

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CHRYSYTIAN LENON REMES

**APLICAÇÃO DE METODOLOGIAS DE
CONTROLE BASEADO EM DADOS EM
CONVERSORES CC-CC**

Porto Alegre
2021

CHRYSYTIAN LENON REMES

**APLICAÇÃO DE METODOLOGIAS DE
CONTROLE BASEADO EM DADOS EM
CONVERSORES CC-CC**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADORA: Prof^ª. Dr^ª. Lucíola Campestrini

COORIENTADOR: Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores

Porto Alegre
2021

CHRYSYTIAN LENON REMES

**APLICAÇÃO DE METODOLOGIAS DE
CONTROLE BASEADO EM DADOS EM
CONVERSORES CC-CC**

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pela Orientadora e pela Banca Examinadora.

Orientadora: _____
Prof.^a. Dr.^a. Lucíola Campestrini, UFRGS
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul
– Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof.^a. Dr.^a. Vilma Alves de Oliveira, USP
Doutora pela University of Southampton – Southampton, Inglaterra

Prof. Dr. Roger Gules, UTFPR
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, UFRGS
Doutor pela University of Newcastle – Newcastle, Austrália

Coordenador do PPGEE: _____
Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

Porto Alegre, junho de 2021.

CIP - Catalogação na Publicação

Remes, Chrystian Lenon

Aplicação de metodologias de controle baseado em dados em conversores CC-CC / Chrystian Lenon Remes. – 2021.

157 f.

Orientadora: Lucíola Campestrini.

Coorientador: Jeferson Vieira Flores.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, BR-RS, 2021.

1. Controle baseado em dados. 2. Conversores CC-CC. 3. VDFT. 4. VRFT. I. Campestrini, Lucíola, orient. II. Flores, Jeferson Vieira, coorient. III. Título.

Dedico este trabalho
à minha amada es-
posa Jéssica, ao meu
querido filho Vini-
cius, aos meus pais
Paulo e Cida e à mi-
nha irmã Paula.

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Jéssica, pelo suporte incondicional nos momentos difíceis, pela compreensão e pelo carinho nas horas de necessidade e também por todos os bons momentos que passamos juntos. Este trabalho também tem tua contribuição.

À minha família, meu porto seguro, em especial, aos meus pais Paulo e Cida e à minha irmã Paula, por tudo que já fizeram por mim. O incentivo de vocês sempre foi fundamental em todos os sentidos.

Aos meus orientadores Lucíola Campestrini e Jeferson Vieira Flores, pelos inúmeros ensinamentos, pelo apoio, pela paciência e parceria de trabalho. Vocês me ensinaram a ser um pesquisador.

Aos colegas que atuaram na iniciação científica: Rodrigo Binotto, Ricardo Binz e Samuel Locatelli.

Aos meus amigos do PPGEE e ao pessoal da Baía 1, que “NÃO TEM FÉRIAS”, em especial, aos amigos Gustavo Rodrigues, Marcos Coelho, Rodrigo Binotto, Emerson Boeira, Kauã Antunez e Guilherme Salati. Espero encontrá-los bem nas FÉRIAS que virão.

Aos meus amigos do PPGA, em especial, à família sexteto, pelos bons momentos: Jéssica, Charles, Jaqueline, Marina e Carolina, valeu por essa caminhada compartilhada.

Aos meus amigos de longa data do Paraná e de Santa Catarina: ainda que estejam longe, é sempre uma alegria revê-los. Obrigado por renovarem minhas energias nos curtos momentos que tivemos nesse tempo. Alexandre Coccia dos Santos e Maycon Senna Ribeiro, um alô especial a vocês.

À CAPES, pela bolsa de estudos.

RESUMO

Conversores cc-cc têm sido cada vez mais utilizados nas mais diversas aplicações para adequação dos níveis de tensão e corrente, estando presentes em fontes alternativas de energia, como painéis fotovoltaicos e carregadores de baterias, dentre outros. Tais conversores geralmente necessitam de operação em malha fechada visando a regulação da tensão de saída e a rejeição de distúrbios provenientes de variações na fonte de alimentação de entrada ou na carga. Diante desse contexto, este trabalho visa propor um procedimento sistemático e avaliar a aplicação de métodos de controle baseado em dados, em especial, o *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) e o *Virtual Disturbance Feedback Tuning* (VDFT), para conversores cc-cc. Para o método VRFT, são consideradas também as configurações de controle com malha única e com múltiplas malhas. Essas abordagens de controle são sistematizadas para aplicação às classes dos conversores *buck*, *boost*, *buck-boost* e seus derivados, onde o conversor SEPIC pode ser incluído. Os resultados demonstram que as metodologias de controle baseado em dados no domínio do tempo conseguem atingir os objetivos de projeto em relação ao modelo de referência fixado, sendo um conversor *boost* usado como estudo de caso para a obtenção de resultados experimentais. Ainda, é considerada uma análise para a avaliação do ponto de operação a ser utilizado para coleta de dados dos conversores mencionados, visando um projeto via VRFT mais robusto para o controle de tensão desses conversores. Métricas de robustez do sistema compensado também são obtidas a partir dos dados do processo.

Palavras-chave: Controle baseado em dados, Conversores CC-CC, VDFT, VRFT.

ABSTRACT

DC-DC converters have been used in several applications in order to adjust voltage and/or current levels. They are used in renewable energy sources, such as photovoltaic arrays and in battery charges, among others. These converters generally need to work in closed-loop, aiming to regulate the output voltage and reject disturbances caused by source and load variations. In this context, this work proposes a systematic procedure and application of data-driven control methods, specially the Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) and the Virtual Disturbance Feedback Tuning (VDFT) methods, for dc-dc converters, where both single-loop and multi-loop configurations are considered for VRFT. These control approaches are developed considering buck, boost and buck-boost type topologies, where the SEPIC converter can be included. The obtained results show that data-driven strategies can achieve the control objectives given by a reference model, where a boost converter has been used as an experimental case study. Also, an analysis is realized in order to establish the converter equilibrium point that provides a design with improved robustness for the controller given by VRFT. Robustness indexes of the controlled system are also obtained in a data-driven approach.

Keywords: Data-driven control, DC-DC converters, VDFT, VRFT.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Representação do circuito do conversor <i>boost</i>	27
Figura 2 –	Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> para as duas etapas de operação: (a) $d_s(t) = 1$ e (b) $d_s(t) = 0$	28
Figura 3 –	Circuito equivalente do conversor SEPIC isolado.	33
Figura 4 –	Etapas de operação do conversor SEPIC isolado em CCM: (a) $d_s(t) = 1$; (b) $d_s(t) = 0$	34
Figura 5 –	Etapas de operação de uma representação aproximada do SEPIC isolado em CCM: (a) $d_s(t) = 1$; (b) $d_s(t) = 0$	36
Figura 6 –	Diagrama de Nyquist da função de transferência $L_{OL}(s) = C(s)G(s)$, considerando um sistema $G(s) = -100(s-50)/(s^2+20s+10000)$ compensado por um controlador $C(s) = 4.5(s^2+33.67s+10200)/(s^2+1000s)$, o qual possui boas margens de ganho/fase ($GM \approx 6$ dB e $PM \approx 60^\circ$) mas, ainda assim, baixa robustez, considerando o elevado pico da função de sensibilidade ($M_s \approx 12$ dB)	46
Figura 7 –	Diagrama de blocos em malha fechada considerando os sinais virtuais utilizados no método VRFT.	52
Figura 8 –	Diagrama de blocos da malha cascata 1.	56
Figura 9 –	Diagrama de blocos da malha cascata 2.	57
Figura 10 –	Representação do VRFT para a malha interna da configuração cascata 2.	58
Figura 11 –	Representação do VRFT para a malha externa da configuração cascata 2.	59
Figura 12 –	Diagrama de blocos que ilustra a formulação do método VDFT.	59
Figura 13 –	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada com $C(s) = k_p$	67
Figura 14 –	Dados simulados de entrada $\tilde{d}(k)$ e saída $\tilde{v}_o(k)$ do conversor <i>boost</i> , coletados em malha fechada com uma referência $\tilde{r}(k)$ aplicada ao redor de um ponto de equilíbrio.	76
Figura 15 –	Resultados de simulação do conversor <i>boost</i> em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.	77
Figura 16 –	Estimativa da resposta impulsa de $S(z,\rho)$ – 100 primeiros termos (simulação).	78
Figura 17 –	Resultados de simulação do conversor <i>boost</i> para degraus de carga em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.	79

Figura 18 –	Resultados de simulação do conversor <i>boost</i> para degraus de v_{in} em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.	79
Figura 19 –	Dados de simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada ao redor de um ponto de equilíbrio com controlador proporcional para coleta de dados.	81
Figura 20 –	Simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada com o controlador projetado via VRFT considerando degraus de referência.	82
Figura 21 –	Simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada com o controlador projetado via VRFT considerando degraus de carga.	82
Figura 22 –	Simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada com o controlador projetado via VRFT considerando degraus na tensão de alimentação.	83
Figura 23 –	Imagem da bancada experimental do conversor <i>boost</i>	84
Figura 24 –	Diagrama de blocos da bancada experimental do conversor <i>boost</i>	84
Figura 25 –	Dados de entrada $\tilde{d}(k)$ e saída $\tilde{v}_o(k)$ do conversor <i>boost</i> , coletados em malha fechada com uma referência $\tilde{r}(k)$. Os sinais $\tilde{d}'(k)$ e $\tilde{v}'_o(k)$ representam as variáveis instrumentais.	86
Figura 26 –	Resultados experimentais do conversor <i>boost</i> em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.	88
Figura 27 –	Estimativa da resposta impulsa de $S(z, \rho)$ – 100 primeiros termos.	89
Figura 28 –	Resultados experimentais do conversor <i>boost</i> para degraus de carga em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.	90
Figura 29 –	Diagrama de blocos da configuração de controle em malha única para a análise de sensibilidade.	93
Figura 30 –	Diagrama de blocos da configuração da malha cascata 1 para a análise de sensibilidade.	93
Figura 31 –	Diagrama de blocos da configuração da malha cascata 2 para a análise de sensibilidade.	94
Figura 32 –	Diagrama de blocos para o Método da Referência Virtual considerando a Malha Cascata 1.	98
Figura 33 –	Dados experimentais coletados no conversor <i>boost</i> para o projeto dos controladores em malha cascata.	110
Figura 34 –	Resultados experimentais para degraus de referência – comparativo	112
Figura 35 –	Resultados experimentais para degraus de carga – comparativo	112
Figura 36 –	Densidade de potência espectral estimada através dos dados experimentais para as funções de sensibilidade da malha interna.	113
Figura 37 –	Diagrama de blocos considerando um distúrbio de saída filtrado.	117
Figura 38 –	Diagrama de blocos considerando um distúrbio de entrada.	117
Figura 39 –	Representação de uma planta modelada com incerteza multiplicativa.	118

Figura 40 –	Influência do a) polo derivativo p_c e dos b) polos desejados $p_a, a = \{1,2,3,4\}$ no pico \hat{M}_{sd} da função de sensibilidade desejada $S_d(z, \hat{\rho}, \hat{\eta})$, sendo todos os polos p_a alocados na mesma frequência. Polos p_a mais lentos são posicionados próximos da frequência natural da planta, enquanto polos mais rápidos p_a são localizados cerca de $2\times$ mais rápidos que a frequência natural.	123
Figura 41 –	Dados experimentais coletados em malha fechada com um controlador proporcional.	125
Figura 42 –	Resultados experimentais para degraus de referência comparando os projetos via VRFT e VDFT.	126
Figura 43 –	Resultados experimentais para degraus de carga comparando os projetos via VRFT e VDFT.	127
Figura 44 –	Comparativo entre as respostas do conversor <i>boost</i> simulado sem perdas e do modelo de pequenos sinais no ponto de operação nominal.	130
Figura 45 –	Comparativo entre as respostas do conversor <i>boost</i> simulado com perdas e do modelo de pequenos sinais no ponto de operação nominal.	131
Figura 46 –	Comparativo entre as respostas do conversor sem perdas simulado com entrada de grandes sinais (0,1 pu).	132
Figura 47 –	Comparativo da resposta do conversor para diferentes pontos de operação, considerando $D = 0,7$ pu (subíndice 0) e $D = 0,5$ pu (subíndice 1).	133
Figura 48 –	Comparativo da resposta do conversor para diferentes pontos de operação, considerando 100% (subíndice 0) e 50% (subíndice 1) da potência nominal.	133
Figura 49 –	Exemplo de duas FTs $L_{OL0}(s)$ e $L_{OL1}(s)$	136
Figura 50 –	Diagramas de Nyquist de um conversor <i>boost</i> simulados considerando-se diferentes pontos de operação, mas com o mesmo controlador projetado inicialmente. Percebe-se que $M_{s1}^{-1} > M_{s0}^{-1}$	139
Figura 51 –	Distribuição de $\min_l M_{s1}^{-1}(l)$, $l = 1\dots 1000$, obtida para 300 modelos $G_0(s)$ considerados, onde l representa um modelo $G_{1l}(s)$ em função de uma dada amostra (D_{1l}, R_{1l}) que respeita a restrição (215).	140
Figura 52 –	Esquemáticos de Simulação do Conversor Boost – PSIM e Simulink	156
Figura 53 –	Esquemáticos de Simulação do Conversor SEPIC – PSIM e Simulink	157

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Coefficientes dos modelos de uma classe de conversores cc-cc em função dos seus parâmetros construtivos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p. 300)	68
Tabela 2 –	Parâmetros do conversor <i>boost</i>	75
Tabela 3 –	Parâmetros do conversor SEPIC para Simulação	80
Tabela 4 –	Soluções do processo iterativo do VRFT com critério flexível.	86
Tabela 5 –	Comparativo de desempenho e complexidade entre os métodos de projeto baseado em modelo e DD	88
Tabela 6 –	Valores característicos de $G_e(s)$	108
Tabela 7 –	Parâmetros dos controladores projetados	111
Tabela 8 –	Comparativos entre as diferentes configurações de controle aplicadas ao conversor <i>boost</i>	114
Tabela 9 –	Resultados experimentais comparando os projetos realizados via VRFT e VDFT	127
Tabela 10 –	Dados para simulação do conversor <i>boost</i>	130
Tabela 11 –	Dados para simulação do conversor <i>boost</i> com perdas	131
Tabela 12 –	Custos que relacionam a diferença entre os modelos obtidos e conversor simulado diante de diferentes situações.	131

LISTA DE ABREVIATURAS

ACM	<i>Average Current-mode Control</i>
BJ	Box-Jenkins
ca	Corrente Alternada
CbT	<i>Correlation-based Tuning</i>
cc	Corrente Contínua
CC-CV	<i>Constant-Current Constant-Voltage</i>
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> - Modo de Corrente Contínua
DD	<i>Data-Driven</i>
FNM	Fase Não Mínima
FP	Fator de Potência
GM	<i>Gain Margin</i> - Margem de Ganho
IFT	<i>Iterative Feedback Tuning</i>
ILC	<i>Iterative Learning Control</i>
LMI	<i>Linear Matrix Inequality</i>
LQ	Linear-Quadrático
LQR	<i>Linear-Quadratic Regulator</i>
LQG	<i>Linear-Quadratic Gaussian</i>
MPPT	<i>Maximum Power-Point Tracking</i>
MRC	<i>Model Reference Control</i> - Controle pelo Modelo de Referência
OCI	<i>Optimal Control Identification</i> - Identificação do Controlador Ótimo
OE	<i>Output Error</i>
PCM	<i>Peak Current-mode Control</i>
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PM	<i>Phase Margin</i> - Margem de Fase
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>

RP	Regime Permanente
RSE	Resistência Série Equivalente
SEPIC	<i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>
SMC	<i>Sliding-Mode Control</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fontes Ininterruptas de Energia
VDFT	<i>Virtual Disturbance Feedback Tuning</i> - Método da Referência Virtual
VRFT	<i>Virtual Reference Feedback Tuning</i> - Método do Distúrbio Virtual

LISTA DE SÍMBOLOS

C_c	Capacitor de um conversor
$C_d^{MR}(z)$	Controlador ideal do controle por modelo de referência
$C_d^{DM}(z)$	Controlador ideal do controle por modelo de referência para distúrbios
$C(z, \rho)$	Controlador usado na configuração de malha única
$C_i(z, \rho_i)$	Controlador da malha interna na configuração cascata
$C_e(z, \rho_e)$	Controlador da malha externa na configuração cascata
$C_{id}(z)$	Controlador ideal da malha interna na configuração cascata
$C_{ed}(z)$	Controlador ideal da malha externa na configuração cascata
$G(s)$	Função de transferência de uma planta em tempo contínuo
$G(z)$	Função de transferência de uma planta em tempo discreto
$\Delta G(z)$	Incerteza de um processo $G(z)$ na forma multiplicativa
d	Razão cíclica, definida em um intervalo $[0,1)$
$e(k)$	Sinal de erro
$e_i(k)$	Sinal de erro da malha interna na configuração cascata
d_s	Sinal de comando do interruptor
f_a	Frequência de amostragem em Hz
f_c	Frequência de cruzamento em Hz
f_s	Frequência de comutação em Hz
$F(z)$	Função de transferência F de um sistema discreto
$F(e^{j\Omega})$	Sistema discreto F no domínio da frequência
$F(j\omega)$	Sistema contínuo F no domínio da frequência
$F(s)$	Função de transferência F de um sistema contínuo
i_L	Corrente em um indutor
i_o	Corrente de saída de um conversor
J^{MR}	Critério de desempenho do controle por modelo de referência
J^{DM}	Critério de desempenho do controle por modelo de referência para distúrbios

J^{VR}	Critério de desempenho do Método da Referência Virtual
J^{VD}	Critério de desempenho do Método do Distúrbio Virtual
k	Unidade de tempo discreto, em <i>amostras</i>
k_p	Ganho proporcional
k_i	Ganho para uma ação de controle integral
k_d	Ganho para uma ação de controle derivativa
K_c	Ganho cc de um controlador, i.e., $K_c = C(1, \rho)$
$L(z)$	Filtro que aproxima os mínimos de J^{MR} e J^{VR} ou J^{DM} e J^{VD}
$L_{OL}(s)$	Função de transferência de malha aberta compensada, tal que $L_{OL}(s) = C(s)G(s)$
L_c	Indutor de um conversor
L_m	Indutância magnetizante de um indutor magneticamente acoplado
M_s	Máximo pico da função de sensibilidade, i.e., $M_s = \ S(\omega)\ _\infty$
N_t	Relação de transformação de um transformador, na forma $N_t : 1$
P_{in}	Potência entrada de um conversor
P_o	Potência saída de um conversor
p_c	Polo derivativo de um controlador PID
p_1	Polo dominante do modelo de referência
p_2	Polo não dominante do modelo de referência
z	Operador avanço em tempo discreto, tal que $zx(k) = x(k+1)$.
Q_1	Interruptor
Q_2	Diodo
R_o	Resistência de carga
$s(x)$	Superfície de modos deslizantes
t	Unidade de tempo contínuo, em <i>s</i>
T_a	Período de amostragem
T_s	Período de comutação
v_{in}	Tensão de alimentação/entrada de um conversor
v_o	Tensão de saída de um conversor
$x(k)$	Sinal de tempo discreto x , com valor $x(k)$ na amostra k .
$x(t)$	Sinal de tempo contínuo x , com valor $x(t)$ no instante t .
$y(k)$	Sinal de saída medido de um dado sistema $G(z)$
$y_i(k)$	Sinal da saída interna na configuração cascata, tal que $y_i(k) = G_i(z)u(k)$
$y_e(k)$	Sinal da saída interna na configuração cascata, tal que $y_e(k) = G_e(z)y_i(k)$

$u(k)$	Sinal de entrada de um dado sistema $G(z)$
$u_c(k)$	Sinal de controle gerador por um dado controlador $C(z,\rho)$
$w(k)$	Sinal de perturbação de entrada
$\nu(k)$	Sinal de perturbação de saída, apenas para o caso de malha única
$\nu_i(k)$	Sinal de perturbação da saída interna
$\nu_e(k)$	Sinal de perturbação da saída externa
$r(k)$	Sinal de referência
$S(z,\rho)$	Função de sensibilidade, i.e., $S(z,\rho) = \frac{y(z)}{\nu(z)}$
$T(z,\rho)$	Função de sensibilidade complementar, i.e., $T(z,\rho) = \frac{y(z)}{r(z)}$
$Q(z,\rho)$	Função de sensibilidade aos distúrbios de entrada, i.e., $Q(z,\rho) = \frac{y(z)}{w(z)}$
$T_d(z)$	Função de sensibilidade complementar desejada (externa para configurações em cascata)
$T_{id}(z)$	Função de sensibilidade complementar desejada para malha interna
$Q_d(z)$	Função de sensibilidade desejada para distúrbios $w(k)$
$S_{ei}(z)$	Função de sensibilidade de $\nu_i(k)$ para $y_e(k)$, nas configurações cascata
$\dot{x}(t)$	Derivada temporal de um sinal contínuo x , i.e., $\dot{x}(t) = \frac{dx}{dt}$
$\tilde{x}(k)$	Variação de pequenos sinais de um sinal $x(k)$ qualquer no entorno de X .
\hat{x}	Estimativa de um vetor x qualquer.
$\phi_x(e^{j\Omega})$	Densidade Espectral de Potência de um sinal discreto $x(k)$, i.e., $\phi_x(e^{j\Omega}) = X(e^{j\Omega}) ^2$.
ΔI_L	<i>Ripple</i> de corrente de um indutor
ΔV_o	<i>Ripple</i> de tensão de um capacitor
$\ x(k)\ _p$	Norma-p do sinal $x(k)$, $p \in \mathbb{N}^*$, i.e. $\ x(k)\ _p = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x^p(k)\right)^{1/p}$
$\ G(s)\ _p$	Norma-p do sistema $G(s)$, $p \in \mathbb{N}^*$.
$\deg\{p(z)\}$	Grau de um polinômio $p(z)$
$\Gamma\{G(z)\}$	Grau relativo de um sistema $G(z)$, i.e., $\Gamma\{G(z)\} = \deg\{dG(z)\} - \deg\{nG(z)\}$.
$nG(z)$	Numerador de uma função racional $G(z)$.
$dG(z)$	Denominador de uma função racional $G(z)$.
η	Vetor de parâmetros do numerador de um modelo de referência qualquer
ρ	Vetor de parâmetros de um controlador qualquer
ρ_i	Vetor de parâmetros de um controlador localizado na malha interna
ρ_e	vetor de parâmetros de um controlador localizado na malha externa

λ	Zero de FNM a ser identificado no modelo de referência flexível
$\bar{\sigma}$	Maior valor singular
λ^{max}	Maior autovalor
ξ	Coefficiente de amortecimento
Q_i	Fator de qualidade, com $i \in \mathbb{N}$
ω	Frequência medida em rad/s, para sinais/sistemas em tempo contínuo
Ω	Frequência normalizada $\Omega = \omega T_a$, para sinais/sistemas em tempo discreto com período de amostragem T_a
ω_i	Frequência natural, com $i \in \mathbb{N}$
ω_z	Zero de fase não mínima

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
2	REVISÃO DA LITERATURA: CONVERSORES CC-CC E MÉTODOS DE CONTROLE BASEADO EM DADOS	26
2.1	Topologias de Conversores CC-CC	26
2.1.1	Conversor <i>boost</i>	27
2.1.2	Conversor SEPIC isolado	33
2.2	Requisitos do projeto de controladores para conversores CC-CC	38
2.3	Revisão das metodologias de projeto de controladores para conversores CC-CC	39
2.3.1	Abordagens de controle baseado em modelo	40
2.3.2	Abordagens de controle baseado em dados	45
2.4	Controle Baseado em Dados no Domínio do Tempo	48
2.4.1	Preliminares e Controle pelo Modelo de Referência	49
2.5	Método da Referência Virtual – VRFT	52
2.5.1	Método da Referência Virtual com critério flexível	54
2.6	Método da Referência Virtual para Malhas Cascatas	55
2.6.1	Método da Referência Virtual para a Malha Cascata 1 - Controlador Interno no Ramo de Realimentação	55
2.6.2	Método da Referência Virtual para a Malha Cascata 2 - Controlador Interno no Ramo Direto	57
2.7	Método do Distúrbio Virtual – VDFT	59
2.7.1	Método do Distúrbio Virtual com critério flexível	60
2.8	Métricas de robustez e a estimativa DD da norma \mathcal{H}_∞ da função de sensibilidade	61
2.9	Considerações finais	63
3	MÉTODO DA REFERÊNCIA VIRTUAL APLICADO AOS CONVERSORES CC-CC OPERANDO EM MALHA ÚNICA	65
3.1	VRFT aplicado no projeto de um controlador de tensão para conversores CC-CC	65
3.1.1	Experimento para coleta de dados	66
3.1.2	A estrutura do controlador de tensão	69
3.1.3	A escolha do modelo de referência para o controlador de tensão	70
3.1.4	Inicialização do método e solução	72
3.1.5	Estimando a robustez do projeto realizado através dos dados	74
3.2	Resultados de simulação para o conversor <i>boost</i>	75

3.3	Resultados de simulação para o conversor SEPIC	78
3.4	Resultados experimentais para o conversor <i>boost</i>	83
3.4.1	Descrição da bancada experimental do conversor <i>boost</i>	83
3.4.2	Resultados obtidos e análise	85
3.5	Considerações finais	90
4	MÉTODO DA REFERÊNCIA VIRTUAL PARA CONTROLADORES EM MÚLTIPLAS MALHAS APLICADO AOS CONVERSORES CC-CC	91
4.1	Análise de sensibilidade a perturbações no contexto do controle pelo modelo de referência	92
4.1.1	Configurações de controle para comparação	92
4.1.2	Relação entre as sensibilidades aos distúrbios nas diferentes configurações de controle	94
4.2	Método da Referência Virtual para malha cascata 1 – controlador interno no caminho de realimentação	97
4.2.1	Formulação do filtro para a malha cascata 1	99
4.3	Método da Referência Virtual para malha cascata 2 – controlador interno no caminho direto	101
4.3.1	Formulação do filtro para a malha cascata 2	101
4.4	Projeto de controladores em cascata via VRFT aplicado aos conversores CC-CC	102
4.4.1	Escolha da classe de controladores para as malhas em cascata	102
4.4.2	Experimento para coleta de dados	103
4.4.3	Definindo os modelos de referência	104
4.4.4	Inicialização do Algoritmo	106
4.5	Resultados experimentais das configurações em cascata projetadas via VRFT e aplicadas a um conversor <i>boost</i>	109
4.5.1	Projeto de controle	109
4.6	Considerações Finais	115
5	MÉTODO DO DISTÚRBO VIRTUAL PARA CONTROLADORES EM MALHA ÚNICA APLICADO AOS CONVERSORES CC-CC	116
5.1	Validade do uso do Método do Distúrbio Virtual nos conversores cc-cc	116
5.2	Método do Distúrbio Virtual e os conversores CC-CC	118
5.2.1	Classe de controladores e o experimento para coleta de dados	118
5.2.2	Escolha do modelo de referência para distúrbios	119
5.2.3	Dinâmica de malha fechada para referências e distúrbios na saída	121
5.2.4	Avaliando a robustez	121
5.2.5	Solução de projeto usando o VDFT	123
5.3	Resultados experimentais em um conversor <i>boost</i>	124
5.3.1	Projeto do controlador de tensão pelo VDFT	125
5.3.2	Resultados de malha fechada obtidos pelo VDFT	126
5.4	Considerações finais	128
6	ESCOLHA DO PONTO DE OPERAÇÃO PARA MAIOR ROBUSTEZ DOS CONVERSORES CC-CC	129
6.1	Comparativo da resposta do conversor <i>boost</i> para diferentes cenários de operação	129

6.2	Determinação do ponto de operação para um projeto com maior robustez para o método VRFT	133
6.3	Particularizando os resultados obtidos no contexto dos conversores cc-cc considerados	136
6.3.1	Exemplo numérico da análise de robustez do conversor <i>boost</i>	138
6.4	Considerações finais	140
7	CONCLUSÃO	141
	REFERÊNCIAS	144
	APÊNDICE A ESTIMATIVA DAS NORMAS DE SISTEMAS A PARTIR DOS DADOS DA RESPOSTA IMPULSIVA	153
	APÊNDICE B ESQUEMÁTICOS DE SIMULAÇÃO	156
B.1	Conversor Boost	156
B.2	Conversor SEPIC	157

1 INTRODUÇÃO

Os conversores estáticos são essenciais ao processamento de energia elétrica, manipulando os níveis de tensão/corrente de uma entrada para uma saída. Eles são compostos por elementos semicondutores (diodos, transistores) e armazenadores (indutores, capacitores). Seu princípio de operação baseia-se na comutação dos semicondutores em alta frequência. Esses conversores são encontrados nas mais diferentes configurações e aplicações como, por exemplo, conversores cc-ca (corrente contínua-corrente alternada), amplamente utilizados no controle de máquinas elétricas (PRABAHARAN; PALANISAMY, 2017), e os conversores ca-cc, encontrados no estágio de entrada de sistemas como fontes ininterruptas de energia (AAMIR; KALWAR; MEKHILEF, 2016; RASHID, 2011).

Uma terceira classe importante de conversores são os conversores cc-cc, os quais fornecem uma saída cc com valor médio maior ou menor que o nível cc da entrada (KAZIMIERCZUK, 2016). Essa classe de conversores tem apresentado uma demanda crescente em função de diversas aplicações: na geração fotovoltaica, em que, em geral, necessita-se de elevação da tensão cc gerada pelos painéis (GOPI; SREEJITH, 2018); no acionamento de motores cc, para controle de variáveis como torque, velocidade, e para o acionamento com partida suave (SILVA-ORTIGOZA *et al.*, 2015); nos carregadores de bateria, fontes de computadores e equipamentos eletrônicos em geral, que necessitam geralmente de valores de tensão cc menores que os obtidos diretamente pela retificação da rede elétrica.

Nesse contexto, as principais aplicações de conversores cc-cc impõem o atendimento de requisitos adicionais de desempenho além da regulação do nível de tensão da saída. Por exemplo, em fontes de alimentação de sistemas críticos como computadores e equipamentos médicos, são necessários barramentos de tensão com valor constante e com alta imunidade a distúrbios, dada a sensibilidade das cargas às variações bruscas na alimentação (TANG *et al.*, 2015). Em painéis fotovoltaicos, tem-se a variação da tensão e da potência máxima fornecida em função da irradiação solar e temperatura. Dessa forma, usa-se um conversor cc-cc para impor uma tensão nos terminais de saída dos painéis, de maneira a atingir o ponto de máxima

potência, na estratégia conhecida como rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) (GOPI; SREEJITH, 2018). Além do controle da tensão dos conversores, diversas aplicações também exigem o controle da corrente de entrada e/ou saída. Nos carregadores de baterias, é comum que se faça uma parte do processo de carga sob corrente constante e outra sob tensão constante, o que constitui o protocolo de carga CC-CV (*Constant-Current Constant-Voltage*), exigindo o controle da corrente de saída do conversor além do controle de tensão (HUSSEIN; BATARSEH, 2011), o que pode ser resolvido através do uso de configurações de controle em cascata (REMES; ROSA; OLIVEIRA, 2015; REMES *et al.*, 2020). Já na correção do fator de potência, controla-se a corrente de entrada do conversor para a obtenção de um fator de potência (FP) próximo ao unitário (PELLEGRINO; ARMANDO; GUGLIELMI, 2010).

Uma maneira de atender a esses requisitos é através do controle em malha fechada do conversor. Por outro lado, o projeto de controladores para conversores cc-cc não é uma tarefa trivial devido a uma série de características inerentes ao princípio de funcionamento do conversor. Primeiramente, esses sistemas possuem características não lineares associadas aos sistemas chaveados, uma vez que a atuação na planta é feita pela comutação em alta frequência de semicondutores. Outro fator que adiciona complexidade ao projeto do controlador é que esses sistemas possuem elementos incertos e/ou variantes no tempo, como a tensão de alimentação de entrada e/ou a carga conectada à saída do conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; KAZIMIERCZUK, 2016). Finalmente, algumas topologias, como os conversores *boost*, *flyback* e seus derivados, apresentam resposta inversa (zero de fase não mínima), limitando a banda de atuação dos controladores ou podendo levar a sistemas instáveis em malha fechada (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). Não é por acaso que soluções que conseguem lidar com a presença de tal resposta inversa, tanto do ponto de vista do projeto do controlador quanto na proposição de novas topologias de conversores, são um tema de pesquisa abordado até os dias atuais (HUNG; TSENG, 2018; PADUVALLI *et al.*, 2018; LEONCINI; LEVANTINO; GHIONI, 2020).

As metodologias de projeto de controladores para conversores são predominantemente baseadas no modelo matemático do conversor. Nessas abordagens, a qualidade do modelo utilizado no projeto do controlador influencia diretamente no comportamento do sistema em malha fechada. Modelos mais representativos consideram diversas características dos componentes dos conversores que nem sempre são facilmente obtidas. Um exemplo são as resistências série equivalentes dos elementos armazenadores (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; KAZIMIERCZUK, 2016), que precisam ser obtidas através de ensaios ou informações fornecidas pelos fabricantes. Tem-se ainda a necessidade de se avaliar as variações paramétricas de, por exemplo, capacitores e indutores, os quais apresentarão valores distintos do nominal. Outras

características são atrasos devido à modulação por largura de pulso, perdas nos semicondutores e demais elementos parasitas. Ademais, muitos dos elementos são dependentes de variáveis como tensão, corrente e temperatura (KAZIMIERCZUK, 2016). Dessa forma, é comum a utilização de modelos simplificados e/ou não suficientemente representativos, acarretando um desempenho dinâmico inadequado ou até mesmo na instabilidade do sistema em malha fechada.

A metodologia de controle baseado em dados não necessita da modelagem e/ou identificação de um modelo do processo para realização do projeto do controlador. Nesse caso, pode-se projetar diretamente um controlador de ordem fixa a partir de um critério de desempenho a ser otimizado, usando apenas dados coletados da planta, evitando, assim, a etapa intermediária de modelagem. Essa abordagem tem sido utilizada em diversas aplicações (ROJAS *et al.*, 2012; CAMPESTRINI *et al.*, 2016a; TESCH, 2016), incluindo o controle de conversores (NICOLETTI; MARTINO; KARIMI, 2019a; CORLETA *et al.*, 2016), podendo ser utilizados tanto dados no domínio do tempo quanto de resposta em frequência da planta.

No contexto dos conversores estáticos, ainda são poucos os trabalhos que se utilizam de soluções de controle baseado em dados (*data-driven* ou DD). Em ALZATE *et al.* (2017), um conjunto de dados que caracteriza a resposta em frequência de um conversor *boost* é utilizado para determinar uma região de ganhos estabilizantes para controladores tipo proporcional-integral (PI) e relacioná-los a características de projeto como a frequência de cruzamento por 0 dB e a margem de fase, baseando-se na estratégia abordada por KEEL; BHATTACHARYYA (2008). Dessa forma, um controlador PI estabilizante pode ser escolhido a partir do conjunto de soluções possíveis obtido. Outro exemplo é apresentado em NICOLETTI; MARTINO; KARIMI (2019a), para os quais um conjunto de dados obtidos também no domínio da frequência é utilizado para o projeto do controlador de um conversor utilizado em um acelerador de partículas. Nesse caso, diferentes soluções podem ser obtidas pela formulação de diferentes problemas de otimização (\mathcal{H}_1 , \mathcal{H}_2 e \mathcal{H}_∞), de forma a atender a requisitos desejados para as funções de sensibilidade do sistema em malha fechada.

A utilização de técnicas DD, em especial no contexto dos conversores, apresenta algumas vantagens: supressão do modelo e do dilema entre complexidade e representatividade desse; características da planta como a resistência série equivalente, atrasos devido à modulação por largura de pulso, entre outras, são capturadas pelos dados da planta e tratadas através do problema de otimização; obtenção de uma solução ótima para um critério definido (CAMPI; SAVARESI, 2006).

Entre as técnicas DD que utilizam a abordagem no domínio do tempo, o Método da Referência Virtual (*Virtual Reference Feedback Tuning* - VRFT) merece destaque por ser um método pioneiro que necessita de um único experimento (*one-shot*)

para a realização do projeto do controlador (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2000, 2002; BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Em seguida, variações do método VRFT, como o VRFT para controladores com dois graus de liberdade (LECCHINI; CAMPI; SAVARESI, 2002) e o VRFT com critério flexível para lidar com os zeros de fase não mínima da planta (CAMPESTRINI *et al.*, 2011), foram desenvolvidas. Existem ainda outras abordagens de controle baseado em dados *one-shot*, como a Identificação do Controlador Ótimo (OCI, do inglês) (CAMPESTRINI *et al.*, 2016b), que apresenta uma solução com variância reduzida se comparada às soluções tradicionais, o Método de Distúrbio Virtual (*Virtual Disturbance Feedback Tuning* - VDFT) (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018), que almeja rejeitar o efeito de perturbações, e o *Linear Quadratic Regulator* (LQR) baseado em dados (GONÇALVES DA SILVA *et al.*, 2019), que permite solucionar o problema do LQR e obter uma realimentação de estados usando apenas os dados da planta.

Diante do exposto, as técnicas DD são de particular interesse para o projeto de controladores aplicados a conversores cc-cc por captarem, através dos dados adquiridos na planta, características inerentes à operação do controlador usualmente desconsideradas pelos métodos baseados em modelo. Além disso, a literatura oferece soluções dedicadas às particularidades dos conversores, como a existência de zeros de fase não mínima e o controle simultâneo dos laços de tensão e corrente.

Nesse contexto, este trabalho tem como objetivo geral a aplicação de métodos DD no domínio do tempo para o projeto de controladores aplicados a conversores cc-cc. Um ponto fundamental desta tese é analisar e adaptar esses métodos de projeto levando em conta as particularidades e os objetivos de controle oriundos desses conversores. Associados a esse objetivo geral, são propostos os seguintes objetivos específicos:

- Aplicação e análise de técnicas DD *one-shot*, baseadas no domínio do tempo, para realizar o controle de tensão dos conversores cc-cc, destacando-se os métodos VRFT e VDFT.
- Síntese, a partir de abordagens de controle baseado em dados, de controladores em estruturas multilaço, levando em conta, no laço de realimentação, tanto a tensão de saída quanto a corrente de entrada do conversor.
- Formulação de filtros que possam aprimorar as estimativas de controladores subparametrizados para as configurações de controle multilaço consideradas.
- Proposição de diretrizes específicas para as etapas de coleta de dados, escolha da(s) estrutura(s) do controlador e determinação do comportamento desejado em malha fechada, em uma classe de conversores cc-cc.

Este trabalho possui a seguinte organização: o Capítulo 2 traz alguns conceitos fundamentais sobre os conversores cc-cc, visando familiarizar melhor o leitor acerca dos processos aqui considerados, além de uma revisão da literatura sobre o controle desses conversores. Esse capítulo também contextualiza as abordagens de controle DD no domínio do tempo já descritas na literatura. No Capítulo 3, são apresentadas algumas das contribuições deste trabalho referentes à aplicação e sistematização do método VRFT para conversores cc-cc, considerando estruturas de controle com apenas uma malha. No Capítulo 4, as contribuições acerca do projeto de controladores para estruturas com múltiplas malhas, usando o método VRFT, são abordadas no contexto dos conversores cc-cc. No Capítulo 5, as contribuições acerca do projeto de controladores para rejeição de distúrbios, usando o método VDFT, são abordadas no contexto dos conversores cc-cc. No Capítulo 6, é tratada a escolha do ponto de operação dos conversores cc-cc para o projeto de um controlador, pelo método VRFT, visando uma maior robustez. Por fim, o Capítulo 7 traz as conclusões e as perspectivas futuras para este trabalho.

2 REVISÃO DA LITERATURA: CONVERSORES CC-CC E MÉTODOS DE CONTROLE BASEADO EM DADOS

Este capítulo traz inicialmente alguns conceitos importantes acerca dos conversores cc-cc, juntamente com uma revisão bibliográfica acerca das técnicas de projeto de controladores neles utilizadas, incluindo técnicas de controle baseado em dados. São apresentados também os fundamentos das metodologias de controle baseado em dados utilizadas nesta tese.

A seguir, são abordadas algumas topologias de conversores cc-cc, em especial, as topologias *boost* e *single-ended primary-inductor converter* (SEPIC). Os modelos matemáticos dessas topologias são, então, obtidos visando descrever algumas de suas características relevantes, porém salienta-se que esses modelos não são utilizados nas etapas de projeto do controlador.

