervalo compreendido entre 0,2 e 0,25 s, pode-se observar que o conversor opera com valores nominais de tensão de entrada, de corrente no indutor e de tensão de saída, sendo o sinal de controle do sistema dominado pela malha de tensão. Após o instante 0,25 s, o aumento brusco de tensão sobre os terminais do indutor provoca, necessariamente, um rápido crescimento na corrente desse dispositivo, que chega a um valor de pico de aproximadamente 6,5 A, forçando uma ação de controle imediata da malha de corrente. No intervalo de tempo em que a malha de corrente assume a ação de controle, a tensão de saída sofre um pequeno desvio em relação ao valor de referência de 144 V, sem ultrapassar o valor de 150 V. Após o restabelecimento do valor nominal de corrente no indutor, a malha de tensão assume novamente o controle do sistema num instante próximo a 0,255 s, fazendo com que a tensão de saída retorne ao valor de referência.

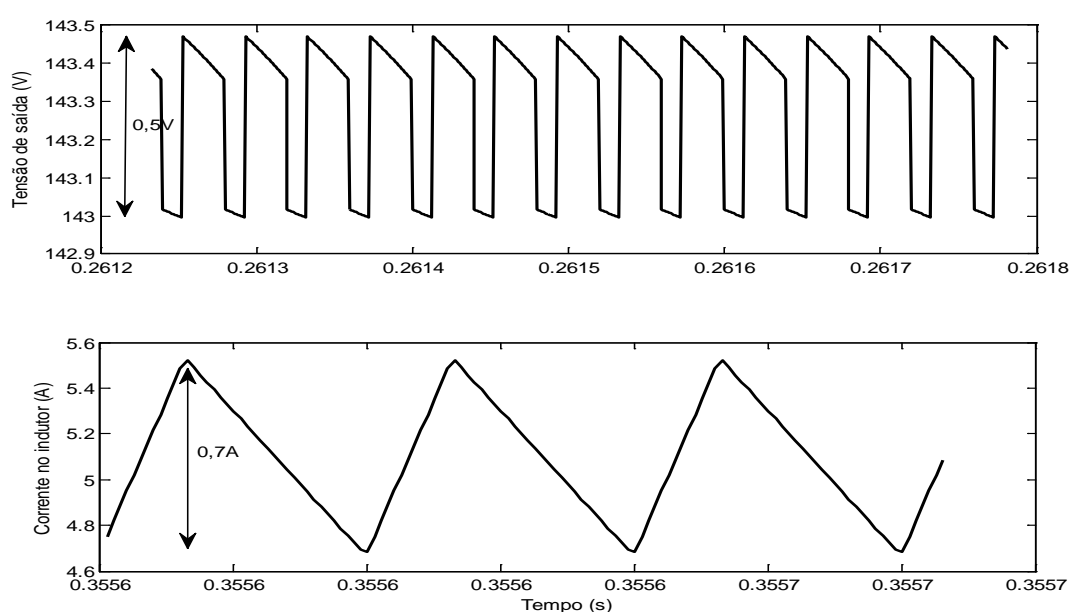
Considerando o intervalo compreendido entre 0,5 e 0,65 s da simulação mostrada na Figura 5.6, verifica-se que a mudança repentina da tensão de entrada de 330 para 270 V

provoca alterações mais significativas nas variáveis de interesse do conversor. Primeiramente, após o instante 0,5 s, a queda súbita de tensão nos terminais do indutor provoca um decréscimo intenso da corrente que percorre o mesmo. Quase simultaneamente, a tensão de saída sofre um afundamento considerável, sendo observado um valor mínimo de tensão de aproximadamente 130 V. No intervalo compreendido entre 0,5 e 0,5076 s, a ação de controle da malha de tensão promove a recuperação da tensão de saída do conversor, que, consequentemente, possibilita o crescimento da corrente no indutor. Após o instante 0,5076 s, a corrente no indutor retorna ao valor de referência, e a malha de corrente assume a ação de controle do sistema. Observa-se ainda que, apesar da corrente no indutor ter assumido novamente o valor nominal, o mesmo não acontece com a tensão de saída, que passa ter um valor de aproximadamente 142 V, representando um erro percentual de 1,3% em relação ao valor de referência da malha de tensão.

5.5 Ondulações de Tensão e Corrente

Nesta seção, faz-se a verificação da ondulação da tensão de saída e da corrente no indutor. A Figura 5.7 mostra as formas de onda de tensão de saída e corrente no indutor para o regime permanente, em condições nominais de carga.

Figura 5.7 – Ondas de tensão de saída e corrente no indutor em regime permanente.



Fonte: próprio autor.

A partir da observação da Figura 5.7, verifica-se que a ondulação na tensão de saída é de aproximadamente 0,5 V, representando uma ondulação percentual de aproximadamente 0,4%. Quanto à ondulação de corrente, é verificado um valor de aproximadamente 0,7 A, representando uma ondulação percentual de 13%. Em ambos os casos, as ondulações estão em concordância com as considerações de projeto constantes na Tabela 2.2.

5.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulações envolvendo o conversor Buck-Boost operando em malha fechada. O controle digital empregado foi projetado com base funções de transferência do sistema obtidas com a utilização de técnicas de identificação paramétricas. As simulações realizadas testaram a estabilidade do sistema e a capacidade de rejeição a distúrbios de linha e de carga. Os resultados obtidos mostram que o esquema de controle projetado provê as proteções necessárias para a operação segura do conversor. Para a simulação envolvendo sobrecarga leve, foi constatado um pequeno retardo na ação de controle do sistema ao ser aplicado um degrau de carga, fato que não gerou impactos negativos na regulação do sistema.

O sistema controlado se mostrou mais vulnerável aos distúrbios de linhas, em virtude, principalmente, da variação tipo degrau da tensão de entrada. Esse tipo de perturbação provocou variações abruptas na corrente do indutor, como picos de curta duração e afundamentos consideráveis. Apesar das adversidades causadas pelos degraus na tensão de entrada do conversor, o sistema mostrou boa capacidade de rejeição a esse tipo de distúrbio, mantendo as variáveis controladas o mais próximo possível dos seus respectivos valores de referência.

CONCLUSÃO GERAL

Para fins de análise do comportamento do conversor Buck-Boost e para síntese de sistema de controle para a planta, as técnicas de identificação paramétricas mostraram-se ferramentas de modelagem bastante confiáveis, tendo a vantagem de requerer pouca ou nenhuma informação sobre o sistema identificado.