2.1 Topologias de Conversores CC-CC

A adequação nos níveis cc da saída de um conversor pode ser dada tanto pela redução quanto pela elevação do valor médio do sinal de saída. Nesse sentido, podem ser citadas três topologias elementares de conversores cc-cc: o conversor *buck* (abaixador), o conversor *boost* (elevador) e o conversor *buck-boost* (abaixador-elevador). Todas essas topologias possuem apenas dois semicondutores e dois elementos armazenadores de energia e se enquadram dentro das topologias não isoladas, o que implica uma conexão galvânica entre a fonte de alimentação e a saída do conversor (KAZIMIERCZUK, 2016).

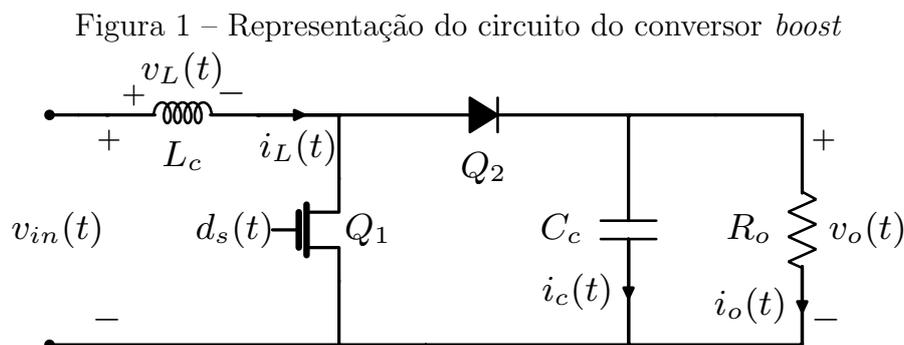
Em diversos casos, o isolamento galvânico é necessário para garantir mais segurança ao usuário, o que é atingido através do uso de acoplamento magnético. Um exemplo de topologia de conversor cc-cc isolado é o conversor *flyback*, no qual o indutor da topologia *buck-boost* é substituído por um indutor acoplado magneticamente, garantindo isolamento galvânico entre entrada e saída. Ademais, tal topologia permite que haja mais saídas com diferentes níveis de tensão através da adição de múltiplos enrolamentos de saída do transformador (KAZIMIERCZUK, 2016).

Existem ainda diversas outras topologias de conversores cc-cc: os conversores Cúk e *single-ended primary-inductor converter* (SEPIC), por exemplo, que se enquadram na família de conversores cc-cc de quarta ordem (MARKKASSERY *et al.*, 2020) e possuem um número maior de elementos armazenadores, ao passo que possibilitam que curto-circuitos não sejam propagados da entrada para a saída e também o uso de circuitos de acionamento mais simples para os semicondutores (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; RASHID, 2011). Topologias como o *full-bridge* cc-cc possuem um número maior de semicondutores para processamento de potências maiores (KAZIMIERCZUK, 2016). Há ainda as topologias ressonantes e com comutação suave, com o objetivo de aumentar a eficiência e também a potência processada (RASHID, 2011).

Dadas as inúmeras topologias de conversores cc-cc, na sequência deste capítulo, serão detalhados os conversores *boost* e SEPIC, dado que estes são amplamente utilizados em diversas aplicações, como na elevação da tensão gerada por arranjos fotovoltaicos e também em carregadores de baterias comerciais. Ademais, é considerada apenas a análise dos conversores operando em Modo de Condução Contínua (CCM, do inglês), ou seja, o caso em que a corrente do indutor é sempre maior que zero durante a operação em regime permanente, o que leva a uma maior eficiência de operação quando comparado ao Modo de Condução Descontínua (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

2.1.1 Conversor *boost*

O circuito simplificado que representa o conversor *boost* é ilustrado na Figura 1, onde $v_{in}(t)$ denota a tensão de alimentação e $v_o(t)$, a tensão de saída do conversor. Os componentes L_c e C_c representam o indutor e o capacitor, respectivamente. Por simplicidade, considera-se que o transistor Q_1 e o diodo Q_2 atuam como interruptores ideais. Na saída, R_o representa a resistência de carga do conversor, que pode ser vista como um parâmetro variante no tempo e limitado pela capacidade máxima de potência do conversor.



Fonte: do autor.

Na sequência, é apresentada a análise do funcionamento do conversor *boost* em regime permanente.

2.1.1.1 Análise em regime permanente do conversor *boost*

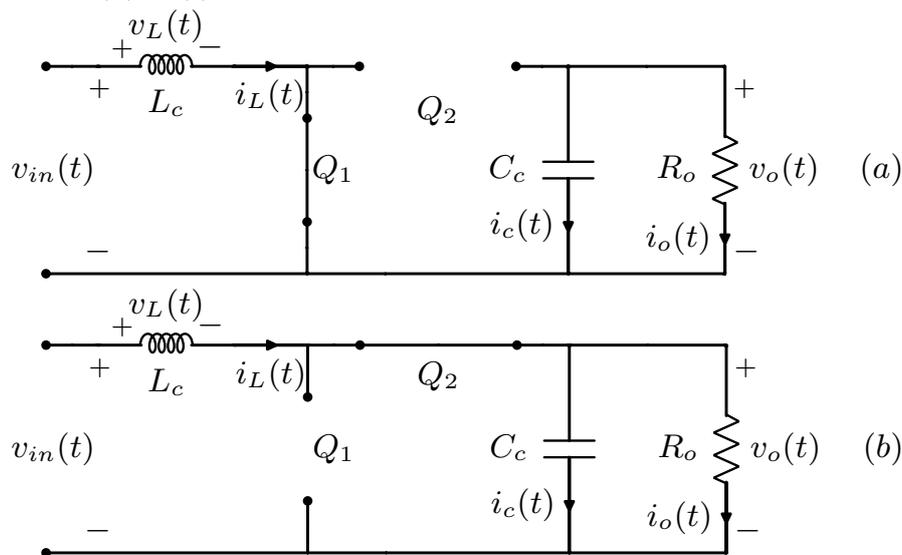
A operação do conversor *boost* se dá pela comutação periódica do semicondutor Q_1 ao longo de um período T_s , controlada através do sinal de comando $d_s(t)$. Por definição, esse sinal assume sempre os valores 1 ou 0, tal que Q_1 está em condução se $d_s(t) = 1$ e bloqueado se $d_s(t) = 0$. Pode-se, então, definir a razão cíclica d do conversor como sendo a razão entre o tempo em que $d_s(t) = 1$ e o período T_s , de forma que $d_s(t) = 1$ no intervalo $0 \leq t \leq dT_s$ e $d_s(t) = 0$ em $dT_s < t < T_s$. Note que os casos limites são obtidos quando $d_s(t) = 0, \forall 0 \leq t \leq T_s$, e $d_s(t) = 1, \forall 0 \leq t \leq T_s$, de tal forma que a razão cíclica sempre estará restrita ao intervalo $0 \leq d < 1$.

Vale ressaltar que o sinal $d_s(t)$ é geralmente obtido através da modulação por largura de pulso (PWM, do inglês) do sinal $d(t)$ ¹. Neste caso, assume-se que o período T_s é suficientemente pequeno, tal que $d(t) = d, \forall 0 \leq t < T_s$.

Na Figura 2, é apresentado o circuito equivalente do conversor em cada uma das condições de operação. No caso em que $d_s(t) = 1$, tem-se a primeira etapa de operação do conversor, onde Q_1 está em condução e Q_2 está em bloqueio. Quando $d_s(t) = 0$, configura-se a segunda etapa de operação do conversor *boost*, onde Q_1 entra em bloqueio, forçando a condução de Q_2 .

Figura 2 – Circuito equivalente do conversor *boost* para as duas etapas de operação:

(a) $d_s(t) = 1$ e (b) $d_s(t) = 0$.



Fonte: do autor.

A análise dos conversores em regime permanente assume que a tensão de entrada,

¹A razão cíclica é adimensional, motivo pelo qual é adotada a unidade pu.

tensão de saída e razão cíclica são mantidas constantes durante todo o período T_s , nos valores $v_{in}(t) = V_{in}$, $v_o(t) = V_o$ e $d(t) = D$, respectivamente. Nessa condição, da Figura 2 segue que a tensão sobre o indutor é dada por

$$v_L(t) = \begin{cases} V_{in}, & \text{se } 0 \leq t \leq DT_s \\ V_{in} - V_o, & \text{se } DT_s < t < T_s \end{cases}. \quad (1)$$

Conforme mostrado em KAZIMIERCZUK (2016, p. 27), o valor médio da tensão $v_L(t)$ dentro do período T_s é nulo ², resultando em

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(\tau) d\tau = V_{in}D + (V_{in} - V_o)(1 - D) = 0. \quad (2)$$

A partir da equação (2), é possível determinar a seguinte relação entre os valores de tensão de entrada e de saída em função de D , conhecida como ganho estático de tensão:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}, \quad 0 \leq D < 1. \quad (3)$$

Note que, para valores de $0 \leq D < 1$, a tensão de saída em regime permanente sempre será maior ou igual à tensão de entrada, o que deixa evidente a característica elevadora de tensão do conversor. No caso limite de $D = 1$ pu, o ganho estático é nulo, e não infinito. Isso se deve ao fato de que, quando $d_s(t) = 1 \forall t$, tem-se Q_1 sempre em condução e Q_2 sempre em bloqueio, não havendo transferência de energia da entrada para a saída. Como o conversor está em regime permanente, toda a tensão armazenada no capacitor já foi dissipada pela carga, resultando em $V_o = 0$ V. Note também que tal situação se traduz em um curto-circuito na alimentação após a saturação do indutor L_c . Logo, é comum que, na prática, a razão cíclica seja limitada a valores menores que 1 pu, tipicamente abaixo de 0,85 pu.

Uma relação de ganho em regime permanente pode ser obtida para a corrente do conversor *boost*, através do balanço de potência. Desprezando-se as perdas do conversor, tem-se, em regime permanente, que a potência na entrada do conversor é igual à potência na saída, ou seja,

$$P_{in} = V_{in}I_L = V_oI_o = P_o,$$

onde se assume que $i_L(t) = I_L$ e $i_o(t) = I_o$ são constantes. Então, o ganho estático de corrente é:

$$\frac{I_o}{I_L} = 1 - D. \quad (4)$$

Como $i_L(t)$ e $v_o(t)$ variam de forma cíclica ao longo de um período T_s em regime permanente, pode-se caracterizar as ondulações (ou *ripples*) como uma componente

²Notação padrão $\langle \cdot \rangle_{T_s}$ para os valores médios ao longo de um período T_s omitida por simplicidade.

ca somada a um valor constante I_L e V_o , respectivamente, sendo que os valores de pico a pico do *ripple* da corrente e da tensão são aproximados por (KAZIMIERCZUK, 2016)

$$\Delta I_L \approx \frac{V_{in}D}{f_s L_c}, \quad (5)$$

$$\Delta V_o \approx \frac{I_o D}{f_s C_c}, \quad (6)$$

sendo que $f_s = 1/T_s$ é conhecida como a frequência de comutação do conversor.

2.1.1.2 Modelo médio de pequenos sinais do conversor boost

Dada a dinâmica não linear dos conversores cc-cc, resultado da comutação dos semicondutores, haverá uma resposta dinâmica diferente para cada etapa de operação do conversor. Logo, visando simplificar a análise dinâmica, faz-se o uso de um modelo médio, que tenta aproximar os dois comportamentos dinâmicos distintos por um modelo equivalente. Na prática, tal modelo equivalente caracteriza a parcela dinâmica de baixas frequências e despreza os comportamentos de altas frequências. Para tal, considera-se o valor médio dos sinais do conversor, ao longo de um período T_s suficientemente pequeno, tal que $d(t) \approx d, \forall 0 \leq t < T_s$.

A partir da Figura 2, segue que a corrente do indutor e a tensão no capacitor durante um período são dadas por

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = \frac{v_{in}(t)}{L_c}, \\ \dot{v}_o(t) = -\frac{v_o(t)}{C_c R_o}, \end{cases}$$

quando $d_s(t) = 1$ e por

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = \frac{v_{in}(t) - v_o(t)}{L_c}, \\ \dot{v}_o(t) = \frac{i_L(t)}{C_c} - \frac{v_o(t)}{C_c R_o}, \end{cases}$$

quando $d_s(t) = 0$.

A partir dessas duas etapas de operação, pode-se considerar o modelo médio (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001):

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = \frac{v_{in}(t)}{L_c} - \frac{(1-d(t))v_o(t)}{L_c}, \\ \dot{v}_o(t) = \frac{(1-d(t))i_L(t)}{C_c} - \frac{v_o(t)}{C_c R_o}, \end{cases} \quad (7)$$

sendo $i_L(t)$ e $v_o(t)$ as variáveis de estado e $d(t)$ a variável manipulada. Nota-se um produto entre as variáveis de estado i_L e v_o e a variável manipulada d , caracterizando, assim, um modelo não linear.

Um modelo linear que representa localmente o sistema (7) no entorno de um ponto de equilíbrio pode ser obtido assumindo

$$x(t) = X + \tilde{x}(t), \quad (8)$$

onde x representa uma variável qualquer, X o seu valor no ponto de operação determinado e \tilde{x} uma variação de pequenos sinais ao redor de X , de forma que $X \gg \tilde{x}$. Aplicando esse método ao modelo (7), segue que o comportamento do conversor *boost* no entorno do ponto de operação (D, V_o, I_L) é dado por

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_L(t) = \frac{V_{in} + \tilde{v}_{in}(t)}{L_c} - \frac{(1-D-\tilde{d}(t))(V_o + \tilde{v}_o(t))}{L_c}, \\ \dot{\tilde{v}}_o(t) = \frac{(1-D-\tilde{d}(t))(I_L + \tilde{i}_L(t))}{C_c} - \frac{(V_o + \tilde{v}_o(t))}{C_c R_o}, \end{cases} \quad (9)$$

sabendo que $\dot{X} = 0$.

Assumindo que o produto de dois pequenos sinais quaisquer \tilde{x}_1 e \tilde{x}_2 é desprezível, ou seja, $\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \approx 0$, então, pode-se obter o modelo para as equações dinâmicas de pequenos sinais

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_L(t) = \frac{-(1-D)}{L_c} \tilde{v}_o(t) + \frac{V_o}{L_c} \tilde{d}(t) + \frac{1}{L_c} \tilde{v}_{in}(t), \\ \dot{\tilde{v}}_o(t) = \frac{(1-D)}{C_c} \tilde{i}_L(t) - \frac{1}{R_o C_c} \tilde{v}_o(t) - \frac{I_L}{C_c} \tilde{d}(t), \end{cases} \quad (10)$$

sendo a condição de equilíbrio caracterizada por

$$\begin{cases} 0 = \frac{V_{in}}{L_c} - \frac{(1-D)V_o}{L_c}, \\ 0 = \frac{(1-D)I_L}{C_c} - \frac{V_o}{R_o C_c}, \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_o = \frac{1}{1-D} V_{in}, \\ I_L = \frac{1}{1-D} I_o. \end{cases} \quad (11)$$

A partir de (10), segue que a função de transferência da razão cíclica para a tensão de saída é dada por (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p.300)

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-\frac{I_L}{C_c} s + \frac{V_o(1-D)}{L_c C_c}}{s^2 + \frac{1}{R_o C_c} s + \frac{(1-D)^2}{L_c C_c}} = \frac{G_{d0}(1 - \frac{s}{\omega_z})}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q_0} + 1}, \quad (12)$$

onde

$$\begin{aligned} G_{d0} &= \frac{V_o}{1-D}, \\ \omega_0 &= \frac{1-D}{\sqrt{L_c C_c}}, \\ \omega_z &= \frac{R_o(1-D)^2}{L_c}, \end{aligned}$$

e

$$Q_0 = (1-D)R_o \sqrt{\frac{C_c}{L_c}}.$$

Note que (12) varia com o ponto de operação (D, I_L, V_o) , que depende das variáveis V_{in} , P_o e R_o (tendo em mente as relações (3), (4), $V_o = R_o I_o$ e $P_o = V_o I_o$). A característica do sistema é de segunda ordem, contendo um zero de fase não mínima ω_z . Esse zero é diretamente proporcional à resistência de carga R_o , além de possuir uma dependência inversa com relação à razão cíclica, aumentando com a diminuição de D . Perceba ainda que o fator de qualidade ³ Q_0 é proporcional à R_o e à $(1 - D)$, diminuindo com o aumento de D . Por fim, nota-se que ω_0 diminui com o aumento de D .

Considerando agora a função de transferência da razão cíclica para a corrente do indutor, segue que (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p. 470)

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_o}{L_c} s + \frac{2V_o}{R_o L_c C_c}}{s^2 + \frac{1}{R_o C_c} s + \frac{(1-D)^2}{L_c C_c}}. \quad (13)$$

Nesse caso, (13) também é dependente do ponto de operação, com resposta característica de segunda ordem, mas contendo um zero de fase mínima em $\omega_p = 2/(R_o C_c)$ (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p.470). Por fim, pode-se considerar a relação entre a corrente $\tilde{i}_L(t)$ e a tensão $\tilde{v}_o(t)$:

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{i}_L(s)} = G_{vd}(s) G_{id}^{-1}(s) = \frac{-\frac{R_o(1-D)}{2} \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_p}}. \quad (14)$$

Outra característica importante obtida a partir de (10) é a função de transferência da tensão de entrada para a tensão de saída (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p. 300)

$$G_{vv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = \frac{\frac{1-D}{L_c C_c}}{s^2 + \frac{1}{R_o C_c} s + \frac{(1-D)^2}{L_c C_c}} = \frac{G_{v0}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q_0} + 1}, \quad (15)$$

sendo $G_{vv}(0) = G_{v0} = (1 - D)^{-1}$, em concordância com (3).

Por fim, a variação de pequenos sinais da tensão de saída é dada por

$$\tilde{v}_o(s) = G_{vd}(s) \tilde{d}(s) + G_{vv}(s) \tilde{v}_{in}(s). \quad (16)$$

Nota-se, então, que nas funções de transferência $G_{vd}(s)$, $G_{id}(s)$ e $G_{vv}(s)$, a carga R_o atua predominantemente como uma variação paramétrica e que variações em v_{in} podem ser vistas como um distúrbio de saída filtrado por $G_{vv}(s)$.

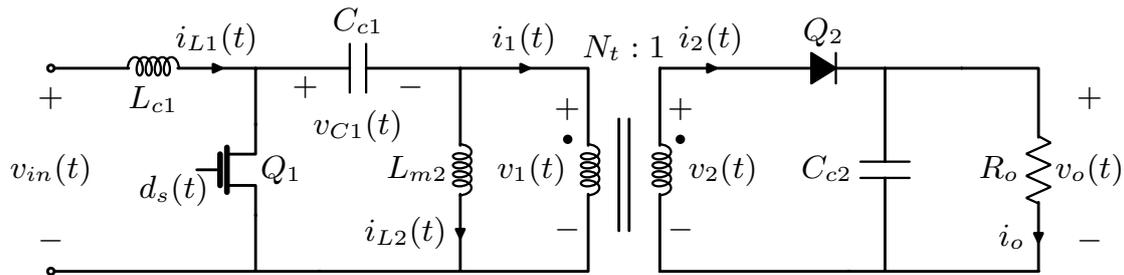
O modelo de outros conversores, como é o caso das topologias cc-cc *buck*, *buck-boost* e derivados, pode ser obtido de forma análoga ao conversor *boost*, e uma discussão aprofundada pode ser consultada em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; KAZIMIERCZUK, 2016). Na sequência, é apresentado o conversor SEPIC e sua modelagem, a fim de se estabelecerem características comuns aos conversores já mencionados.

³Lembrando que o fator de qualidade Q_0 é inversamente proporcional ao coeficiente de amortecimento ξ_0 , de forma que $Q_0 = 1/(2\xi_0)$. Por consequência, Q_0 influencia a resposta em frequência ao redor da frequência de ressonância ω_0 .

2.1.2 Conversor SEPIC isolado

A topologia *single-ended primary-inductor converter* (SEPIC), por possuir quatro elementos armazenadores, enquadra-se na família de topologias de conversores de quarta ordem, conferindo a este também uma maior complexidade de projeto. O circuito simplificado desse conversor na sua forma isolada é apresentado na Figura 3, onde L_{c1} representa o indutor de entrada que possui corrente $i_{L1}(t)$, L_{m2} representa o efeito da indutância magnetizante do indutor magneticamente acoplado que possui corrente $i_{L2}(t)$ e relação de espiras de $N_t : 1$, C_{c1} e C_{c2} são capacitores com tensões $v_{C1}(t)$ e $v_o(t)$, respectivamente, Q_1 representa o interruptor e Q_2 o diodo de saída. Esse conversor possui uma fonte de alimentação com tensão $v_{in}(t)$ na entrada e fornece uma tensão de saída $v_o(t)$ para uma dada carga R_o , que pode ser manipulada através da razão cíclica $d(t)$. Novamente, a modulação de $d(t)$ via PWM gera o sinal $d_s(t)$, assim como no caso do conversor *boost*.

Figura 3 – Circuito equivalente do conversor SEPIC isolado.



Fonte: do autor.

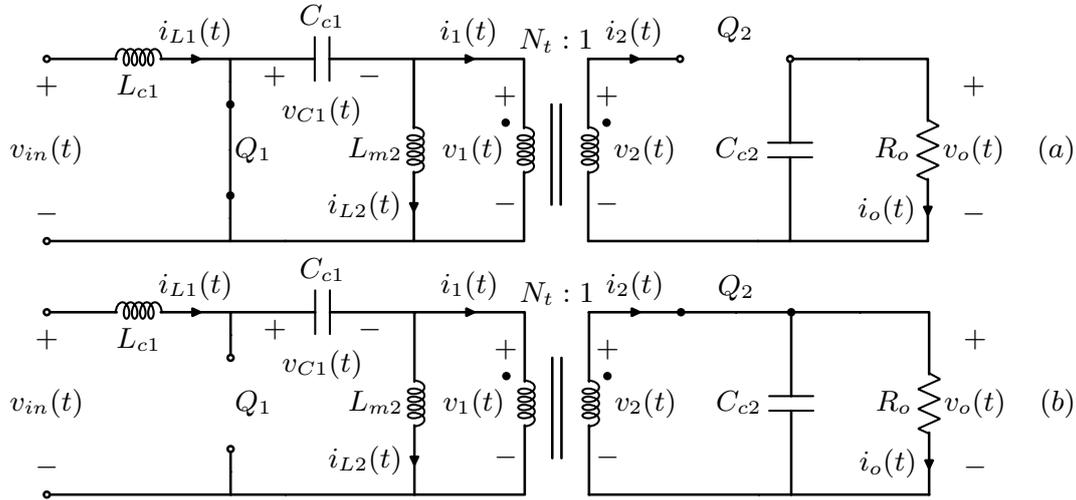
Destaca-se que o modelo desse conversor em sua forma não isolada pode ser obtido simplesmente tomando-se o caso particular onde $N_t = 1$, assim como no caso do conversor *flyback* (KAZIMIERCZUK, 2016). Dessa forma, essa topologia com isolamento galvânica permite uma análise mais generalista. Na sequência, o modelo do conversor SEPIC será brevemente abordado, visando trazer apenas uma breve descrição das suas características dinâmicas gerais. Enfatiza-se novamente que tal modelo não é utilizado nas etapas de desenvolvimento do controlador.

2.1.2.1 Modelagem do conversor SEPIC

Os passos para obtenção do modelo seguem a mesma ideia já apresentada ao conversor *boost*. Aqui, por simplicidade, será feita a análise dinâmica pelo modelo de pequenos sinais e a análise de regime permanente de uma só vez. Uma análise mais detalhada da modelagem desse conversor pode ser consultada em (ENG; PINSON; BUNLAKSANANUSORN, 2009; KASSICK, 2011). Nesse caso, consideram-se novamente as duas etapas de operação possíveis para o conversor SEPIC, sendo que, na primeira delas, tem-se o sinal de gatilho $d_s(t) = 1$ e, conseqüentemente, o

interruptor Q_1 em condução. No sentido oposto, tem-se com $d_s(t) = 0$ o bloqueio de Q_1 . Isso leva às configurações mostradas na Figura 4.

Figura 4 – Etapas de operação do conversor SEPIC isolado em CCM: (a) $d_s(t) = 1$; (b) $d_s(t) = 0$



Fonte: do autor.

Analisando a Figura 4 (a), nota-se, que devido à condução de Q_1 , o indutor L_{c1} possui uma tensão $v_{L1}(t) = L_{c1}\dot{i}_{L1}(t) = v_{in}(t)$, enquanto o indutor L_{m2} possui uma tensão $L_{m2}\dot{i}_{L2}(t) = v_{L2}(t) = -v_{C1}(t)$. Já o bloqueio de Q_2 faz com que a carga R_o dissipe parte da energia armazenada em C_{c2} , o que é matematicamente expresso por $-i_o(t) = -v_o(t)/R_o = C_{c2}\dot{v}_o(t)$. Ademais, tal bloqueio resulta em $i_1(t) = N_t i_2(t) = 0$ e, conseqüentemente, tem-se $i_{L2}(t) = C_{c1}\dot{v}_{C1}(t)$. Isso leva ao conjunto de equações

$$\begin{cases} \dot{i}_{L1}(t) = \frac{v_{in}(t)}{L_{c1}}, \\ \dot{i}_{L2}(t) = -\frac{v_{C1}(t)}{L_{m2}}, \\ \dot{v}_{C1}(t) = \frac{i_{L2}(t)}{C_{c1}}, \\ \dot{v}_o(t) = -\frac{v_o(t)}{R_o C_{c2}}. \end{cases} \quad (17)$$

Fazendo uma análise similar para a Figura 4 (b), pode-se obter o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} \dot{i}_{L1}(t) = \frac{v_{in}(t)}{L_{c1}} - \frac{v_{C1}(t)}{L_{c1}} - \frac{N_t v_o(t)}{L_{c1}}, \\ \dot{i}_{L2}(t) = \frac{L_{m2}}{N_t v_o(t)}, \\ \dot{v}_{C1}(t) = \frac{i_{L1}(t)}{C_{c1}}, \\ \dot{v}_o(t) = \frac{N_t i_{L1}(t)}{C_{c2}} - \frac{N_t i_{L2}(t)}{C_{c2}} - \frac{v_o(t)}{R_o C_{c2}}. \end{cases} \quad (18)$$

Tomando novamente o conceito de modelo médio dentro do período de comutação T_s (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) através das equações (17)-(18), chega-se ao modelo bilinear

$$\begin{cases} \dot{i}_{L1}(t) = \frac{v_{in}(t)}{L_{c1}} - \frac{(1-d(t))v_{C1}(t)}{L_{c1}} - \frac{(1-d(t))N_t v_o(t)}{L_{c1}}, \\ \dot{i}_{L2}(t) = -\frac{d(t)v_{C1}(t)}{L_{m2}} + \frac{(1-d(t))N_t v_o(t)}{L_{m2}}, \\ \dot{v}_{C1}(t) = \frac{d(t)i_{L2}(t)}{C_{c1}} + \frac{(1-d(t))i_{L1}(t)}{C_{c1}}, \\ \dot{v}_o(t) = \frac{(1-d(t))N_t i_{L1}(t)}{C_{c2}} - \frac{(1-d(t))N_t i_{L2}(t)}{C_{c2}} - \frac{v_o(t)}{R_o C_{c2}}. \end{cases} \quad (19)$$

Mais uma vez, considerando-se as variações de pequenos sinais de um sinal qualquer \tilde{x} ao redor de um ponto de equilíbrio X , tal que $\tilde{x} \ll X$, obtém-se o ponto de operação

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{DV_o}{(1-D)N_t R_o}, \\ I_{L2} = \frac{-V_o}{N_t R_o}, \\ V_{C1} = V_{in}, \\ V_o = \frac{DV_{in}}{N_t(1-D)}, \end{cases} \quad (20)$$

e o seguinte modelo para variações de pequenos sinais

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_{L1} = -\frac{(1-D)}{L_{c1}}\tilde{v}_{C1} - \frac{(1-D)N_t}{L_{c1}}\tilde{v}_o + \frac{V_{C1} + N_t V_o}{L_{c1}}\tilde{d} + \frac{1}{L_{c1}}\tilde{v}_{in}, \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} = -\frac{D}{L_{m2}}\tilde{v}_{C1} - \frac{(1-D)N_t}{L_{m2}}\tilde{v}_o - \frac{V_{C1} + N_t V_o}{L_{m2}}\tilde{d}, \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} = \frac{(1-D)}{C_{c1}}\tilde{i}_{L1} + \frac{D}{C_{c1}}\tilde{i}_{L2} + \frac{-I_{L1} + I_{L2}}{C_{c1}}\tilde{d}, \\ \dot{\tilde{v}}_o = \frac{(1-D)N_t}{C_{c2}}\tilde{i}_{L1} - \frac{(1-D)N_t}{C_{c2}}\tilde{i}_{L2} - \frac{1}{R_o C_{c2}}\tilde{v}_o + \frac{-I_{L1} + I_{L2}}{C_{c1}}\tilde{d}. \end{cases} \quad (21)$$

sendo omitida a dependência em t por simplicidade. Tal modelo possui dinâmica muito próxima à descrita em (ENG; PINSOPON; BUNLAKSANANUSORN, 2009), mas, levando em consideração a relação de transformação N_t e desconsiderando os efeitos advindos das perdas do conversor. Nota-se que o modelo desse conversor é de quarta ordem, o que agrega uma maior complexidade ao projeto de controladores. Muitas vezes, é possível desprezar modos dinâmicos menos representativos de um dado sistema, com o objetivo de obter um modelo menos complexo. Tal abordagem será discutida brevemente na sequência para o conversor SEPIC, com a qual se obtém uma aproximação de segunda ordem do seu modelo.

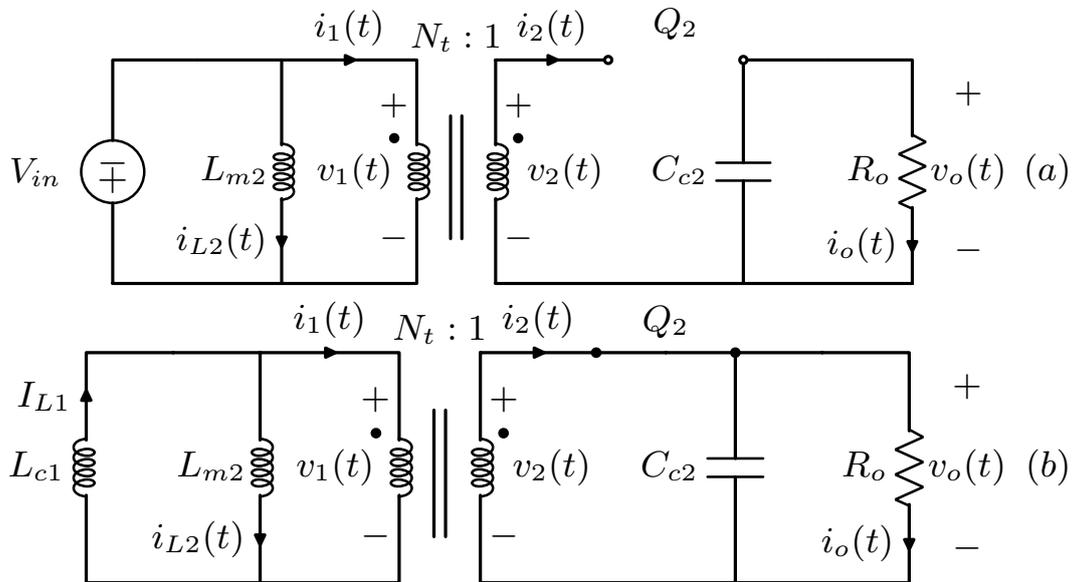
2.1.2.2 Aproximação de segunda ordem do modelo do conversor SEPIC

Inicialmente, considera-se que a capacitância C_{c1} é grande o suficiente para que o seu respectivo capacitor seja considerado uma fonte de tensão dentro de um período de comutação T_s . Da mesma forma, também se considera que a indutância de

entrada L_{c1} também é suficientemente grande, podendo, assim, aproximar o comportamento do seu indutor pelo de uma fonte de corrente. Tais aproximações, em geral, são válidas para conversores operando em modo de condução contínua, como considerado neste trabalho (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; RASHID, 2011). Ademais, são desprezadas aqui variações advindas da fonte de alimentação, de forma que $v_{in}(t) = V_{in}$. Assumindo-se tais considerações, os valores de tensão e corrente nesses elementos armazenadores C_{c1} e L_{c1} são os valores de regime permanente obtidos em (20), de forma que $v_{C1}(t) = V_{C1} = V_{in}$ e $i_{L1}(t) = I_{L1}$, e os modos dinâmicos relativos a esses elementos são desconsiderados.

A Figura 5 ilustra o resultado das considerações realizadas sobre os elementos L_{c1} e C_{c1} , levando em consideração ambas as etapas de operação do conversor SEPIC. Nota-se que, quando $d_s(t) = 1$, a condução de Q_1 leva à independência entre as malhas que contêm os indutores L_{c1} e L_{m2} . Conseqüentemente, pode-se desprezar, na análise do conversor, a malha relativa ao indutor L_{c1} , restando apenas a com o indutor L_{m2} , na qual o capacitor C_{c1} foi substituído por uma fonte de tensão com seu respectivo valor de regime permanente. Já na etapa em que $d_s(t) = 0$, tem-se o capacitor C_{c1} com tensão de igual magnitude e de polaridade oposta à da fonte de alimentação, permitindo também uma simplificação do circuito.

Figura 5 – Etapas de operação de uma representação aproximada do SEPIC isolado em CCM: (a) $d_s(t) = 1$; (b) $d_s(t) = 0$



Fonte: do autor.

A partir do circuito simplificado, podem-se obter as relações que representam a

dinâmica do conversor para quando $d_s(t) = 1$:

$$\begin{cases} \dot{i}_{L2}(t) = -\frac{V_{in}}{L_{m2}}, \\ \dot{v}_o(t) = -\frac{v_o(t)}{R_o C_{c2}}, \end{cases} \quad (22)$$

além as relações para quando $d_s(t) = 0$:

$$\begin{cases} \dot{i}_{L2}(t) = \frac{N_t v_o(t)}{L_{m2}}, \\ \dot{v}_o(t) = -\frac{v_o(t)}{R_o C_{c2}} + \frac{N_t}{C_{c2}} I_{L1} - \frac{N_t}{C_{c2}} i_{L2}(t). \end{cases} \quad (23)$$

Mais uma vez, utilizando o conceito do modelo médio para variações de pequenos sinais e sabendo também que $I_{L1} = -\frac{D}{1-D} I_{L2}$, a qual é obtida através de (20), segue que

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_{L2} = \frac{N_t(1-D)}{L_{m2}} \tilde{v}_o - \frac{V_{in} + N_t V_o}{L_{m2}} \tilde{d}, \\ \dot{\tilde{v}}_o = -\frac{N_t(1-D)}{C_{c2}} \tilde{i}_{L2} - \frac{1}{R_o C_{c2}} \tilde{v}_o + \frac{N_t I_{L2}}{C_{c2}(1-D)} \tilde{d}, \end{cases} \quad (24)$$

cujo ponto de equilíbrio para as variáveis em questão é o mesmo dado em (20), o que resulta em

$$\begin{cases} I_{L2} = \frac{-V_o}{N_t R_o}, \\ V_o = \frac{D V_{in}}{N_t(1-D)}. \end{cases} \quad (25)$$

Destaca-se que o modelo aproximado do conversor SEPIC, dado em (24)-(25), é o mesmo que pode ser obtido para um conversor *flyback* e que, por sua vez, possui o mesmo modelo de um conversor *buck-boost* quando $N_t = 1$ (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; KAZIMIERCZUK, 2016).

A partir de (24), podem ser obtidas as funções de transferência do conversor que relacionam as possíveis variáveis de entrada (*duty cycle*, tensão de alimentação) às variáveis de interesse (tensão de saída, corrente do indutor), entre as quais destaca-se a função de transferência da razão cíclica para a tensão de saída

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_o}{D(1-D)} \left(1 - \frac{L_{m2} D}{N_t^2 (1-D)^2 R_o} s\right)}{\frac{L_{m2} C_{c2}}{N_t^2 (1-D)^2} s^2 + \frac{L_{m2}}{N_t^2 (1-D)^2 R_o} s + 1} = \frac{G_{d0} \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{s^2 / \omega_0^2 + s / Q_0 \omega_0 + 1}. \quad (26)$$

onde

$$\begin{aligned} G_{d0} &= \frac{V_o}{D(1-D)}, \\ \omega_0 &= \frac{N_t(1-D)}{\sqrt{L_{m2} C_{c2}}}, \\ \omega_z &= \frac{N_t^2 (1-D)^2 R_o}{D L_{m2}}, \end{aligned}$$

e

$$Q_0 = N_t(1 - D)R_o\sqrt{\frac{C_{c2}}{L_{m2}}}.$$

As funções de transferência $G_{id}(s) = \tilde{i}_{L2}(s)/\tilde{d}(s)$, $G_{vi}(s) = \tilde{v}_o(s)/\tilde{i}_{L2}(s)$ e $G_{vv}(s) = \tilde{v}_o(s)/\tilde{v}_{in}(s)$ podem ser obtidas utilizando a mesma abordagem já demonstrada para o conversor *boost*, sendo que mais detalhes podem ser vistos em ERICKSON; MAK-SIMOVIC (2001); RASHID (2011); KAZIMIERCZUK (2016, p. 300, 470).

2.2 Requisitos do projeto de controladores para conversores CC-CC

Nos conversores cc-cc, os requisitos de desempenho dinâmico (erro em regime permanente, tempo de acomodação e *overshoot*) são bastante dependentes da aplicação e também da sua potência. Ainda, no caso de carregadores de baterias de lítio, é desejável que se tenha controle da tensão ou da corrente do conversor, dependendo do estado de carga em que a bateria se encontra, o que impõe a necessidade de manipulação de duas variáveis distintas, usualmente a partir de múltiplas malhas de controle. Apesar da diversidade de aplicações e de requisitos, existem algumas características que são comuns e norteiam o projeto de controladores para conversores cc-cc.

Algumas dessas características para aplicações que necessitam de regulação / controle da tensão de saída são:

- Erro nulo em regime permanente para seguimento de referências e rejeição de distúrbios do tipo degrau (normalmente provenientes de variações de v_{in} e/ou R_o) (KAZIMIERCZUK, 2016).
- Robustez, garantindo confiabilidade na operação diante de variações do ponto de operação (D , I_L , V_o), que é dependente de v_{in} e R_o (KAZIMIERCZUK, 2016).
- Máximo sobressinal limitado pela especificação de tensão máxima do capacitor de saída. É comum que a especificação de projeto seja restrita a um comportamento com máximo sobressinal nulo, já que isso é associado a maiores margens de robustez (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005; KAZIMIERCZUK, 2016).
- Rejeição de *ripples* de baixa frequência (60 Hz, 120 Hz ou 360 Hz), provenientes de diferentes tipos de retificadores que são usados como estágio de entrada para os conversores cc-cc (KAZIMIERCZUK, 2016).

- Tempo de acomodação t_s depende da aplicação: em fontes de alimentação genéricas, busca-se usualmente $t_s < 200$ ms. Porém, no caso de cargas sensíveis, como equipamentos eletrônicos ou sistemas de telecomunicação, os requisitos de projeto tornam-se bem mais restritivos (KAZIMIERCZUK, 2016).

No caso de aplicações que se utilizam do controle de corrente, as seguintes características de projeto são frequentemente desejadas:

- Erro nulo em regime permanente para referências e distúrbios do tipo degrau (normalmente provenientes de variações da tensão de alimentação e/ou da carga) ou erro nulo em regime permanente para seguimento de uma referência senoidal no caso de conversores que realizam a correção do fator de potência (CFP) (RASHID, 2011; GROOT BOERLE, 2002; International Electrotechnical Commission, 2016).
- Máximo sobressinal limitado pela especificação de corrente de pico máxima suportada pelos elementos semicondutores. Comportamentos pouco oscilatórios são desejáveis, visando uma maior robustez (KAZIMIERCZUK, 2016).
- Rejeição de *ripples* de baixa frequência ou de harmônicos no caso de conversores para CFP (RASHID, 2011).

Uma vez considerados alguns dos requisitos de projeto mais comuns nas diferentes aplicações, segue-se para uma revisão bibliográfica acerca das metodologias de projeto de controladores para conversores cc-cc.

2.3 Revisão das metodologias de projeto de controladores para conversores CC-CC

Conforme mencionado, os conversores cc-cc geralmente precisam operar em malha fechada, com um controlador, para que a variável de interesse (tensão e/ou corrente) seja regulada e opere com resposta dinâmica satisfatória diante de distúrbios, provenientes principalmente da variação da tensão de alimentação e da carga (TANG *et al.*, 2015). Para o projeto do controlador, tanto abordagens baseadas em modelo quanto baseadas em dados podem ser utilizadas. Ainda, existe a possibilidade de realizar o controle tanto com uma única malha quanto com múltiplas malhas. Nesta última abordagem, que tem sido amplamente discutida na literatura, usa-se a corrente do indutor (que pode ser de entrada ou de saída, dependendo da aplicação) como um grau de liberdade adicional que permite um melhor desempenho geral do controlador. Isso resulta em uma estrutura contendo duas malhas, aqui convencionadas como malha externa (de tensão) e malha interna (de corrente). As principais técnicas são baseadas no controle do valor de pico da corrente do conversor

(*Peak Current Mode* ou PCM) ou no valor médio da corrente do conversor (*Average Current Mode* ou ACM) (KAZIMIERCZUK, 2016). A configuração de controle em cascata é conhecida principalmente por produzir uma resposta mais rápida aos conversores que possuem zero de fase não mínima (FNM), como é o caso da classe de conversores tipo *boost* e *buck-boost*, uma vez que esse zero é inerente apenas à resposta da tensão do conversor, mas não à dinâmica de corrente. Logo, pode-se obter sistemas compensados com maiores larguras de banda e com melhor resposta aos distúrbios, quando comparados aos sistemas com controle apenas na malha de tensão (TAN *et al.*, 2007).

2.3.1 Abordagens de controle baseado em modelo

Partindo das abordagens baseadas em modelo e sabendo da natureza não linear dos conversores, pode-se utilizar tanto de modelos que consideram as não linearidades, a exemplo do modelo (7), quanto de modelos linearizados ao redor de um ponto de operação, como em (10). Apesar de os modelos não lineares representarem melhor o sistema, são pouco utilizados, dada a sua maior complexidade, sendo preferidos os modelos linearizados. Em alguns casos, incertezas também são adicionadas ao modelo linearizado, o que leva a um modelo mais complexo, mas permite a obtenção de soluções mais robustas, mesmo diante das discrepâncias advindas do processo de linearização ou mesmo de outros fatores (e.g. variações paramétricas, distúrbios).

Uma primeira abordagem de controle não linear é a baseada em Lógica Fuzzy. Exemplos de controle de um conversor *boost* a partir da Lógica Fuzzy são propostos em RANI *et al.* (2019) e GUESMI; ESSOUNBOULI; HAMZAOUI (2008). Neste último trabalho, uma lei de controle do tipo Fuzzy PID é utilizada para operação do conversor considerando diferentes pontos de operação. Seu desenvolvimento é realizado tanto para o controle de tensão quanto o de corrente com malhas simples. Porém, a etapa de projeto do controlador Fuzzy PID não é trivial e também depende da experiência do projetista, em especial, por conta da escolha das funções de pertinência.

Existem ainda diversas outras leis de controle não lineares que também são empregadas, como é o caso de SIRA-RAMIREZ (1991), que utiliza um controlador PI não linear em um conversor *boost*. Nesse caso, a lei de controle é dependente do ponto de operação e possui termos quadráticos e cúbicos. Há também o uso de uma lei de controle exponencial em CHAN (2007) para realização de uma estratégia de controle com múltiplas malhas. Tais estruturas de controle têm por desvantagem a grande especificidade e dificuldade de generalização e extrapolação para outras topologias de conversores, além da maior complexidade do controlador.

Entre as possibilidades de leis de controle não lineares, a mais conhecida e difundida no âmbito dos conversores é a abordagem de controle por modos deslizantes

(*Sliding-Mode Control* ou SMC), pois esta se beneficia da característica dos conversores baseada na comutação dos semicondutores, produzindo uma lei de controle não linear diretamente para o sinal de comando $d_s(t)$ (UTKIN, 2013). Dada uma superfície deslizante $s(x)$ e considerando que uma vizinhança dessa superfície $|s(x)| < \varepsilon$ com $\varepsilon \rightarrow 0^+$ é atingida, e, ainda, que as condições de existência necessárias ao projeto são atendidas, o sistema fica confinado dentro dessa região a partir da comutação do sinal de comando $d_s(t)$ entre os valores 0 e 1. Idealmente, na vizinhança $|s(x)| < \varepsilon$, essa comutação acontece com frequência infinita, o que acarretaria uma frequência de comutação f_s também infinita na operação do conversor. Dada a impossibilidade prática de operação do conversor com valores de f_s demasiadamente elevados, devido a restrições dos componentes e às perdas inerentes à comutação dos elementos semicondutores, na prática, são adotadas estratégias para limitar a frequência de comutação na operação com SMC. Uma solução comum é o uso de uma lei de controle com histerese, na qual a frequência de comutação depende da escolha da amplitude da histerese, além de variar em função do ponto de operação do conversor. Tal variação em f_s é indesejável no contexto dos conversores, podendo levar a sobre-dimensionamentos dos elementos armazenadores⁴ e semicondutores, caracterizando uma desvantagem dessa abordagem.

Uma forma de contornar o problema da frequência f_s variável é o uso de uma lei de controle equivalente, que, no caso dos conversores, corresponde à manipulação da razão cíclica d , modulada via PWM, e que possui frequência de comutação constante (TAN; LAI; TSE, 2006). Dessa forma, para uma dada frequência f_s finita, os requisitos de projeto (tempo de acomodação e máximo sobressinal) são atendidos apenas de forma aproximada, em comparação aos atendidos com SMC em condições ideais. Quanto maior a frequência f_s utilizada, mais próximos serão os resultados dos requisitos de projeto. Além disso, ao usar essa estratégia com lei de controle equivalente pelo *duty-cycle* (ou razão cíclica), não se tem uma lei de controle genérica como no caso anterior, pois há dependência da lei de controle em função do conversor utilizado e também dos seus parâmetros. Estratégias similares também baseadas em SMC são apresentadas em OUCHERIAH; GUO (2013); KANZIAN; AGOSTINELLI; HUEMER (2019). Além dessas, vale mencionar que o SMC não é a única metodologia que se apropria diretamente da característica de comutação dos conversores e que outras abordagens como a de controle de sistemas chaveados também se valem de leis de controle que atuam diretamente no sinal de comando $d_s(t)$ (TROFINO *et al.*, 2012; DEAECTO *et al.*, 2010; EGIDIO; DEAECTO, 2019).

A abordagem com múltiplas malhas também é utilizada considerando o contexto de SMC em WAI; SHIH (2011); TAN *et al.* (2007); THIRUMENI; THANGAVELU-SAMY (2019), garantindo resultados melhores que os obtidos pelo SMC com única

⁴No caso do conversor *boost*, e.g., perceba a relação entre L_c , C_c e f_s em (5) e (6).

malha, a custo de uma maior complexidade de projeto e necessidade de medição da corrente.

Outra abordagem de controle já bem explorada no contexto dos conversores é a do Regulador Linear-Quadrático (LQR, do inglês). Uma vantagem inerente ao LQR é que este garante uma margem de fase de pelo menos 60° , já que o diagrama de Nyquist do projeto resultante sempre irá ficar suficientemente distante do ponto -1 , agregando boa robustez à solução (MACIEJOWSKI, 1989; SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). Porém, essa solução se utiliza do modelo linearizado, garantindo desempenho desejado e tais margens de robustez apenas para operação no entorno do ponto de equilíbrio definido.

Um dos problemas associados ao projeto do ganho da realimentação de estados pelo LQR se dá pela dependência de uma boa escolha das matrizes de ponderação da função de custo, o que pode acarretar uma solução altamente dependente da experiência do projetista. Não é à toa que diferentes trabalhos buscam formas de sintonizar essas matrizes com o objetivo de uma melhor resposta tanto em características temporais quanto em termos de robustez (REMES *et al.*, 2020).

Em LEUNG; TAM; LI (1991), propõe-se uma forma de sistematização para a síntese da realimentação de estados baseada no LQR, sendo dadas algumas diretrizes para a escolha das matrizes de ponderação. Neste caso, é usada também uma ação de controle integral para erro nulo em regime permanente. Porém, a escolha de alguns dos pesos utilizados para as matrizes de ponderação ainda ficam a critério do projetista. Apenas uma parte dos pesos é definida em função de um conjunto de polos dominantes que caracterizam determinada resposta desejada. Nesse caso, não são avaliadas variações paramétricas do modelo.

Já em DUPONT *et al.* (2013), vários ganhos são sintonizados pela abordagem do LQR considerando diferentes condições de carga (sendo estas 25%, 50%, 75% e 100% da potência, caracterizando 4 ganhos diferentes) para um conversor *boost*. Cada um desses ganhos gera uma ação de controle correspondente. Estas são, então, ponderadas, sendo a ação de controle resultante uma combinação linear de cada uma das ações de controle individuais. Tais ponderações são obtidas por Lógica Fuzzy, que se utiliza da medida da corrente do conversor, permitindo uma operação com bom desempenho dinâmico para diferentes condições de carga. Nota-se, porém, uma grande complexidade na obtenção dessa solução.

No âmbito dos conversores cc-cc, outra abordagem de controle também utilizada é o controle \mathcal{H}_∞ . Este foi utilizado inicialmente em NAIM; WEISS; BEN-YAAKOV (1997) em um conversor *boost*, sendo obtidos bons resultados para distúrbios em faixas de frequência intermediárias, mas não em frequências baixas (que, em geral, são as de interesse para conversores cc-cc), quando comparados a outras técnicas de controle já existentes. Porém, salienta-se que o uso de diferentes funções de ponde-

ração utilizadas no critério de desempenho definido poderiam resultar em soluções melhores, fato que acaba sendo mais bem explorado em trabalhos mais recentes (ZHAO *et al.*, 2013; BAI *et al.*, 2019). De toda forma, essa abordagem ainda acaba dependendo da experiência do projetista na escolha das funções de ponderação para cada aplicação.

Outra forma de obter uma realimentação de estados é através da solução de problemas de otimização com restrições na forma de desigualdades matriciais lineares (LMI, do inglês). Em OLALLA *et al.* (2009), buscou-se a solução do LQR através da formulação de um problema de otimização convexo com LMIs. Tal abordagem é utilizada para um conversor *boost*, na qual um vetor de parâmetros incertos é definido considerando-se todos os elementos independentes entre si, caracterizando um politopo com 2^4 vértices. Porém, os parâmetros escolhidos são, na realidade, dependentes entre si, o que resulta em uma solução potencialmente conservadora (OLALLA *et al.*, 2009).

Em um outro trabalho, OLALLA *et al.* (2011) propõe um modelo politópico para considerar não só as incertezas do modelo, mas também desvios decorrentes da dinâmica não linear do conversor *boost*, caracterizados pelo produto entre variáveis de estado e a ação de controle em (9) (tal produto é desprezado para a obtenção de um modelo linearizado, a partir da consideração de pequenos sinais). Ou seja, a característica não linear é tratada como incerteza pelo modelo. Ademais, o politopo considerado nesse caso avalia a dependência entre os parâmetros incertos, diminuindo o número de vértices e o volume do politopo em comparação com OLALLA *et al.* (2009). Ao realizar tais modificações, tem-se um projeto mais refinado e uma solução menos conservadora para o ganho da realimentação de estados, porém há um aumento na complexidade do projeto do controlador. Pode-se obter, a partir dessa metodologia, uma solução que opera em uma ampla faixa de pontos de operação a partir das incertezas consideradas. Porém, quanto maiores as incertezas e, conseqüentemente, quanto maior a região de estabilidade requerida, menor será o desempenho do controlador obtido (OLALLA *et al.*, 2011). Outros trabalhos que descrevem conversores através de incertezas na forma politópica são apresentados em (SARKAWI; OHTA, 2018; MAHMOUDI; SAFARI, 2018; BOEFF, 2019; XIA *et al.*, 2020). Essas últimas técnicas apresentadas têm como base comum o uso de critérios de desempenho convexos quadráticos já bem estabelecidos e podem, inclusive, agregar robustez às soluções encontradas, mas dependem de modelos matemáticos bem representativos que, por muitas vezes, são demasiadamente complexos (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

Talvez a metodologia de projeto mais utilizada seja o projeto de controladores do tipo proporcional-integral-derivativo (PID), seus subtipos (em especial, o controlador PI) e de estruturas do tipo avanço-atraso via análise da resposta em frequência,

tendo como vantagem a simplicidade da estrutura de controle e a capacidade de regular a saída com erro nulo em regime permanente (RP). Ademais, leis de controle de menor complexidade têm ganhado grande destaque na literatura (KEEL; BHATTACHARYYA, 2008).

O controlador PID possui a estrutura

$$C_{PID}(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d \frac{sp_c}{s + p_c}, \quad (27)$$

sendo k_p , k_i e k_d os ganhos das parcelas proporcional, integral e derivativa, respectivamente. O polo p_c é usado para atenuar o ganho da parcela derivativa em altas frequências, o que poderia acarretar amplificação indesejada de ruídos, além de manter a causalidade do controlador. Um caso particular do controlador PID é o controlador PI

$$C_{PI}(s) = C_{PID}(s)|_{k_d=0} = k_p + k_i \frac{1}{s}, \quad (28)$$

o qual possui estrutura mais simples e pode ser utilizado no caso de requisitos de projeto menos exigentes.

Outra estrutura de controle também bastante considerada são controladores do tipo avanço-atraso, escritos na forma:

$$C_u(s) = K_c \frac{\prod_{m=1}^{M_z} (s + \omega_{zm})}{\prod_{n=1}^{N_p} (s + \omega_{pn})}, \quad (29)$$

o qual contém M_z zeros de frequências ω_{zm} e N_p polos de frequências ω_{pn} . No caso em que $\omega_{zm} < \omega_{pn}$, obtém-se um incremento de fase do sistema compensado (avanço de fase), enquanto que, para o caso em que $\omega_{zm} > \omega_{pn}$, tem-se um decremento na fase do sistema (atraso de fase). Para o caso dos conversores cc-cc, são mais comumente utilizados os controladores do tipo avanço de fase com $1 \leq M_z = N_p \leq 2$, além de um integrador $1/s$ em série para erro nulo em RP.

É importante perceber que um controlador do tipo avanço com $M_z = N_p = 1$ e com integrador pode ser obtido a partir de um controlador PI em série com um filtro passa baixas de primeira ordem com polo ω_{p1}

$$C_{I1}(s) = \left(k_p + k_i \frac{1}{s} \right) \left(\frac{\omega_{p1}}{s + \omega_{p1}} \right) = \frac{k_p s + k_i}{s} \frac{\omega_{p1}}{s + \omega_{p1}} = \frac{\omega_{p1} k_p (s + \frac{k_i}{k_p})}{s(s + \omega_{p1})}, \quad (30)$$

sendo esse tipo de controlador também referido como controlador Tipo II (*Integral-Single-Lead Controller*) ou Controlador PI+polo, em referência ao polo geralmente posicionado em alta frequência para atenuação dos *ripples* (ondulações) dos conversores. De forma análoga, o uso de um controlador PID dado em (27) em série com um filtro passa baixas de primeira ordem, geralmente com polo posicionado em

alta frequência para atenuação dos *ripples*, resulta no chamado controlador Tipo III (*Integral-Double-Lead Controller*) ou Controlador PID+polos, o qual possui um integrador e dois pares de polos e zeros, o que caracteriza dois avanços de fase. Tal estrutura é bastante empregada em conversores que possuem zero de FNM, como é o caso do conversor *boost* (KAZIMIERCZUK, 2016; RASHID, 2011). Exemplos de aplicação dessas estruturas de controle podem ser vistos em ANZEHAEE; BEHNAM; HAJIHOSEINI (2018); BANERJEE; RANA; KHUNTIA (2019).

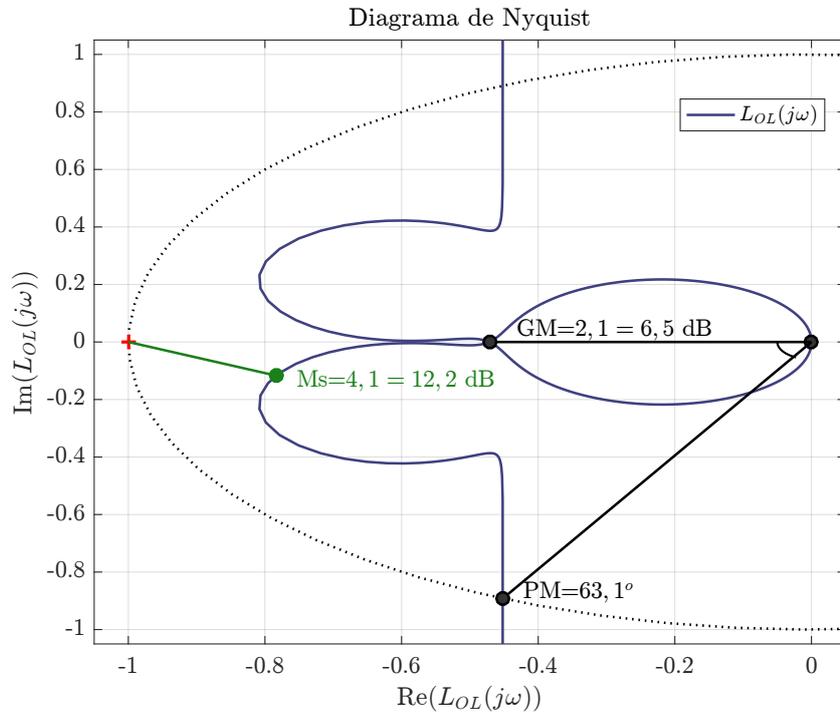
Em geral, para o projeto dessas estruturas de controle, adotam-se os modelos linearizados no entorno de um ponto de equilíbrio, a exemplo de (12) e (13) (KAZIMIERCZUK, 2016). Essas estruturas de controle podem ser aplicadas tanto considerando malhas de controle únicas quanto múltiplas (BRYANT; KAZIMIERCZUK, 2006; KAZIMIERCZUK, 2016; YFOULIS; PAPADOPOULOU; VOUTETAKIS, 2020).

O projeto costuma ser realizado no domínio da frequência, buscando atender a requisitos específicos de margem de ganho (GM) e margem de fase (PM) para a função de transferência de laço aberto $L_{OL}(s)$ do sistema $G(s)$ compensado por um controlador $C(s)$, tal que $L_{OL}(s) = C(s)G(s)$ (KAZIMIERCZUK, 2016; RASHID, 2011). Uma vez que o projeto de controladores por tais metodologias não possui solução única, há uma dificuldade na escolha dos parâmetros do controlador de forma a garantir os requisitos de GM e PM conjuntamente com uma resposta temporal desejada. Salienta-se também que, uma vez atingidos os requisitos de GM e PM, não há garantia de que representam a melhor resposta em termos de robustez e desempenho dinâmico, já que possivelmente existem outras configurações de parâmetros do controlador com os mesmos valores de GM e PM, mas com características temporais e de robustez diferentes, considerando a métrica de robustez obtida a partir do máximo ganho M_s da função de sensibilidade $S(s) = [1 + L_{OL}(s)]^{-1}$ (SKOGSTAD; POSTLETHWAITE, 2005), conforme ilustrado na Figura 6. Logo, a qualidade da solução de controle obtida é totalmente dependente da experiência do projetista. Ainda, tem-se novamente como desvantagem dessa abordagem o fato de que o sucesso do projeto do controlador depende do modelo utilizado. Nesse caso, discrepâncias entre o modelo e o sistema podem afetar fortemente o desempenho dinâmico em malha fechada, assim como é o caso das demais metodologias citadas.

2.3.2 Abordagens de controle baseado em dados

Dado o histórico ainda recente de metodologias de projeto de controle baseado em dados (*data-driven* ou DD) aplicadas aos conversores cc-cc, são poucos os trabalhos que se usam dessa perspectiva para a realização do projeto do controlador, o que serviu como uma das motivações para este trabalho. Grande parte das metodologias DD já aplicadas se utiliza de uma abordagem no domínio da frequência.

Figura 6 – Diagrama de Nyquist da função de transferência $L_{OL}(s) = C(s)G(s)$, considerando um sistema $G(s) = -100(s - 50)/(s^2 + 20s + 10000)$ compensado por um controlador $C(s) = 4.5(s^2 + 33.67s + 10200)/(s^2 + 1000s)$, o qual possui boas margens de ganho/fase ($GM \approx 6$ dB e $PM \approx 60^\circ$) mas, ainda assim, baixa robustez, considerando o elevado pico da função de sensibilidade ($M_s \approx 12$ dB)



Fonte: do autor.

É o caso do trabalho proposto por ALZATE *et al.* (2017), no qual o conjunto de dados coletados no domínio da frequência (módulo e fase) de um conversor *boost* é utilizado para determinar a resposta em frequência da planta, em um processo semelhante ao descrito inicialmente por KEEL; BHATTACHARYYA (2008).

Nessa abordagem, é feito um mapeamento entre a região de ganhos estabilizantes para um controlador PI e o conjunto de pares de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase admissíveis para o conversor. Dessa forma, é possível atingir, a partir dos dados obtidos no domínio da frequência, um conjunto de soluções para os ganhos de um controlador PI, que, neste caso, foi usado na malha externa para o controle de tensão (o controle da malha interna de corrente é realizado via SMC), formando uma estrutura de controle em cascata. Note, porém, que tal abordagem poderia ser aplicada em outros arranjos, inclusive mais simples, como é o caso do controle de tensão por malha única realizado por um controlador PI.

A vantagem desse método é a possibilidade de obter um controlador para a malha externa com estrutura simples e sem o uso de um modelo matemático, baseando-se em informações normalmente utilizadas na área como frequência de cruzamento e

margem de fase desejadas. Porém, como esse método resulta em um conjunto de soluções possíveis no domínio da frequência para a frequência de cruzamento e para a PM, não se sabe qual dessas poderia acarretar melhor desempenho em termos um menor pico da função de sensibilidade ou da resposta temporal. Ademais, para a obtenção da resposta em frequência da planta, há necessidade da aplicação de sinais de controle mais complexos, como exemplo, um conjunto de senoides de diferentes frequências.

Outro exemplo de aplicação da metodologia DD baseada no domínio da frequência é apresentado em NICOLETTI; MARTINO; KARIMI (2019a) para o projeto de um controlador com dois graus de liberdade, aplicado em um conversor ca-cc utilizado em um acelerador de partículas. Nesse caso, dados no domínio da frequência são usados para formular um problema de otimização considerando diferentes critérios de desempenho (escritos em função das normas \mathcal{H}_1 , \mathcal{H}_2 e \mathcal{H}_∞), permitindo soluções com bom grau de robustez. Conforme mostrado em NICOLETTI; MARTINO; KARIMI (2019b), para o caso da síntese \mathcal{H}_∞ , essa formulação garante convergência para a solução ótima no sentido global, desde que o controlador considerado seja de alta ordem, o que pode inviabilizar sua aplicação prática. No caso de controladores de ordem restrita, a formulação do problema de otimização requer uma condição inicial com o objetivo de tornar o problema convexo, e a qualidade da solução final depende da condição inicial adotada. Adicionalmente, tais soluções de controle foram estendidas em NICOLETTI; MARTINO; AGUGLIA (2020) através do Controle por Aprendizagem Iterativa (*Iterative Learning Control* - ILC). Neste caso, o ILC é usado para gerar o sinal de referência para malha de controle que foi previamente projetada para atender ao critério de desempenho no sentido \mathcal{H}_∞ (NICOLETTI; MARTINO; KARIMI, 2019a), buscando-se o aprimoramento do desempenho dinâmico do sistema em malha fechada.

Por fim, citam-se duas metodologias DD utilizadas no projeto de controladores que se distinguem bastante das já abordadas. A primeira delas propõe uma solução que atende ao critério de estabilidade assintótica de Lyapunov a partir da solução de LMIs, cujas matrizes são construídas a partir de um conjunto de dados suficientemente informativos coletados da planta (RUIZ-MARTINEZ *et al.*, 2020). Porém, apesar de garantir estabilidade, não é levado em conta o desempenho dinâmico da planta em malha fechada, que pode ficar distante do desempenho que poderia ser obtido. Já em ROUZBEHI *et al.* (2019), obtém-se uma lei de controle através da ponderação de diferentes sinais de controle obtidos a partir de vários controladores lineares, que, por sua vez, são sintonizados indiretamente por um conjunto de modelos localmente lineares identificados a partir dos dados. O conjunto de parâmetros que realizam a ponderação dos vários sinais de controle é obtido através de um método de busca heurística (*Hierarchical Binary Tree* - HBT). Além do mais, a junção

de vários métodos torna essa metodologia de projeto mais complexa.

Considerando trabalhos que se utilizam de metodologias DD baseadas no domínio do tempo aplicados aos conversores de potência, destacam-se os trabalhos de CORLETA *et al.* (2016) e JENG; YEH (2017), nos quais ambos aplicaram diferentes extensões do Método da Referência Virtual (*Virtual Reference Feedback Tuning* - VRFT) em conversores de potência, usando-se de diferentes estruturas de malhas cascatas. Porém, em nenhum dos casos, foi avaliado o controle de tensão para conversores cc-cc, no qual geralmente se tem a dinâmica característica de zeros de FNM. Outra lacuna na literatura é o desenvolvimento de um filtro que aproxime os mínimos da função objetivo de controle por modelo de referência e a função custo definida pelo VRFT para os casos de múltiplas malhas, o qual é utilizado para a configuração de malha única.

Em suma, a partir dessa revisão acerca das abordagens de controle baseado em dados aplicadas aos conversores cc-cc, percebe-se que o volume de trabalhos na literatura que trata desse assunto ainda é pequeno, mas vem crescendo ao longo dos anos, o que sinaliza um interesse científico acerca do tema. Além disso, os trabalhos existentes se utilizam, na sua maioria, de abordagens DD no domínio da frequência. Já os trabalhos que usam metodologias DD no domínio do tempo não abordam o caso dos sistemas de fase não mínima e trazem poucas ou nenhuma informação acerca das escolhas que devem ser realizadas para que se atinja um maior desempenho e/ou robustez. Por conta desses fatores, este trabalho busca a aplicação sistemática de metodologias DD baseadas no domínio do tempo, considerando, inclusive, conversores com dinâmica de fase não mínima. Na sequência, uma breve revisão acerca das técnicas empregadas neste trabalho é apresentada.

2.4 Controle Baseado em Dados no Domínio do Tempo

Muitas das metodologias de projeto de controladores baseiam-se na solução de um problema de otimização para um dado critério de desempenho que, e.g., pode ser mensurado através da norma \mathcal{H}_2 de determinado sistema. O controle LQG é um exemplo de abordagem que se baseia na minimização de tal critério, mas que necessita do modelo do sistema para tal.

No caso das metodologias de controle baseado em dados (DD), também se pode realizar a minimização da norma \mathcal{H}_2 de determinada função objetivo. Porém, as metodologias DD têm por principal característica a não utilização de um modelo em qualquer uma das etapas de desenvolvimento. Para tal, essas utilizam-se apenas de dados de entrada e saída obtidos a partir de ensaios na planta para projetar um controlador com estrutura pré-fixada, visando atingir certo desempenho desejado para o sistema em malha fechada.

O problema de otimização nas abordagens DD no domínio do tempo pode ser formulado e resolvido por diferentes perspectivas. Algumas dessas são *Iterative Feedback Tuning* (IFT) (HJALMARSSON *et al.*, 1998), *Correlation-based Tuning* (CbT) (KARIMI; MISKOVIC; BONVIN, 2004) e *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002), nas quais diferentes critérios de desempenho baseados na norma \mathcal{H}_2 são considerados. Entre esses métodos, o VRFT possui uma característica interessante perante os demais: esse é um método *one-shot*, ou seja, necessita-se de apenas um conjunto de dados de entrada e saída da planta, fato que motivou a sua utilização neste trabalho. Além do VRFT, outra técnica DD *one-shot* que merece destaque é o *Virtual Disturbance Feedback Tuning* (VDFT) (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018), a qual permite a identificação de controladores que buscam atingir uma resposta desejada para distúrbios na entrada da planta. Dessa forma, esta seção apresenta uma revisão desses dois métodos DD *one-shot* existentes na literatura para posterior aplicação no contexto dos conversores cc-cc.

Considera-se, ao longo deste trabalho, que: uma dada função de transferência $H(z)$, que é uma função racional, possui polinômios $nH(z)$ e $dH(z)$ no numerador e denominador, respectivamente, de forma que $H(z) = nH(z)/dH(z)$; o grau de um dado polinômio $p(z)$ é descrito por $\deg\{p(z)\}$; o grau relativo de uma função de transferência é dado por $\Gamma\{H(z)\} = \deg\{dH(z)\} - \deg\{nH(z)\}$.

2.4.1 Preliminares e Controle pelo Modelo de Referência

Considera-se uma planta em tempo discreto $G(z)$ desconhecida, monovariável (*single-input single-output* - SISO), linear e invariante no tempo (LIT), cuja saída $y(k)$ é dada por

$$y(k) = G(z)u(k) + \nu(k), \quad (31)$$

onde k é o instante de tempo discreto, z é o operador de deslocamento em tempo discreto, tal que $zx(k) = x(k+1)$, $u(k)$ é o sinal de entrada da planta e $\nu(k) = H(z)\epsilon(k) + w_s(k)$ é o resultado de um ruído branco $\epsilon(k)$ com variância σ_ϵ^2 filtrado por $H(z)$, que considera todas as características não descritas por $G(z)$, tais como erros de medição e incertezas do sistema, juntamente com um dado sinal de distúrbio de saída determinístico $w_s(k)$. Considera-se ainda que a entrada da planta seja composta por um sinal de controle $u_c(k)$ fornecido por um controlador juntamente com um sinal de perturbação de entrada $w(k)$, de forma que $u(k) = u_c(k) + w(k)$. Assume-se que a lei que descreve a operação desse sistema em malha fechada é

$$u_c(k) = C(z, \rho) (r(k) - y(k)), \quad (32)$$

sendo que $r(k)$ é o sinal de referência e $C(z, \rho)$ é um controlador parametrizado por ρ , onde $\rho \in \mathbb{R}^p$. Dessa forma, o controlador atua apenas sobre o sinal de erro

$r(k) - y(k)$ do processo.

A partir de (31) e (32), pode-se descrever o comportamento do sistema em malha fechada:

$$\begin{cases} y(k, \rho) = T(z, \rho)r(k) + S(z, \rho)\nu(k) + Q(z, \rho)w(k) \\ S(z, \rho) = \frac{1}{1+C(z, \rho)G(z)} \\ T(z, \rho) = \frac{C(z, \rho)G(z)}{1+C(z, \rho)G(z)} = C(z, \rho)G(z)S(z, \rho) \\ Q(z, \rho) = \frac{G(z)}{1+C(z, \rho)G(z)} = \frac{T(z, \rho)}{C(z, \rho)} = S(z, \rho)G(z). \end{cases} \quad (33)$$

Em (33), $S(z, \rho)$ é conhecida como função de sensibilidade. Por sua vez, $T(z, \rho)$ é conhecida como a função de sensibilidade complementar, uma vez que $T(z, \rho) = 1 - S(z, \rho)$. Por fim, $Q(z, \rho)$ é a função de sensibilidade do processo aos distúrbios de entrada.

A partir dessas definições, no caso em que se queira atingir um comportamento desejado para o seguimento de referência, pode-se formular o seguinte critério de desempenho:

$$J^{MR}(\rho) = \|[T(z, \rho) - T_d(z)]r(k)\|_2^2, \quad (34)$$

sendo que $T_d(z)$ é o modelo de referência que descreve o comportamento desejado para o sistema em malha fechada. Tal critério define a abordagem de Controle pelo Modelo de Referência (*Model Reference Control* - MRC) (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Note que, ao minimizar (34), obtém-se o comportamento em malha fechada $T(z, \rho)$ o mais próximo possível do comportamento desejado $T_d(z)$. Tal objetivo de controle, caracterizado pela solução ρ_d^{MR} , que resulta em $J^{MR}(\rho_d^{MR}) = 0$, pode ser alcançado se o controlador ideal

$$C_d^{MR}(z) = \frac{T_d(z)}{G(z)[1 - T_d(z)]} \quad (35)$$

for utilizado. Observe que $G(z)$ é desconhecida na abordagem DD, logo $C_d^{MR}(z)$ não pode ser obtido diretamente através de (35). Por outro lado, se um conjunto de dados de entrada e saída da planta é obtido, pode-se formular um novo problema de otimização no qual se deseja identificar um controlador $C(z, \rho)$ cuja resposta do sistema em malha fechada seja próxima à obtida com o controlador ideal $C_d^{MR}(z)$. Em outras palavras, deseja-se minimizar a função custo (34) em função de ρ usando-se apenas dados da planta, e não o conhecimento explícito do modelo $G(z)$, nem de suas aproximações, sejam elas paramétricas ou não. Tal objetivo caracteriza uma abordagem de projeto DD no domínio do tempo, diferentemente das abordagens DD realizadas com dados de resposta em frequência, apresentadas anteriormente.

Destaca-se ainda que alguns aspectos importantes para a obtenção de uma solução DD baseada em MRC podem ser obtidos a partir de uma análise de (35) (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Tais aspectos são referentes

à escolha do grau relativo de $T_d(z)$ e de possíveis zeros de fase não mínima (FNM) que podem estar contidos no processo. Através de (35), nota-se que o grau relativo de $C_d^{MR}(z)$ é dado pela diferença entre os graus relativos da planta e do modelo de referência. Logo, para que $C_d^{MR}(z)$ seja causal, deve-se definir um modelo de referência $T_d(z)$ com grau relativo maior ou igual ao grau relativo da planta $G(z)$, i.e., $\Gamma\{T_d(z)\} \geq \Gamma\{G(z)\}$. Além disso, no caso de a planta $G(z)$ possuir zeros de FNM, aparecerão polos instáveis em (35). Tal efeito indesejado pode ser compensado pela adição desses mesmos zeros de FNM ao numerador de $T_d(z)$ (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Aqui, outro ponto importante a ser destacado diz respeito à função de sensibilidade. Uma vez que $S(z,\rho) = 1 - T(z,\rho)$, pode-se inferir que um comportamento adequado para $S(z,\rho)$ e, conseqüentemente, para $\nu(k)$ depende apenas do resultado do sistema em malha fechada obtido em termos de $T(z,\rho)$. Nesse caso, assumindo-se que não haja restrições na ordem do controlador, pode-se obter uma sensibilidade próxima da desejada, i.e. $S(z,\rho) \approx 1 - T_d(z) = S_d(z)$ apenas a partir de uma boa escolha do modelo de referência $T_d(z)$. Por outro lado, o mesmo não pode ser dito a respeito da sensibilidade a distúrbios de entrada $Q(z,\rho)$, uma vez que não depende apenas do modelo de referência, conforme observado analisando (33).

No caso em que o objetivo de controle busca um dado comportamento desejado para a função de sensibilidade $Q(z,\rho)$, pode-se formular um novo critério de desempenho, buscando-se atingir um comportamento o mais próximo possível de um modelo de referência para distúrbios $Q_d(z)$ que caracterize a resposta desejada. Tal critério é descrito por (SZITA; SANATHANAN, 1996; ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018)

$$J^{DM}(\rho) = \|[Q(z,\rho) - Q_d(z)]w(k)\|_2^2 \quad (36)$$

cujos controlador ideal é

$$C_d^{DM}(z) = \frac{1}{Q_d(z)} - \frac{1}{G(z)} = \frac{dQ_d(z)nG(z) - dG(z)nQ_d(z)}{nQ_d(z)nG(z)}. \quad (37)$$

A partir de uma análise do controlador ideal em (37), pode-se observar que os zeros de $G(z)$ aparecem como polos em $C_d^{DM}(z)$ e também que o seu grau relativo depende de $Q_d(z)$. Dessa forma, tem-se, mais uma vez, que possíveis zeros de fase não mínima da planta também devem aparecer em $Q_d(z)$, para que $C_d^{DM}(z)$ seja internamente estável. Além disso, o grau relativo de $Q_d(z)$ deve ser escolhido maior ou igual que da planta $G(z)$, i.e. $\Gamma\{Q_d(z)\} \geq \Gamma\{G(z)\}$, para garantir que o controlador ideal seja causal (SZITA; SANATHANAN, 1996; BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018).

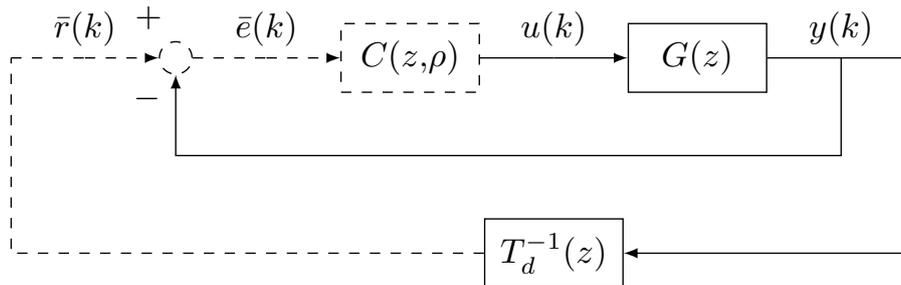
Dado esse panorama geral sobre os diferentes objetivos de controle a serem atingidos, segue-se para os métodos de projeto que buscam uma solução ótima segundo os critérios de desempenho definidos.

2.5 Método da Referência Virtual – VRFT

O Método da Referência Virtual (*Virtual Reference Feedback Tuning* – VRFT) (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002) utiliza apenas uma batelada de dados de entrada e saída coletados da planta para minimizar um critério de seguimento de referência. Esse fato caracteriza uma grande vantagem do VRFT em relação a outros métodos DD. Além dos dados do processo, comumente se define uma estrutura linearmente parametrizável para o controlador $C(z, \rho)$ e o modelo de referência desejado $T_d(z)$.

A Figura 7 ilustra o sistema utilizado para que se possa realizar a identificação do controlador $C(z, \rho)$. Assume-se, por ora, que o ruído e os distúrbios são nulos, ou seja, $w(k) = \nu(k) = 0$. Inicialmente, aplica-se uma determinada entrada suficientemente excitante $u(k)$ ao processo $G(z)$ de dinâmica desconhecida, resultando no sinal de saída $y(k)$. Os sinais $u(k)$ e $y(k)$ devem ser armazenados, formando um conjunto $\{u(k), y(k)\}_{k=1}^N$, sendo N o número de amostras dos sinais. Tendo $y(k)$, pode-se construir o sinal da referência virtual $\bar{r}(k) = T_d^{-1}(z)y(k)$, que dá nome ao método, e o sinal de erro virtual $\bar{e}(k) = \bar{r}(k) - y(k) = (T_d^{-1}(z) - 1)y(k)$. Note que $\bar{r}(k)$ é o sinal de referência que, se aplicado ao sistema em malha fechada desejado, produziria a saída $y(k)$ coletada no ensaio. Da mesma forma, $\bar{e}(k)$ é o sinal de erro que, se fosse aplicado ao controlador ideal, resultaria na ação de controle $u(k)$ utilizada no experimento.

Figura 7 – Diagrama de blocos em malha fechada considerando os sinais virtuais utilizados no método VRFT.



Fonte: do autor.

Uma vez conhecidos os sinais $\bar{e}(k)$ e $u(k)$, pode-se realizar a identificação do controlador $C(z, \rho)$. Para tal, define-se uma nova função custo

$$J^{VR}(\rho) = \|L(z)[u(k) - C(z, \rho)\bar{e}(k)]\|_2^2,$$

onde $L(z)$ é um filtro de ponderação. Se o controlador $C(z, \rho)$ é linearmente parametrizável, então pode ser escrito na forma $C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z)$. Nesse caso, $\rho \in \mathbb{R}^p$ é um vetor de parâmetros e $\bar{C}(z)$ é um vetor de funções de transferência também de

dimensão p , o qual pré-determina a estrutura do controlador. Pode-se, então, definir um sinal $\varphi(k) = \bar{C}(z)\bar{e}(k)$ que permite reescrever a função custo J^{VR} como sendo

$$J^{VR}(\rho) = \|L(z)[u(k) - \rho^T \varphi(k)]\|_2^2. \quad (38)$$

Note que, se $\exists \rho^* : C(z, \rho^*) = C_d^{MR}(z)$, ou seja, se a estrutura $\bar{C}(z)$ é tal que o controlador desejado $C_d^{MR}(z) \in \mathcal{C}$, onde \mathcal{C} é a classe de controladores definida por $C(z, \rho)$, então o mínimo de J^{VR} é o mesmo de J^{MR} , cuja solução pode ser determinada por mínimos quadrados. A estimativa $\hat{\rho}$ que minimiza a função custo (38) é

$$\hat{\rho} = \left[\sum_{k=1}^N \varphi(k) \varphi^T(k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi(k) u(k). \quad (39)$$

Porém, considerando o caso prático em que a parcela de ruído em $\nu(k)$, descrita em (31), é não nula, então (39) resultará em uma estimativa polarizada de ρ . Nesse caso, podem-se utilizar variáveis instrumentais (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002; BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011), eliminando, assim, a polarização da estimativa $\hat{\rho}$ a custo de um possível aumento na sua variância.