Neste trabalho buscou-se fornecer um conjunto de procedimentos para executar a modelagem das funções de transferência relevantes para análise do conversor Buck-Boost através do emprego de estruturas matemáticas tipo caixa preta e caixa cinza. A partir de uma revisão bibliográfica direcionada às técnicas de identificação utilizadas em conversores CC-CC, foi feita a escolha de modelar a função de transferência que relaciona tensão de saída e a razão cíclica pelo modelo não linear de Hammerstein, conveniente para a aplicação em sistemas eletrônicos de potência por incorporar a não linearidade estática da planta de forma dissociada à característica dinâmica da mesma. Dentro dos procedimentos de identificação da função de transferência citada, foi apresentado um procedimento bastante utilizado em identificação de conversores, que consiste em perturbar a razão cíclica do mesmo com um sinal PRBS, sendo observado o respectivo comportamento da tensão de saída. Tal procedimento apresenta características interessantes para aplicações digitais, tendo duração mais curta se comparados às varreduras CA e apresentando riqueza de conteúdo espectral, garantindo uma excelente caracterização da resposta em frequência do conversor. Os parâmetros do modelo de Hammerstein foram deduzidos pelo algoritmo de mínimos quadrados com restrição, que permitiu a obtenção de uma função de transferência discreta bastante precisa no domínio do tempo e da frequência.

Apesar do excelente resultado obtido com o método de mínimos quadrados para identificação da função que relaciona tensão de saída e a razão cíclica, não foi possível repetir o mesmo procedimento para a função que relaciona corrente no indutor e a razão cíclica. O procedimento usando PRBS força o sistema a uma série de regimes transitórios que, para o caso da corrente no indutor, apresenta muitas descontinuidades e longos períodos de constância, inviabilizando o uso do método de mínimos quadrados. Dessa forma, optou-se por realizar a análise de resposta em frequência do conversor, evitando as características transitórias da referida corrente. Assim, com base nos diagramas de Bode do sistema, foi obtido um modelo caixa preta, no domínio da frequência, para a função de transferência que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica.

Determinadas as funções de transferência por técnicas paramétricas de identificação, foi realizado um projeto de controle digital que emula o comportamento dos compensadores tipo 3 e tipo 2 para as malhas de tensão de saída e de corrente no indutor, respectivamente. O projeto de controle serviu para reforçar a validade dos modelos paramétricos identificados, tendo em vista o bom desempenho observado nos resultados. Características de regulação, rejeição a distúrbios e estabilidade foram obtidas na operação em malha fechada do sistema.

Considerando como tópico central deste trabalho a modelagem e identificação de sistemas eletrônicos de potência, são apresentadas a seguir algumas sugestões e possibilidades para trabalhos futuros relacionados ao tema.

No âmbito dos conversores CC-CC, sugere-se a investigação e o emprego de técnicas de identificação para cargas mais complexas que as resistivas, como por exemplo, banco de baterias ou conversores em cascata. O uso de técnicas de identificação pode ser vantajoso, considerando a vasta quantidade de modelos disponíveis e a flexibilidade quanto à ordem do modelo. Outra possibilidade é estender a aplicação das técnicas de identificação para topologias isoladas ou para as quais os modelos de pequenos sinais são de difícil obtenção, como os conversores ZVS.

Pode-se considerar também o uso de técnicas de identificação em tempo real para conversores CC-CC. A literatura técnica apresenta alguns trabalhos com o emprego de tais técnicas para modelagem de conversores com carga resistiva. Explorar a utilização de técnicas de identificação *on line* para conversores com cargas diferenciadas, possibilitaria, por exemplo, o desenvolvimento de projetos de carregadores de baterias com monitoramento em tempo real e controle adaptativo.

A literatura técnica apresenta alguns tópicos não explorados dentro do contexto de identificação e modelagem de sistemas de eletrônica de potência. Ainda não foram desenvolvidos métodos de identificação para conversores CA-CC trifásicos e não há na literatura trabalhos que apresentem resultados experimentais. Outra interessante possibilidade para pesquisa é a investigação da eficácia das técnicas de identificação em conversores bidirecionais, comumente aplicados em veículos elétricos híbridos ou redes inteligentes.

PUBLICAÇÃO DE ARTIGO

- [1] BEZERRA, G. R.; TORRICO-BASCOPE R. P.; REIS, L. L. N. *Aplicação do Modelo não Linear de Hammerstein para Modelagem de um Conversor Buck-Boost não Isolado*. In: 20º Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2014.

REFERÊNCIAS

- [1] OSMAN, S. *Load Idetification of DC-DC Converter*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Blekinge Institute of Technology, Karlskrona, Sweden, 2011.
- [2] ARNEDO, L. *System Level Black-Box Models for DC DC Converters*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, 2008.
- [3] VALDIVIA, L. G. *Behavioral Modeling and Identification of Power Electronics Converters and Subsystems Based on Transient Response*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidad Carlos III de Madrid, Leganés, Madrid, ESP, 2013.
- [4] AGUIRRE, L. A. *Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. 2 ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2004.
- [5] GARCIA, C. *Modelagem e Simulação de Processos Industriais e de Sistemas Eletromecânicos*. 1 ed. São Paulo: Edusp, 1997.
- [6] LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. 1 ed. New Jersey: Prentice Hall, 1987.
- [7] ERICSSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2 ed. Colorado: Springer, 2001.
- [8] MAKSIMOVIC, D. STANKOVIC, A. M. THSOTTUVELIL, V. J. and VERGHESE, G. C. *Modeling and Simulation of Power Electronic Converters*. Proceedings of the IEEE, vol. 89, p.898-912, Jun. 2001.
- [9] WESTER, G.W. *Low-Frequency Characterization of Switched DC-DC Converters*. Tese (PhD), California Institute of Technology, Pasadena, USA, 1972.
- [10] MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. *A General Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stage*. In: Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'76), 1976, pp 18-34.
- [11] SANDERS, S. R.; VERGHESE, G. C. *Synthesis of Averaged Circuit Models for Switched Power Converters*. In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1990, vol. 1, pp. 679-683.
- [12] VORPERIAN, V. *Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch I: Continuous conduction mode*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, pp. 490-496, 1990.
- [13] VORPERIAN, V. *Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch II: Discontinuous conduction mode*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, pp. 490-496, 1990.
- [14] VAN DIJK, E., SPRUIJT, J.N., O'SULLIVAN, D.M., KLAASSENS, J.B. *PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, Issue 6, pp.659-665, Nov. 1995.