A solução (39) reflete apenas o caso em que $C_d^{MR}(z) \in \mathcal{C}$. Entretanto, se a estrutura definida por $C(z, \rho)$ não engloba o controlador desejado, de forma que $C_d^{MR}(z) \notin \mathcal{C}$, deve-se usar o filtro $L(z)$ de forma a aproximar o mínimo de J^{VR} ao de J^{MR} . Tal situação é comum na prática, já que nem sempre é possível saber qual a estrutura do controlador $C_d^{MR}(z)$. O filtro $L(z)$ que aproxima os mínimos de J^{VR} e J^{MR} possui módulo que satisfaz a relação

$$|L(e^{j\Omega})|^2 = |T_d(e^{j\Omega})|^2 |1 - T_d(e^{j\Omega})|^2 \frac{\phi_r(e^{j\Omega})}{\phi_u(e^{j\Omega})}, \forall \Omega \in [-\pi, \pi], \quad (40)$$

conforme descrito em BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD (2011), sendo que $\phi_x(e^{j\Omega})$ é a densidade espectral de potência de um sinal $x(k)$ qualquer. Dessa forma, esse filtro depende dos espectros dos sinais $r(k)$ e $u(k)$. Note que $\phi_r(e^{j\Omega})$ é o espectro da referência aplicada ao processo durante a operação, e não o da referência virtual. Logo, se a coleta de dados for realizada com um ensaio em malha aberta, pode-se escolher $u(k)$ de forma a imitar a referência que será posteriormente aplicada à planta, fazendo com que a razão $\phi_r(e^{j\Omega})/\phi_u(e^{j\Omega})$ seja unitária. Nesse caso particular,

$$L(z) = T_d(z)(1 - T_d(z)) \quad (41)$$

atende à relação (40).

Novamente, a partir do método dos mínimos quadrados, tem-se a estimativa $\hat{\rho}$, que minimiza o critério (38), dada por

$$\hat{\rho} = \left[\sum_{k=1}^N \varphi_L(k) \varphi_L^T(k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi_L(k) u_L(k), \quad (42)$$

onde $\varphi_L(k) = L(z)\varphi(k)$ e $u_L(k) = L(z)u(k)$.

Salienta-se, mais uma vez, que, no caso em que o processo possui zeros de FNM, estes devem ser incluídos no modelo de referência $T_d(z)$ para que o controlador ideal não possua polos fora do círculo unitário advindos de $G^{-1}(z)$. É importante ainda destacar que, mesmo que a estrutura definida por $\bar{C}(z)$ tenha os polos pré-fixados e que estes estejam dentro do círculo unitário, ainda assim a solução dada por (42) pode resultar em um sistema instável em malha fechada, já que o método VRFT identifica um controlador que mais se aproxima do comportamento de $C_d^{MR}(z)$.

Uma vez que as técnicas de projeto DD partem da premissa de que os parâmetros do sistema $G(z)$ são desconhecidos, não há conhecimento *a priori* da localização dos zeros de FNM da planta para a sua inclusão no modelo $T_d(z)$. Tal impasse é solucionado com a utilização do método VRFT com critério flexível.

2.5.1 Método da Referência Virtual com critério flexível

O VRFT com critério flexível (CAMPESTRINI *et al.*, 2011) é uma extensão do método VRFT que realiza a identificação do vetor de parâmetros ρ do controlador em conjunto com a identificação dos zeros do modelo de referência, que vem a ser os zeros do sistema no caso ideal (CAMPESTRINI *et al.*, 2011). Para tal, considera-se o modelo de referência flexível:

$$T_d(z, \eta) = \eta^T F(z), \quad (43)$$

sendo que $\eta \in \mathbb{R}^m$ é um vetor de parâmetros que caracteriza os $m - 1$ zeros e o ganho de $T_d(z, \eta)$ e $F(z)$ é um vetor de funções de transferência com dimensão m .

Usando o modelo de referência flexível (43), pode-se definir o critério flexível

$$\tilde{J}^{VR}(\rho, \eta) = \|L(z)[u(k) - C(z, \rho)(1 - T_d^{-1}(z, \eta))y(k)]\|_2^2,$$

que, multiplicado por $T_d(z, \eta) = \eta^T F(z)$, resulta em

$$\tilde{J}^{VR}(\rho, \eta) = \|\eta^T F(z)L(z)[u(k) - \rho^T \bar{C}(z)(\eta^T F(z) - 1)y(k)]\|_2^2, \quad (44)$$

que é um critério bilinear nos parâmetros η e ρ e que também pode ser resolvido usando mínimos quadrados de forma sucessiva. Na iteração i , deve-se resolver os problemas de otimização

$$\begin{cases} \hat{\eta}_i = \arg \min_{\eta} \tilde{J}^{VR}(\eta, \hat{\rho}_{i-1}), \\ \hat{\rho}_i = \arg \min_{\rho} \tilde{J}^{VR}(\hat{\eta}_i, \rho), \end{cases} \quad (45)$$

requerendo um valor $\hat{\rho}_0$ (ou $\hat{\eta}_0$) para inicialização. A adoção do modelo de referência flexível também leva à alteração do filtro dado em (40) para

$$|L(e^{j\Omega}, \eta)|^2 = |T_d(e^{j\Omega}, \eta)|^2 |1 - T_d(e^{j\Omega}, \eta)|^2 \frac{\phi_r(e^{j\Omega})}{\phi_u(e^{j\Omega})}, \quad \forall \Omega \in [-\pi, \pi], \quad (46)$$

o que reflete sua dependência em função de η . Logo, é importante que o filtro seja atualizado a cada iteração i , em função da estimativa $\hat{\eta}_i$.

A solução de (45) na iteração i é dada por:

$$\hat{\eta}_i = \left[\sum_{k=1}^N \varphi_\eta(\hat{\rho}_{i-1}, k) \varphi_\eta^T(\hat{\rho}_{i-1}, k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi_\eta(\hat{\rho}_{i-1}, k) \zeta_\eta(\hat{\rho}_{i-1}, k), \quad (47)$$

onde

$$\begin{aligned} \varphi_\eta(\rho, k) &= F(z)[u_L(k) + C(z, \rho)y_L(k)], \\ \zeta_\eta(\rho, k) &= \rho^T \bar{C}(z)y_L(k), \end{aligned}$$

e

$$\hat{\rho}_i = \left[\sum_{k=1}^N \varphi_\rho(\hat{\eta}_i, k) \varphi_\rho^T(\hat{\eta}_i, k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi_\rho(\hat{\eta}_i, k) \zeta_\rho(\hat{\eta}_i, k). \quad (48)$$

com

$$\begin{aligned} \varphi_\rho(\eta, k) &= \bar{C}(z) [1 - T_d(z, \eta)] y_L(k), \\ \zeta_\rho(\eta, k) &= T_d(z, \eta) u_L(k), \end{aligned}$$

sendo que $u_L(k) = L(z, \eta)u(k)$ e $y_L(k) = L(z, \eta)y(k)$. Obviamente, no caso em que o ruído $\nu(k)$ é não nulo, a solução (47)-(48) também resulta em uma estimativa polarizada, o que também pode ser contornado com o uso de variáveis instrumentais.

Dessa forma, tem-se a identificação dos parâmetros do controlador e dos zeros da planta ao mesmo tempo. Ressalta-se ainda que, em (45), apesar de a solução do problema de otimização ser recursiva, ela ainda depende de apenas um conjunto de dados. Nenhum experimento adicional é necessário (BAZANELLA; CAMPES-TRINI; ECKHARD, 2011).

2.6 Método da Referência Virtual para Malhas Cascatas

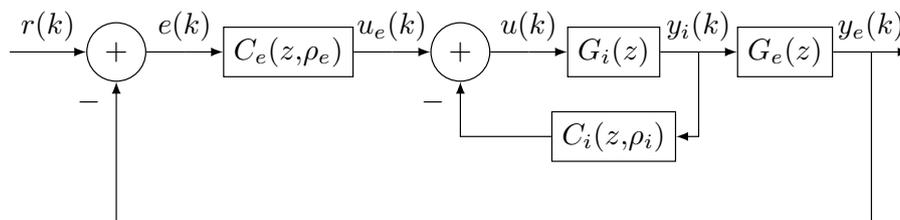
O método VRFT já foi abordado na literatura para duas estruturas de malhas cascatas diferentes (CORLETA *et al.*, 2016; JENG; YEH, 2017), as quais serão brevemente discutidas na sequência.

2.6.1 Método da Referência Virtual para a Malha Cascata 1 - Controlador Interno no Ramo de Realimentação

Uma primeira proposta que se utiliza do método VRFT para controladores em uma malha em cascata foi apresentada em CORLETA *et al.* (2016). Nessa proposta, um controlador ressonante $C_e(z, \rho_e)$ é utilizado para realizar o seguimento de uma referência senoidal com erro nulo em regime permanente para a tensão de saída de uma fonte ininterrupta de energia (*Uninterruptible Power Supply* - UPS). Visando uma melhor resposta dinâmica, adicionou-se um controlador proporcional $C_i(z, \rho_i)$

que atua sobre a corrente do indutor do conversor. Essa ação de controle é, então, somada à ação de controle produzida pelo controlador ressonante, produzindo, assim, o sinal de entrada do conversor, o que configura uma malha controle em cascata. Tal configuração de controle é importante, pois permite melhorar o comportamento transitório através da alocação de polos do sistema em malha fechada. Nesse trabalho, essa malha de controle é referida como malha cascata 1, e seu diagrama de blocos é mostrado na Figura 8. Ainda, considera-se que o conversor possui uma dinâmica descrita por $G(z)$ que, por sua vez, pode ser fatorada na forma $G(z) = G_i(z)G_e(z)$, onde $G_i(z)$ representa a função de transferência da entrada $u(k)$ para a saída $y_i(k)$ na malha interna e $G_e(z)$, a função de transferência de $y_i(k)$ para a saída $y_e(k)$ da malha externa. Nesse caso, assume-se que ambas as saídas estão disponíveis para medição, sendo desconsideradas, por ora, as perturbações e os ruídos de medição.

Figura 8 – Diagrama de blocos da malha cascata 1.



Fonte: do autor.

Na formulação proposta por CORLETA *et al.* (2016), o projeto dos controladores $C_i(z, \rho_i)$ e $C_e(z, \rho_e)$ é realizado de forma independente e sequencial: faz-se inicialmente a coleta de um conjunto de dados considerando apenas a malha interna, i.e., $\{u(k), y_i(k)\}_{k=1}^N$. Além disso, define-se um modelo de referência $T_{id}(z)$ para a malha interna. Como o controlador $C_i(z, \rho_i)$ é apenas proporcional, tem-se apenas um ganho a ser identificado, i.e., $C_i(z, \rho_i) = \rho_i$. A partir dessas definições, pode-se, então, utilizar o método VRFT para a identificação do controlador da malha interna.

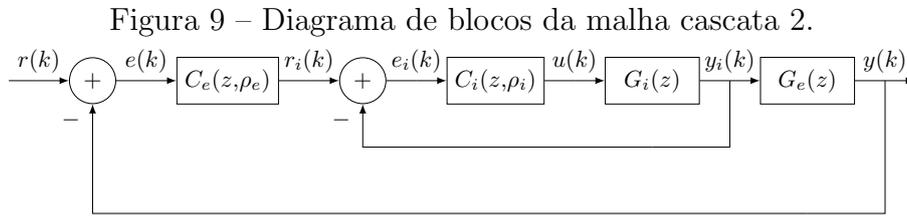
Uma vez determinado o controlador da malha interna, tem-se um novo processo equivalente $T_i(z, \rho_i) = G_i(z)[1 + C_i(z, \rho_i)G_i(z)]^{-1}$. Dessa forma, mantendo o controlador $C_i(z, \rho_i)$ e operando o conversor em malha fechada com esse controlador, faz-se a coleta de um novo conjunto de dados $\{u_e(k), y_e(k)\}_{k=1}^N$ e considera-se, para a malha externa, o modelo de referência $T_d(z)$. Com essas novas definições, aplica-se novamente o método VRFT para a determinação do controlador ressonante $C_e(z, \rho_e)$ da malha externa.

Destaca-se que essa metodologia apresentada depende da coleta de dois conjuntos de dados do processo e da definição de dois modelos de referência. Além do mais, o conversor considerado é um inversor do tipo meia-ponte, o qual não possui resposta inversa na dinâmica da tensão de saída, já que sua resposta pode ser aproximada à de um conversor *buck* (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; KAZIMIERCZUK, 2016;

RASHID, 2011). Além disso, a posição do controlador da malha interna no ramo de realimentação não possibilita a obtenção de erro nulo em regime permanente para a saída $y_i(k)$, mas apenas para a saída da malha externa $y_e(k)$.

2.6.2 Método da Referência Virtual para a Malha Cascata 2 - Controlador Interno no Ramo Direto

Uma segunda formulação DD para o projeto de controladores em uma malha cascata foi apresentada em JENG; YEH (2017). Nesse caso, tem-se uma estrutura cascata na qual o controlador da malha interna é alocado no ramo direto, atuando sobre o sinal de erro da malha interna e permitindo o controle com erro nulo em regime permanente para as saídas das malhas interna e externa. Novamente, considera-se que o processo $G(z)$ que representa o conversor pode ser fatorado na forma $G(z) = G_i(z)G_e(z)$ e que os controladores das malhas interna e externa são representados, respectivamente, por $C_i(z, \rho_i)$ e $C_e(z, \rho_e)$. A Figura 9 ilustra o arranjo dessa estrutura de controle, aqui convencionada como malha cascata 2, a qual é útil no caso em que ambas as variáveis $y_i(k)$ e $y_e(k)$ precisam ser controladas com erro nulo em regime permanente, como no caso de carregadores de baterias (AAMIR; MEKHILEF, 2017; REMES *et al.*, 2020).



Fonte: do autor.

Definindo-se a função de transferência $T_i(z, \rho_i)$ da referência interna $r_i(k)$ para a saída interna $y_i(k)$, tem-se

$$T_i(z, \rho_i) = \frac{C_i(z, \rho_i)G_i(z)}{1 + C_i(z, \rho_i)G_i(z)}, \quad (49)$$

que, por consequência, leva à função de transferência $T(z, \rho_e, \rho_i)$ de $r(k)$ para $y_e(k)$, dada por

$$T(z, \rho_e, \rho_i) = \frac{C_e(z, \rho_e)T_i(z, \rho_i)G_e(z)}{1 + C_e(z, \rho_e)T_i(z, \rho_i)G_e(z)}. \quad (50)$$

Considerando dois objetivos de controle distintos para ambas as malhas interna e externa, pode-se dividir o problema de controle por modelo de referência em duas etapas:

1: dado um modelo de referência desejado $T_{id}(z)$, resolver

$$\min_{\rho_i} J_i^{MR}(\rho_i) = \|[T_i(z, \rho_i) - T_{id}(z)]r_i(k)\|_2^2. \quad (51)$$

2: dada a solução $\hat{\rho}_i$ de (51) e o modelo de referência da malha externa $T_d(z)$, resolver

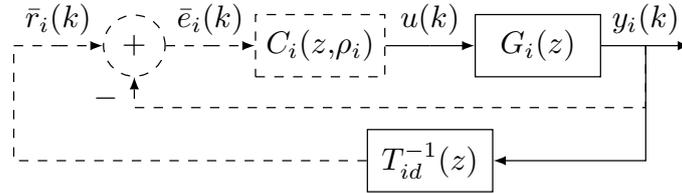
$$\min_{\rho_e} J^{MR}(\rho_e) = \|[T(z, \hat{\rho}_i, \rho_e) - T_d(z)]r(k)\|_2^2. \quad (52)$$

Na proposta apresentada em JENG; YEH (2017), novamente, tem-se o uso do VRFT de forma sequencial, em uma estratégia similar à usada para a malha cascata 1, porém utilizando-se do mesmo conjunto de dados nas duas etapas: primeiramente, é feita a coleta de um conjunto de dados da malha interna $\{u(k), y_i(k)\}_{k=1}^N$, que, juntamente com um modelo de referência $T_{id}(z)$ e de uma classe de controladores definidos para essa malha, geram um controlador $C(z, \rho_i)$. Em suma, tem-se a aplicação do método VRFT na sua forma padrão, conforme ilustrado pela Figura 10, onde na qual se resolve o seguinte problema de otimização

$$\min_{\rho_i} J_i^{VR}(\rho_i) = \|L_i(z)[u(k) - C_i(z, \rho_i)\bar{e}_i(k)]\|_2^2, \quad (53)$$

com $L_i(z)$ definido conforme (40) a partir do respectivo modelo de referência $T_{id}(z)$.

Figura 10 – Representação do VRFT para a malha interna da configuração cascata 2.



Fonte: do autor.

Já para o projeto do controlador da malha externa, define-se uma nova função de transferência $T_i(z, \rho_i) = C_i(z, \rho_i)G_i(z)[1 + C_i(z, \rho_i)G_i(z)]^{-1}$ que é utilizada na caracterização de um novo processo equivalente do sinal $r_i(k)$ para a saída externa $y_e(k)$ dado por $T_i(z, \rho_i)G_e(z)$. A partir do conjunto de dados $\{u(k), y_i(k), y_e(k)\}_{k=1}^N$ inicial, pode-se, então, criar o sinal $r_i(k) = C_i^{-1}(z, \rho_i)u(k) + y_i(k)$, que juntamente com a saída $y_e(k)$ e com as definições do modelo de referência $T_d(z)$ e da classe de controladores para a malha externa, possibilitam a obtenção do controlador $C_e(z, \rho_e)$ através do método VRFT, sendo essa etapa representada pela Figura 11.

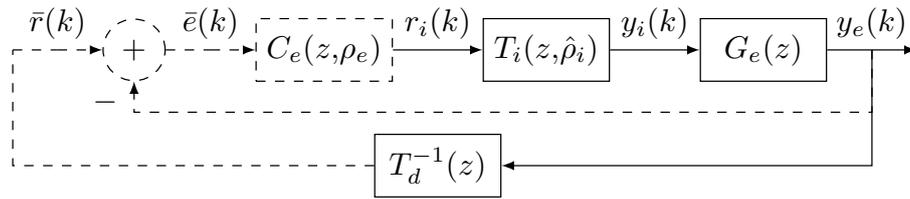
Nesse caso, tem-se o problema de otimização

$$J_e^{VR}(\rho_e) = \|L_e(z) [r_i(k) - C_e(z, \rho_e) (T_d(z)^{-1} - 1) y_e(k)]\|_2^2, \quad (54)$$

sendo $L_e(z)$ o filtro que aproxima os mínimos de (52) e (54). Porém, note que (54) depende do sinal $r_i(k)$, o qual não é mensurado no experimento, mas que pode ser construído a partir dos sinais coletados. A partir da Figura 9, tem-se

$$r_i(k, \hat{\rho}_i) = e_i(k, \hat{\rho}_i) + y_i(k) = C_i^{-1}(z, \hat{\rho}_i)u(k) + y_i(k), \quad (55)$$

Figura 11 – Representação do VRFT para a malha externa da configuração cascata 2.



Fonte: do autor.

o qual depende unicamente dos sinais $u(k)$ e $y_i(k)$, além do controlador previamente identificado $C_i(z, \hat{\rho}_i)$ via (53).

Logo, o custo (54) pode ser reescrito na forma

$$J_e^{VR}(\rho_e) = \|L_e(z)[C_i^{-1}(z, \hat{\rho}_i)u(k) + y_i(k) - C_e(z, \rho_e)(T_d^{-1}(z) - 1)y_e(k)]\|^2. \quad (56)$$

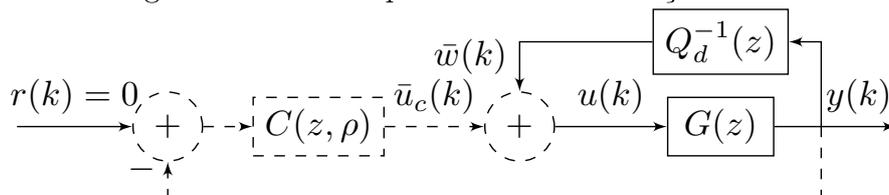
Nessa solução proposta por JENG; YEH (2017), não foi realizada a formulação do filtro para a malha externa $L_e(z)$.

2.7 Método do Distúrbio Virtual – VDFT

O Método do Distúrbio Virtual (*Virtual Disturbance Feedback Tuning* – VDFT) (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018) baseia-se na mesma ideia utilizada pelo VRFT: na criação de sinais virtuais visando transformar a função objetivo não convexa descrita em (36) em uma função convexa, de forma a encontrar um controlador que otimize a resposta do sistema para distúrbios na entrada.

A formulação do método VDFT se utiliza de um conjunto de dados de entrada e saída $\{u(k), y(k)\}_{k=1}^N$ coletados do processo $G(z)$ e de um modelo de referência para distúrbios $Q_d(z)$. Define-se, então, o sinal de distúrbio virtual $\bar{w} = Q_d^{-1}(z)y(k)$ e o sinal de controle virtual $\bar{u}_c(k)$, tal que $u(k) = \bar{u}_c(k) + \bar{w}(k)$. Considera-se, na sequência, um sistema operando com referência nula e que não é afetado por distúrbios/ruídos, de forma que $r(k) = \nu(k) = 0$, levando ao sinal de erro $e(k) = -y(k)$. Essas características podem ser ilustradas a partir da Figura 12.

Figura 12 – Diagrama de blocos que ilustra a formulação do método VDFT.



Fonte: do autor.

A partir dessas definições, é formulado um problema de identificação de um controlador $C(z, \rho)$, que relaciona o sinal de erro $e(k) = -y(k)$ ao sinal de controle

virtual $\bar{u}_c(k)$, o qual pode ser descrito como:

$$\min_{\rho} J^{VD}(\rho) = \|L(z)[\bar{u}_c(k) + C(z,\rho)y(k)]\|_2^2, \quad (57)$$

onde $L(z)$ é um filtro de ponderação do critério de desempenho. Perceba que, assim como no método VRFT, no caso em que $C(z,\rho)$ é linearmente parametrizável, (57) representa um problema de otimização convexo. Além disso, se o controlador ideal descrito em (37) pertence à classe de controladores \mathcal{C} definida, então a solução ρ^* dada em (57) é a mesma que a solução ideal ρ_d que soluciona o problema definido em (36), i.e., $J^{DM}(\rho_d) = J^{VD}(\rho^*) = 0$.

No caso em que o controlador ideal não pertence à classe de controladores, pode-se utilizar o filtro $L(z)$ para aproximar os mínimos de $J^{DM}(\rho)$ e $J^{VD}(\rho)$, de forma que $\rho^* \approx \rho_d$. A escolha do filtro nesse caso deve possuir um espectro que satisfaça

$$|L(e^{j\Omega})|^2 = |Q_d(e^{j\Omega})Q(e^{j\Omega},\rho)|^2 \frac{\phi_w(e^{j\Omega})}{\phi_y(e^{j\Omega})}, \forall \Omega \in [-\pi,\pi]. \quad (58)$$

Porém, tal filtro não é implementável, já que depende da solução final ρ , que é desconhecida. Como alternativa, pode-se utilizar da aproximação $L(e^{j\Omega}) = Q_d(e^{j\Omega})$, desde que os dados sejam coletados com um controlador $C(z,\rho_0)$, cujos parâmetros estejam suficientemente próximos de ρ_d (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018). Na prática, se tal controlador inicial for desconhecido, pode-se fazer um projeto inicial através do método VDFT com um controlador inicial qualquer, que resultará em uma solução ρ_0 mais próxima da solução ótima ρ_d . Se os requisitos de projeto não forem atendidos por essa solução ρ_0 encontrada, na sequência, usa-se a solução ρ_0 para realizar uma nova coleta de dados e projeta-se um novo controlador, que possivelmente atenda às premissas que garantem que a aproximação do filtro $L(e^{j\Omega}) = Q_d(e^{j\Omega})$ seja válida (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018; BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018).

Por fim, da mesma maneira que no caso do método VRFT, sabe-se que possíveis zeros de FNM da planta $G(z)$ devem ser incluídos no modelo de referência para distúrbios $Q_d(z)$, para que o controlador ideal (37) seja internamente estável. De forma análoga ao método VRFT, tais zeros podem ser identificados conjuntamente com a identificação do controlador $C(z,\rho)$ e incluídos em um modelo de referência para distúrbios flexível (BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018).

2.7.1 Método do Distúrbio Virtual com critério flexível

Para identificar os possíveis zeros de FNM da planta em conjunto com os parâmetros ρ do controlador, pode-se utilizar novamente da estratégia do critério flexível, assim como no caso do método VRFT (BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018). Para tal, considera-se que o modelo de referência para distúrbios é parametrizado

na forma

$$Q_d(z, \eta) = \eta^T F(z), \quad (59)$$

onde novamente $\eta \in \mathbb{R}^m$ é um vetor de parâmetros e $F(z)$ é um vetor de funções de transferência de dimensão compatível. Usando-se tal modelo flexível em (57) e multiplicando-se toda função objetivo por $Q_d(z, \eta)$ para evitar o parâmetro η no denominador, chega-se a um novo problema de otimização (BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018)

$$\min_{(\rho, \eta) \neq (0, 0)} J^{VDf}(\rho, \eta) = \|L(z)[Q_d(z, \eta)(u(k) + C(z, \rho)y(k))]\|_2^2, \quad (60)$$

onde se usou a relação $\bar{u}_c(k) = u(k) - Q_d(z, \eta)y(k)$. Considerando novamente que $C(z, \rho)$ é linearmente parametrizável, pode-se obter a solução do problema (60) pelo uso sucessivo do algoritmo de mínimos quadrados:

$$\begin{cases} \hat{\eta}_i = \arg \min_{\eta} \tilde{J}^{VDf}(\eta, \hat{\rho}_{i-1}) \\ \hat{\rho}_i = \arg \min_{\rho} \tilde{J}^{VDf}(\hat{\eta}_i, \rho), \end{cases} \quad (61)$$

sendo que o filtro também deve ser atualizado a cada iteração i , i.e., $L(z, \hat{\eta}_i) = Q_d(z, \hat{\eta}_i)$. Novamente, em (61), depende-se da inicialização de uma das variáveis, $\hat{\rho}_0$ ou $\hat{\eta}_0$. No caso em que um controlador inicial $C(z, \rho_0)$ é conhecido, tem-se ρ_0 disponível para inicialização do processo de otimização.

Dado esse panorama geral acerca das técnicas de controle baseado em dados que serão utilizadas e aprofundadas neste trabalho, segue-se para a abordagem utilizada a fim de realizar a estimativa DD da robustez do sistema projetado.

2.8 Métricas de robustez e a estimativa DD da norma \mathcal{H}_∞ da função de sensibilidade

A estabilidade do sistema operando em malha fechada com um dado controlador é notoriamente um tópico importante. Não por acaso, diversos trabalhos tratam da análise e/ou garantia de estabilidade de um sistema, inclusive no contexto de controle baseado em dados, do qual aqui se destaca a problemática de certificação de controladores. Por estar fora do escopo deste trabalho, o leitor interessado na certificação de controladores pode buscar mais informações em GONÇALVES DA SILVA (2019); GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020) e em suas citações.

No contexto dos conversores, uma vez que as estratégias de controle linear realizam o projeto do controlador considerando sua operação ao redor de um dado ponto de equilíbrio e sabendo que estes comumente operam foram do ponto de equilíbrio nominal para o qual o controlador foi projetado, deve-se avaliar a questão da

estabilidade também fora do entorno do ponto de equilíbrio, já que um controlador que garanta estabilidade em um dado ponto de equilíbrio pode não garantir mais estabilidade caso o conversor saia da região de operação originalmente considerada. Por conta disso, é interessante que nestes casos se conheça não somente se o controlador projetado é estabilizante em condições de operação nominais, mas também quais as margens de robustez podem ser garantidas por ele, o que comumente é analisado através das margens de fase e ganho resultantes (KAZIMIERCZUK, 2016). Porém, destaca-se que mesmo projetos que garantam altas margens de fase e de ganho podem não significar projetos robustos diante de variações da planta, o que tem motivado a utilização de outras métricas de robustez, mais especificamente do máximo pico da função de sensibilidade (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005; KOBAKU; PATWARDHAN; AGARWAL, 2017).

O máximo pico da função de sensibilidade é definido por

$$M_s = \|S(z, \rho)\|_\infty = \sup_{\Omega \in [-\pi, \pi]} \left| \frac{1}{1 + C(e^{j\Omega}, \rho)G(e^{j\Omega})} \right|, \quad (62)$$

podendo ser visto como uma métrica de robustez do sistema em malha fechada, uma vez que é intimamente relacionado com a mínima distância da curva do diagrama de Nyquist, dada por $C(e^{j\Omega}, \rho)G(e^{j\Omega})$, $\forall \Omega \in [-\pi, \pi]$, ao ponto $(-1, 0)$ no plano complexo. Conforme abordado em (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), quanto maior a distância entre $C(e^{j\Omega}, \rho)G(e^{j\Omega})$ e o ponto $(-1, 0)$, i.e., quanto maior $|1 + C(e^{j\Omega}, \rho)G(e^{j\Omega})|$, $\forall \Omega \in [-\pi, \pi]$, mais robusto é o sistema. Por análise, nota-se que (62) mede o inverso da menor distância da curva $C(e^{j\Omega}, \rho)G(e^{j\Omega})$ ao ponto $(-1, 0)$, i.e., quanto menor M_s , maior a robustez do sistema. Em estratégias de controle baseadas em modelo, M_s pode ser obtida diretamente através do cálculo da norma \mathcal{H}_∞ da função de sensibilidade que, por sua vez, depende apenas do controlador $C(z, \rho)$ e do modelo da planta $G(z)$.

No âmbito de controle baseado em dados, diversos trabalhos já propuseram estimativas para a norma \mathcal{H}_∞ , dos quais se destacam aqui as abordagens iterativas (necessitam de vários experimentos) desenvolvidas em ROJAS *et al.* (2012); OOMEN *et al.* (2014) e a abordagem considerada em GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020), que é de particular interesse por ser uma estratégia *one-shot*. Nesta última, busca-se, basicamente, através de um conjunto de dados, estimar uma matriz Toeplitz que contém os parâmetros de Markov da planta, através da qual é obtida a sua norma \mathcal{H}_∞ . Destaca-se ainda que os parâmetros de Markov da planta são os próprios coeficientes da resposta impulsiva da planta. Dessa forma, seguindo a abordagem descrita por GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020), pode-se afirmar, com certo abuso de notação, que o problema de estimação da norma \mathcal{H}_∞ pode ser resolvido através da estimação da resposta impulsiva do sistema (detalhes podem ser vistos no Apên-

dice A). No caso de GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020), a matriz Toeplitz que contém os parâmetros de Markov é estimada a partir das técnicas de identificação de subespaços (MOOR; MOONEN; VANDEWALLE, 1988; OVERSCHEE; MOOR, 1996). Porém, salienta-se que, no caso de GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020), buscou-se apenas avaliar se a norma \mathcal{H}_∞ de um sistema era limitada ou não, visando realizar a certificação do controlador, estando fora de escopo uma estimativa acurada para a norma. Outro fator importante a ser observado é que a estimativa da resposta impulsiva de um sistema estável leva a um conjunto grande de coeficientes com valor próximo de zero (dado que a resposta impulsiva temporal $h(k)$ de um sistema estável tende a 0 quando $k \rightarrow \infty$), implicando o fato de que a estimativa dos parâmetros de Markov seja uma solução esparsa, o que não é levado em consideração em GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020). De fato, diversos trabalhos na literatura tratam o problema da estimativa da resposta impulsiva de um processo como um problema de identificação com regularização que tende a gerar soluções esparsas.

Dessa forma, neste trabalho, foi adotada uma estratégia inspirada em GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020), na qual os parâmetros de Markov do sistema são estimados usando o método de mínimos quadrados. Porém, aqui se optou por utilizar em conjunto a abordagem de regularização com núcleo TC (*Tuned and Correlated Kernel*), uma das estratégias recomendadas por CHEN; OHLSSON; LJUNG (2012) que fornece estimativas melhores para modelos de alta ordem escritos na forma FIR (*Finite Impulse Response*), como é o caso da resposta impulsiva (CHEN; OHLSSON; LJUNG, 2012). Detalhes sobre o uso de regularização na identificação de sistemas estão fora do escopo deste trabalho, mas podem ser consultados em PILLONETTO; NICOLAO (2010); CHEN; LJUNG (2013); PILLONETTO *et al.* (2014); MARCONATO; SCHOUKENS; SCHOUKENS (2017); BOEIRA (2018).

2.9 Considerações finais

A partir desta revisão das abordagens de controle aplicadas aos conversores cc-cc e das deduções dos modelos linearizados dos conversores *boost* e SEPIC, podem-se destacar algumas características importantes. Os conversores *boost* e SEPIC, apesar de serem estruturas de eletrônica de potência bem conhecidas, possuem certo grau de complexidade em relação ao projeto de controle, dado o seu comportamento não linear, dependência do valor da tensão de alimentação e da carga, além do comportamento de fase não mínima presente na dinâmica da tensão de saída de ambos os conversores. Esse alto grau de complexidade se mostra evidente diante da quantidade de trabalhos publicados ainda nos dias atuais buscando uma solução de

controle simples e eficaz.

As abordagens de controle aplicadas são as mais diversas possíveis, mas majoritariamente baseadas em modelo. As metodologias baseadas em dados para o projeto de controle de conversores cc-cc ainda são pouco discutidas na literatura, sendo que, até o momento, foi dado um maior foco em aplicações utilizando abordagens DD no domínio da frequência. Não foi encontrada na literatura a aplicação sistemática de métodos DD baseados no domínio do tempo em conversores, o que faz desse um potencial campo para desenvolvimentos.

No âmbito das abordagens de controle baseado em dados, foram aqui discutidas duas abordagens de controle DD *one-shot*, que se utilizam de apenas um conjunto de dados de entrada e saída da planta, o VRFT e o VDFT. Nos dois casos, necessita-se, além do conjunto de dados, de um modelo de referência desejado e da estrutura do controlador a ser identificado.

Para o método VRFT, que foca na obtenção de uma resposta desejada para o seguimento de referência, caso o controlador seja linearmente parametrizável, pode-se estimar o controlador facilmente usando mínimos quadrados. Porém, isso impossibilita a identificação de estruturas de controle mais complexas (de fato, apenas os zeros do controlador podem ser identificados, sendo os seus polos fixados *a priori*) e requer o uso de variáveis instrumentais para que não haja polarização, o que potencialmente aumenta a variância da estimativa. Foram mostradas ainda algumas variações do método VRFT aplicadas na identificação de controladores para diferentes tipos de malhas em cascata.

Já no caso do VDFT, tem-se por objetivo a identificação de um controlador que produza uma resposta desejada para distúrbios que afetem a entrada da planta. Esse método, por ter sido fundamentalmente baseado no VRFT, traz consigo diversas similaridades em relação a este último, sendo também um método DD *one-shot* e possuindo uma solução que pode ser obtida via mínimos quadrados no caso em que o controlador é linearmente parametrizável.

3 MÉTODO DA REFERÊNCIA VIRTUAL APLICADO AOS CONVERSORES CC-CC OPERANDO EM MALHA ÚNICA

Neste capítulo, apresenta-se como contribuição desta tese a aplicação do VRFT para o projeto de controladores operando em uma única malha, no contexto dos conversores cc-cc, de forma a sistematizar as etapas de projeto para a classe de conversores tipo *buck*, *boost*, *buck-boost*. Além disso, também é realizada uma breve descrição do conversor *boost* utilizado para obtenção dos resultados experimentais.

3.1 VRFT aplicado no projeto de um controlador de tensão para conversores CC-CC

Nesta seção, será abordado o projeto pelo método VRFT de controladores de tensão em malha única para conversores cc-cc. Conforme abordado na Seção 2.1, conversores cc-cc como o *buck*, *boost*, *buck-boost*, e seus derivados, possuem comportamento dinâmico aproximadamente linear ao redor de um ponto de equilíbrio (D, V_o, I_L) . Logo, um controlador linear é suficiente para assegurar o desempenho dinâmico do conversor no ponto $(D + \tilde{d}, V_o + \tilde{v}_o, I_L + \tilde{i}_L)$ para pequenos valores de $\tilde{d}, \tilde{v}_o, \tilde{i}_L$.

Além da aproximação linear do comportamento dinâmico do conversor, também foi destacada a presença de um zero de fase não mínima (FNM) nas classes de conversores *boost* e *buck-boost*. Tal característica implica a necessidade da utilização do VRFT com critério flexível nesses casos para que o controlador ideal seja internamente estável.

É importante destacar também que todo o projeto considera a elaboração de um controlador digital, o que implica a utilização de sinais em tempo discreto.

3.1.1 Experimento para coleta de dados

No desenvolvimento de um controlador por uma abordagem DD, um ponto primordial é a coleta do conjunto de dados de entrada e saída da planta. No caso dos conversores cc-cc, tais dados são coletados ao redor do ponto de equilíbrio (D, V_o, I_L) , o que implica valores de tensão de alimentação v_{in} e resistência de carga R_o fixos. Uma vez definido o ponto de operação do conversor, deve-se realizar uma pequena variação $\tilde{d}(k)$ na razão cíclica, o que resulta em uma pequena variação da tensão de saída $\tilde{v}_o(k)$.

É importante destacar que o conjunto de dados de entrada e saída da planta precisa ser suficientemente informativo para que os parâmetros sejam identificados corretamente. Isso é garantido desde que o sinal de entrada $\tilde{d}(k)$ tenha persistência de excitação maior ou igual a $p + m$, que é número total de parâmetros a serem identificados considerando o controlador $C(z, \rho)$ e o modelo de referência $T_d(z, \eta)$ (LJUNG, 1987; BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011)¹.

Outra característica importante que deve ser considerada é que os sinais coletados são contaminados por ruído, que induz polarização nas estimativas. Visando eliminar essa polarização, pode-se utilizar variáveis instrumentais (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002; BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Destaca-se que, neste projeto, é considerado que a coleta de dados é realizada em malha fechada, exigindo o conhecimento de um controlador inicial $C(z, \rho_0)$. Além disso, uma vez que o problema de otimização (45) seja resolvido a partir de uma sequência de mínimos quadrados, uma condição inicial deve ser fornecida ou para o controlador inicial (ρ_0), ou para o modelo de referência inicial (η_0). No caso em que o objetivo é melhorar o desempenho em malha fechada de um conversor que esteja operando com um controlador prévio já existente, pode-se utilizar tal controlador tanto para realizar o experimento de coleta de dados quanto como condição inicial para solução dos sucessivos mínimos quadrados. Porém, caso não haja um controlador inicialmente conhecido, deve-se buscar um controlador estabilizante para que se possa realizar o experimento em malha fechada e para a inicialização do algoritmo.

Um controlador inicial estabilizante do tipo proporcional pode ser determinado a partir do ponto nominal de operação da classe dos conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*. Uma vantagem no uso do controlador proporcional é que o tempo de acomodação da planta em malha aberta t_{so} pode ser estimado diretamente a partir do tempo de acomodação do sistema em malha fechada t_{sc} . Tal informação de malha aberta é importante para que se faça uma boa escolha do modelo de referência. Dessa forma, pode-se definir um experimento em malha fechada com controlador proporcional no qual se aplica uma referência $\tilde{r}(k)$ do tipo onda quadrada, com pe-

¹Lembrando que $\dim(\rho) = p$ e $\dim(\eta) = m$

ríodo que possibilite o sistema de atingir o regime permanente (RP). A partir desse experimento, t_{sc} e, por consequência, t_{so} podem ser estimados. Ainda, a aplicação de uma onda quadrada para realização do experimento agrega outra vantagem: devido à característica periódica dos sinais $\tilde{r}(k)$ e, conseqüentemente, de $\tilde{d}(k)$ e $\tilde{v}_o(k)$, pode-se dividir o conjunto de dados coletados em dois, para que um deles possa ser utilizado como variável instrumental, desde que o número de amostras coletado seja suficientemente grande para tal. Assim sendo, mantém-se a necessidade da coleta de um único conjunto de dados do conversor para o projeto do controlador através do método VRFT, mesmo diante do uso de variáveis instrumentais.

Na sequência, um controlador proporcional estabilizante é derivado para a classe de conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*, bem como a relação entre os tempos de acomodação t_{sc} e t_{so} . Nos dois casos, assume-se que o período de amostragem é suficientemente pequeno, o que possibilita a análise em tempo contínuo.

3.1.1.1 Limites de estabilidade do controlador proporcional para os conversores representados por modelos de segunda ordem

Assumindo um controlador proporcional $C(s) = k_p > 0$ e o modelo médio que caracteriza uma classe de conversores

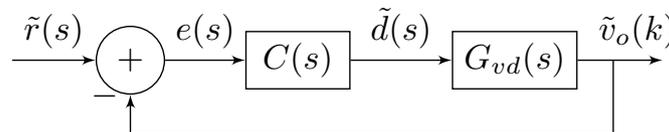
$$G_{vd}(s) = \frac{G_{d0}(1 - \frac{s}{\omega_z})}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q_0\omega_0} + 1}, \quad (63)$$

pode-se descrever a função de transferência de malha fechada de \tilde{r} em \tilde{v}_o como

$$T(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{r}(s)} = \frac{k_p G_{vd}(s)}{1 + k_p G_{vd}(s)} = \frac{G_{d0} k_p (1 - \frac{s}{\omega_z})}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \left(\frac{1}{Q_0\omega_0} - \frac{G_{d0} k_p}{\omega_z}\right) s + 1}, \quad (64)$$

obtida conforme diagrama de blocos da Figura 13 com $C(s) = k_p$.

Figura 13 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada com $C(s) = k_p$.



Fonte: do autor.

Sabendo que $\omega_0, \omega_z, Q_0, G_{d0} > 0$ e baseando-se no critério de Routh-Hurwitz, basta que $\frac{1}{Q_0\omega_0} - \frac{G_{d0}k_p}{\omega_z} > 0$ para que o sistema em malha fechada seja estável, resultando em

$$k_p < \frac{\omega_z}{G_{d0}Q_0\omega_0}. \quad (65)$$

A partir da análise realizada na Seção 2.1, foram obtidas as relações que caracterizam os coeficientes G_{d0}, ω_z, Q_0 e ω_0 para as topologias *boost* e SEPIC na sua forma

isolada, sendo que, no último caso, foi adotada uma aproximação de segunda ordem (ver (26)). A Tabela 1, que é uma expansão da tabela exposta em ERICKSON; MAKSIMOVIC (2001, p. 300), mostra também tais relações para outros conversores. Salienta-se que tais relações também são válidas para outros conversores mais complexos derivados das topologias básicas, como é o caso do conversor *flyback* (KAZIMIERCZUK, 2016) e da aproximação adotada para o conversor SEPIC neste trabalho.

Tabela 1 – Coeficientes dos modelos de uma classe de conversores cc-cc em função dos seus parâmetros construtivos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p. 300)

Topologia	G_{d0}	ω_0	Q_0	ω_z	$\frac{\omega_z}{Q_0\omega_0}$
<i>Buck</i>	$\frac{V_o}{D}$	$\frac{1}{\sqrt{L_c C_c}}$	$R_o \sqrt{\frac{C_c}{L_c}}$	∞	∞
<i>Boost</i>	$\frac{V_o}{1-D}$	$\frac{1-D}{\sqrt{L_c C_c}}$	$R_o(1-D) \sqrt{\frac{C_c}{L_c}}$	$\frac{R_o(1-D)^2}{L_c}$	1
<i>Buck-Boost</i> / SEPIC*	$\frac{V_o}{D(1-D)}$	$\frac{1-D}{\sqrt{L_c C_c}}$	$R_o(1-D) \sqrt{\frac{C_c}{L_c}}$	$\frac{R_o(1-D)^2}{DL_c}$	$\frac{1}{D}$
<i>Flyback</i> / SEPIC Isol.*	$\frac{V_o}{D(1-D)}$	$\frac{N_t(1-D)}{\sqrt{L_c C_c}}$	$N_t R_o(1-D) \sqrt{\frac{C_c}{L_c}}$	$\frac{N_t^2 R_o(1-D)^2}{DL_c}$	$\frac{1}{D}$

*Modelo aproximado.

Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

A partir do resultado de $\omega_z/(\omega_0 Q_0)$ da Tabela 1 e de (65), têm-se as desigualdades:

$$k_p < \frac{1}{G_{d0}} < \frac{1}{G_{d0}D} < \infty, \quad (66)$$

uma vez que $0 \leq D < 1$. Dessa forma, a restrição

$$k_p < \frac{1}{G_{d0}} \quad (67)$$

é uma condição suficiente para garantir que o controlador proporcional é estabilizante. Nesse sentido, destaca-se que valores de k_p demasiadamente pequenos podem produzir sinais de controle com amplitude reduzida, resultando em uma baixa relação sinal-ruído e, conseqüentemente, no aumento da variância da estimativa de $\hat{\rho}$. Por outro lado, o uso de um valor de k_p muito próximo ao valor limite definido em (67) também não é recomendado em função de possíveis variações do sistema que podem acarretar instabilidade. Logo, recomenda-se escolher o maior valor possível de k_p que ainda satisfaça a relação (67), mas que não fique tão próximo ao limite de estabilidade.

Note que, para a classe de conversores mencionados, o limite da estabilidade do sistema em (67) depende apenas do ponto de operação (V_o , I_L , D) utilizado para a coleta dos dados, não sendo necessário o conhecimento dos valores dos componentes do circuito (C_c , L_c , R_o) nem do seu modelo matemático.

3.1.1.2 Relação entre os tempos de acomodação de malha aberta e fechada

A escolha da dinâmica do modelo de referência não pode ser arbitrária. Ela deve levar em consideração aspectos físicos da planta que, se não forem respeitados, podem levar a resultados inesperados, como exemplo, a saturação do atuador. Dessa forma, adota-se, neste trabalho, o tempo de acomodação da planta em malha aberta t_{so} como um guia para a determinação do modelo de referência, o qual pode ser obtido através de t_{sc} .

Considerando o modelo médio dos conversores e desprezando os efeitos do zero de fase não mínima, pode-se aproximar o tempo de acomodação em malha aberta como sendo

$$t_{so} \approx \frac{4}{\xi_0 \omega_0} = \frac{8Q_0}{\omega_0}, \quad (68)$$

onde $\xi_0 = 1/(2Q_0)$ é o coeficiente de amortecimento. Lembrando que o termo $2\xi_0\omega_0 = \omega_0/Q_0$ é o coeficiente que multiplica s no denominador de $G_{vd}(s)$, desde que esteja escrito na forma mônica.

De maneira análoga à obtenção de t_{so} , a partir de (64), pode-se aproximar t_{sc} como

$$\begin{aligned} t_{sc} &\approx 8 \left[\omega_0^2 \left(\frac{1}{Q_0 \omega_0} - \frac{G_{d0} k_p}{\omega_z} \right) \right]^{-1} = 8 \left[\frac{\omega_0}{Q_0} \left(1 - Q_0 \omega_0 \frac{G_{d0} k_p}{\omega_z} \right) \right]^{-1} \\ &= \frac{8Q_0}{\omega_0} \frac{1}{1 - \frac{Q_0 \omega_0}{\omega_z} G_{d0} k_p}. \end{aligned} \quad (69)$$

Substituindo (68) em (69):

$$t_{sc} \approx t_{so} \frac{1}{1 - \frac{Q_0 \omega_0}{\omega_z} G_{d0} k_p} \Leftrightarrow t_{so} \approx t_{sc} \left(1 - \frac{Q_0 \omega_0}{\omega_z} G_{d0} k_p \right).$$

Tomando como exemplo o conversor *boost*, a partir da Tabela 1, sabe-se que

$$t_{so} \approx t_{sc} (1 - G_{d0} k_p) = t_{sc} \left(1 - \frac{V_o}{1 - D} k_p \right)$$

e, de forma similar, tem-se também a relação entre os tempos de acomodação de malha aberta e malha fechada para a classe de conversores considerada. Uma vez mais, tais relações entre os tempos de acomodação estimados t_{so} e t_{sc} independem dos parâmetros de projeto C_c , L_c , R_o do conversor, sendo apenas necessário o conhecimento do ponto de operação utilizado na realização do experimento e do valor de k_p , definido pelo usuário.

3.1.2 A estrutura do controlador de tensão

Para realizar o projeto do controlador pelo método VRFT, deve-se, inicialmente, escolher a estrutura do controlador que se deseja aplicar. Para o caso de um controlador linear, deve-se definir quantos polos e zeros irão compor o controlador, os

quais deverão ser identificados. Porém, para que a solução do VRFT seja obtida via mínimos quadrados, o controlador precisa ser linear nos parâmetros. Dessa forma, os polos do controlador são fixados, enquanto os zeros são livres e determinados pela solução do problema de otimização definido em (45).

No caso dos conversores cc-cc, deseja-se principalmente seguir referências do tipo degrau e rejeitar perturbações com a mesma característica. Pelo princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976), isso requer a utilização de um integrador no controlador. Um controlador PID atende a esse requisito e ainda possibilita melhores desempenhos dinâmicos através das ações de controle proporcional e derivativa, além de ser uma estrutura linear nos parâmetros no caso em que o polo da parcela derivativa é fixado. Logo, uma possível estrutura de controlador é

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} k_p & k_i & k_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z-1} \\ \frac{z-1}{z-p_c} \end{bmatrix}, \quad (70)$$

que representa um controlador do tipo PID com polo derivativo p_c . Por simplicidade, considera-se, nesta seção, que o polo derivativo é fixo em $p_c = 0$. Tal estrutura foi selecionada em função de sua simplicidade, vasta aplicabilidade e também considerando que os conversores aqui trabalhados possuem dinâmica que pode ser aproximada por uma planta de segunda ordem. Outro fator relevante é o número baixo de parâmetros a serem estimados ($p = 3$), resultando em pouca exigência acerca da persistência de excitação do sinal de entrada. É claro que, caso necessário, poderiam ser selecionadas estruturas com maior número de parâmetros, desde que o controlador continuasse sendo linear em função desses.

No caso em que se deseja identificar também os polos do controlador, como exemplo, o polo do controlador PID para atenuação dos *ripples* inerentes dos conversores estáticos e/ou ruídos, então se devem adotar abordagens de projeto diferentes, como a adotada em SALA; ESPARZA (2005) ou na Identificação do Controlador Ótimo (OCI) (CAMPESTRINI *et al.*, 2016b). Destaca-se que essa última estratégia já foi aplicada em REMES *et al.* (2019) no controle de corrente de um conversor *boost*.

3.1.3 A escolha do modelo de referência para o controlador de tensão

O modelo de referência, representado por $T_d(z)$, define a dinâmica desejada do sistema em malha fechada. Porém, não deve ser uma surpresa que tal modelo não possa ser escolhido de forma arbitrária. Escolher um modelo de referência demasiadamente rápido, por exemplo, pode exigir uma ação de controle com amplitude elevada, podendo levar à saturação da ação de controle, uma vez que $0 \leq d < 1$. Além da dinâmica desejada, deve-se atentar ainda para a inclusão do zero de fase não mínima (FNM) da planta, para que o sistema em malha fechada resultante seja

internamente estável, e para o grau relativo de $T_d(z)$, que deve ser maior ou igual ao grau relativo da planta (BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011).

Sabendo que alguns dos conversores aqui trabalhados possuem um zero de FNM e resposta com característica de segunda ordem subamortecida, tem-se que o grau relativo da planta é unitário, o que está em concordância com o modelo (63)². Dessa forma, sabendo que $T_d(z)$ também deve possuir grau relativo 1 e o zero de FNM identificado, segue que o modelo desejado resultante é dado por

$$T_d(z, \eta) = K \frac{z - \lambda}{(z - p_1)(z - p_2)}, \quad (71)$$

que pode ser reescrito na forma

$$T_d(z, \eta) = \eta^T F(z) = \eta^T \begin{bmatrix} \frac{z}{(z-p_1)(z-p_2)} \\ \frac{1}{(z-p_1)(z-p_2)} \end{bmatrix}, \quad (72)$$

onde $\eta^T = \begin{bmatrix} K & -\lambda K \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^m$ é um vetor de parâmetros a ser identificado, K é o ganho desse processo, λ é o zero de FNM, $F(z)$ é um vetor de funções de transferência com mesma dimensão de η e p_1 e p_2 representam os dois polos do modelo de referência.

A escolha dos polos p_1 e p_2 deve ser feita com cautela. Deve haver cuidado, por exemplo, ao definir polos reais com dinâmica muito rápida sem admitir algum sobressinal, o que pode exigir uma ação de controle com energia demasiadamente elevada. Todavia, ao utilizar apenas polos reais, obtêm-se elevadas margens de robustez (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). Como esta é um fator importante no contexto dos conversores, buscou-se definir ambos os polos reais.

Através do polo p_1 , pode-se definir o tempo de acomodação de malha fechada desejado. Para guiar a escolha de p_1 , o tempo de acomodação do processo em malha aberta estimado na Seção 3.1.1.2 pode ser uma boa alternativa, já que está ligado ao comportamento natural da planta. Logo, para uma resposta desejada $x\%$ mais rápida que o conversor em malha aberta, define-se

$$p_1 = \exp\left(-\frac{4T_a}{t_{so}(1 - 0.01x\%)}\right). \quad (73)$$

Já o polo p_2 poderia ser definido tal que p_1 fosse dominante. Porém, conforme sugerido em GONÇALVES DA SILVA; CAMPESTRINI; BAZANELLA (2016a), para o caso de um controlador PID e de uma resposta desejada sem sobressinal, deve-se relacionar o polo p_2 ao polo p_1 já definido e ao zero de FNM λ ³. Uma

²No caso do conversor *buck*, apesar de o processo em tempo contínuo apresentar grau relativo 2, sabe-se que, na sua forma discreta, tem-se um modelo de grau relativo 1, devido ao zero de fase mínima que aparece por conta da discretização do sistema.

³No caso em que $p_c \neq 0$, este também deve ser levado em consideração.

vez que o procedimento de identificação de λ é iterativo (conforme (45)), então p_2 também pode ser computado a partir da última estimativa $\hat{\lambda}_i$, de forma que

$$p_{2i} = \frac{\hat{\lambda}_i(1 - p_1)}{\hat{\lambda}_i - p_1}. \quad (74)$$

Note que, nesse caso, uma condição inicial $\hat{\lambda}_0$ também deve ser fornecida.

Uma vez que p_1 , p_{2i} e $\hat{\lambda}_i$ são conhecidos, deve-se, então, atualizar o valor de K_i de forma que $T_d(z = 1, \hat{\eta}_i) = 1$, resultando em

$$K_i = \frac{(1 - p_1)(1 - p_{2i})}{1 - \hat{\lambda}_i}. \quad (75)$$

No caso particular do conversor *buck* e seus derivados, uma vez que não há presença do zero de FNM, não há necessidade do uso do critério flexível. Logo, pode-se considerar um modelo de referência de primeira ordem sem zeros, fazendo $p_2 = \lambda$ em (71).

3.1.4 Inicialização do método e solução

Uma vez coletados os dados da planta, escolhida a estrutura do controlador e definido o modelo de referência, pode-se aplicar o método VRFT para obtenção do controlador $C(z, \rho)$.

A inicialização do algoritmo depende dos valores iniciais $\hat{\rho}_0$ e $\hat{\lambda}_0$. Conforme mencionado, $\hat{\rho}_0$ pode representar os parâmetros do mesmo controlador utilizado para a coleta de dados da planta. Considerando a utilização de um controlador proporcional k_{p0} que respeite a restrição (67), tem-se

$$\hat{\rho}_0 = \begin{bmatrix} k_{p0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (76)$$

Já o parâmetro $\hat{\lambda}_0$ pode ser inicializado de forma a garantir um zero de FNM, o que pode ser obtido com $\hat{\lambda}_0 = 1 + \varepsilon$, onde $\varepsilon > 0$. Um valor de $\varepsilon = 0,01$ é, em geral, suficiente para a convergência do método. Estando fixado o valor de p_1 (relação (73)) para a dinâmica desejada e definido o valor de $\hat{\lambda}_0$, obtêm-se os valores de p_{20} e K_0 através de (74) e (75) e, conseqüentemente,

$$T_d(z, \hat{\eta}_0) = \frac{(1 - p_1)(1 - \frac{\hat{\lambda}_0(1-p_1)}{\hat{\lambda}_0 - p_1})}{1 - \hat{\lambda}_0} \frac{z - \hat{\lambda}_0}{(z - p_1)(z - \frac{\hat{\lambda}_0(1-p_1)}{\hat{\lambda}_0 - p_1})}. \quad (77)$$

A partir de $T_d(z, \hat{\eta}_0)$, pode-se inicializar o filtro $L(z, \hat{\eta})$, o qual já é empregado na primeira estimativa de $\hat{\eta}_1$.

Considera-se, então, o conjunto de dados $\{\tilde{d}(k), \tilde{v}_o(k)\}_{k=1}^{2N}$ que contém $2N$ amostras, coletadas de um conversor operando em malha fechada sobre o ponto de operação (D, V_o, I_L) com uma referência $r(k) = V_o + \tilde{r}(k)$, tal que $\tilde{r}(k)$ é uma onda quadrada com valor médio nulo e com período que possibilite ao sistema atingir o regime permanente.

No caso em que N é suficientemente grande e com sinais $\tilde{d}(k)$ e $\tilde{v}_o(k)$ periódicos, pode-se dividir o conjunto de dados em dois subconjuntos com N amostras $\{\tilde{d}(k), \tilde{v}_o(k)\}_{k=1}^N$ e $\{\tilde{d}'(k), \tilde{v}'_o(k)\}_{k=1}^N$, onde o segundo representa o conjunto de variáveis instrumentais, relacionados de forma que $\tilde{d}'(k) = \tilde{d}(k + N)$ e $\tilde{v}'_o(k) = \tilde{v}_o(k + N)$.

Considere também a notação

$$x_L(k) = L(z, \hat{\eta}_i)x(k), \quad (78)$$

onde $x(k)$ é qualquer sinal e $x_L(k)$ é sua versão filtrada por

$$L(z, \hat{\eta}_i) = T_d(z, \hat{\eta}_i) [1 - T_d(z, \hat{\eta}_i)], \quad (79)$$

que é uma aproximação de (46).

A solução de (45) para $\hat{\eta}_i$ por mínimos quadrados é

$$\hat{\eta}_i = \left[\sum_{k=1}^N \xi_\eta(\hat{\rho}_{i-1}, k) \varphi_\eta^T(\hat{\rho}_{i-1}, k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \xi_\eta(\hat{\rho}_{i-1}, k) \zeta_\eta(\rho_{i-1}, k), \quad (80)$$

onde

$$\xi_\eta(\rho, k) = F(z) [\tilde{d}'_L(k) + C(z, \rho) \tilde{v}'_{oL}(k)], \quad (81)$$

$$\varphi_\eta(\rho, k) = F(z) [\tilde{d}_L(k) + C(z, \rho) \tilde{v}_{oL}(k)], \quad (82)$$

$$\zeta_\eta(\rho, k) = \rho^T \bar{C}(z) \tilde{v}_{oL}(k). \quad (83)$$

Note que $\hat{\eta}_i$ é estimado usando $p_{2(i-1)}$ e K_{i-1} . Uma vez que $\hat{\eta}_i$ foi estimado, calcula-se, então, o zero $\hat{\lambda}_i$ juntamente do novo polo p_{2i} e do ganho K_i . Conseqüentemente, $T_d(z, \hat{\eta}_i)$ também deve ser atualizado nessa etapa.

Agora, a partir de $T_d(z, \hat{\eta}_i)$, obtém-se a estimativa $\hat{\rho}_i$ em (45) também através do método de mínimos quadrados

$$\hat{\rho}_i = \left[\sum_{k=1}^N \xi_\rho(\hat{\eta}_i, k) \varphi_\rho^T(\hat{\eta}_i, k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \xi_\rho(\hat{\eta}_i, k) \zeta_\rho(\hat{\eta}_i, k), \quad (84)$$

sendo

$$\xi_\rho(\eta, k) = \bar{C}(z) [1 - T_d(z, \eta)] \tilde{v}'_{oL}(k), \quad (85)$$

$$\varphi_\rho(\eta, k) = \bar{C}(z) [1 - T_d(z, \eta)] \tilde{v}_{oL}(k), \quad (86)$$

$$\zeta_\rho(\eta, k) = T_d(z, \eta) \tilde{d}_L. \quad (87)$$

Observe que, apesar da estimação $\hat{\rho}$ ser baseada em soluções iterativas por mínimos quadrados, o procedimento em si continua ainda dependendo de um único conjunto de dados, ou seja, nenhum experimento adicional é requerido.

3.1.5 Estimando a robustez do projeto realizado através dos dados

A estimativa da norma \mathcal{H}_∞ da função de sensibilidade, métrica de robustez aqui considerada, pode ser obtida através do conjunto de dados da planta operando em malha fechada com o controlador $C(z,\rho)$ projetado. Desprezando-se o efeito do ruído e assumindo que os dados coletados estão livres de perturbações, tem-se $\nu(k) = w(k) = 0$ e, conseqüentemente, $y(k,\rho) = T(z,\rho)r(k)$. Lembrando que $S(z,\rho) = 1 - T(z,\rho)$, então segue que

$$\begin{aligned} y(k,\rho) &= [1 - S(z,\rho)]r(k) = r(k) - S(z,\rho)r(k), \\ y(k,\rho) - r(k) &= -S(z,\rho)r(k), \end{aligned}$$

e, conseqüentemente,

$$e(k,\rho) = r(k) - y(k,\rho) = C^{-1}(z,\rho)u(k) = S(z,\rho)r(k). \quad (88)$$

Logo, seguindo a ideia abordada em GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI (2020), uma vez estimada a resposta impulsiva $s(k)$ da função de transferência $S(z,\rho)$, pode-se construir uma matriz Toeplitz

$$S_m = \begin{bmatrix} s(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s(1) & s(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s(M) & s(M-1) & s(M-2) & \dots & s(0) \end{bmatrix}, \quad (89)$$

onde M é o número de parâmetros de Markov estimados. A partir dessa matriz, sabe-se que, no caso ideal onde $M \rightarrow \infty$,

$$\bar{\sigma}(S_m) = \|S_m\|_{i2} = \sqrt{\lambda^{\max}(S_m^T S_m)}, \quad (90)$$

sendo que $\bar{\sigma}$ é o maior valor singular, λ^{\max} é o maior autovalor e $\|\cdot\|_{i2}$ é a norma-2 induzida de uma matriz, o que acarreta

$$\|S(z,\rho)\|_\infty = \|S_m\|_{i2}, \text{ com } M \rightarrow \infty. \quad (91)$$

Portanto, a estimativa de $\|S(z,\rho)\|_\infty$ depende basicamente da estimativa da resposta impulsiva $s(k)$, a qual, neste trabalho, é realizada com os sinais $e(k,\hat{\rho})$ e $r(k)$, conforme (88), usando a formulação de identificação com regularização com núcleo TC (CHEN; OHLSSON; LJUNG, 2012; CHEN; LJUNG, 2013).

Na sequência, exemplos de projetos de controladores pelo método VRFT e seus resultados são apresentados. Inicialmente, considera-se a obtenção de resultados de simulação para um conversor *boost* e um conversor SEPIC, que demonstram a eficácia do método de projeto de controladores para os conversores que se enquadram na famílias de topologias tipo *buck*, *boost* e *buck-boost*, sendo que o conversor

SEPIC considerado se enquadra na classe de conversores do tipo *buck-boost*. Posteriormente, considera-se um conversor *boost* construído para a obtenção de resultados experimentais, sendo que, mais uma vez, é demonstrada a eficácia do método para a classe de conversores considerada.

3.2 Resultados de simulação para o conversor *boost*

Considera-se a simulação de um conversor *boost* com potência de saída de 400 W, capaz de elevar uma tensão de 65 a 85 V de entrada para uma saída de 310 V, passível de ser usada posteriormente por um inversor com objetivo de fornecer uma alimentação ca. Nesse caso, assume-se como objetivo de controle a obtenção de erro nulo em regime permanente para sinais de referência/distúrbio do tipo degrau, sendo que se deseja para o seguimento de referência um tempo de acomodação 20% mais rápido que o de malha aberta e *overshoot* nulo. Os parâmetros utilizados na simulação desse conversor, que estão dispostos na Tabela 2, são os mesmos presentes na bancada experimental construída, que será comentada em detalhes posteriormente na Seção 3.4. Os esquemáticos de simulação podem ser consultados no Apêndice B. Salienta-se também que as simulações foram realizadas usando os *softwares* MATLAB/Simulink® em conjunto com o PSIM®.

Descrição	Parâmetro	Valor
Potência máxima de saída	P_o	400 W
Tensão de alimentação	v_{in}	65 ~ 85 V
Tensão de saída nominal	V_o	310 V
<i>Duty-cycle</i> nominal	D	0,72 pu
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Indutância de magnetização	L_c	2,15 mH
Capacitância de saída	C_c	2,2 μ F

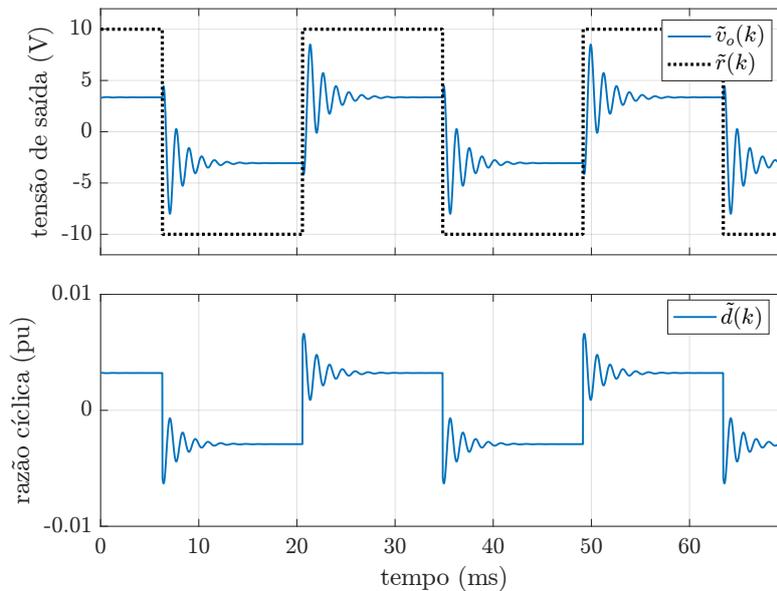
Uma vez que a dinâmica da tensão do conversor *boost* possui resposta inversa, o que implica o uso do critério flexível para identificação do zero de FNM, deve-se realizar a coleta de dados em malha fechada. Para tal, foi utilizado um controlador proporcional definido como

$$k_{p0} = \frac{(1 - D)}{2V_o} = 0,452 \times 10^{-3} \text{ pu/V}, \quad (92)$$

sendo esse valor metade do limite máximo imposto por (67). Foi aplicada, então, uma referência do tipo onda quadrada com valor médio V_o , período $T_r \approx 25$ ms e amplitude de $10 V_p$.

A Figura 25 mostra os dados, sem valor médio, coletados a partir do experimento em malha fechada com uma referência $\tilde{r}(k)$, sendo $\tilde{d}(k)$ e $\tilde{v}_o(k)$ dos sinais de entrada e saída, respectivamente. Nesta etapa de simulação, o ruído de medição foi desconsiderado, o que dispensa o uso de variáveis instrumentais. Salienta-se também que, como $f_a = f_s$, tem-se apenas uma amostra dentro de um período de chaveamento, sendo desprezado, assim, o *ripple* inerente do conversor. A partir dos dados coletados, estimou-se o tempo de acomodação $t_{sc} = 7,2$ ms, o que resulta em uma estimativa para o tempo de acomodação em malha aberta $t_{so} \approx 3,6$ ms. Definiu-se, então, o polo $p_1 = 0.972$ para que se tivesse uma resposta 20% mas rápida que a resposta de malha aberta ($t_{sd} = 2,88$ ms).

Figura 14 – Dados simulados de entrada $\tilde{d}(k)$ e saída $\tilde{v}_o(k)$ do conversor *boost*, coletados em malha fechada com uma referência $\tilde{r}(k)$ aplicada ao redor de um ponto de equilíbrio.



Fonte: do autor.

Utilizando a condição inicial $\hat{\rho}_0$ conforme (92), $\hat{\lambda}_0 = 1,01$ e os dados do experimento da Figura 14, fez-se o projeto do controlador utilizando-se o método VRFT. Na iteração $i = 11$, foi atingido $\|\hat{p}_i - \hat{p}_{i-1}\|_2 < 10^{-12}$, sendo considerada convergência do método.

O resultado das estimativas de ρ e η resultam no modelo de referência

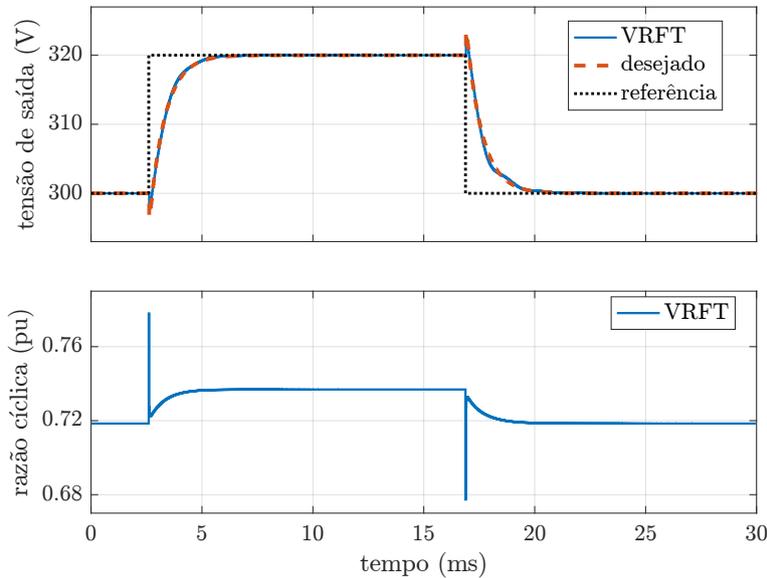
$$T_d(z, \hat{\eta}_{11}) = \frac{-0,16353(z - 1,138)}{(z - 0,972)(z - 0,1915)}, \quad (93)$$

cujo tempo de acomodação é de 2,82 ms, e no controlador identificado

$$C(z, \hat{\rho}_{11}) = C_{VRFT}(z) = \frac{2,974 \times 10^{-3}(z^2 - 1,940z + 0,9475)}{(z - 1)z}. \quad (94)$$

A Figura 15 apresenta os resultados do sistema operando em malha fechada com o controlador (94), sendo obtido um comportamento muito próximo do desejado.

Figura 15 – Resultados de simulação do conversor *boost* em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.



Fonte: do autor.

Os valores de custo J^{MR} , definido em (34), são dados em função da norma-2 de um sinal $x(k)$ qualquer composto de N amostras, definida conforme BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD (2011)

$$\|x(k)\|_2^2 \triangleq \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x^2(k). \quad (95)$$

A partir dos dados da Figura 15, foi obtido um custo

$$J^{MR}(\hat{\rho}_{11}, \hat{\eta}_{11}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [\tilde{v}_o(k, \hat{\rho}_{11}) - T_d(z, \hat{\eta}_{11}) \cdot \tilde{r}(k)]^2 = 0,03 V^2. \quad (96)$$

Em relação à robustez do sistema, usando a função `impulseest` do MATLAB® com os sinais $e(k, \hat{\rho}_{11})$ e $r(k)$, construídos a partir dos dados da Figura 15, foi obtida a resposta impulsiva usando $M = 300$, sendo mostrados os primeiros 100 termos na Figura 16.

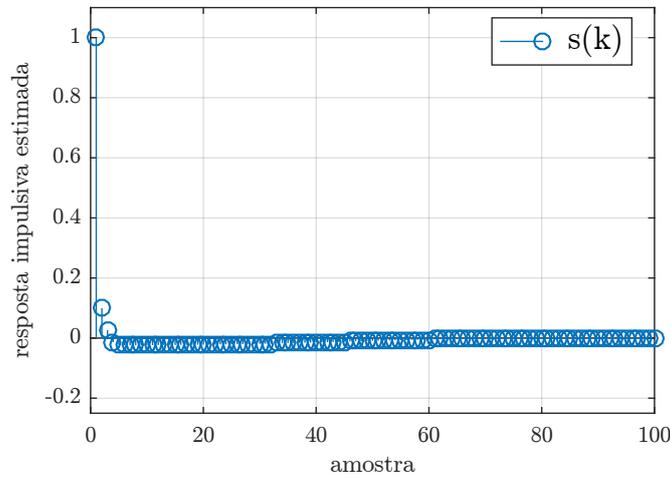
Com os parâmetros de Markov estimados, foi obtida a estimativa da norma \mathcal{H}_∞ da função de sensibilidade

$$\hat{M}_s(\hat{\rho}_{11}) = \|S(z, \hat{\rho}_{11})\|_\infty \approx 1,30,$$

indicando, assim, uma boa margem de robustez ⁴.

⁴Conforme abordado em SKOGESTAD; POSTLETHWAITE (2005), o mínimo valor de M_s é

Figura 16 – Estimativa da resposta impulsa de $S(z, \rho)$ – 100 primeiros termos (simulação).



Fonte: do autor.

Além dos resultados para degraus de referência, foram obtidos os resultados para degraus de carga de 50% em relação à potência máxima do conversor, mostrados na Figura 17, e também os resultados para degraus de 10 V na tensão de alimentação, mostrados na Figura 18. Salienta-se que o controlador não é projetado com a finalidade de rejeitar distúrbios com uma dada dinâmica desejada. Logo, atende-se apenas ao erro nulo em regime permanente através do integrador e a estabilidade diante de outro ponto de operação.

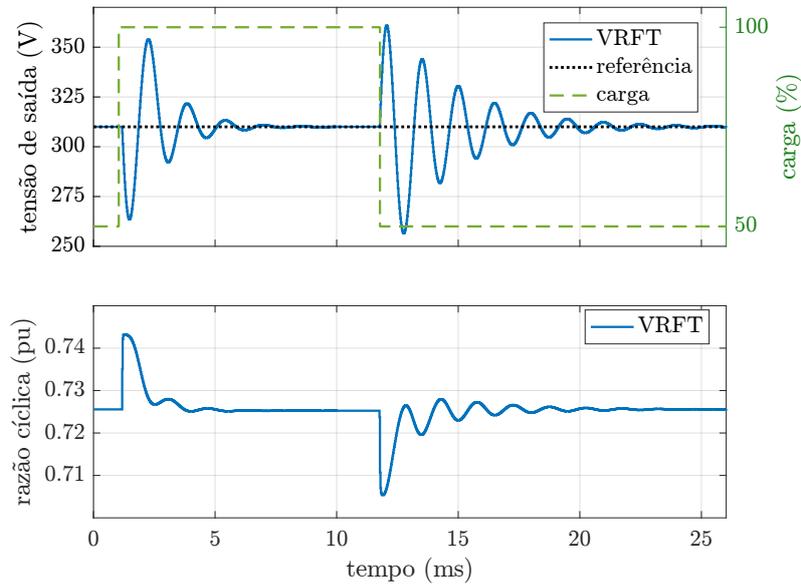
Na próxima seção, apresentam-se os resultados de simulação obtidos para um conversor SEPIC, seguidos dos resultados experimentais do conversor *boost*.

3.3 Resultados de simulação para o conversor SEPIC

Para esta simulação, considera-se o uso de conversor SEPIC (que se enquadra na família de conversores tipo *buck-boost*, conforme já abordado na Seção 2.1.2.2) para o fornecimento de uma tensão cc de saída regulada de 48 V, valor comumente utilizado em barramentos de alimentação de sistemas de telecomunicações (PRABHALA *et al.*, 2018). Esse conversor é alimentado por um módulo fotovoltaico cuja tensão pode variar entre 10 e 18 V em função da irradiação e da temperatura. A capacidade máxima de geração desse módulo é de 100 W. Os parâmetros de projeto do conversor foram escolhidos visando à operação de modo de condução contínua com

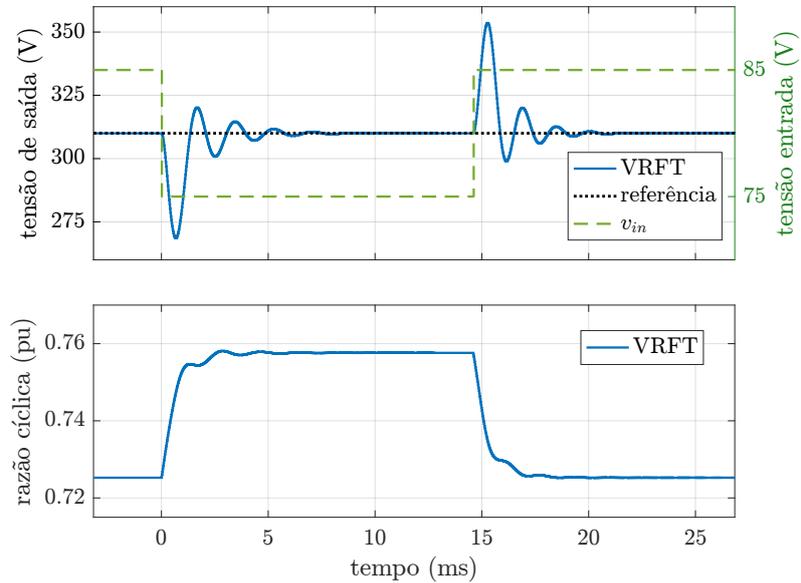
1, o qual é praticamente impossível de ser obtido na prática. Além disso, destaca-se que sistemas que possuem zero de FNM sempre terão um máximo pico maior que 1. Segundo SKOGESTAD; POSTLETHWAITE (2005), valores de $M_s < 2$ já indicam uma boa margem de robustez. Salienta-se ainda que a condição $M_s < 2$ é equivalente às condições $GM > 2$ e $PM > 60^\circ$.

Figura 17 – Resultados de simulação do conversor *boost* para degraus de carga em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.



Fonte: do autor.

Figura 18 – Resultados de simulação do conversor *boost* para degraus de v_{in} em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.



Fonte: do autor.

baixos valores de *ripple* para todas as variáveis. Todos os parâmetros considerados estão dispostos na Tabela 3. Salienta-se ainda que a simulação foi construída usando os *softwares* MATLAB/Simulink®[®], que simulam toda a parte lógica e de controle do conversor, em conjunto com o *software* PSIM®[®], responsável por simular o circuito de potência do conversor SEPIC. Os esquemáticos dessas simulações podem ser consultados no Apêndice B deste trabalho.

Tabela 3 – Parâmetros do conversor SEPIC para Simulação

Descrição	Parâmetro	Valor
Potência máxima de saída	P_o	100 W
Tensão de alimentação	v_{in}	10 ~ 18 V
Tensão de saída nominal	V_o	48 V
<i>Duty-cycle</i> nominal	D	0,64 pu
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Indutância de entrada	L_{c1}	130 μ H
Indutância de magnetização	L_{m2}	325 μ H
Capacitância intermediária	C_{c1}	10 μ F
Capacitância de saída	C_{c2}	10 μ F
Relação de Transformação	N_t	1/2 (1:2)

Para este exemplo, considera-se como objetivo de controle o projeto de um controlador de baixa ordem capaz de seguir referências e regular a saída com erro nulo em regime permanente. Além disso, busca-se um tempo de acomodação 20% menor que o seu respectivo valor de malha aberta com *overshoot* nulo, considerando-se sinais de referência do tipo degrau.

Dado o objetivo de controle, seguiu-se o desenvolvimento do projeto de um controlador PID através do método VRFT, considerando que o conversor SEPIC aqui descrito pertence à classe de conversores do tipo *buck-boost*, dado o modelo aproximado de segunda ordem já detalhado na Seção 2.1.2.2. Note que, neste caso, o controlador ideal não pertence à classe de controladores PID, já que o sistema é de quarta ordem.