- [15] SANDERS, S.R., NOWOROLSKI, J.M., LIU, X.Z., VERGHESE, G.C. *Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, Issue: 2, pp.251–259, April 1991.
- [16] PACKARD, D.J. *Discrete Modeling and Analysis of Switching Regulators*. Tese (Doutorado), California Institute of Technology, Pasadena, USA, 1976.
- [17] LEE, F.C., YU, Y. *Computer-Aided Analysis and Simulation of Switched DC-DC*. IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. 15, No 5, pp 511-520, Sep/Oct. 1979.
- [18] BROWN, R., MIDDLEBROOK, R.D. *Sample-Data Modeling of Switching Regulators*. In: Proceedings of the IEEE. Power Electronic Specialists Conference, (PESC'81), 1981, pp 349-369.
- [19] ELBULUK, M.E., VERGHESE, G.C., KASSAKIAN, J.G. *Sampled-Data Modeling and Digital Control of Resonant Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol: 3, pp.344 –354, July 1988.
- [20] MIDDLEBROOK, R. D. *Measurement of Loop Gain in Feedback Systems*. International Journal of Electronics, vol. 38, no. 4, pp. 485-512, 1975.
- [21] HUYNH, P., CHO, B. H. *Empirical Small-Signal Modeling of Switching Converters Using Pspice*. In: Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), vol. 2, 1995, pp. 809-815.
- [22] CHOI, J. Y., CHO, B. H., VANLANDINGHAM, H. F., MOK, H., SONG, J. H. *System Identification of Power Converters Based on a Black-Box Approach*, IEEE Transactions on Circuit and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, vol. 45, no. 11, 1998.
- [23] PERETZ, M. M., BEN-YAAKOV, S. *Time Domain Identification of PWM Converters for Digital Controllers Design*. In: Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC'07), 2007, pp. 809 -813.
- [24] WONG, R. C., GROVES, J. *An Automated Small-Signal Frequency-Domain Analyzer for General Periodic Operating Systems as Obtained Via Time-Domain Simulation*. In: Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC'95), 1995, pp.801 -808.
- [25] MAKSIMOVIC, D. *Automated Small-Signal Analysis of Switching Converters Using a General-Purpose Time Domain Simulator*. In: Proc. of Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, (APEC'98), 1998, vol. 1, pp. 357-362.
- [26] MIAO, B., ZANE, R., MAKSIMOVIC, D. *System Identification of Power Converters with Digital Control Through Cross-Correlation Methods*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, pp.1093-1099, Sept. 2005.
- [27] BARKLEY, A., SANTI, E. *Improved Online Identification of a DC/DC Converter and Its Control Loop Gain Using Cross-Correlation Methods*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, pp.2021-2031, Aug. 2009.

- [28] ROINILA, T., HELIN, T., VILKKO, M., SUNTIO, T., KOIVISTO, H. *Circular Correlation Based Identification of Switching Power Converter with Uncertainty Analysis Using Fuzzy Density Approach*. Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 17, pp. 1043–1058, 2009.
- [29] ROINILA, T., VILKKO, M., SUNTIO, T. *Fast Loop Gain Measurement of a Switched-Mode Converter Using a Binary Signal With a Specified Fourier Amplitude Spectrum*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 12, pp. 2746-2755, Aug. 2009.
- [30] ROINILA, T., VILKKO, M., SUNTIO, T. *Frequency-Response Measurement of Switched-Mode Power Supplies in the Presence of Nonlinear Distortions*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 8, pp. 2179-2187, Feb. 2010.
- [31] FERNANDEZ-HERRERO, A., FERNANDEZ, C., CARRERAS, C., ZUMEL, P., LAZARO, A., BARRADO, A. *Use of Multisine Excitations for Frequency-Response Measurement of Nonlinear DC-DC Switching Converters*. In: Proceedings of IEEE 27th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012, pp. 735-739.
- [32] HUERTA, F., CÓBRECES, S., RODRIGUEZ, F. J., PIZARRO, D., MECA, F. J. *Black-Box Identification for an Auto-Tuned Current Controller Working with Voltage Source Converters Connected to The Grid Through a LCL Filter*. In: Proc. Of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 4-7 Jul. 2010, pp. 96-101.
- [33] VALDIVIA, V., BARRADO, A., LÁZARO, A., FERNÁNDEZ, C., ZUMEL, P. *Black-Box Modeling of DC-DC Converters Based on Transient Response Analysis and Parametric Identification Methods*. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010, 25th annual IEEE, pp. 1131-1138.
- [34] CHAU, K. T., CHAN, C. C. *Nonlinear Identification of Power Electronic Systems*. In: Proc. of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, 1995, pp 329-334.
- [35] AGUIRRE, L.A., DONOSO-GARCIA, P.F., SANTOS-FILHO, R. *Use of a Priori Information in The Identification of Global Nonlinear Models-A Case Study Using a Buck Converter*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I. Volume 47, Issue 7, pp.1081 – 1085, July 2000.
- [36] LEYVA, R., MARTINEZ-SALAMERO, L., JAMMES, B., MARPINARD, J.C., GUINJOAN, F. *Identification and Control of Power Converters by Means of Neural Networks*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, no. 8, pp. 735-742, Aug. 1997.
- [37] ALONGE, F., D'IPPOLITO, F., RAIMONDI, M., TUMMINARO, S. *Nonlinear Modeling of DC/DC Converters Using the Hammerstein's Approach*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 22, Issue 4, pp. 1210 – 1221, July 2007.
- [38] PATCHARAPRAKITI, N., KIRTIKARA, K., JIVACATE, C., SANGSWANG, A., TUNLASAKUN, K., MUENPINIJ, B. *System Identification With Cross Validation Technique for Modeling Inverter of Photovoltaic System*. Proc. of 2nd International Conference on Mechanical and Electrical Technology (ICMET), 2010, pp. 594-598.