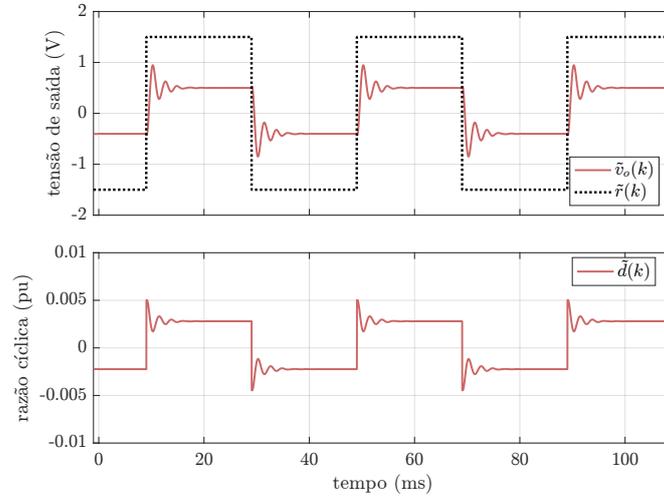
A partir de um controlador proporcional dado por

$$k_{p0} = \frac{1(1-D)}{2N_tV_0} = \frac{1(1-D)^2}{2V_{in}} = 4,32 \times 10^{-3} \text{ pu/V}, \quad (97)$$

que respeita a restrição de ganho imposta em (67) e de um ponto de operação $(D, V_o, P_o) = (0,64 \text{ pu}, 48 \text{ V}, 100 \text{ W})$ para o modelo aproximado de segunda ordem, foram coletados os dados em malha fechada da Figura 19, na qual uma onda quadrada foi aplicada na referência para a obtenção de um conjunto de dados suficientemente informativo. A partir desses dados, foi obtido o tempo de acomodação $t_{sc} \approx 8 \text{ ms}$, o que leva a uma estimativa do tempo de acomodação em malha aberta $t_{so} \approx 5,4 \text{ ms}$. Salienta-se aqui que a simulação foi realizada sem a adição de ruídos para facilitar a visualização. Além disso, como foi adotado $f_a = f_s$, tem-se apenas uma amostra a cada período de chaveamento, fazendo com que o *ripple* não apareça nos dados coletados.

A partir de (73), foi determinado o polo dominante do modelo de referência

Figura 19 – Dados de simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada ao redor de um ponto de equilíbrio com controlador proporcional para coleta de dados.



Fonte: do autor.

$p_1 = 0,9818$.

Por fim, inicializando o algoritmo com $\hat{\lambda}_0 = 1,01$ e $\hat{\rho}_0 = \begin{bmatrix} k_{p0} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$, e usando a classe de controladores PID juntamente com os dados coletados na Figura 19 e um modelo de referência com polo dominante $p_1 = 0,9818$ e estrutura descrita em (71), foram obtidos, após 200 iterações, os ganhos

$$\begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.952 \\ 0.081 \\ 36.016 \end{bmatrix} \times 10^{-3} \text{ pu/V}, \quad (98)$$

que representam o controlador PID

$$C(z, \hat{\rho}_{200}) = \frac{37,049 \times 10^{-3}(z^2 - 1,97z + 0,9721)}{(z - 1)z}, \quad (99)$$

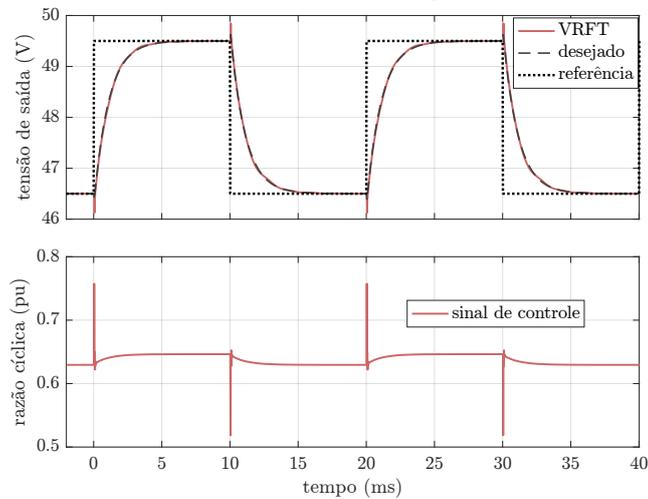
além do modelo de referência flexível

$$T_d(z, \hat{\eta}_{200}) = \frac{-0,032485(z - 1,448)}{(z - 0,9847)(z - 0,04775)}. \quad (100)$$

Os resultados de simulação para degraus de referência são apresentados na Figura 20, a partir da qual se obteve um custo $J^{MR}(\hat{\rho}, \hat{\eta}) = 0,29 \text{ V}^2$. O máximo pico da função de sensibilidade estimado a partir desses dados é $\hat{M}_s = 1,25$, indicando, assim, uma boa margem de robustez, dado que o valor encontrado é menor que 2. Além disso, o comportamento transitório ficou próximo do desejado para degraus de referência, com tempo de acomodação de 4,32 ms (igual ao desejado) e *overshoot* nulo, atendendo às especificações de projeto.

Já as Figuras 21 e 22 mostram os resultados obtidos considerando perturbações de carga e na tensão de alimentação, respectivamente. Com esses dados, além de

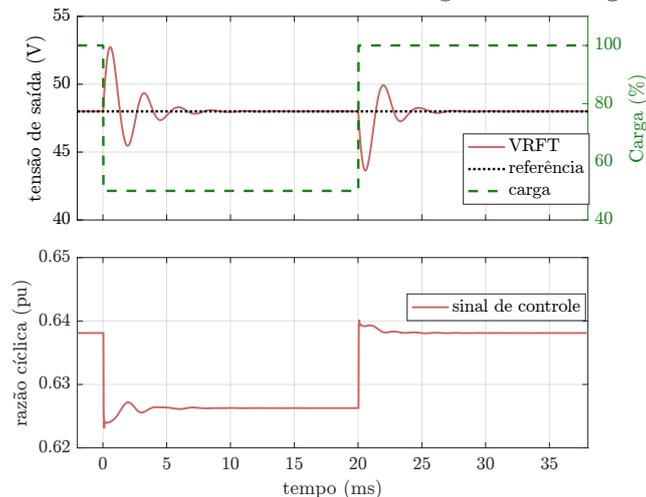
Figura 20 – Simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada com o controlador projetado via VRFT considerando degraus de referência.



Fonte: do autor.

verificar o atendimento ao requisito de projeto de erro nulo em regime permanente diante de perturbações do tipo degrau, tem-se preservada a estabilidade do conversor diante de variações de carga de $\pm 50\%$ e de variações na tensão de alimentação de aproximadamente 17% . Tal resultado é coerente, dado o grau de robustez elevado obtido pela estimativa do máximo pico da função de sensibilidade do processo.

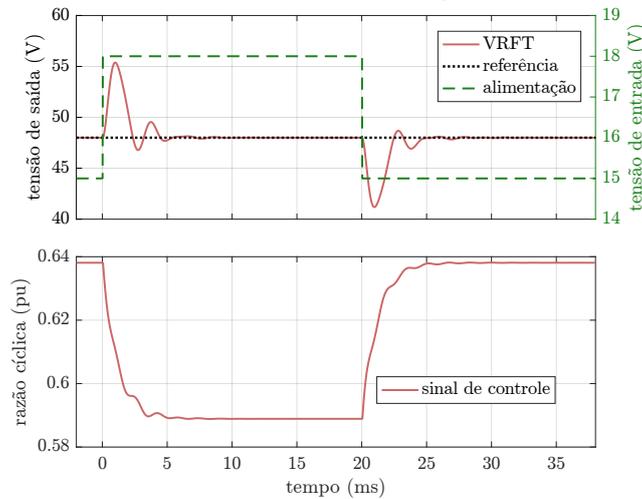
Figura 21 – Simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada com o controlador projetado via VRFT considerando degraus de carga.



Fonte: do autor.

É importante ressaltar que, nesse caso, os tempos de acomodação foram maiores que 5 ms em ambos os casos. Isso é esperado para perturbações dada a natureza do método VRFT, que busca encontrar um controlador que cancele o comportamento dos polos de malha aberta da planta. Como resultado, tem-se uma limitação no

Figura 22 – Simulação do conversor SEPIC operando em malha fechada com o controlador projetado via VRFT considerando degraus na tensão de alimentação.



Fonte: do autor.

desempenho dinâmico do processo em malha fechada diante de distúrbios. Enfatiza-se aqui que, nesse caso, o controlador não é projetado com a finalidade de rejeitar distúrbios com uma dada dinâmica desejada. Esse fato é melhor explorado no Capítulo 5.

Apresentados os resultados de simulação considerando o conversor SEPIC, são mostrados, na sequência, os resultados experimentais obtidos a partir de um conversor *boost*.

3.4 Resultados experimentais para o conversor *boost*

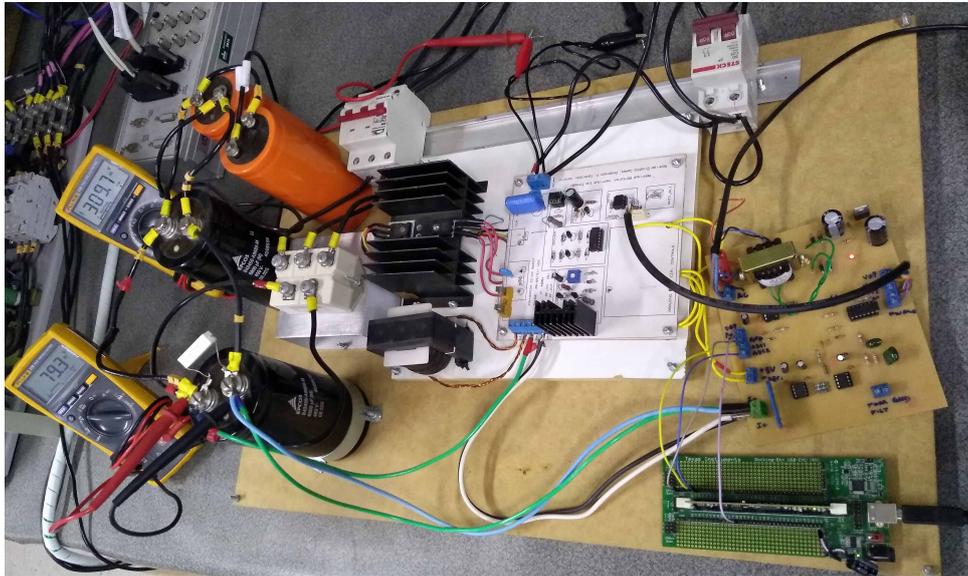
3.4.1 Descrição da bancada experimental do conversor *boost*

O conversor *boost* foi projetado em GOMES (2018) para elevar a tensão de um arranjo de painéis fotovoltaicos para que possa ser utilizada na alimentação de inversores para posterior injeção de energia na rede elétrica. O projeto foi desenvolvido seguindo os passos descritos em HAUKE (2014) e seus parâmetros são os mesmos já considerados na Tabela 2 para a execução das simulações.

Na Figura 23, é mostrada uma imagem da bancada experimental do conversor *boost*, enquanto a Figura 24 apresenta o diagrama de blocos completo do sistema. Para obter uma tensão de alimentação variável, um autotransformador trifásico é utilizado em conjunto com uma ponte retificadora SKD 160/08 e um filtro capacitivo com capacitância $C_{in} = 22,6$ mF. Os semicondutores Q_1 e Q_2 são um MOSFET IRFP460 e um diodo C25P40F, respectivamente. Duas cargas resistivas de valor $R_o = 500$ Ω são conectadas à saída do conversor, sendo que uma delas é conectada ao circuito por meio de um disjuntor. Cada uma das cargas consome aproximadamente

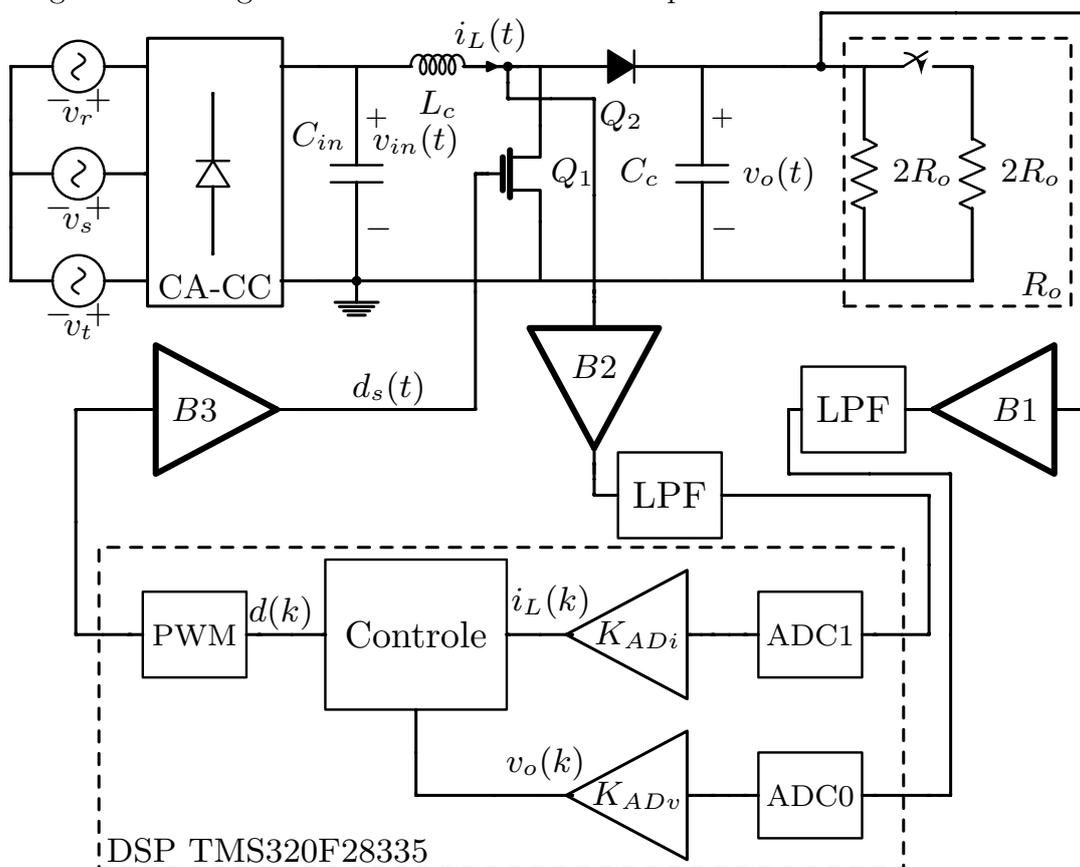
metade da potência máxima de saída do conversor.

Figura 23 – Imagem da bancada experimental do conversor *boost*.



Fonte: do autor.

Figura 24 – Diagrama de blocos da bancada experimental do conversor *boost*.



Fonte: REMES *et al.* (2021a).

Os valores de tensão de saída $v_o(t)$ e corrente $i_L(t)$ são condicionados por trans-

dutores resistivos e amplificadores AMC1200-Q para prover isolamento galvânica entre a referência do conversor e do circuito digital. São ainda usados amplificadores operacionais LM358 com configuração diferencial para amplificação e um filtro RC passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte de 25 kHz, atuando como filtro *anti-aliasing*. Ambos os sinais condicionados são adquiridos pela placa de aquisição e processamento de sinais DSP TMS320F28335 através de conversores analógico-digitais, com frequência de amostragem $f_a = f_s$. Por fim, os sinais em tempo discreto são multiplicados por um ganho de forma que o resultado sejam sinais com aproximadamente a mesma amplitude dos seus respectivos sinais contínuos. Logo, será considerado aqui que os sinais $v_o(k)$ e $i_L(k)$ são os próprios sinais $v_o(t)$ e $i_L(t)$ amostrados com frequência de amostragem $f_a = f_s = 1/T_s$ ⁵.

O DSP também é responsável por gerar o sinal de razão cíclica $d(k)$ e realizar a sua modulação PWM. O sinal modulado é, então, amplificado por um circuito amplificador isolado, composto de um optoacoplador com circuito de acionamento FOD3180. O sinal resultante é o próprio sinal de comando $d_s(t)$ do interruptor Q_1 .

3.4.2 Resultados obtidos e análise

Uma vez que a dinâmica da tensão do conversor *boost* possui resposta inversa, o que implica o uso do critério flexível para identificação do zero de FNM, deve-se realizar a coleta de dados em malha fechada. Para tal, foi utilizado um controlador proporcional definido como

$$k_{p0} = \frac{(1 - D)}{2V_o} = 0,452 \times 10^{-3} \text{ pu/V}, \quad (101)$$

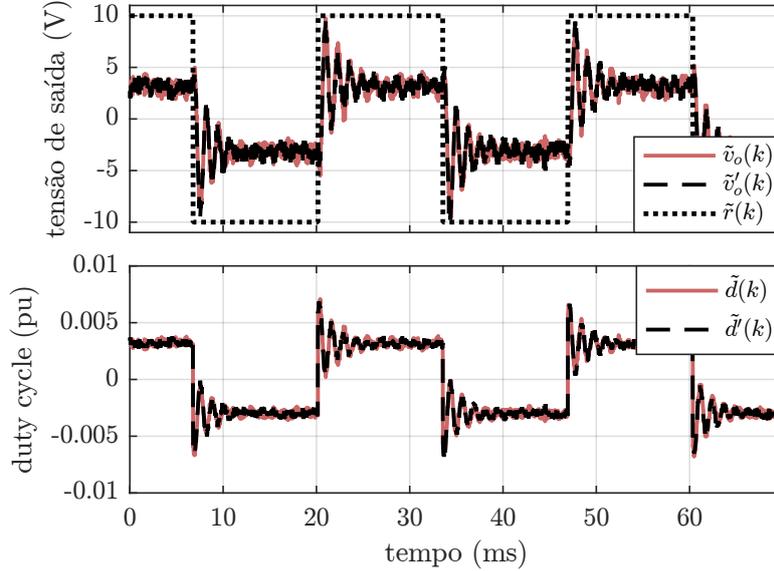
sendo esse valor metade do limite máximo imposto por (67). Foi aplicada, então, uma referência do tipo onda quadrada com valor médio V_o , período $T_r \approx 37$ ms e amplitude de $10 V_p$.

A Figura 25 mostra os dados, sem valor médio, coletados a partir do experimento em malha fechada com uma referência $\tilde{r}(k)$, sendo $\tilde{d}(k)$ e $\tilde{v}_o(k)$ dos sinais de entrada e saída, respectivamente. Os sinais $\tilde{d}'(k)$ e $\tilde{v}_o'(k)$ constituem as variáveis instrumentais. A partir deste experimento, estimou-se o tempo de acomodação $t_{sc} = 6,5$ ms, o que resulta em uma estimativa para o tempo de acomodação em malha aberta $t_{so} \approx 3,3$ ms. Definiu-se, então, o polo $p_1 = 0,9705$ para que se tivesse uma resposta 20% mais rápida que a resposta de malha aberta ($t_{sd} = 2,64$ ms).

Utilizando a condição inicial $\hat{\rho}_0$ conforme (101), $\hat{\lambda}_0 = 1,01$ e os dados do experimento da Figura 25, foram obtidos os resultados de $\hat{\eta}_i$ e $\hat{\rho}_i$, mostrados na Tabela 4.

⁵Sendo a variável manipulada dos conversores a razão cíclica modulada por largura de pulso $d_s(t)$, o processo não responde a variações do sinal de controle com frequência maior que $f_s/2$. Por esse motivo, é comum que a frequência de amostragem seja escolhida de forma que $f_a \leq f_s$.

Figura 25 – Dados de entrada $\tilde{d}(k)$ e saída $\tilde{v}_o(k)$ do conversor *boost*, coletados em malha fechada com uma referência $\tilde{r}(k)$. Os sinais $\tilde{d}'(k)$ e $\tilde{v}'_o(k)$ representam as variáveis instrumentais.



Fonte: Adaptado de REMES *et al.* (2021a).

Na iteração $i = 28$, foi atingido $\|\hat{p}_i - \hat{p}_{i-1}\|_2 < 10^{-8}$, indicando convergência do método.

Tabela 4 – Soluções do processo iterativo do VRFT com critério flexível.

i	$\hat{\eta}_i$	$10^{-3}\hat{\rho}_i$
0	$[-0,725 \ 0,732]^T$	$[0,452 \ 0 \ 0]^T$
1	$[0,015 \ -0,011]^T$	$[0,225 \ 0,032 \ 8,561]^T$
2	$[0,219 \ -0,187]^T$	$[0,274 \ 0,026 \ -2,052]^T$
3	$[0,115 \ -0,079]^T$	$[0,230 \ 0,030 \ 6,660]^T$
10	$[-0,147 \ 0,171]^T$	$[0,152 \ 0,023 \ 3,175]^T$
20	$[-0,158 \ 0,181]^T$	$[0,148 \ 0,023 \ 3,042]^T$
30	$[-0,158 \ 0,181]^T$	$[0,148 \ 0,023 \ 3,041]^T$

Reescrevendo os dados da Tabela 4, tem-se o modelo de referência

$$T_d(z, \hat{\eta}_{30}) = \frac{-0,1587(z - 1,151)}{(z - 0,9705)(z - 0,1879)}, \quad (102)$$

que resultou no controlador identificado

$$C(z, \hat{\rho}_{30}) = C_{VRFT}(z) = \frac{3,212 \times 10^{-3}(z^2 - 1,940z + 0,9469)}{(z - 1)z}. \quad (103)$$

O modelo de referência (102) com o zero identificado apresentou um tempo de acomodação de 2,66 ms, próximo do desejado inicialmente.

Visando comparar os resultados atingidos pelo VRFT com um projeto de controle baseado em modelo bem estabelecido, foi considerada a metodologia sistemática descrita em (KAZIMIERCZUK, 2016, Cap. 13). Nessa abordagem, o projetista define dois parâmetros: a frequência de cruzamento da magnitude por 0 dB, chamada de f_c , e a margem de fase desejada. A partir desses dois parâmetros, busca-se um controlador $C(s)$ que, no caso do conversor *boost*, é composto pelo integrador, 2 zeros e 2 polos, levando a um incremento de fase teórico de 180° em uma frequência desejada. O objetivo de controle é atingir $6 \text{ dB} \leq GM \leq 12 \text{ dB}$ e $30^\circ \leq PM \leq 75^\circ$ para a função de transferência de malha aberta compensada $C(s)G(s)$. O modelo $G(s)$ considerado é dado em (63), cujos parâmetros são obtidos a partir das Tabelas 1 e 2.

Para guiar a escolha da frequência de cruzamento, considera-se a limitação de banda inerente à presença do zero de FNM (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). Nesse caso, sabe-se que f_c deve satisfazer $f_c < f_z/2 \approx 700 \text{ Hz}$, sendo que f_z é a frequência do zero de FNM dada em Hz, i.e., $\omega_z = 2\pi f_z$, lembrando que ω_z é dado na Tabela 1. Dessa forma, atendendo às restrições de banda e de projeto impostas, escolheu-se $f_c = 670 \text{ Hz}$ e $PM = 50^\circ$. A partir dessas escolhas e da metodologia selecionada, foi obtido o controlador

$$C_f(s) = \frac{73(s + 3770)^2}{s(s + 37700)^2}, \quad (104)$$

que resultou em uma margem de ganho $GM = 8,3 \text{ dB}$, a qual também atende aos requisitos estabelecidos. O uso desse controlador com o modelo $G(s)$ resultou em um tempo de acomodação simulado de 5,6 ms para a resposta ao degrau. Por fim, foi obtido o equivalente em tempo discreto de (104) a partir da transformada bilinear, levando a

$$C_f(z) = \frac{0,4146 \times 10^{-3}(z + 1)(z - 0,9273)}{(z - 1)(z - 0,4524)^2}. \quad (105)$$

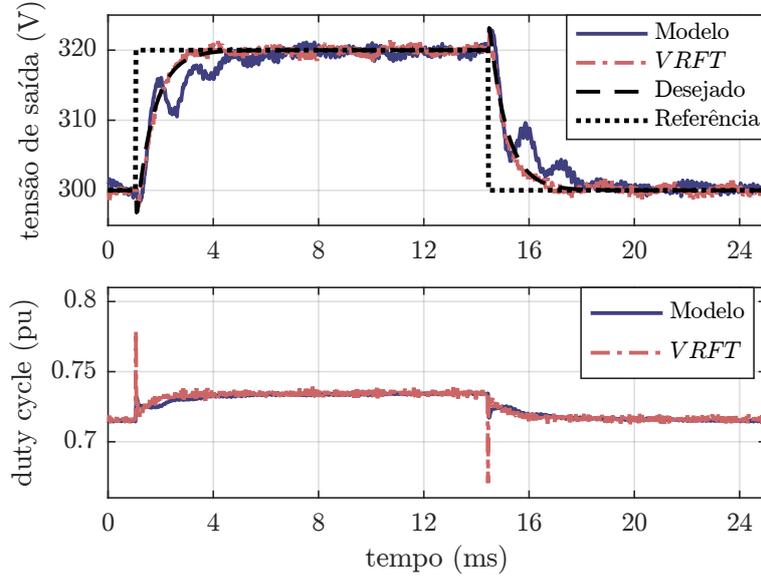
Uma observação importante sobre o uso dessa metodologia de projeto baseada na resposta em frequência é que ela depende fortemente da experiência do projetista. Além disso, não há qualquer garantia de que a solução encontrada seja ótima sob qualquer critério. A partir desse ponto, a obtenção de melhores resultados pode estar fadada a um processo de tentativa e erro. De fato, não há sequer como saber se melhores respostas poderiam ser encontradas a partir do uso dessa abordagem. Por outro lado, o uso do VRFT garante uma solução ótima em relação ao seu critério definido, também a partir de um procedimento sistemático.

A Figura 26 apresenta os resultados do sistema operando em malha fechada com os controladores (105) e (103). Nesse caso, a resposta desejada é a resposta ao degrau de (102).

A partir dos dados da Figura 26, foi obtido um custo

$$J^{MR}(\hat{\rho}, \hat{\eta}) = 0,40 \text{ V}^2. \quad (106)$$

Figura 26 – Resultados experimentais do conversor *boost* em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.



Fonte: Adaptado de REMES *et al.* (2021a).

Destaca-se aqui que esses resultados obtidos são apresentados em REMES *et al.* (2021a). Nesse comparativo, o VRFT trouxe uma resposta melhor que o método tradicional em todos os requisitos avaliados, tanto no âmbito de desempenho quanto de robustez. A Tabela 5 sumariza os principais resultados quantitativos obtidos nesse comparativo, no qual o custo $J^{MSE}(\hat{\rho})$ caracteriza o erro médio quadrático:

$$J^{MSE}(\hat{\rho}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [\tilde{v}_o(k, \hat{\rho}) - \tilde{r}(k)]^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [e(k, \hat{\rho})]^2. \quad (107)$$

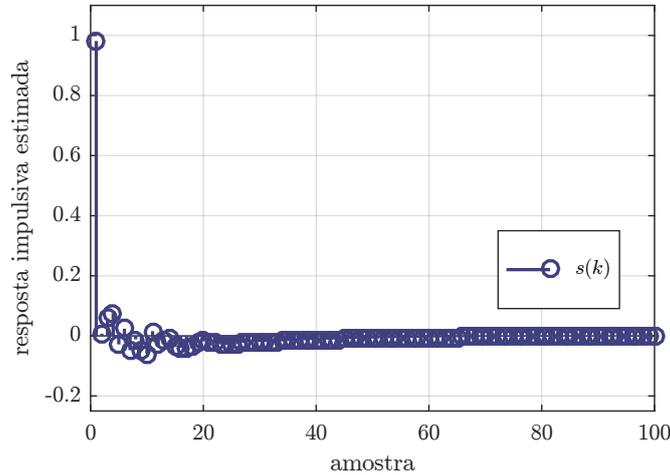
Tabela 5 – Comparativo de desempenho e complexidade entre os métodos de projeto baseado em modelo e DD

Característica	<i>Model-based</i>	VRFT (DD)
Margem de ganho (GM)	8,3 dB	14,8 dB
Margem de fase (PM)	50,5°	78,8°
Custo $J^{MR}(\hat{\rho}, \hat{\eta})$	–	0,401 V ²
Custo $J^{MSE}(\hat{\rho})$ (referência)	21,956 V ²	17,016 V ²
Custo $J^{MSE}(\hat{\rho})$ (distúrbio)	65,106 V ²	54,064 V ²
t_s (referência)	6,2 ms	2,6 ms
t_s (carga 100 p/ 50 %)	5,0 ms	4,0 ms
t_s (carga 50 p/ 100 %)	3,3 ms	2,2 ms
Número de parâmetros estimados	5	3

Em relação à robustez do sistema, usando a função `impulseest` do MA-

TLAB $\text{\textcircled{R}}$ com os sinais $e(k, \hat{\rho}_{30})$ e $r(k)$, construídos a partir dos dados da Figura 26, foi obtida a resposta impulsiva usando $M = 300$, sendo mostrados os primeiros 100 termos na Figura 27.

Figura 27 – Estimativa da resposta impulsiva de $S(z, \rho)$ – 100 primeiros termos.



Fonte: do autor.

Com os parâmetros de Markov estimados, foi obtida a estimativa da norma \mathcal{H}_∞ da função de sensibilidade:

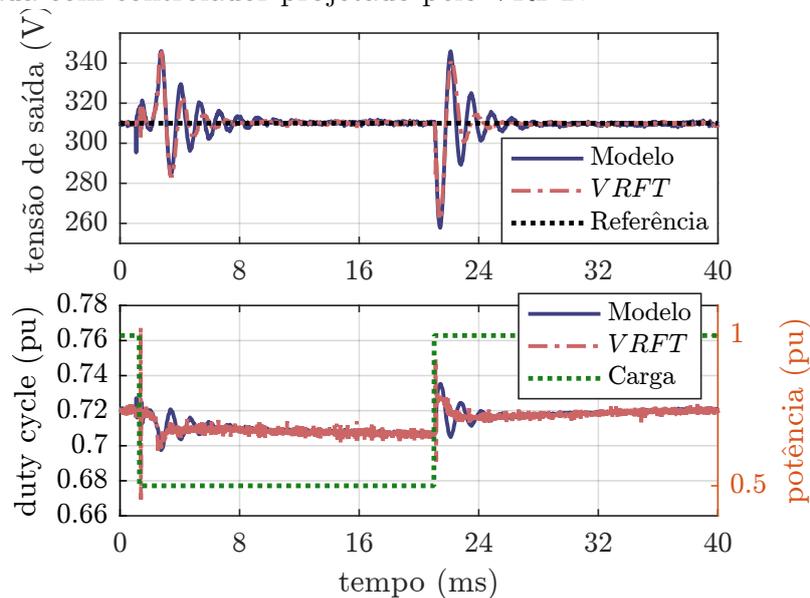
$$\hat{M}_s(\hat{\rho}_{30}) = \|S(z, \hat{\rho}_{30})\|_\infty \approx 1,30.$$

Para fins de comparação, salienta-se que, ao identificar um modelo com estrutura *output error* $G(z, \theta)$ para o conversor, e calculando a norma \mathcal{H}_∞ de $S(z, \hat{\rho}_{30}, \theta) = [1 + C(z, \hat{\rho}_{30})G(z, \theta)]^{-1}$, foi obtido um valor de 1,22, próximo da estimativa $\hat{M}_s(\hat{\rho}_{30})$. Tal margem de estabilidade é considerada elevada (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005) e é resultado da escolha de um modelo de referência com polos reais e com tempo de acomodação próximo ao de malha aberta.

Além dos resultados para degraus de referência, foram obtidos também os resultados para degraus de carga de 50% em relação à potência máxima do conversor, mostrados na Figura 28. Salienta-se novamente que o controlador não é projetado com a finalidade de rejeitar distúrbios com uma dada dinâmica desejada. Logo, atende-se apenas o erro nulo em regime permanente através do integrador e a estabilidade diante de um outro ponto de operação. Ainda assim, foram obtidos resultados melhores com o uso do VRFT quando comparados aos da metodologia baseada em modelo. A análise quantitativa desses resultados também está presente na Tabela 5.

Esses resultados obtidos mostram que, em um dado ponto de operação, o VRFT com critério flexível se mostrou adequado para o projeto do controlador. Nesse

Figura 28 – Resultados experimentais do conversor *boost* para degraus de carga em malha fechada com controlador projetado pelo VRFT.



Fonte: Adaptado de REMES *et al.* (2021a).

procedimento sistemático, ficam a cargo do projetista apenas a realização do experimento para a coleta de dados em malha fechada e a escolha do tempo de acomodação para o modelo de referência.

3.5 Considerações finais

Neste capítulo, foram abordados procedimentos sistemáticos para a sintonia de controladores para uma classe de conversores cc-cc, considerando uma configuração em malha única para o controle de tensão. Os resultados experimentais obtidos em um conversor *boost* mostraram respostas semelhantes às definidas pelo modelo de referência. Ainda, ficam a cargo do projetista apenas duas etapas: a realização do experimento para a coleta de dados e a escolha do tempo de acomodação desejado em malha fechada. Tais contribuições foram publicadas no trabalho de REMES *et al.* (2021a). Destaca-se ainda que foram realizadas outras contribuições além das descritas nesta tese acerca do controle de corrente de conversores cc-cc e também da aplicação do método OCI na identificação de controladores, cujos detalhes podem ser consultados em REMES *et al.* (2019).

4 MÉTODO DA REFERÊNCIA VIRTUAL PARA CONTROLADORES EM MÚLTIPLAS MALHAS APLICADO AOS CONVERSORES CC-CC

O emprego de estruturas de controle com múltiplas malhas é recorrente na literatura de conversores estáticos, dado que tais estruturas agregam melhores resultados em relação à rejeição de perturbações (TAN *et al.*, 2007). Além disso, certas aplicações que se utilizam de conversores cc-cc necessitam controlar não só sua tensão de saída, mas também a corrente do indutor (que pode ser de entrada ou de saída, dependendo do conversor e/ou da aplicação), como é o caso dos carregadores de baterias (HUSSEIN; BATARSEH, 2011; REMES *et al.*, 2020). Dessa forma, serão abordadas duas estruturas de controle com múltiplas malhas que podem ser utilizadas em diferentes aplicações, nas quais a obtenção do controlador será realizada a partir do método VRFT, no âmbito dos conversores cc-cc.

A primeira configuração de controle, aqui referida como malha cascata 1, já foi abordada inicialmente em CORLETA *et al.* (2016), cuja solução via VRFT foi obtida e aplicada a um conversor cc-ca com dinâmica de fase mínima, buscando obter um melhor desempenho do controlador na rejeição de perturbações a partir do uso da realimentação de ambos os sinais de tensão e corrente. Porém, tal abordagem se utiliza de dois conjuntos de dados coletados ao longo de dois experimentos e também depende da definição de dois modelos de referência. Neste trabalho, tem-se como contribuição a extensão dessa proposta de CORLETA *et al.* (2016) para realização do projeto do controlador via VRFT com apenas um conjunto de dados a partir da definição de um único modelo de referência. Adicionalmente, é formulado o filtro $L(z)$ que, assim como no caso do projeto de controladores em malha única, possibilita a obtenção de um controlador subparametrizado que minimiza o critério de desempenho pelo modelo de referência.

A segunda configuração de controle, chamada aqui de malha cascata 2, tem como principal vantagem em relação à anterior a possibilidade de controlar ambos os sinais de tensão e/ou corrente com erro nulo em regime permanente. Isso permite que

essa estrutura de controle seja aplicada aos carregadores de bateria (REMES *et al.*, 2020) e em estratégias de correção do fator de potência (KIM; SUNG; LEE, 2014). A solução DD para essa estrutura cascata, inicialmente discutida em JENG; YEH (2017), será aprofundada neste trabalho, o qual também tem como contribuição a formulação do filtro utilizado para o caso em que os controladores ideais não pertençam à classe de controladores escolhida.

Ambas as soluções descritas são desenvolvidas de maneira sistemática para uma classe de conversores cc-cc. Além dessas abordagens, este trabalho também contribui com um comparativo da sensibilidade do sistema em malha fechada considerando os casos com múltiplas malhas e o projeto do controlador com uma única malha, demonstrando a eficácia das estratégias de controle com múltiplas malhas na atenuação de distúrbios, conforme mostrado na sequência.

4.1 Análise de sensibilidade a perturbações no contexto do controle pelo modelo de referência

Para realizar o comparativo entre as sensibilidades aos distúrbios das diferentes configurações de controle, são considerados três sinais, $w(k)$, $\nu_i(k)$ e $\nu_e(k)$, que representam as perturbações na entrada, saída interna e saída externa, respectivamente, conforme Figura 29. Além disso, considera-se que todas as configurações de controle operam com seus respectivos controladores ideais, resultando em um comportamento em malha fechada igual ao desejado para a malha externa. O modelo de referência $T_d(z)$ da malha externa é considerado o mesmo para todos os casos.

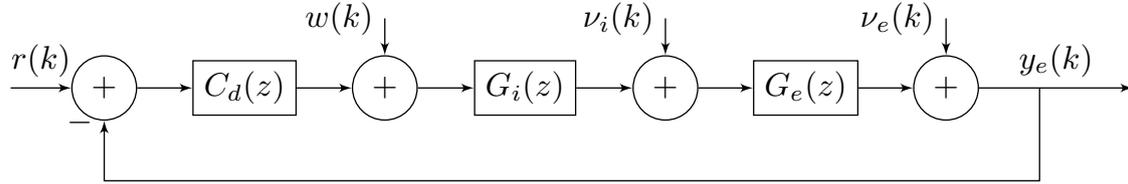
Para perturbações na saída externa, tem-se que $y_e(k) = S_d(z)\nu_e(k) = [1 - T_d(z)]\nu_e(k)$ (ver Figura 29). Logo, considerando as configurações de controle tratadas neste trabalho, a única forma efetiva de rejeitar distúrbios em $\nu_e(k)$ é através de uma boa escolha do modelo de referência $T_d(z)$, i.e., o comportamento da saída $y_e(k)$ em relação ao sinal $\nu_e(k)$ independe da configuração de controle adotada. Portanto, aqui se faz a comparação da rejeição aos distúrbios $w(k)$ e $\nu_i(k)$, na entrada e na saída interna da planta, respectivamente.

4.1.1 Configurações de controle para comparação

Inicialmente, a configuração de controle em malha única é mostrada na Figura 29, a qual opera com seu controlador ideal $C_d(z)$ e com realimentação unitária. Nesse caso, o processo $G(z)$, que representa o conversor, pode ser fatorado de forma que $G(z) = G_i(z)G_e(z)$, sendo que $G_i(z)$ e $G_e(z)$ estão localizados nas malhas interna e externa, respectivamente, e produzem as saídas $y_i(k)$ e $y_e(k)$. Traçando aqui um paralelo com os modelos dos conversores abordados, $G(z)$ seria o sistema discreto equivalente do modelo $G_{vd}(s)$, enquanto $G_i(z)$ e $G_e(z)$ são os sistemas discretos

equivalentes dos modelos $G_{id}(s)$ e $G_{vi}(s)$, respectivamente.

Figura 29 – Diagrama de blocos da configuração de controle em malha única para a análise de sensibilidade.



Fonte: do autor.

Neste caso, a função de sensibilidade complementar é dada por

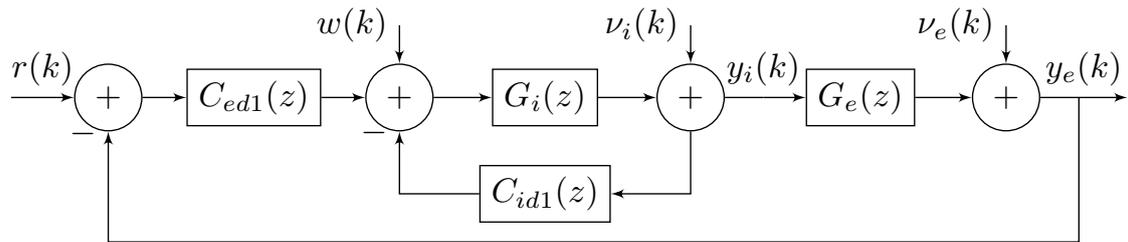
$$T_d(z) = \frac{C_d(z)G_i(z)G_e(z)}{1 + C_d(z)G_i(z)G_e(z)}. \quad (108)$$

Rearranjando os termos, tem-se

$$C_d(z)G_i(z)G_e(z) = \frac{T_d(z)}{1 - T_d(z)}. \quad (109)$$

Para a malha cascata 1, tem-se o diagrama de blocos da Figura 30, no qual são utilizados dois controladores: $C_{id1}(z) \neq 0$ na malha interna, alocado no ramo de realimentação, e $C_{ed1}(z)$ na malha externa. Perceba que o uso de $C_{id1}(z) = 0$ retoma a configuração de controle de malha única.