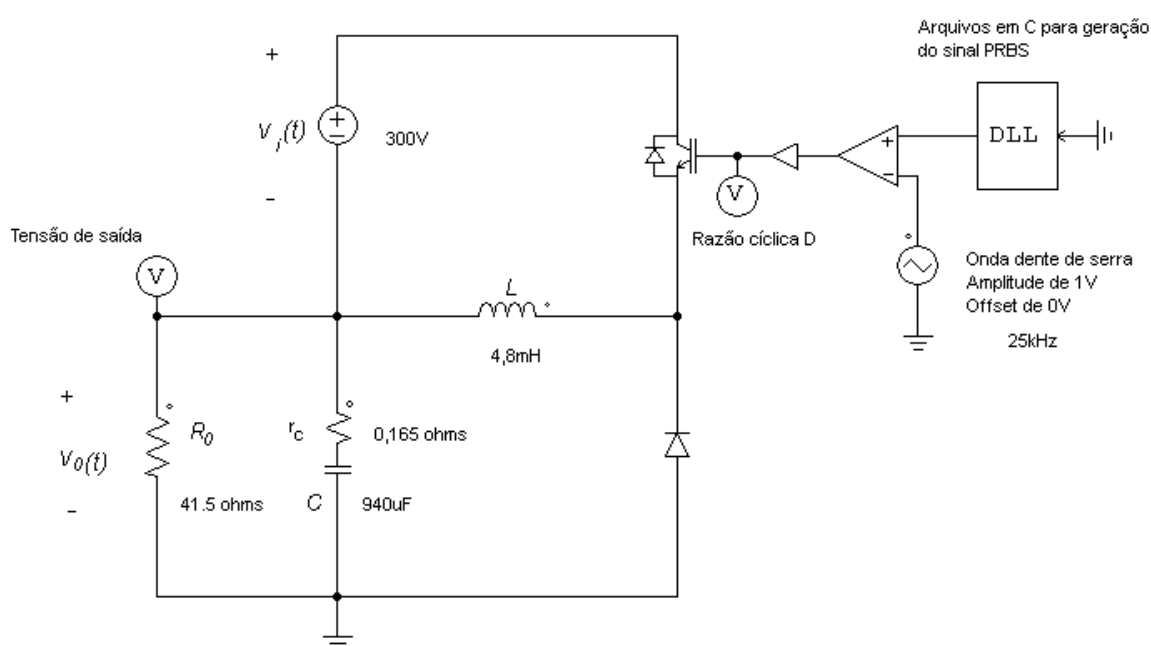
- [39] OLIVIER, J., PRIETO, M., COBOS, J., ALOU, P., GARCIA, O. *Hybrid Wiener-Hammestein Structure for Grey-Box Modeling of DC DC Converters*. In: Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference. (APEC), 15-19 Feb. 2009, pp. 280-285.
- [40] SAN ROMÁN, P., OLIVIER, J., ALOU, P., GARCIA, O., COBOS, J., PRIETO, R. *Non-linear Gain Look Up Table Based Approach for Modeling a Family of DC to DC Converters Based on Transient Response Analysis*. In: Seminario Annual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación. (SAEI), 6-8 Jul. 2011, pp. 280-285.
- [41] DAVE, B. *Design and Simulation of Buck-Boost Converter Modulation Technique for Solar Application*. Jornal of Information, Knowledge and Research in Electrical Engineering, Volume 2, Issue 2, pp. 335 – 341, Oct. 2013.
- [42] PEÑA, J. C. U. *Inversor Buck-Boost Integrado para Aplicações com Micro-Geradores Eólicos*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), UNESP, Ilha Solteira, São Paulo, Brasil, 2012.
- [43] HART, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise de Projetos de Circuitos*. 1 ed. Porto Alegre: Editora AMGH. 2012.
- [44] Thorton Eletrônica LTDA. *Catálogo de Núcleos de Ferrite*. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/yales/materiais/CATALOGO_THORNTON.pdf>. Acesso: 02/11/2014.
- [45] MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Desing Handbook*. New York: Marcel Dekker. 1988.
- [46] IRGP50B60PDPBF Datasheet: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp50b60pdpbf.pdf>>. Acesso: 02/11/2014.
- [47] 30ETH60 Datasheet: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/30eth06.pdf>>. Acesso: 02/11/2014.
- [48] Capacitores Eletrolíticos EPCOS. Datasheet: <<http://www.europowercomponents.com/media/uploads/B43304.pdf>>. Acesso: 02/11/2014.
- [49] DRAPER, N. R., SMITH, H. *Applied Regression Analysis*. 3rd. Ed. New York: Wiley, 1998.
- [50] OKAWARA, H. *DSP – Based Testing – Fundamentals 50 PRBS (Pseudo Random Binary Signal)*. Mixed Signal Letters Series: jun, 2013. Disponível em: <<https://www.advantest.com/cs/groups/public/documents/document/zhzw/mda3/~edis/p/advp007355.pdf>>. Acesso: 02/12/2014.
- [51] LANDAU, I. D., ZITO, G. *Digital Control System: Design, Identification and Implementation*. Berlin: Springer, 2006.
- [52] COELHO, A., COELHO, L. *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*. Florianópolis: UFSC. 2004.

- [53] VENABLE, H.D. The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis. In: Proc. of Powercon 10, March 22-24, 1983, San Diego, USA, pp. 1 - 12.
- [54] MANIKTALA, S. *Switching Power Supplies A to Z*. Burlington: Newnes, 2006.
- [55] LATHI, B. P. *Signal Processing & Linear Systems*. Carmichael: Berkley-Cambridge, 1998.
- [56] POMÍLIO, J. A. *Fontes Chaveadas*. Apostila FEEC 13/95: jan, 1997. Disponível em: < <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/fontchav.html> >. Acesso: 02/12/2014.
- [57] NELBER, X. M. *Conversor Boost para Mitigação de Afundamentos de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Ceará, Brasil, 2007.
- [58] TANG, W., LEE, F. C., RIDLEY, R. B. *Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control*. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 8, Issue 2, pp. 112 – 119, April 1993.

APÊNDICE A.1 – CÓDIGO DO MÉTODO DE MÍNIMOS QUADRADOS COM RESTRIÇÃO EM MATLAB

Segue abaixo o código empregado para a determinação de parâmetros do modelo ARX da estrutura de Hammerstein. Considera-se que nessa etapa já haja conhecimento da característica estática da tensão do conversor, e que a simulação da Figura 3.7, aqui repetida por conveniência, seja realizada, armazenando-se os resultados em arquivos txt.

Figura 3.7 – Esquema para geração de dados para identificação do modelo ARX



Fonte: próprio autor.

O arquivo em C para geração do PRBS é mostrado no Apêndice A.2

Código comentado do método de mínimos quadrados com restrições:

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%ESTIMADOR DOS MÍNIMOS QUADRADOS NÃO RECURSIVOS
%com restrição de ganho em regime permanente para o modelo ARX
%de Hammerstein
%AUTOR: GABRIEL RIBEIRO BEZERRA
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Arquivo .txt contendo resultado de simulação em PSIM. A primeira coluna do
%arquivo é o vetor de tempo, a segunda é razão cíclica e a terceira é a
%tensão de saída do conversor.
```

```

%
load buck_boosttrue11.txt %nome do arquivo (arbitrário).
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Escolha do número de coeficientes e atrasos do modelo ARX.
%
%
%                               MODELO ARX
%   v0(k)=-a2.v0(k-1)-a3.v0(k-2)-...-an.v0(k-n)+b0.v(k)+b1.v(k-
1)+...+bm.v(k-m)
%
% v0- variável de saída do modelo; v- variável de entrada do modelo.
%
% O conversor BUCK-BOOST identificado não possui atraso significativo.
%
%
% a=an-1 total de termos regressivos envolvendo v0
% b=bm    total de termos regressivos envolvendo v
%
%O usuário deve decidir quantos termos regressivos envolvendo v0 e v serão
%usados:
a=3; %O valor de a gerará 3 polos.
b=4; %O valor de b gerará 3 zeros.
d=0; %Valor Default.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
tempoc=buck_boosttrue11(:,1); %Vetor de tempo da simulação.
dutyc=buck_boosttrue11(:,2); %Vetor de razão cíclica da simulação.
saidac=buck_boosttrue11(:,3); %Vetor de tensão de saída da simulação.
limite=max([a,b+d-1]); %Default. Não mexer.
decimation=100; %Se o passo de simulação é dt
%a decimação ajusta tal variável para
%decimation x dt. No caso, dt fica 100 vezes
%maior, para não sobrecarregar a simulação.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Ajuste dos vetores após a decimação e ajuste do passo de simulação.
%
for i=1:1:(length(tempoc)/decimation
    tempo(i)=tempoc(i*decimation); %Tempo ajustado
    saida(i)=saidac(i*decimation); %Saída ajustada
    duty(i)=dutyc(i*decimation); %Razão cíclica
end
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Caracterização da não linearidade do conversor BUCK-BOOST. Deve-se
conhecer
%o ganho estático do conversor (polinômio). Usa-se a função estática real
do
%conversor (conhecimento à priori):
%
%v=D.(tensão de entrada)/(1-D), sendo D a razão cíclica.
%

```

```

for i=1:length(tempo)
    v(i)=300*duty(i)/(1-duty(i));
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Entrada do modelo ARX
entrada=v;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Construção da matriz de observação fi
%
%
%           NÃO MEXER!!!
%
if a~=0 & b~=0
if a>=(b+d-1)                                %Caso numero de coeficientes a<que b-1
for j=1:a
    for i=1:(length(tempo)-limite)
        fi1(i,j)=-saida(i+a-j);    %construção das colunas contendo valores
    end                                %regressivos de tensão de saída
    j=j+1;
end
end

for j=1:b
    for i=1:(length(tempo)-limite)

        fi2(i,j)=entrada(i+a-j-d+1);    %construção de colunas contendo
    end                                %valores regressivos da entrada
    j=j+1;
end
else
    for j=1:a
    for i=1:(length(tempo)-limite)
        fi1(i,j)=-saida(i+b+d-1-j);%construção das colunas contendo valores
    end                                %regressivos de tensão de saída
    j=j+1;
end
end

for j=1:b
    for i=1:(length(tempo)-limite)

        fi2(i,j)=entrada(i+b-j);    %construção de colunas contendo
    end                                %valores regressivos da entrada
    j=j+1;
end
end

fi=[fi1,fi2];    %matriz de observação...

% Para os valores escolhidos de a e b, as linhas seguintes não são
% executadas
elseif a==0 & b~=0
    for j=1:b
    for i=1:(length(tempo)-limite)

        fi2(i,j)=entrada(i+b-j);
    end
    j=j+1;
end
end

```

```

fi=fi2;
elseif a~=0 & b==0
    for j=1:a
        for i=1:(length(tempo)-limite)
            fil(i,j)=-saida(i+a-j);
        end
        j=j+1;
    end
fi=fil;
end
%
%Fim da construção da matriz de observação fi.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Ajuste do vetor de saída: considerando que houve N medidas, a matriz fi
%foi construída com (N-limite) linhas. Logo, a saída é ajustada pelo laço:

for i=1:(length(tempo)-limite)
    saidal(i)=saida(i+limite);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Elementos da restrição
%
%
%                               c=S.teta (eq 3.37)
%
%o ganho estático do modelo ARX deverá ser 1.
%
%Construção da restrição S para garantir o ganho estático unitário:
for i=1:a
    s(i)=-1;
end

for i=(a+1):(a+b)
    s(i)=1;
end
%
% Parametro c da eq 3.37
c=1;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo dos vetores de parâmetros contendo coeficiente
cov=inv(fi'*fi);

teta=cov*fi'*saidal';           %vetor de parâmetros calculado pela eq (3.36)

coef=teta-(cov*s'*inv(s*cov*s'))*((s*teta)-c); %vetor de parâmetros com
                                                %restrição da eq (3.40)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Verificação da capacidade do modelo deduzido em reproduzir os dados de
%identificação
%
%inicializações necessárias: a simulação de reconstrução não se inicia no
%tempo = 0. Dessa forma, os 'a' primeiros valores de v0 são inicializados
%com valores de saída da própria simulação.
v0(1)=saida(1);                %