Figura 30 – Diagrama de blocos da configuração da malha cascata 1 para a análise de sensibilidade.



Fonte: do autor.

Para essa configuração, tem-se que a função sensibilidade complementar é

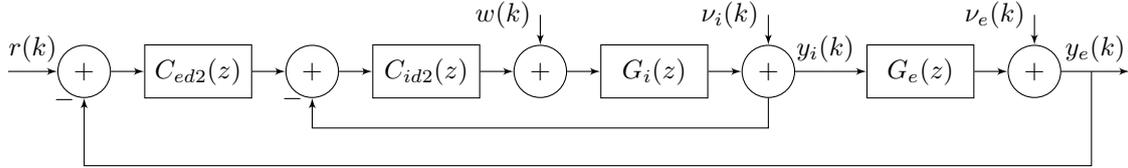
$$T_d(z) = \frac{C_{ed1}(z)G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id1}(z)G_i(z) + C_{ed1}(z)G_i(z)G_e(z)} = \frac{C_{ed1}(z)\frac{G_i(z)}{1+C_{id1}(z)G_i(z)}G_e(z)}{1 + C_{ed1}(z)\frac{G_i(z)}{1+C_{id1}(z)G_i(z)}G_e(z)} \quad (110)$$

e que, reescrita, leva à relação

$$\frac{C_{ed1}(z)G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id1}(z)G_i(z)} = \frac{T_d(z)}{1 - T_d(z)}. \quad (111)$$

A configuração da malha cascata 2 é mostrada na Figura 31, a qual opera com os controladores $C_{id2}(z)$ e $C_{ed2}(z)$ nas malha interna e externa, respectivamente, cuja diferença principal em relação à malha cascata 1 é o posicionamento do controlador $C_{id2}(z)$ no caminho direto da malha interna.

Figura 31 – Diagrama de blocos da configuração da malha cascata 2 para a análise de sensibilidade.



Fonte: do autor.

Nesse caso, a função de sensibilidade complementar é

$$T_d(z) = \frac{C_{ed2}(z)C_{id2}(z)G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id2}(z)G_i(z) + C_{ed2}(z)C_{id2}(z)G_i(z)G_e(z)}, \quad (112)$$

que pode ser reescrita na forma

$$\frac{T_d(z)}{1 - T_d(z)} = \frac{C_{ed2}(z)C_{id2}(z)G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id2}(z)G_i(z)}. \quad (113)$$

4.1.2 Relação entre as sensibilidades aos distúrbios nas diferentes configurações de controle

Supondo que $T_d(z)$ seja a mesma para todas as configurações de controle, tem-se que (109) e (111) são equivalentes, resultando em

$$\frac{C_{ed1}(z)G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id1}(z)G_i(z)} = C_d(z)G_i(z)G_e(z),$$

fornecendo, assim, uma relação entre os controladores ideais, descrita por

$$C_{ed1}(z) = C_d(z)(1 + C_{id1}(z)G_i(z)). \quad (114)$$

Para o caso de malha única, a sensibilidade a distúrbios na entrada $Q_{w0}(z)$ de $w(k)$ para $y_e(k)$ é dada por

$$Q_{w0}(z) = \frac{G_i(z)G_e(z)}{1 + C_d(z)G_i(z)G_e(z)} = \frac{T_d(z)}{C_d(z)}, \quad (115)$$

enquanto, na malha cascata 1, tal sensibilidade, descrita por $Q_{w1}(z)$, é

$$Q_{w1}(z) = \frac{G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id1}(z)G_i(z) + C_{ed1}(z)G_i(z)G_e(z)} = \frac{T_d(z)}{C_{ed1}(z)}. \quad (116)$$

Comparando (115) e (116), segue que

$$Q_{w1}(z) = \frac{Q_{w0}(z)C_d(z)}{C_{ed1}(z)}. \quad (117)$$

Substituindo (114) em (117)

$$Q_{w1}(z) = \frac{Q_{w0}(z)}{1 + C_{id1}(z)G_i(z)}. \quad (118)$$

Logo, se

$$|1 + C_{id1}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})| > 1. \quad (119)$$

verifica-se que

$$|Q_{w1}(e^{j\Omega})| < |Q_{w0}(e^{j\Omega})|. \quad (120)$$

Em suma, se a restrição $|1 + C_{id1}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})| > 1$ é satisfeita para um dado Ω , garante-se que a malha cascata 1 possui menor sensibilidade aos distúrbios na entrada $w(k)$.

Uma análise similar pode ser feita comparando-se as configurações de malha única com a malha cascata 2. Definindo a função de sensibilidade $Q_{w2}(z)$ do distúrbio $w(k)$ para a saída $y_e(k)$

$$Q_{w2}(z) = \frac{G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id2}(z)G_i(z) + C_{ed2}(z)C_{id2}(z)G_i(z)G_e(z)} = \frac{T_d(z)}{C_{ed2}(z)C_{id2}(z)}. \quad (121)$$

e comparando (113) e (109), tem-se

$$\begin{aligned} \frac{C_{ed2}(z)C_{id2}(z)G_i(z)G_e(z)}{1 + C_{id2}(z)G_i(z)} &= C_d(z)G_i(z)G_e(z) \\ \Leftrightarrow C_{ed2}(z)C_{id2}(z) &= C_d(z)(1 + C_{id2}(z)G_i(z)) \end{aligned} \quad (122)$$

Analisando as relações (115) e (121), segue que

$$Q_{w2}(z) = \frac{Q_{w0}(z)C_d(z)}{C_{ed2}(z)C_{id2}(z)} \quad (123)$$

e usando (122) em (123), obtém-se

$$Q_{w2}(z) = \frac{Q_{w0}(z)}{(1 + C_{id2}(z)G_i(z))}. \quad (124)$$

Assumindo que a malha interna possua um comportamento próximo do desejado, de forma que $T_{id}(z) = C_{id2}(z)G_i(z)(1 + C_{id2}(z)G_i(z))^{-1}$, então

$$\frac{C_{id2}(z)G_i(z)}{T_{id}(z)} = 1 + C_{id2}(z)G_i(z) = \frac{1}{1 - T_{id}(z)}. \quad (125)$$

Logo, no caso em que

$$|1 + C_{id2}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})| = \frac{1}{|1 - T_{id}(e^{j\Omega})|} = \frac{|C_{id2}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})|}{|T_{id}(e^{j\Omega})|} > 1 \quad (126)$$

verifica-se, em (124), que

$$|Q_{w2}(e^{j\Omega})| < |Q_{w0}(e^{j\Omega})|. \quad (127)$$

Considerando, então, as configurações de controle em malha única e da malha cascata 2, operando com seus respectivos controladores ideais $C_d(z)$ e $\{C_{ed2}(z), C_{id2}(z)\}$, e também que o controlador da malha interna $C_{id2}(z)$ leva a um comportamento desejado $T_{id}(z)$ para a malha interna. Se a relação $|1 + C_{id2}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})| = \frac{|C_{id2}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})|}{|T_{id}(e^{j\Omega})|} = \frac{1}{|1 - T_{id}(e^{j\Omega})|} > 1$ é satisfeita para um dado Ω , então tem-se uma melhor rejeição aos distúrbios $w(k)$ a partir da utilização da malha cascata 2, em relação à malha única.

Finalmente, podem-se comparar ambas as malhas em cascata 1 e 2. A partir de (116) e (121), sabe-se que

$$Q_{w2}(z) = \frac{Q_{w1}(z)C_{ed1}(z)}{C_{ed2}(z)C_{id2}(z)}. \quad (128)$$

Substituindo (114) e (122) em (128), segue que

$$Q_{w2}(z) = \frac{Q_{w1}(z)(1 + C_{id1}(z)G_i(z))}{(1 + C_{id2}(z)G_i(z))}. \quad (129)$$

Dessa forma, a relação entre a rejeição de distúrbios para as duas configurações de malha cascata depende dos controladores $C_{id1}(z)$ e $C_{id2}(z)$. Particularmente, tem-se $|Q_{w2}(e^{j\Omega})| < |Q_{w1}(e^{j\Omega})|$ se $|1 + C_{id2}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})| > |1 + C_{id1}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})|$ para uma dada frequência Ω .

Finalmente, a partir dos resultados anteriores, pode-se estabelecer uma relação entre as funções de sensibilidade, especialmente a partir de (117) e (123), que leva a

$$Q_{w0}(z)C_d(z) = Q_{w1}(z)C_{ed1}(z) = Q_{w2}(z)C_{ed1}(z)C_{ed2}(z). \quad (130)$$

Pode-se realizar também uma análise da sensibilidade da saída $y_e(k)$ em função de distúrbios na saída interna $\nu_i(k)$. Analisando as diferentes configurações de controle, obtêm-se as funções de sensibilidade para a estrutura de malha única, malha cascata 1 e malha cascata 2 como sendo, respectivamente,

$$\begin{aligned} S_{ei0}(z) &= \frac{G_e(z)}{1 + C_d(z)G_i(z)G_e(z)} \\ S_{ei1}(z) &= \frac{G_e(z)}{1 + C_{id1}(z)G_i(z) + C_{ed1}(z)G_i(z)G_e(z)} \\ S_{ei2}(z) &= \frac{G_e(z)}{1 + C_{id2}(z)G_i(z) + C_{ed2}(z)C_{id2}(z)G_i(z)G_e(z)}. \end{aligned} \quad (131)$$

Dessa forma, tem-se

$$\begin{aligned} S_{ei0}(z) &= \frac{T_d(z)}{C_d(z)G_i(z)} \\ S_{ei1}(z) &= \frac{T_d(z)}{C_{ed1}(z)G_i(z)} \\ S_{ei2}(z) &= \frac{T_d(z)}{C_{ed2}(z)C_{id2}(z)G_i(z)} \end{aligned} \quad (132)$$

que leva à relação

$$S_{ei0}(z)C_d(z) = S_{ei1}(z)C_{ed1}(z) = S_{ei2}(z)C_{ed1}(z)C_{ed2}(z), \quad (133)$$

a qual tem exatamente o mesmo padrão da relação obtida em (130) para as funções de sensibilidade aos distúrbios $w(k)$.

Em outras palavras, uma vez que as funções de sensibilidade para distúrbios em $w(k)$ e $\nu_i(k)$ são as mesmas, ao garantir uma melhor rejeição para distúrbios na entrada $w(k)$, tem-se automaticamente também uma melhor rejeição para distúrbios na saída interna $y_i(k)$.

Em síntese, tem-se que o atendimento das restrições $|1 + C_{id1}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})| > 1$ e $|1 + C_{id2}(e^{j\Omega})G_i(e^{j\Omega})| > 1$ para um conjunto de frequências $R_{S\omega}$ garante uma melhor rejeição a distúrbios de $w(k)$ e $\nu_i(k)$ para $y_e(k)$ nessa mesma região $R_{S\omega}$. Em um exemplo prático, considerando perturbações do tipo degrau, cujo espectro esteja concentrado em baixas frequências, fazendo $|1 + C_{id1}(1)G_i(1)| > 1$ e/ou $|1 + C_{id2}(1)G_i(1)| > 1$, tem-se uma melhora na rejeição desses distúrbios. Inclusive, estes são os tipos mais comuns de perturbação no contexto dos conversores cc-cc. Tais condições podem ser satisfeitas, por exemplo, com qualquer controlador cujo ganho em $\Omega = 0$ seja positivo, de forma que em $C_{id1}(1) > 0$ e $C_{id2}(1) > 0$, dado que a dinâmica de corrente $G_i(z)$ da classe de conversores aqui considerada é de fase mínima e, conseqüentemente, $G_i(1) > 0$ (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

A fim de demonstrar o potencial da aplicação das malhas em cascata visando ao aprimoramento na rejeição de distúrbios nos conversores cc-cc, são apresentadas na sequência as contribuições relativas às soluções de controle com configuração em cascata projetadas através do VRFT.

4.2 Método da Referência Virtual para malha cascata 1 – controlador interno no caminho de realimentação

Conforme já abordado na Seção 2.6.1, uma metodologia baseada em dois experimentos e dois modelos de referência foi proposta em CORLETA *et al.* (2016), de forma a realizar o projeto independentemente dos controladores das malhas interna e externa, $C_i(z, \rho_i)$ e $C_e(z, \rho_e)$, respectivamente.

Na sequência, uma adaptação do método VRFT para a malha cascata 1 é apresentada, na qual se necessita apenas de um conjunto de dados da planta e da definição de um único modelo de referência $T_d(z)$ de $r(k)$ para $y_e(k)$.

O diagrama de blocos que ilustra essa proposta baseada no sinal de referência virtual é apresentado na Figura 32, o qual é similar ao apresentado na Figura 7, sendo que a única diferença entre eles reside na ação de controle $-C_i(z, \rho_i)y_i(k)$ que é adicionada à entrada da planta. Perceba aqui que o uso de um controlador

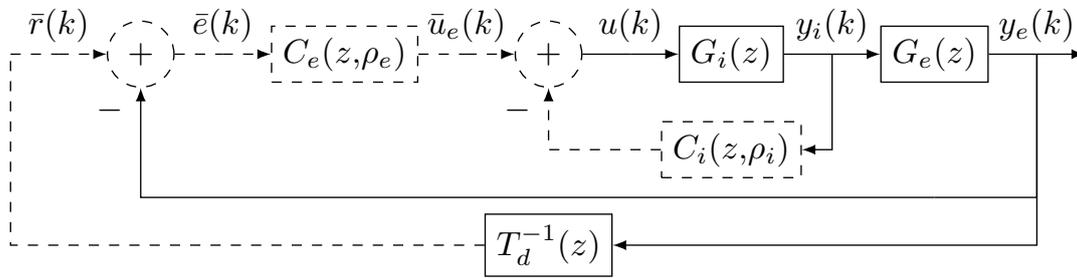
$C_i(z, \rho_i) = 0$ retoma o caso da malha única. A partir desse diagrama de blocos, pode-se escrever o sinal de controle como

$$u(k) = C_e(z, \rho_e)\bar{e}(k) - C_i(z, \rho_i)y_i(k), \quad (134)$$

que pode ser usado para definir, de forma análoga ao VRFT para única malha, o seguinte problema de otimização:

$$J_1^{VR}(\rho) = \|L(z)[u(k) - C_e(z, \rho_e)\bar{e}(k) + C_i(z, \rho_i)y_i(k)]\|_2^2. \quad (135)$$

Figura 32 – Diagrama de blocos para o Método da Referência Virtual considerando a Malha Cascata 1.



Fonte: Adaptado de (REMES *et al.*, 2021b).

Assim como para o VRFT, considera-se, neste trabalho, que os controladores são linearmente parametrizados, de forma que $C_e(z, \rho_e) = \rho_e^T \bar{C}_e(z)$ e $C_i(z, \rho_i) = \rho_i^T \bar{C}_i(z)$, onde $\rho_e \in \mathbb{R}^{p_e}$, $\rho_i \in \mathbb{R}^{p_i}$ são os vetores de parâmetros e $\bar{C}_e(z)$, $\bar{C}_i(z)$ são os vetores de funções de transferência com dimensões p_e e p_i , respectivamente. Dessa forma, é possível reescrever (134) como

$$u(k) = \rho_e^T \bar{C}_e(z) (T_d^{-1}(z) - 1) y_e(k) - \rho_i^T \bar{C}_i(z) y_i(k). \quad (136)$$

Definido um novo vetor de parâmetros $\rho \in \mathbb{R}^p$ e seu respectivo vetor regressor $\varphi(k)$ na forma

$$\begin{cases} \rho = \begin{bmatrix} \rho_e^T & \rho_i^T \end{bmatrix}^T, \\ \varphi(k) = \begin{bmatrix} \bar{C}_e(z) (T_d^{-1}(z) - 1) y_e(k) & -\bar{C}_i(z) y_i(k) \end{bmatrix}^T, \end{cases}$$

pode-se, então, reescrever $J_1^{VR}(\rho)$ em função de ρ e $\varphi(k)$, conforme:

$$\min_{\rho} J_1^{VR}(\rho) = \|L(z)[u(k) - \rho^T \varphi(k)]\|_2^2. \quad (137)$$

No caso em que a convergência do método é atingida com $\hat{\rho}_i = 0$, retornando essa solução à configuração de malha única, restrições poderiam ser adicionadas ao problema de otimização (137), e.g. $\rho_i \geq \rho_{i.min}$, para que fosse satisfeita a condição de

rejeição a distúrbios $|1 + C_i(e^{j\Omega}, \rho_i)G_i(e^{j\Omega})| > 1$ para uma frequência particular Ω , ou, então, mudar a classe de controlador da malha externa para uma mais simples. Nesse último caso, no qual o controlador da malha externa é subparametrizado, não se pode atingir o controlador ideal $C_{ed}(z)$ com $C(z, \rho_i) = 0$ e, por consequência, tem-se uma solução ρ_i não nula.

Na sequência, a formulação do filtro que aproxima os mínimos das funções custo em (137) e (34) para o caso da malha cascata 1 com a classe de controladores subparametrizados é apresentada.

4.2.1 Formulação do filtro para a malha cascata 1

O procedimento para obtenção do filtro $L(z)$ baseia-se na aplicação do Teorema de Parseval em ambas as funções custo (137) e (34) e, então, define-se $|L(e^{j\Omega})|^2$ de forma que ambos os custos sejam o mais próximo possível (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002; BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011). Aplicando o Teorema de Parseval em (34) leva a:

$$J^{MR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |T(\rho) - T_d|^2 \phi_r d\Omega, \quad (138)$$

com $\Omega \in [-\pi, \pi]$. Nesta seção, a dependência de $e^{j\Omega}$ é omitida por simplicidade. Reescrevendo o integrando de (138) como sendo

$$\begin{aligned} & \left| \frac{C_e(\rho_e)G_iG_e}{1 + C_i(\rho_i)G_i + C_e(\rho_e)G_iG_e} - \frac{C_{ed}G_iG_e}{1 + C_i(\rho_i)G_i + C_{ed}G_iG_e} \right|^2 \phi_r \\ &= \frac{|1 + C_i(\rho_i)G_i|^2 |C_{ed} - C_e(\rho_e)|^2 |G_iG_e|^2 \phi_r}{|1 + C_i(\rho_i)G_i + C_{ed}G_iG_e|^2 |1 + C_i(\rho_i)G_i + C_e(\rho_e)G_iG_e|^2}, \end{aligned}$$

observa-se que $J^{MR}(\rho) = 0$ se $C_{ed}(z) = C_e(z, \rho_e)$, independentemente de $C_i(z, \rho_i)$. Agora, aplicando o Teorema de Parseval em (137), tem-se que

$$J_1^{VR}(\rho) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |L[1 - C_e(\rho_e) [T_d^{-1} - 1] G_iG_e + C_i(\rho_i)G_i]|^2 \phi_u d\Omega, \quad (139)$$

de forma que o integrando de (139) pode ser reescrito como

$$\begin{aligned} & |L|^2 \left| 1 + C_i(\rho_i)G_i + C_e(\rho_e)G_iG_e - \frac{C_e(\rho_e)G_iG_e}{T_d} \right|^2 \phi_u \\ &= |L|^2 \frac{|1 + C_i(\rho_i)G_i|^2 |C_{ed} - C_e(\rho_e)|^2}{|C_{ed}|^2} \phi_u. \end{aligned} \quad (140)$$

A partir de (140), pode-se perceber que o uso de um controlador $C_e(z, \rho_e)$ parametrizado da mesma forma que o seu respectivo par ideal leva a uma solução $J_1^{VR}(\rho)$ que corresponde a $C_{ed}(z, \rho_e)$ e que, por sua vez, também acarreta $J^{MR}(\rho) = 0$. Porém, no caso em que a classe de controladores é subparametrizada, o filtro $L(z)$ é

escolhido de forma que os integrandos de (138) e (139) sejam os mesmos, resultando em

$$|L|^2 = \frac{|T_d|^2}{|1 + C_i(\rho_i)G_i + C_e(\rho_e)G_iG_e|^2} \frac{\phi_r}{\phi_u}. \quad (141)$$

Agora, definindo

$$S_i(\rho_i) = \frac{1}{1 + C_i(\rho_i)G_i}, \quad (142)$$

pode-se escrever (141):

$$|L|^2 = \frac{|T_d|^2 |S_i(\rho_i)|^2}{|1 + C_e(\rho_e)S_i(\rho_i)G_iG_e|^2} \frac{\phi_r}{\phi_u}. \quad (143)$$

Uma vez que

$$1 - T(\rho) = \frac{1}{1 + C_e(\rho_e)S_i(\rho_i)G_iG_e},$$

pode-se concluir que o filtro $L(z)$ deve satisfazer

$$|L(e^{j\Omega})|^2 = |S_i(e^{j\Omega}, \rho_i)|^2 |T_d(e^{j\Omega})|^2 |1 - T(e^{j\Omega}, \rho)|^2 \frac{\phi_r(e^{j\Omega})}{\phi_u(e^{j\Omega})}, \quad \forall \Omega \in (-\pi, \pi). \quad (144)$$

Da mesma forma que na formulação do VRFT para malha única, esse filtro não é implementável, uma vez que depende das funções de transferência desconhecidas $S_i(e^{j\Omega}, \rho_i)$ e $T(e^{j\Omega}, \rho)$. Porém, de forma análoga ao que é feito no VRFT para malha única, pode-se considerar a aproximação $T(e^{j\Omega}, \rho) \approx T_d(e^{j\Omega})$ assim como em (CAMPI; LECCHINI; SAVARESI, 2002; BAZANELLA; CAMPESTRINI; ECKHARD, 2011), ainda restando desconhecida a parcela $S_i(e^{j\Omega}, \rho_i)$, uma vez que não há definição de um modelo para a malha interna. Nesse caso, um filtro implementável é dado por:

$$|L(e^{j\Omega})|^2 = |\hat{S}_i(e^{j\Omega}, \rho_i)|^2 |T_d(e^{j\Omega})|^2 |1 - T_d(e^{j\Omega})|^2 \frac{\phi_r(e^{j\Omega})}{\phi_u(e^{j\Omega})}, \quad \forall \Omega \in (-\pi, \pi), \quad (145)$$

sendo que a identificação de $\hat{S}_i(e^{j\Omega}, \rho_i)$ é necessária. Nesse caso, pode-se aplicar um procedimento sequencial:

- i. Minimizar (137), com $L(z)$ definido de acordo com (145) usando uma dada condição inicial $\hat{S}_i(z, \rho_i)$. Se nenhuma condição inicial é dada, pode-se considerar $\hat{S}_i(z, \hat{\rho}_i) = 1$, o que é equivalente ao caso em que $\hat{\rho}_i = 0$.
- ii. Criar um sinal $u_e(k, \hat{\rho}_i) = u(k) + C(z, \hat{\rho}_i)y_i(k)$ a partir do vetor $\hat{\rho}_i$ identificado no Passo i (ou Passo iii). Logo, $S_i(z, \rho_i)$ pode ser identificado a partir da relação $u(k) = S_i(z, \rho_i)u_e(k, \hat{\rho}_i)$.
- iii. Minimizar (137) com $L(z)$ definido de acordo com (145), usando a função de transferência identificada $\hat{S}_i(z, \hat{\rho}_i)$ no passo anterior e encontrar uma nova solução ρ . Se necessário, repetir os Passos ii e iii até atingir convergência.

4.3 Método da Referência Virtual para malha cascata 2 – controlador interno no caminho direto

Assim como na proposta de CORLETA *et al.* (2016) para a malha cascata 1, a proposta de JENG; YEH (2017) considera a aplicação do VRFT de maneira sequencial, obtendo os controladores das malhas interna e externa através da solução de dois problemas de otimização distintos, também se utilizando de dois modelos de referência, mas a partir de um único conjunto de dados. Tal solução foi abordada na Seção 2.6.2. Porém, no trabalho de JENG; YEH (2017), não foi considerada a aplicação em sistemas que possuem zeros de fase não mínima. Outro ponto importante é que o filtro que aproxima os mínimos das funções $J^{MR}(\rho)$ e $J^{VR}(\rho)$, aqui convencionado como $L_e(z)$, não é avaliado. Logo, na sequência, é feita a formulação do filtro $L_e(z)$ utilizado para aplicação do método VRFT na configuração da malha cascata 2. Posteriormente, tem-se a aplicação dessa metodologia no controle de tensão de conversores cc-cc, em que zeros de FNM podem estar presentes.

4.3.1 Formulação do filtro para a malha cascata 2

Considera-se aqui que o controlador da malha interna $C_i(z, \rho_i)$ já tenha sido identificado, levando a um sistema em malha fechada em função de $T_i(z, \hat{\rho}_i)$, cujo modelo de referência da malha externa pode ser descrito por

$$T_d(z) = \frac{C_{ed}(z)T_i(z, \hat{\rho}_i)G_e(z)}{1 + C_{ed}(z)T_i(z, \hat{\rho}_i)G_e(z)}, \quad (146)$$

sendo que $C_{ed}(z)$ é o controlador ideal da malha externa. Substituindo (33) e (146) em (138), obtém-se

$$J^{MR}(\rho_e) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|G_e|^2 |T_i(\hat{\rho}_i)|^2 |C_{ed} - C_e(\rho_e)|^2}{|1 + C_{ed}T_i(\hat{\rho}_i)G_e|^2 |1 + C_e(\rho_e)T_i(\hat{\rho}_i)G_e|^2} \phi_r d\Omega, \quad (147)$$

onde a dependência de $e^{j\Omega}$ foi omitida por simplicidade. Aplicando o Teorema de Parseval em (147), segue que

$$\begin{aligned} J_e^{VR}(\rho_e) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |L_e [1 - C_e(\rho_e)(T_d^{-1} - 1)T_i(\hat{\rho}_i)G_e]|^2 \phi_{r_i} d\Omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{|L_e|^2 |G_e|^2 |T_i(\hat{\rho}_i)|^2 |C_{ed} - C_e(\rho_e)|^2}{|C_{ed}T_i(\hat{\rho}_i)G_e|^2} \phi_{r_i} d\Omega. \end{aligned} \quad (148)$$

Note que ambos os custos são nulos quando $C_{ed}(z) = C_e(z, \rho_e)$. Dessa forma, quando o controlador ideal pertence à classe de controladores escolhida, o método VRFT é capaz de identificá-lo. Quando esse não é o caso, então o filtro $L_e(z)$ é escolhido para aproximar os mínimos dos diferentes critérios de desempenho. O filtro que atinge tal objetivo é dado por

$$|L_e|^2 = \frac{|C_{ed}T_i(\hat{\rho}_i)G_e|^2}{|1 + C_{ed}T_i(\hat{\rho}_i)G_e|^2 |1 + C_e(\rho_e)T_i(\hat{\rho}_i)G_e|^2} \frac{\phi_r}{\phi_{r_i}}. \quad (149)$$

A partir de (55), tem-se que

$$\phi_{r_i} = |C_i^{-1}(\hat{\rho}_i) + G_i|^2 \phi_u = \frac{|1 + C_i(\hat{\rho}_i)G_i|^2}{|C_i(\hat{\rho}_i)|^2} \phi_u = \frac{\phi_u}{|S_i(\hat{\rho}_i)C_i(\hat{\rho}_i)|^2}. \quad (150)$$

Substituindo (150) em (149) e realizando algumas manipulações, obtém-se

$$|L_e|^2 = |C_i(\hat{\rho}_i)|^2 |1 - T_i(\hat{\rho}_i)|^2 |T_d|^2 |1 - T(\rho_e)|^2 \frac{\phi_r}{\phi_u}, \quad \forall \Omega \in (-\pi, \pi), \quad (151)$$

o qual não é implementável devido às funções de transferência $T_i(\hat{\rho}_i)$ e $T(\rho_e)$, que são desconhecidas. Porém, considerando as aproximações $T_i(\hat{\rho}_i) \approx T_{id}$ e $T(\rho_e) \approx T_d$, pode-se obter um filtro implementável $L_e(e^{j\Omega})$, o qual deve atender à condição:

$$|L_e(e^{j\Omega})|^2 = |C_i(e^{j\Omega}, \hat{\rho}_i)|^2 |1 - T_{id}(e^{j\Omega})|^2 |T_d(e^{j\Omega})|^2 |1 - T_d(e^{j\Omega})|^2 \frac{\phi_r(e^{j\Omega})}{\phi_u(e^{j\Omega})}. \quad (152)$$

Uma vez abordadas as contribuições deste trabalho acerca das malhas em cascata consideradas, segue-se para as contribuições relativas à aplicação dessas metodologias aos conversores cc-cc.

4.4 Projeto de controladores em cascata via VRFT aplicado aos conversores CC-CC

Conhecidas as soluções de projeto de controladores para as malhas em cascata através do VRFT e suas extensões propostas neste trabalho, será abordada na sequência a sistematização dessas metodologias de controle considerando as particularidades dos conversores cc-cc, no âmbito de seu controle de tensão. Assim como no caso dos controladores de malha única, são discutidas as diretrizes necessárias à escolha da classe de controladores, para a coleta de dados, à definição do(s) modelo(s) de referência e inicialização dos algoritmos. Ao longo deste capítulo, as funções de transferência da malha interna $G_i(z)$ e da malha externa $G_e(z)$ possuem relação com os sistemas discretos equivalentes das funções de transferência $G_{id}(s)$ e $G_{vi}(s)$, respectivamente, descritas no Capítulo 2 (ver, e.g., relações (13) e (14) para o caso do conversor *boost*).

4.4.1 Escolha da classe de controladores para as malhas em cascata

Assim como no caso de malha única, deseja-se erro nulo em regime permanente (KAZIMIERCZUK, 2016), o que torna necessária a ação integrativa para os controladores da malha externa (FRANCIS; WONHAM, 1976; REMES *et al.*, 2021a). Novamente, ações de controle proporcional e derivativa são incluídas visando melhor desempenho transitório. Logo, considera-se na malha externa o uso de controladores

PID:

$$C_e(z, \rho_e) = \rho_e^T \bar{C}_e(z) \begin{bmatrix} k_{pe} & k_{ie} & k_{de} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z-1} \\ \frac{z-1}{z-p_{ce}} \end{bmatrix}, \quad (153)$$

sendo p_{ce} um polo derivativo de alta frequência pré-fixado, estando ainda nessa estrutura inclusos os subtipos P e PI.

No caso da malha interna, duas situações podem ocorrer: i) quando se necessita de erro nulo em regime permanente também na malha interna, para realizar o controle da corrente dos conversores, como é o caso de carregadores de baterias com protocolo de carga *constant-current constant-voltage* CC-CV (HUSSEIN; BARTARSEH, 2011; RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013); ii) quando algum erro em regime permanente é aceitável. No primeiro caso, sugere-se o uso de uma ação de controle integral sobre o sinal de erro da malha interna, $e_i(k) = r_i(k) - y_i(k)$, algo que é atingível com o uso da malha cascata 2. Caso contrário, ambas as configurações de controle são passíveis de serem usadas, sendo que a malha cascata 1 tem como vantagem uma menor complexidade do problema de otimização e obtenção da sua solução (REMES *et al.*, 2021b). Salienta-se que, no caso da malha cascata 1, o uso de um controlador proporcional acarreta uma série de características desejáveis em relação à escolha do modelo de referência, conforme será abordado na Seção 4.4.3.1.

A partir dessas considerações, para a malha cascata 1, define-se para a malha interna uma estrutura de controle do tipo proporcional

$$C_{i1}(z, \rho_{i1}) = \rho_{i1} = k_{pi}, \quad (154)$$

de forma a facilitar a escolha do modelo de referência. No caso da malha cascata 2, podem-se utilizar controladores do tipo PID (ou seus subtipos P ou PI)

$$C_{i2}(z, \rho_{i2}) = \rho_{i2}^T \bar{C}_i(z) = \begin{bmatrix} k_{pi} & k_{ii} & k_{di} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z-1} \\ \frac{z-1}{z-p_{ci}} \end{bmatrix}, \quad (155)$$

onde p_{ci} é um polo derivativo pré-fixado.

4.4.2 Experimento para coleta de dados

O experimento para coleta de dados segue o mesmo princípio já adotado para o caso de projeto em malha única: aplicam-se variações de pequenos sinais na referência da malha externa $\tilde{r}(k)$, ao redor do valor de tensão nominal V_o e evitando-se perturbações, de modo que é feita a coleta do conjunto de dados $\{\tilde{d}(k), \tilde{i}_L(k), \tilde{v}_o(k)\}_{k=1}^{2N}$ ao redor do ponto de equilíbrio (D, I_L, V_o) . O sinal $\tilde{r}(k)$ deve ter $p + m$ componentes espectrais não nulas para garantir persistência de excitação (LJUNG, 1987), permitindo, novamente, o uso de uma onda quadrada. Por fim, assumindo que o

conjunto de dados é suficientemente grande, podem-se dividir as $2N$ amostras em dois conjuntos de dados de tamanho N , sendo um deles utilizado como variável instrumental, assim como já abordado na Seção 3.1.1.

Considerando que a coleta de dados é realizada através de um experimento em malha fechada com um controlador inicial, pode-se utilizar para tal apenas um controlador proporcional na malha externa com ganho $k_{p0} < 1/G_{d0}$, assim como no caso de malha única da Seção 3.1.1, permitindo também a estimação do tempo de acomodação de malha aberta t_{so} a partir do tempo de acomodação em malha fechada t_{sc} .

Note que todo o processo de coleta de dados é similar ao caso de projeto do controlador em malha única, sendo que as principais diferenças são: i) a corrente do conversor $i_L(k)$ também deve ser coletada; ii) o ruído em $i_L(k)$ pode afetar a variância da estimativa dos controladores de ambas as malhas.

4.4.3 Definindo os modelos de referência

4.4.3.1 Modelo de referência para a malha cascata 1

A definição do modelo de referência $T_d(z)$ para a malha cascata 1 é impactada pela estrutura do controlador da malha interna, o qual foi definido como um controlador proporcional, de forma que $C_{i1}(z, \rho_i) = k_{pi}$. A escolha dessa estrutura de controle permite uma melhor avaliação da influência do modelo de referência $T_d(z)$ na causalidade e estabilidade interna do controlador ideal da malha externa $C_{ed}(z)$.

Fazendo uma análise da Figura 8, sabe-se que as funções de transferência de malha fechada das malhas interna e externa são, respectivamente:

$$\begin{aligned} T_i(z, \rho_i) &= \frac{y_i(z)}{u_e(z)} = \frac{G_i(z)}{1 + C_i(z, \rho_i)G_i(z)}, \\ T(z, \rho) &= \frac{y_e(z)}{r(z)} = \frac{C_e(z, \rho_e)T_i(z, \rho_i)G_e(z)}{1 + C_e(z, \rho_e)T_i(z, \rho_i)G_e(z)}, \end{aligned} \quad (156)$$

onde $T_i(z, \rho_i)G_e(z)$ é processo equivalente entre a ação de controle produzida por $C_e(z, \rho_e)$ e a saída $y_e(k)$. Ainda, sabe-se que a malha interna $T_i(z, \rho_i)$ pode ser reescrita como

$$T_i(z, \rho_i) = \frac{\frac{nG_i(z)}{dG_i(z)}}{1 + \frac{nC_i(z, \rho_i)nG_i(z)}{dC_i(z)dG_i(z)}} = \frac{nG_i(z)}{dG_i(z) + k_{pi}nG_i(z)}, \quad (157)$$

uma vez que $nC_i(z, \rho_i) = k_{pi}$ e $dC_i(z) = 1$ a partir de (154). Dessa forma, ao selecionar um controlador proporcional, tem-se que $T_i(z, \rho_i)$ irá preservar os mesmos zeros de $G_i(z)$, enquanto altera a localização dos polos de malha fechada, apesar de manter também a mesma quantidade de polos. Isso implica duas características: i) o grau relativo da malha interna é mantido o mesmo da planta $G_i(z)$, i.e., $\Gamma\{T_i(z, \rho_i)\} = \Gamma\{G_i(z)\}$. Conseqüentemente, $\Gamma\{T_i(z, \rho_i)G_e(z)\} = \Gamma\{G_i(z)G_e(z)\} =$

$\Gamma\{G(z)\}$; ii) $T_i(z, \rho_i)$ é um sistema de fase mínima, dado que os zeros de $T_i(z, \rho_i)$ são os mesmos de $G_i(z)$, os quais são de fase mínima para a classe de conversores considerada (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Em suma, tem-se que o processo equivalente $T_i(z, \rho_i)G_e(z)$ tem grau relativo unitário e um zero de FNM possível devido à parcela $G_e(z)$ do processo.

As características da planta equivalente $T_i(z, \rho_i)G_e(z)$ são as mesmas do processo $G_i(z)G_e(z)$. Logo, o modelo de referência para a malha externa $T_d(z, \eta)$ para conversores do tipo *boost* e *buck-boost* pode ser escolhido com a mesma estrutura que no caso de malha única, conforme (71), sendo o polo dominante p_1 dado por (73), λ é o zero de FNM a ser identificado e o ganho K deve atender à restrição (75) para que $T_d(1, \eta) = 1$.

Uma ressalva deve ser feita em relação ao polo não dominante p_2 . Sabe-se que, para um dado polo derivativo p_{ce} no controlador $C_e(z, \rho_e)$, deve-se atender à restrição $p_2 = \frac{\lambda(1+p_{ce}-p_1)+p_{ce}}{\lambda-p_1}$, a qual permite que o controlador ideal pertença à classe de controladores PID (REMES *et al.*, 2021a; GONÇALVES DA SILVA; CAMPESTRINI; BAZANELLA, 2016b; REMES *et al.*, 2021b). Porém, isso pode acarretar o caso em que $\exists C(z, \rho_e) = C_{ed}(z) : C_i(z, \rho_i) = 0$, o que dispensa o uso de um controlador na malha interna para que se possa minimizar o custo (137), implicando $\rho_i = 0$. Tal solução é indesejada quando se objetiva aprimorar a rejeição aos distúrbios (veja (119)). Para que tal situação seja evitada, sugere-se escolher o polo não dominante respeitando as seguintes restrições

$$\begin{cases} 0 < p_2 \leq p_1^4, \\ p_2 \neq \frac{\lambda(1+p_{ce}-p_1)+p_{ce}}{\lambda-p_1}. \end{cases} \quad (158)$$

No caso da classe de controladores PI, pode-se escolher simplesmente $0 < p_2 \leq p_1^4$. Enfatiza-se que isso se aplica às classes de conversores que possuem zero de FNM, como é o caso dos conversores tipo *boost* e tipo *buck-boost* (inclui o conversor SEPIC aqui descrito).

Para o caso de conversores do tipo *buck*, que não possuem zero de FNM, faz-se $\lambda = p_2$ em (71), assim como no caso de projeto de malha única (REMES *et al.*, 2021a).

4.4.3.2 Modelo de referência para a malha cascata 2

Na malha cascata 2, observando a Figura 9, percebe-se que os comportamentos das malhas interna e externa são dados por

$$\begin{aligned} T_i(z, \rho_i) &= \frac{y_i(z)}{r_i(z)} = \frac{C_i(z, \rho_i)G_i(z)}{1 + C_i(z, \rho_i)G_i(z)}, \\ T(z, \rho) &= \frac{y_e(z)}{r(z)} = \frac{C_e(z, \rho_e)T_i(z, \rho_i)G_e(z)}{1 + C_e(z, \rho_e)T_i(z, \rho_i)G_e(z)}. \end{aligned} \quad (159)$$

Nesse caso, ainda é necessária a definição de modelos de referência para ambas as malhas interna e externa, dados por $T_{id}(z)$ e $T_d(z)$, respectivamente. Novamente, sabendo que a dinâmica de razão cíclica para a corrente, $G_i(z)$, é uma planta com grau relativo 1 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; REMES *et al.*, 2019, 2021a), tem-se que $T_{id}(z)$ pode ser escolhido como um modelo de ordem 1, na forma (REMES *et al.*, 2019)

$$T_{id}(z) = \frac{K_{Ti}}{z - p_{di}}, \quad (160)$$

onde p_{di} é usado para definir o tempo de acomodação desejado (assim como p_1 em (73)) e K_{Ti} depende do objetivo de controle. No caso em que se deseja erro nulo para a corrente, tem-se $T_{id}(1) = 1$, o que leva a $K_{Ti} = 1 - p_{di}$. Caso contrário, $K_{Ti} \neq 1 - p_{di}$ deve ser usado (REMES *et al.*, 2019, 2021b).