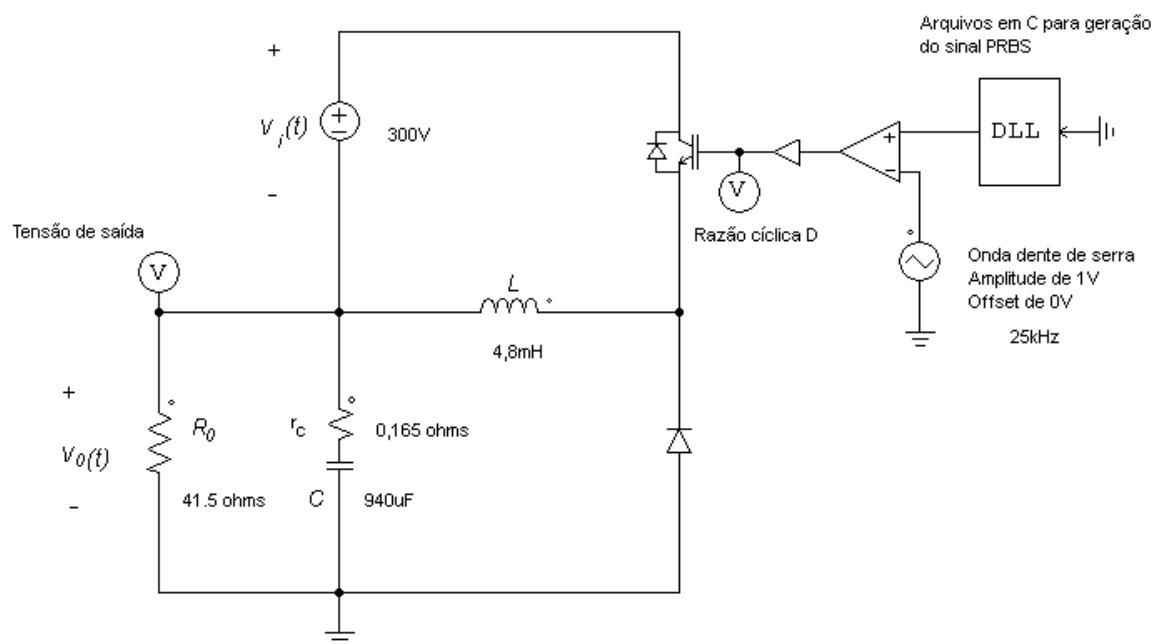
```

[illegible]

APÊNDICE A.2 – CÓDIGO EM C PARA GERAÇÃO DO SINAL PRBS

Considerando novamente o circuito da Figura 3.7, verifica-se a existência de um bloco DLL na simulação.

Figura 3.7 – Esquema para geração de dados para identificação do modelo ARX.



Fonte: próprio autor.

O arquivo em C que o bloco DLL executa a cada passo de simulação é mostrado abaixo:

```
/* Gerador de PRBS de 8 bits para PSIM */
```

```
#include "prbsdll.h"
```

```
#include <windows.h>
```

```
#include <stdio.h>
```

```
#include <stdlib.h>
```

```
#include <math.h>
```

```
//Função de geração dos pulsos PRBS
```

```

int iprbs(int count)
{
    static int isr; //variável que representa o registrador
    int iout;      //saída do registrador (sinal PRBS)
    if (!count) isr=0x0ff; //inicializa registrador de 8 bits com valores 1
    iout=isr&0x00001;//máscara aplicada ao registrador para isolar bit menos
        //significativo.

    isr=(((((isr&0x00002)>>1)^(isr&0x00001))<<8)|(isr&0x0ff))>>1; //Deslocamento
        //do registrador, atualizando o fluxo de bits.

    return(iout);
}

DLLIMPORT void simuser (double t, double delt, double *in, double *out)
{
    static int count;      //Contador principal
    if (!t) count=0;      //Contador principal inicializado
        int Ncount;      //Variável auxiliar
        double gating;    //Saída que comanda a chave
        double Tmin=18e-3; //tempo mínimo de duração de um pulso do PRBS(tm)
    Ncount=Tmin/delt;      // Número de iterações da rotina para período (tm)

    //A condição abaixo assegura que o sinal PRBS seja fixo em um período (tm)
    if (!(count%Ncount)&&(count/Ncount<=255)){

        //A expressão abaixo gera uma razão cíclica que varia 10%, para mais ou para

```

//menos, do valor nominal 0,323. iprbs é uma função que emula uma perturbação

//PRBS na variável gating:

```
gating=in[0]+0.323+(0.0323*iprbs(count));
```

```
out[0]=gating; }
```

```
count++;
```

```
}
```



```
clear all
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Definição de parametros de simulação
Ta=1*(10^-5);           %Periodo de amostragem das funções de transferencia
wz=pi*25000;           %parametro da função de robustez
qz=-2/pi;              %parametro da função de robustez
gt=1/3;                %Ganho da moduladora triangular
hi=0.625/15;           %Ganho do sensor de corrente
iref1=0.15;            %referência 1 de corrente
iref2=0.21;            %referência 2 de corrente
TT=10^-2;              %variável auxiliar de passo de tempo
iref=[];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Parâmetros do compensador tipo 2%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
Ri1=10000; Ri2=207*(10^3); Ci1=717*(10^-12); Ci2=55*(10^-12);
Gi=17.783;             %Ganho do compensador
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%função de transferência do compensador tipo 2 ci eq(4.25):

numci=[(Ci1*Ri2) 1];   denci=[(Ri1*Ri2*Ci1*Ci2) Ri1*(Ci1+Ci2) 0];
ci=tf(numci,denci);    %FT na variável s.

%função de transferência de robustez para a malha de corrente eq (4.7):

nume=[(1/(wz^2)) (1/(wz*qz)) 1];
he=tf(nume,1);

%função de transferência il/d eq (3.51):

gil=tf(99541,[1 0]);

%função de malha aberta:

fma=he*gil*hi*gt;
fma1=gil*hi*gt;        %expressão sem a função de robustez

%funções de transferências discretas. Método Bilinear de discretização

cid=c2d(ci,Ta,'tustin');           %Compensador tipo 2 discreto
[numcid,dencid]=tfdata(cid,'v');   %captura de coeficientes da FT
fmad=c2d(fma,Ta,'tustin');         %Malha aberta discreta
[numfmad,denfmad]=tfdata(fmad,'v'); %captura de coeficientes da FT
fmad1=c2d(fma1,Ta,'tustin');       %Malha aberta discreta sem robustez
[numfmad1,denfmad1]=tfdata(fmad1,'v'); %captura de coeficientes da FT
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%teste da malha de controle: primeira etapa

tempo1=0:Ta:150*Ta;               %tempo de simulação da primeira etapa. Duração de 150 amostragens.
tempot1=0:TT:1.5;                 %tempo correspondente em (ms)
```

%Inicializações. Como o maior termo de atraso das funções de transferência
 %foi igual a 2 (função de transferência de ordem 2), foi necessário
 %inicializar os 2 primeiros valores dos erros que entram no compensador e
 %dos sinais de controle que entram na função de malha aberta:

```
i0=[];          %Vetor de saídas
i0(1)=0;
i0(2)=0;
u=[];          %Vetor dos sinais de controle
u(1)=0;
u(2)=0;
e=[];          %Vetor de erros
e(1)=0;
e(2)=0;
```

```
i0=[];          %Vetor de saídas
i0(1)=0;
i0(2)=0;
i01=[];        %Vetor de saídas sem considerar a robustez
i01(1)=0;
i01(2)=0;
u=[];          %Vetor dos sinais de controle
u(1)=0;
u(2)=0;
u1=[];         %Vetor dos sinais de controle sem considerar a robustez
u1(1)=0;
u1(2)=0;
e=[];          %Vetor de erros
e(1)=0;
e(2)=0;
e1=[];         %Vetor de erros sem considerar a robustez
e1(1)=0;
e1(2)=0;
```

%Laços que emulam o diagrama de blocos da Figura 4.11a:

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

%Condição inicial: referência de 3,6 A.

```
iref(1)=iref1/hi; iref(2)=iref1/hi;
```

```
for i=3:(length(tempo1))
    iref(i)=iref1/hi;
    e(i)=iref1-i0(i-1);
    u(i)=(-(u(i-1)*dencid(2))-(u(i-2)*dencid(3)))+(e(i)*numcid(1))+(e(i-1)*numcid(2))+(e(i-2)*numcid(3))/dencid(1);
    i0(i)=(-(i0(i-2)*denfmad(3))+(u(i)*numfmad(1))+(u(i-1)*numfmad(2))+(u(i-2)*numfmad(3)))/denfmad(1);
end
```

```
for i=3:(length(tempo1))
    e1(i)=iref1-i01(i-1);
    u1(i)=(-(u1(i-1)*dencid(2))-(u1(i-2)*dencid(3)))+(e1(i)*numcid(1))+(e1(i-1)*numcid(2))+(e1(i-2)*numcid(3))/dencid(1);
    i01(i)=(-(i01(i-1)*denfmad1(2))+(u1(i)*numfmad1(1))+(u1(i-1)*numfmad1(2)))/denfmad1(1);
end
```

```

end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%Condição intermediária: referência de 5,04 A

tempo2=(tempo1(i)+Ta):Ta:300*Ta;
tempot2=(1.5+TT):TT:3;

for i=1:(length(tempo2))
    iref(i+length(tempo1))=iref2/hi;
    e(i+length(tempo1))=iref2-i0(i-1+length(tempo1));
    u(i+length(tempo1))=(-(u(i-1+length(tempo1))*dencid(2))-(u(i-
2+length(tempo1))*dencid(3))+(e(i+length(tempo1))*numcid(1))+(e(i-
1+length(tempo1))*numcid(2))+(e(i-2+length(tempo1))*numcid(3)))/dencid(1);
    i0(i+length(tempo1))=(-(i0(i-
2+length(tempo1))*denfmad(3))+(u(i+length(tempo1))*numfmad(1))+(u(i-
1+length(tempo1))*numfmad(2))+(u(i-
2+length(tempo1))*numfmad(3)))/denfmad(1);
end

for i=1:(length(tempo2))
    e1(i+length(tempo1))=iref2-i01(i-1+length(tempo1));
    u1(i+length(tempo1))=(-(u1(i-1+length(tempo1))*dencid(2))-(u1(i-
2+length(tempo1))*dencid(3))+(e1(i+length(tempo1))*numcid(1))+(e1(i-
1+length(tempo1))*numcid(2))+(e1(i-2+length(tempo1))*numcid(3)))/dencid(1);
    i01(i+length(tempo1))=(-(i01(i-
1+length(tempo1))*denfmad1(2))+(u1(i+length(tempo1))*numfmad1(1))+(u1(i-
1+length(tempo1))*numfmad1(2)))/denfmad1(1);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Condição final: referência de 3,6 A.
%

tempo3=(tempo2(i)+Ta):Ta:450*Ta;
tempot3=(3+TT):TT:4.5;

for i=1:(length(tempo3))
    iref(i+length(tempo1)+length(tempo2))=iref1/hi;
    e(i+length(tempo2)+length(tempo1))=iref1-i0(i-
1+length(tempo2)+length(tempo1));
    u(i+length(tempo2)+length(tempo1))=(-(u(i-
1+length(tempo2)+length(tempo1))*dencid(2))-(u(i-
2+length(tempo2)+length(tempo1))*dencid(3))+(e(i+length(tempo2)+length(tempo1))*numcid(1))+(e(i-1+length(tempo2)+length(tempo1))*numcid(2))+(e(i-2+length(tempo2)+length(tempo1))*numcid(3)))/dencid(1);
    i0(i+length(tempo2)+length(tempo1))=(-(i0(i-
2+length(tempo2)+length(tempo1))*denfmad(3))+(u(i+length(tempo2)+length(tempo1))*numfmad(1))+(u(i-1+length(tempo2)+length(tempo1))*numfmad(2))+(u(i-2+length(tempo2)+length(tempo1))*numfmad(3)))/denfmad(1);
end

for i=1:(length(tempo3))
    e1(i+length(tempo2)+length(tempo1))=iref1-i01(i-
1+length(tempo2)+length(tempo1));
    u1(i+length(tempo2)+length(tempo1))=(-(u1(i-
1+length(tempo2)+length(tempo1))*dencid(2))-(u1(i-
2+length(tempo2)+length(tempo1))*dencid(3))+(e1(i+length(tempo2)+length(tempo1))*numcid(1))+(e1(i-1+length(tempo2)+length(tempo1))*numcid(2))+(e1(i-2+length(tempo2)+length(tempo1))*numcid(3)))/dencid(1);
    i01(i+length(tempo2)+length(tempo1))=(-(i01(i-
1+length(tempo2)+length(tempo1))*denfmad1(2))+(u1(i+length(tempo2)+length(tempo1))*numfmad1(1))+(u1(i-1+length(tempo2)+length(tempo1))*numfmad1(2)))/denfmad1(1);
end

```



```
Rv1=47000; Rv2=19.5*(10^3); Rv3=1430;
```

```
Cv1=395*(10^-9); Cv2=12.03*(10^-9); Cv3=90*(10^-9);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%Função de transferência do compensador tipo 3
```

```
%
```

```
numcv1=(Rv1+Rv3)/(Rv1*Rv3*Cv2); numcv2=[1 (1/(Rv2*Cv1))]; numcv3=[1  
(1/((Rv1+Rv3)*Cv3))];
```

```
numcv=conv(numcv1,conv(numcv2,numcv3));
```

```
dencv1=[1 0]; dencv2=[1 (1/(Rv3*Cv3))]; dencv3=[1
```

```
((Cv1+Cv2)/(Cv1*Cv2*Rv2))];
```

```
dencv=conv(dencv1,conv(dencv2,dencv3));
```

```
cv=tf(numcv,dencv); %eq (4.47)
```

```
%funções de transferências discretas
```

```
cvd=c2d(cv,Ta,'tustin'); %Compensador tipo 3 discreto
```

```
[numcvd,dencvd]=tfdata(cvd,'v'); %Captura de coeficientes da FT
```

```
fmad=c2d(fma,Ta,'tustin'); %Função de malha aberta discreta
```

```
[numfmad,denfmad]=tfdata(fmad,'v'); %Captura de coeficientes da FT
```

```
%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% Teste da malha de controle. Primeira etapa.
```

```
%
```

```
tempol=0:Ta:1200*Ta; %Duração de 800 períodos de amostragem.
```

```
%
```

```
%Inicializações. Como o maior termo de atraso das funções de transferência
```

```
%foi igual a 3 (funções de transferência de ordem 3), foi necessário
```

```
%inicializar os 3 primeiros valores dos erros que entram no compensador e
```

```
%dos sinais de controle que entram na função de malha aberta:
```

```
v0=[];
```

```
v0(1)=0;
```

```
v0(2)=0;
```

```
v0(3)=0;
```

```
u=[];
```

```
u(1)=0;
```

```
u(2)=0;
```

```
u(3)=0;
```

```
e=[];
```

```
e(1)=0;
```

```
e(2)=0;
```

```
e(3)=0;
```

```
%Laços que emulam o diagrama de blocos da Figura 4.11a:
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%
```

```
%Condição inicial: referência de 143 V.
```

```
Vref(1)=Vref2/hv; Vref(2)=Vref2/hv; Vref(3)=Vref2/hv;
```



```
tempo=[tempo1 tempo2 tempo3];  
figure  
subplot(2,1,1),plot(tempo,v0/hv,'linewidth',2);  
hold on  
subplot(2,1,1),plot(tempo,Vref,':','linewidth',2);  
ylabel('Saída da malha fechada de tensão (V)')  
subplot(2,1,2),plot(tempo,u,'linewidth',2);  
ylabel('Sinal de controle (V)')  
xlabel('Tempo (s)')
```


O código em C para o compensador de tensão é mostrado abaixo:

```

/* Código para o compensador de tensão */
#include "vcontroldll.h"
#include <windows.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>

DLLIMPORT void simuser (double t, double delt, double *in, double *out)
{

//Coeficientes da eq (4.58)
//1.8004  -1.7364  -1.7999  1.7369 Numeradores de CV
//1.0000  -2.0802  1.3620  -0.2818 Denominadores de CV

static double errov[4]; //Vetor de erros
static double uv[4];    //Vetor de sinais de controle
static int g=0;         //Contador geral

//Inicializações
if (!g){
errov[0]=0; errov[1]=0; errov[2]=0; errov[3]=0; uv[0]=0; uv[1]=0; uv[2]=0; uv[3]=0;}

    errov[0]=errov[1]; //atualização de erros
    errov[1]=errov[2];
    errov[2]=errov[3];
    uv[0]=uv[1];      //atualização de sinais de controle
    uv[1]=uv[2];
    uv[2]=uv[3];
    errov[3]=1.42-in[0]; //medição de erro atual
    //Cálculo do sinal de controle atual que sai do compensador

```

```
uv[3]=(-(-2.0802*uv[2])-(1.3620*uv[1])-(-0.2818*uv[0])+(1.8004*errov[3])+(-
1.7364*errov[2])+(-1.7999*errov[1])+(1.7369*errov[0]))/1;
```

```
//Condição que limita o sinal de controle da tensão.
```

```
if ((uv[3]>1.25) && in[0]>1){
```

```
    uv[3]=1.25;}
}
```

```
out[0]=uv[3]; //valor do sinal de controle. É enviado ao bloco do compensador
```

```
// de corrente para definição de qual sinal exercerá o controle
```

```
g++;
```

```
}
```

O código em C para o compensador de corrente é mostrado abaixo:

```
/* Controle PID digital. Lógica ou para conversor Buck-Boost do projeto*/
```

```
//Compensador de corrente tipo 2
```

```
#include "prbsdll.h"
```

```
#include <windows.h>
```

```
#include <stdio.h>
```

```
#include <stdlib.h>
```

```
#include <math.h>
```

```
DLLIMPORT void simuser (double t, double delt, double *in, double *out)
```

```
{
```

```
//Coeficientes do compensador eq (4.56)
```

```
//6.3802  0.4159  -5.9643  numerador de ci
```

```
//1.0000  -1.3579  0.3579  denominador de ci
```

```
static double erroi[3]; //Vetor de erro
```

```
static double ui[3]; // Vetor dos Sinais de controle
```

```
static int g=0; //Contador geral
```

```
//Inicializações
```

```
if (!g){
```

```
erroi[0]=0; erroi[1]=0; erroi[2]=0; ui[0]=0; ui[1]=0; ui[2]=0;}
```

```
//Operação de malha fechada:
```

```
    erroi[0]=erroi[1]; //atualização do vetor erro
```

```
    erroi[1]=erroi[2];
```

```
    ui[0]=ui[1];    //atualização do vetor de controle
```

```
    ui[1]=ui[2];
```

```
    erroi[2]=0.22-in[0]; //medição do erro atual
```

```
    //calculo do sinal de controle a ser enviado:
```

```
    ui[2]=(-(-1.3579*ui[1])-(0.3579*ui[0])+(6.3802*erroi[2])+(0.4159*erroi[1])+(-5.9643*erroi[0]))/1;
```

```
//Condição que limita o valor do sinal de controle da malha de corrente em 3V.
```

```
if (ui[2]>3){
```

```
    ui[2]=3;}
```

```
out[1]=ui[2]; //Comando opcional
```

```
//Condição que define qual sinal, se o do compensador de corrente ou de tensão
```

```
//Controla o sistema. A entrada in[1] deve receber o sinal de controle do com-
```

```
//pensador de tensão.
```

```
if (in[1]>=ui[2]){
```

```
    out[0]=ui[2];
```

```
}
```

```
else {
```

```
    out[0]=in[1];
```

```
}
```

```
g++;
```

```
}
```