Para o modelo de referência da malha externa, deve-se observar, mais uma vez, o modelo equivalente $T_i(z, \rho_i)G_e(z)$ em termos do seu grau relativo e dos seus zeros de FNM, o que pode ser feito a partir de $T_i(z, \rho_i)$. Essa última função de transferência pode ser escrita como

$$T_i(z, \rho_i) = \frac{nC_i(z, \rho_i)nG_i(z)}{dC_i(z)dG_i(z) + nC_i(z, \rho_i)nG_i(z)}, \quad (161)$$

sendo o seu grau relativo dado por

$$\begin{aligned} \Gamma\{T_i(z, \rho_i)\} = & \max\left(\deg\{dC_i(z)\} + \deg\{dG_i(z)\}, \deg\{nC_i(z, \rho_i)\} + \deg\{nG_i(z)\}\right) + \\ & - \deg\{nC_i(z, \rho_i)\} - \deg\{nG_i(z)\}. \end{aligned} \quad (162)$$

Dado que $\Gamma\{G_i(z)\} = 1$ e $\Gamma\{C_i(z, \rho_i)\} = 0$ para qualquer controlador PID e seus subtipos, então $\deg\{dC_i(z)\} + \deg\{dG_i(z)\} > \deg\{nC_i(z, \rho_i)\} + \deg\{nG_i(z)\}$. Aplicando essas considerações em (162), leva a

$$\begin{aligned} \Gamma\{T_i(z, \rho_i)\} = & \deg\{dC_i(z)\} + \deg\{dG_i(z)\} - \deg\{nC_i(z, \rho_i)\} + \deg\{nG_i(z)\} \\ = & \Gamma\{G_i(z)\} + \Gamma\{C_i(z, \rho_i)\} = \Gamma\{G_i(z)\}. \end{aligned} \quad (163)$$

Esse resultado pode ser interpretado da seguinte forma: para qualquer controlador do tipo PID e seus subtipos, o grau relativo de $T_i(z, \rho_i)$ é o mesmo da planta $G_i(z)$, independentemente do vetor de parâmetros ρ_i e do polo derivativo p_{ci} , i.e., tem-se que $\Gamma\{T_i(z, \rho_i)\} = 1$. De forma análoga à malha cascata 1, dado que $G_e(z)$ tem grau relativo 0 e que pode ter um possível zero de FNM, o modelo de referência da malha externa pode ser selecionado da mesma maneira, conforme (71). No caso particular em que $G_e(z)$ é um sistema de fase mínima, faz-se novamente $\lambda = p_2$.

4.4.4 Inicialização do Algoritmo

No caso dos conversores tipo *boost* e *buck-boost* (nos quais se inclui o conversor SEPIC), assim como no caso de malha única, deve-se utilizar o critério flexível por

conta da presença do zero de FNM, o que implica o uso da solução iterativa do problema dada em (45). Dessa forma, são requeridas nesse caso também condições para inicialização do algoritmo. Para o valor inicial $\hat{\eta}_0$, basta que este seja escolhido de forma que $\hat{\lambda}_0 > 1$, assim como no caso de malha única. Porém, a inicialização de $\hat{\rho}_0$ pode apresentar restrições diferentes, conforme é mostrado na sequência.

Avaliando inicialmente a malha cascata 1 a partir da Figura 8, juntamente com a lei de controle definida em (136), pode-se inferir que, fazendo $C_i(z, \hat{\rho}_{i0}) = 0$, leva-se ao caso particular de controle com malha única. Logo, pode-se inicializar a malha externa com um controlador proporcional $C_e(z, \hat{\rho}_{e0}) = k_{pe0} < 1/G_{d0}$, sendo esse limite o mesmo que pode ser adotado para a realização do experimento de coleta de dados.

No caso da malha cascata 2, a solução obtida via VRFT depende da solução de dois problemas de otimização diferentes, sendo que somente o problema (54) requer o uso do critério flexível e, conseqüentemente, um valor inicial para ρ_e . Porém, note que, em (54), o sinal $r_i(k)$ é construído a partir de uma estimativa na qual $\hat{\rho}_i \neq 0$, fazendo necessária a consideração da malha interna na avaliação da inicialização do algoritmo. Em outras palavras, $C_e(z, \rho_e)$ é aplicado ao processo compensado $T_i(z, \rho_i)G_e(z)$, e um dado ganho proporcional em ρ_{e0} deve garantir estabilidade a esse processo. Para obter tal ganho, assume-se que a malha interna possui dinâmica suficientemente próxima da desejada, i.e., $T_i(z, \rho_i) \approx T_{id}(z)$. Ainda, considera-se que o sistema em tempo discreto opera com período de amostragem suficientemente pequeno, podendo ser aproximado pelo seu equivalente em tempo contínuo. A partir dessas definições, sabe-se que o sistema em malha fechada dado em (160) pode ser representado por

$$T_{id}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{di}}}, p_{di} = e^{-\omega_{di}T_a}. \quad (164)$$

Considerando o teorema do ganho pequeno (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), um possível controlador proporcional estabilizante, cujo ganho é dado por k_{pe0} , é aquele que satisfaz à restrição: $\|k_{pe0}T_{id}(s)G_e(s)\|_\infty = |k_{pe0}| \|T_{id}(s)G_e(s)\|_\infty \leq |k_{pe0}| \|T_{id}(s)\|_\infty \|G_e(s)\|_\infty < 1$, onde a propriedade multiplicativa da norma \mathcal{H}_∞ foi aplicada. Dado que (164) possui $|T_{id}(j\omega)| \leq 1, \forall \omega$ por definição, pode-se considerar a desigualdade $|k_{pe0}| \|T_{id}(s)\|_\infty \|G_e(s)\|_\infty \leq |k_{pe0}| \|G_e(s)\|_\infty < 1$. Finalmente, assumindo que $k_{pe0} > 0$, segue que

$$k_{pe0} < \frac{1}{\|G_e(s)\|_\infty}, \quad (165)$$

e conseqüentemente, deve-se buscar o maior valor possível de ser encontrado para a norma \mathcal{H}_∞ no contexto dos conversores aqui estudados, que leva à restrição no ganho do controlador proporcional para que este seja estabilizante.

Sabendo que $G_e(s)$ tem apenas um zero e um polo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), então $\|G_e(s)\|_\infty = \max(|G_e(0)|, |G_e(\infty)|)$. Logo, basta um comparativo entre esses dois valores de ganho dentro do contexto dos conversores abordados para que se chegue à restrição do ganho proporcional. Conforme mostrado em ERICKSON; MAKSIMOVIC (2001, p. 470-471), têm-se, para o conversor *boost*, os ganhos $|G_e(0)| = \frac{R_o(1-D)}{2}$ e $|G_e(\infty)| = \frac{L_c}{C_e R_o(1-D)}$ e, para o conversor *buck-boost*, os ganhos $|G_e(0)| = \frac{R_o(1-D)}{(1+D)}$ e $|G_e(\infty)| = \frac{L_c D}{C_e R_o(1-D)}$. Nota-se que os ganhos $|G_e(\infty)|$ de ambos os conversores, nessa forma, dependem de L_c e C_e .

Para eliminar a dependência desses termos, pode-se utilizar do fator de qualidade, que, para ambos os conversores, é dado por

$$Q_0 = R_o(1-D)\sqrt{\frac{C_e}{L_c}}, \quad (166)$$

levando, assim, aos ganhos $|G_e(0)| = \frac{R_o(1-D)}{Q_0^2}$ e $|G_e(\infty)| = \frac{R_o D(1-D)}{Q_0^2}$ para ambas as famílias de conversores do tipo *boost* e *buck-boost*, respectivamente. Por fim, lembrando que $Q_0 = 1/(2\xi_0)$, tem-se os possíveis ganhos $|G_e(0)|$ e $|G_e(\infty)|$ dispostos na Tabela 6, relacionados aos parâmetros D e R_o de um dado ponto de operação e ao coeficiente de amortecimento.

Tabela 6 – Valores característicos de $G_e(s)$

Conversor	$ G_e(0) \Omega$	$ G_e(\infty) \Omega$
<i>Boost</i>	$\frac{R_o(1-D)}{2}$	$4\xi_0^2 R_o(1-D)$
<i>Buck-boost</i>	$\frac{R_o(1-D)}{(1+D)}$	$4\xi_0^2 R_o D(1-D)$

Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001, p. 470-471).

A partir da Tabela 6 e do fato de que $0 \leq D < 1$, pode-se comparar o ganho $|G_e(0)|$ de ambos os conversores, que leva à restrição

$$\frac{R_o(1-D)}{2} < \frac{R_o(1-D)}{(1+D)}, \quad (167)$$

caracterizando, nesse caso, um ganho $|G_e(0)|$ maior para o conversor *buck-boost*. De forma análoga, comparando-se os ganhos $|G_e(\infty)|$ de ambos os conversores, tem-se

$$4\xi_0^2 R_o D(1-D) < 4\xi_0^2 R_o(1-D), \quad (168)$$

levando, assim, a um maior ganho $|G_e(\infty)|$ para o conversor *boost*. Por fim, tem-se o comparativo:

$$\frac{R_o(1-D)}{(1+D)} < 4\xi_0^2 R_o(1-D). \quad (169)$$

Considerando o pior caso entre os possíveis valores de $\|G_e(s)\|_\infty$ para os conversores mencionados e assumindo que $0 \leq \xi_0 < 1$, que é uma suposição válida no

contexto dos conversores cc-cc operando em modo de condução contínua (CCM), tem-se, em (165):

$$\|G_e(s)\|_\infty \leq 4R_o(1 - D). \quad (170)$$

Consequentemente, uma condição suficiente para a obtenção de um ganho proporcional estabilizante para ambos os conversores *boost* e *buck-boost* é

$$k_{pe0} < \frac{1}{4R_o(1 - D)}. \quad (171)$$

Novamente, tem-se que k_{pe0} depende apenas do ponto de operação do conversor, não requerindo o conhecimento dos seus parâmetros L_c , C_c , nem do seu modelo matemático.

4.5 Resultados experimentais das configurações em cascata projetadas via VRFT e aplicadas a um conversor *boost*

Nesta seção, o projeto de controle usando o VRFT para ambas as configurações em cascata é abordado, visando ao controle de tensão de um conversor *boost*. Salienta-se que os resultados obtidos nesta seção foram em uma planta com os mesmos parâmetros nominais do capítulo anterior, mas que sofreu modificações devido à queima e consequente troca de componentes. O objetivo de controle visa reduzir o tempo de acomodação do sistema em relação t_{so} tanto para referências quanto para distúrbios, com erro nulo em regime para a tensão de saída. Ainda, busca-se *overshoot* nulo e redução nos picos de corrente durante os transitórios.

4.5.1 Projeto de controle

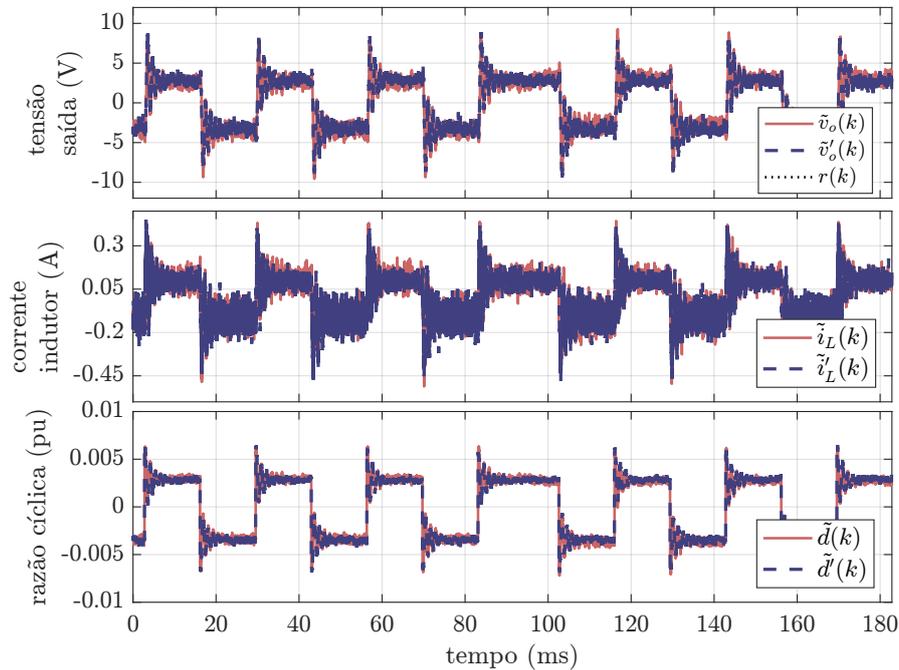
Inicialmente, foi realizado o experimento de coleta de dados do conversor com um controlador proporcional apenas na malha externa, com ganho definido em (101). O conjunto de dados é mostrado na Figura 33.

Foi definida, então, uma estrutura de controle do tipo PI para o controlador $C_e(z, \rho_e)$ da malha externa e um controlador $C_i(z, \rho_i)$ do tipo P para a malha interna. Essa estrutura de controle é chamada aqui de PI+P e possui um total de 3 parâmetros:

$$\begin{cases} C_e(z, \rho_e) = \begin{bmatrix} k_{pe} & k_{ie} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{z}{z-1} \end{bmatrix}^T \\ C_i(z, \rho_i) = k_{pi} \\ \rho_c = \begin{bmatrix} \rho_e & \rho_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{pe} & k_{ie} & k_{pi} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (172)$$

Na sequência, foi definido um modelo de referência com tempo de acomodação 10% mais rápido que o de malha aberta, que, nesse caso, foi estimado em 4 ms, o que levou a um polo dominante $p_1 = 0,978$. No caso do polo não dominante, escolheu-se de forma que este fosse 4 vezes mais rápido que p_1 , por simplicidade, de forma que

Figura 33 – Dados experimentais coletados no conversor *boost* para o projeto dos controladores em malha cascata.



Fonte: do autor.

$p_2 = p_1^4$. Para o caso particular da malha cascata 2, também foi definido um modelo de referência para a malha interna 4 vezes mais rápido que o da malha externa, i.e., $p_{di} = p_1^4$, e com ganho cc diferente de 1, que aqui foi fixado em 0,5 arbitrariamente, tal que:

$$T_{id}(z) = \frac{0,0425}{(z - 0,915)}. \quad (173)$$

Finalmente, o algoritmo VRFT foi inicializado com $\hat{\lambda}_0 = 1,01$ e $\hat{\rho}_{e0} = \begin{bmatrix} k_{pe0} & 0 \end{bmatrix}$, sendo $k_{pe0} = 0,5(1 - D)/V_o = 4,52 \times 10^{-4}$ pu/V para a malha cascata 1 and $k_{pe0} = 0,5/(4R_o(1 - D)) = 1,8 \times 10^{-3}$ A/V para a malha cascata 2.

Como comparativo, foi adotado um controlador PID em malha única, projetado seguindo os passos do capítulo anterior para atender aos mesmos requisitos de projeto, cujos parâmetros são $\rho_s = \begin{bmatrix} k_{pe} & k_{ie} & k_{de} \end{bmatrix}$. Tal configuração tem o mesmo número de parâmetros que as configurações em cascata.

Usando os dados da Figura 33 e as classes de controladores e modelos de referência definidos, foram obtidos os parâmetros dos controladores dispostos na Tabela 7 após o processo de otimização.

A partir da Tabela 7, tem-se o controlador PID para a malha única

$$C(z, \hat{\rho}_s) = \frac{0,9034 \times 10^{-3}(z^2 - 1,850z + 0,8683)}{z(z - 1)}, \quad (174)$$

Tabela 7 – Parâmetros dos controladores projetados

Configuração	k_{pe}^*	k_{ie}^*	k_{de}^*	k_{pi}^{**}
Malha Única	0,102	0,016	0,784	-
Cascata 1	0,072	0,044	-	53,748
Cascata 2	5,654	1,502	-	11,524

* $\times 10^{-3}$ pu/V
** $\times 10^{-3}$ pu/A

juntamente com seu modelo de referência identificado

$$T_d(z, \hat{\eta}_s) = \frac{-0,16695(z - 1,107)}{(z - 0,978)(z - 0,1889)}. \quad (175)$$

Para a malha cascata 1, foi obtido o controlador

$$\begin{cases} C_e(z, \hat{\rho}_{c1}) = \frac{0,115 \times 10^{-3}(z - 0,6205)}{(z - 1)}, \\ C_i(z, \hat{\rho}_{c1}) = 0,053748, \end{cases} \quad (176)$$

e o seu respectivo modelo de referência

$$T_d(z, \hat{\eta}_{c1}) = \frac{-0,012129(z - 1,154)}{(z - 0,978)(z - 0,9149)}. \quad (177)$$

De forma análoga, a malha cascata 2 apresentou os controladores

$$\begin{cases} C_e(z, \hat{\rho}_{c2}) = \frac{7,156 \times 10^{-3}(z - 0,7901)}{(z - 1)}, \\ C_i(z, \hat{\rho}_{c2}) = 0,013364, \end{cases} \quad (178)$$

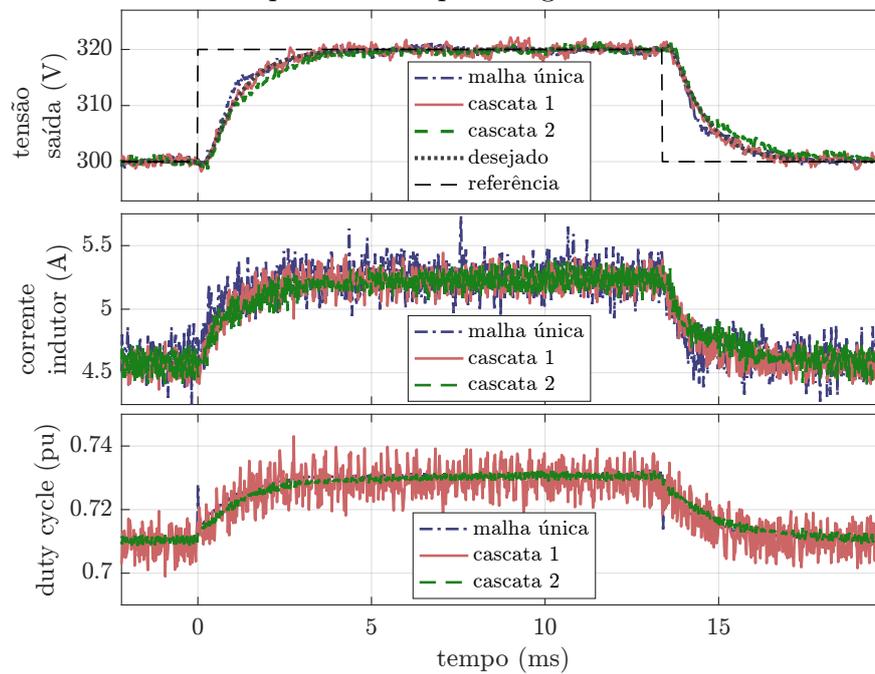
e o modelo de referência

$$T_d(z, \hat{\eta}_{c2}) = \frac{-0,021787(z - 1,086)}{(z - 0,978)(z - 0,9149)}. \quad (179)$$

Na sequência, são apresentados resultados experimentais acerca das 3 configurações de controle aplicadas ao conversor *boost*. A Figura 34 mostra a resposta obtida para degraus de referência, percebendo-se que todas as configurações apresentaram comportamento similar. Já a Figura 35 mostra os resultados experimentais das respostas à perturbação do tipo degrau aplicadas na carga.

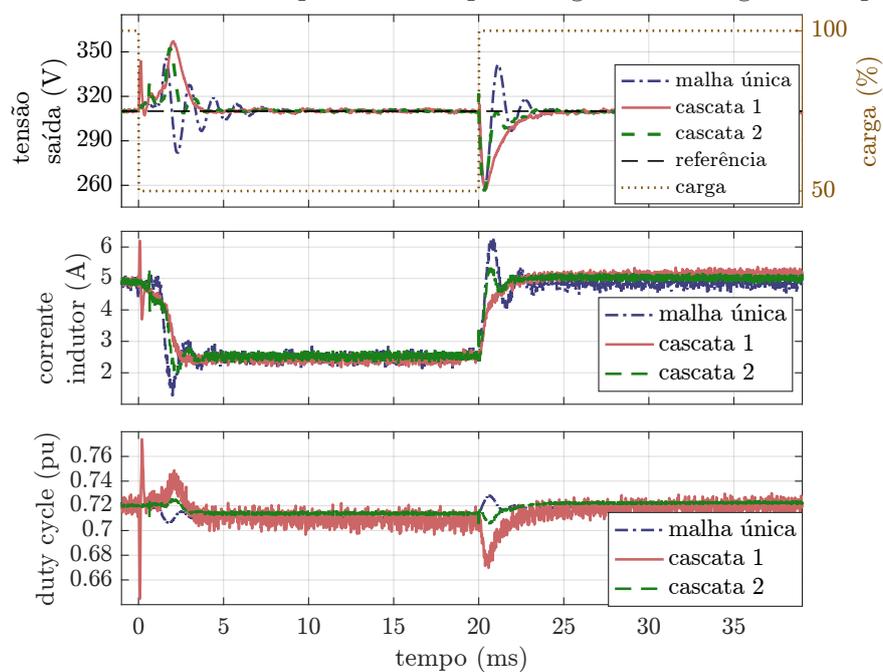
Para demonstrar a redução do espectro da função de sensibilidade das malhas internas de ambas as configurações com malha cascata, foi feita a estimativa da resposta impulsiva $s_i(k, \hat{\rho}_i)$, conforme explorado na Seção 3.1.5, para ambos os casos. Note que, para tal, assume-se $u(k) = S_i(z, \hat{\rho}_{c1})u_e(k, \hat{\rho}_{c1})$ para a malha cascata 1 e $e_i(k, \hat{\rho}_{c2}) = S_i(z, \hat{\rho}_{c2})r_i(k, \hat{\rho}_{c2})$ para a malha cascata 2. Fazendo a transformada de Fourier da resposta impulsiva estimada, pode-se, então, obter o módulo da função

Figura 34 – Resultados experimentais para degraus de referência – comparativo



Fonte: do autor.

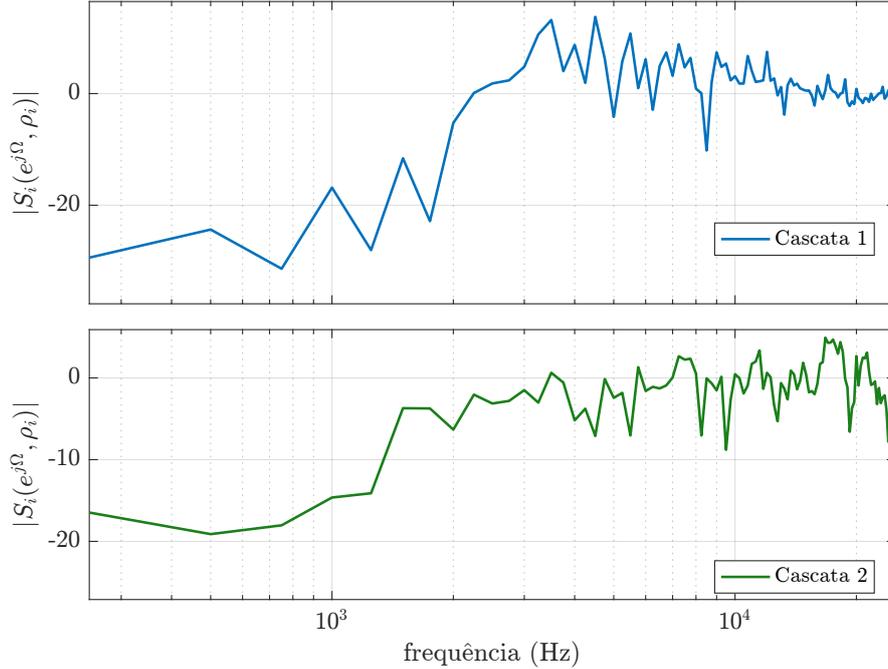
Figura 35 – Resultados experimentais para degraus de carga – comparativo



Fonte: do autor.

de sensibilidade $|S_i(e^{j\Omega}, \hat{\rho}_i)|$, que é mostrado na Figura 36. Nota-se que, para ambos os casos, foi obtido $|S_i(e^{j\Omega}, \hat{\rho}_i)| < 1$ para baixas frequências (menores que 2,5 kHz), chegando a uma atenuação próxima de -20 dB no caso em que $\Omega \rightarrow 0$. Esse resultado está em concordância com a análise das funções de sensibilidade realizadas na Seção 4.1.

Figura 36 – Densidade de potência espectral estimada através dos dados experimentais para as funções de sensibilidade da malha interna.



Fonte: do autor.

Uma comparação quantitativa dos resultados é mostrada na Tabela 8, contendo o tempo de acomodação t_s , os custos $J^{MR}(\hat{\rho}, \hat{\eta})$ calculados para degraus de referência e os custos $J^{MSE}(\hat{\rho})$ (*Mean Squared Error*) utilizados para avaliar as perturbações, além da variação total do sinal de corrente $TV(\hat{\rho}, i_L)$, os quais são dados por:

$$\begin{aligned}
 J^{MR}(\hat{\rho}, \hat{\eta}) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (\tilde{v}_o(k, \hat{\rho}) - T_d(z, \hat{\eta})\tilde{r}(k))^2 \\
 J^{MSE}(\hat{\rho}) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (\tilde{v}_o(k, \hat{\rho}) - \tilde{r}(k))^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (e(k, \hat{\rho}))^2 \\
 TV(\hat{\rho}, i_L) &= \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (i_L(k, \hat{\rho}) - i_L(k-1, \hat{\rho}))^2.
 \end{aligned} \tag{180}$$

Fazendo-se uma análise tanto quantitativa quanto qualitativa dos resultados, observa-se que os controladores atingem um comportamento de malha fechada similar ao desejado definido pelos seus respectivos modelos de referência, sendo obtido

Tabela 8 – Comparativos entre as diferentes configurações de controle aplicadas ao conversor *boost*

Característica	Malha Única	Cascata 1	Cascata 2
J^{MR}	0,576 V ²	0,536 V ²	0,764 V ²
J^{MSE} (carga)	60,541 V ²	97,267 V ²	54,166 V ²
$TV(\hat{\rho}, i_L)$ (carga)	0,0302 A ²	0,0122 A ²	0,0249 A ²
t_s (p/ referência)	3,66 ms	3,64 ms	3,90 ms
t_s (p/ carga)	4,62 ms	3,20 ms	3,52 ms
\hat{M}_s	1,30	1,24	1,35

*O t_s mostrado é o pior caso entre os degraus aditivo e subtrativo.

um custo $J^{MR} < 1 \text{ V}^2$ para todos os casos, além de tempos de acomodação próximos dos desejados. As diferenças encontradas entre os resultados desejados e obtidos devem-se principalmente à escolha do polo não dominante p_2 e ao erro de variância na estimativa de ρ e η devido ao ruído. No caso das perturbações, observa-se, a partir de uma análise qualitativa da Figura 35, que a configuração de controle em malha única resulta em um comportamento mais oscilatório e também em tempos de acomodação maiores para distúrbios de carga do que os obtidos através das configurações em cascata. Fazendo um comparativo apenas entre as configurações em cascata, nota-se que a malha cascata 2 traz melhores resultados dinâmicos que a malha cascata 1. Considerando os picos de tensão, têm-se valores menores com o uso da configuração em malha única para degraus subtrativos de carga, enquanto, para degraus aditivos, todas as configurações apresentaram resultados similares. Em suma, nota-se que as configurações cascata foram capazes de fornecer resultados com menores tempos de acomodação e oscilações em comparação à malha única.

Fazendo-se uma análise quantitativa, considerou-se o efeito do custo J^{MSE} obtido no caso dos distúrbios de carga. Nesse sentido, a malha cascata 1 apresentou um custo 60% maior que a malha única, enquanto a malha cascata 2 reduziu o custo em 11% em relação à malha única. Analisando os valores dos tempos de acomodação, é notório que o desempenho das malhas em cascata supera aquele obtido pela malha única, visto que esta última obteve valores 31% maiores que o pior caso obtido entre as malhas em cascata. No quesito das oscilações de corrente, quantificadas via $TV(i_L)$, foram reduzidas em 18% pela malha cascata 2 e em 60% pela malha cascata 1, quando comparadas à configuração de malha única. Finalmente, nota-se que a robustez geral estimada, dada em função de \hat{M}_s , dos sistemas em malha fechada, foi similar para os 3 casos, o que é esperado, uma vez que foram obtidos modelos de referência similares para as suas malhas externas.

Em suma, pode-se afirmar que o uso das malhas em cascata obteve melhor desempenho dinâmico geral, mantendo desempenho similar para referências e aprimorando

o comportamento para perturbações, considerando-se controladores com o mesmo número de parâmetros.

4.6 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentados os desenvolvimentos teóricos acerca do uso do VRFT em duas configurações de malhas em cascata. As principais contribuições nesse sentido são a extensão das abordagens de CORLETA *et al.* (2016) e JENG; YEH (2017), aqui referidas como malha cascata 1 e 2, respectivamente. No caso da malha cascata 1, fez-se a utilização de apenas um conjunto de dados e um único modelo de referência para o projeto do controlador, diferentemente da abordagem original. Já para ambas as malhas em cascata, foi feita a formulação dos filtros usados para aproximação dos mínimos dos diferentes critérios de desempenho. Essas contribuições estão sintetizadas em REMES *et al.* (2021b).

Posteriormente, ambas as configurações de controle em cascata foram abordadas no contexto dos conversores cc-cc, de modo que foram dadas diretrizes para a realização do projeto de controladores em malhas em cascata: determinação do experimento para coleta de dados, definição das estruturas dos controladores e dos modelos de referência e inicialização dos algoritmos.

Por fim, usando o procedimento sistemático de projeto delimitado pelas diretrizes definidas, foram obtidos resultados experimentais em um conversor *boost*, no qual se compararam as configurações de controle em malhas em cascata com a de malha única. Através de análises qualitativas e quantitativas, observou-se que o uso das malhas em cascata foi capaz de melhorar o desempenho dinâmico geral do sistema em malha fechada diante de perturbações de carga, reduzindo os tempos de acomodação e as oscilações de corrente, ao mesmo tempo em que se conservou desempenho similar para seguimento de referências.

5 MÉTODO DO DISTÚRPIO VIRTUAL PARA CONTROLADORES EM MALHA ÚNICA APLICADO AOS CONVERSORES CC-CC

Conforme abordado nos capítulos anteriores, o projeto de controladores para conversores cc-cc tem como potencial objetivo a rejeição de perturbações e estabilidade robusta do sistema. No Capítulo 3, a aplicação do VRFT com as diretrizes definidas resulta em uma solução com boa robustez em relação ao máximo pico da função de sensibilidade. Porém, para que se tenha também uma melhor rejeição para perturbações, outras soluções podem ser adotadas.

Uma possível solução de projeto que alia bom desempenho e robustez é a utilização de malhas em cascata, que foram abordadas no Capítulo 4 no contexto do VRFT. Porém, elas exigem que seja feita a medição da corrente dos conversores, que, em muitas aplicações, pode não estar disponível, seja por restrições de custo, peso, volume, seja pela complexidade de se realizarem medidas de corrente.

Neste capítulo, considera-se o projeto de controladores de tensão operando novamente em malha única, mas que tem como objetivo principal um melhor desempenho na rejeição de perturbações, utilizando-se da abordagem DD do Método do Distúrbio Virtual (ECKHARD; CAMPESTRINI; BOEIRA, 2018).

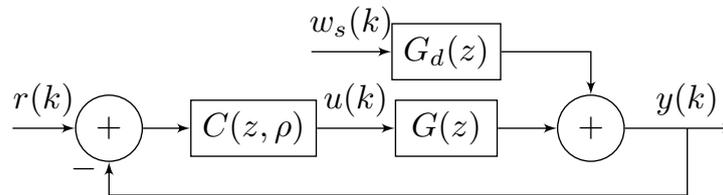
5.1 Validade do uso do Método do Distúrbio Virtual nos conversores cc-cc

Sabe-se que, nos conversores cc-cc considerados, duas variáveis são vistas como perturbações exógenas: a tensão de alimentação v_{in} e a carga R_o . No geral, ambas as perturbações são tratadas como perturbações de saída quando se assume o comportamento de pequenos sinais dos conversores (KAZIMIERCZUK, 2016). Nesse arranjo considerado, a saída pode ser escrita na forma

$$y(k) = G(z)u(k) + G_d(z)w_s(k), \quad (181)$$

sendo que $G_d(z)$ e $w_s(k)$ são, respectivamente, a função de transferência da perturbação para a saída (de $w_s(k)$ para $y(k)$) e um dado sinal de distúrbio, no qual se assume uma perturbação de entrada nula $w(k) = 0$. Esse arranjo operando em malha fechada é ilustrado através da Figura 37.

Figura 37 – Diagrama de blocos considerando um distúrbio de saída filtrado.



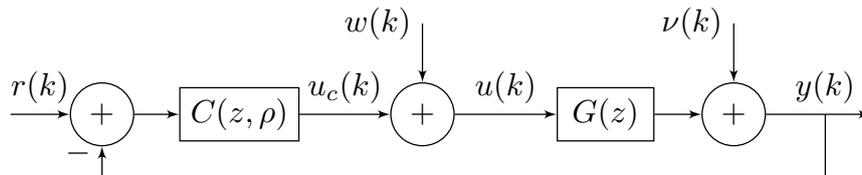
Fonte: do autor.

Neste caso, a lei de controle considerada é $u_c(k) = u(k) = C(z, \rho)(r(k) - y(k))$. Assumindo que $r(k) = 0$, quando esse sistema é afetado por um distúrbio $w_s(k)$, pode-se obter, por inspeção da Figura 37, a seguinte relação:

$$y(k)[1 + C(z, \rho)G(z)] = G_d(z)w_s(k). \quad (182)$$

Agora, pode-se considerar um segundo contexto no qual os conversores são afetados apenas por uma dada perturbação de entrada $w(k)$, em vez de perturbações de saída, conforme mostra a Figura 38 ao se fazer $\nu(k) = r(k) = 0$.

Figura 38 – Diagrama de blocos considerando um distúrbio de entrada.



Fonte: do autor.

Neste caso, obtém-se, por inspeção, que

$$y(k)[1 + C(z, \rho)G(z)] = G(z)w(k). \quad (183)$$

Considerando uma equivalência entre os sistemas afetados pelos distúrbios na entrada e na saída, tem-se que $(182) \Leftrightarrow (183)$, i.e.,

$$y(k)[1 + C(z, \rho)G(z)] = G_d(z)w_s(k) \Leftrightarrow y(k)[1 + C(z, \rho)G(z)] = G(z)w(k) \quad (184)$$

e tal equivalência é mantida no caso em que

$$G_d(z)w_s(k) = G(z)w(k). \quad (185)$$

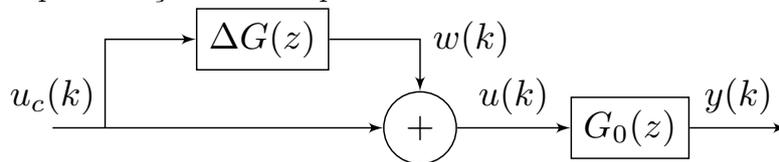
A partir dessa análise, observa-se que um dado distúrbio de saída $w_s(k)$ pode ser representado por um distúrbio equivalente de entrada $w(k)$ filtrado.

Um resultado similar pode ser obtido assumindo os conversores cc-cc como processos incertos, cujas incertezas são descritas na forma multiplicativa. Tais incertezas aparecem a partir da variação da tensão de alimentação e da carga ao redor de valores nominais (e.g., avaliar relação (12)). Nesse caso, o processo pode ser escrito na forma

$$G(z) = G_0(z)(1 + \Delta G(z)), \Delta G(z) = \frac{G(z) - G_0(z)}{G_0(z)}, \quad (186)$$

onde $G_0(z)$ representa o processo no seu ponto de operação nominal, $G(z)$ é o processo em um ponto de operação qualquer e $\Delta G(z)$ representa as incertezas da planta. Tal arranjo pode ser ilustrado através da Figura 39. Logo, por inspeção, pode-se

Figura 39 – Representação de uma planta modelada com incerteza multiplicativa.



Fonte: do autor.

considerar que variações da planta $\Delta G(z)$ decorrentes de variações paramétricas em v_{in} e R_o podem ser vistas na forma de um distúrbio de entrada $w(k)$, tal que

$$w(k) = \Delta G(z)u_c(k). \quad (187)$$

Esse resultado é similar àquele obtido em (185). A partir dessa análise, fica claro que mudanças em v_{in} e R_o podem ser vistas como perturbações de entrada equivalentes, que conseqüentemente podem ser mitigadas através de um controlador projetado pelo Método do Distúrbio Virtual.

5.2 Método do Distúrbio Virtual e os conversores CC-CC

Assim como nos capítulos anteriores, esta seção aborda as escolhas da classe do controlador, do experimento para coleta de dados e do modelo de referência para distúrbios no âmbito dos conversores cc-cc aqui considerados.

5.2.1 Classe de controladores e o experimento para coleta de dados

Neste caso, busca-se a aplicação do método VDFT para o projeto de estruturas de controle de baixa ordem que sejam capazes de atingir erro nulo em regime permanente para referências e distúrbios do tipo degrau. Logo, a classe de controladores escolhida é, novamente, a classe de controladores PID, pelos mesmos motivos citados

na Seção 3.1.1, ou seja,

$$C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z) = \begin{bmatrix} k_p & k_i & k_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{z-1} \\ \frac{z-1}{z-p_c} \end{bmatrix}. \quad (188)$$

A única diferença nesse caso fica por conta do polo derivativo, que é definido pelo projetista visando melhorar a robustez do projeto, conforme será detalhado na Seção 5.2.4.

A realização do experimento para coleta de dados também pode ser feita seguindo os mesmos conceitos já detalhados na Seção 3.1.1: realizar um experimento em malha fechada, o qual pode ser feito com um controlador proporcional que respeite a restrição dada em (67), aplicando-se uma onda quadrada de pequenos sinais $\tilde{r}(k)$ e de tamanho $2N$ ao redor de um ponto de equilíbrio (V_o, I_L, D) , i.e., livre de distúrbios e com comportamento dinâmico suficientemente próximo de um sistema linear. Como resultado, tem-se um conjunto de dados com $2N$ amostras que pode ser dividido em dois conjuntos de dados sincronizados $\{d(k), v_o(k)\}_{k=1}^N$ e $\{d'(k), v_o'(k)\}_{k=1}^N$, onde este último é utilizado como variável instrumental. Novamente, pode-se estimar o tempo de acomodação em malha aberta desse sistema a partir dos dados e do controlador proporcional utilizado.

5.2.2 Escolha do modelo de referência para distúrbios

O modelo de referência para distúrbios $Q_d(z, \eta)$ impacta de forma importante no controlador a ser identificado. É através da sua escolha que se define quão rápido o sistema em malha fechada irá responder para distúrbios $w(k)$, e tal escolha baseia-se em critérios bem diferentes daqueles adotados para o modelo de referência $T_d(z)$ usado no VRFT. Por exemplo, tem-se uma maior complexidade na escolha de $Q_d(z, \eta)$, quando se compara com a escolha de $T_d(z, \eta)$.

Uma primeira característica a ser definida são os graus do numerador e do denominador de $Q_d(z, \eta)$. Para tal, considera-se que $nG(z)$ pode ser fatorado em duas parcelas, $nG^-(z)$ e $nG^+(z)$, que representam os zeros de fase mínima e FNM, respectivamente. De acordo com SZITA; SANATHANAN (1996); BORDIGNON; CAMPESTRINI (2018), o denominador de $Q_d(z, \eta)$ deve ser tal que se respeite a relação

$$\deg\{dQ_d(z)\} \geq 2\{\Gamma\{G(z)\} + \deg\{nG^+(z)\}\} + l - 1, \quad (189)$$

que, por sua vez, representa o número de polos que devem ser definidos pelo projetista. Ainda, l é o número de zeros fixos no numerador de $Q_d(z, \eta)$ necessários para atender a alguns requisitos de projeto. Dado que se deseja rejeitar perturbações do tipo degrau, sabe-se que a restrição $Q_d(1, \eta) = 0$ deve ser atendida. Para tal, $Q_d(z, \eta)$ deve ter um zero $z = 1$ (i.e. $\Omega = 0$), resultando em $l = 1$.

Outro aspecto a ser observado são os $m - 1$ zeros no numerador de $Q_d(z, \eta)$ que são livres para serem identificados pelo critério flexível. O número de parâmetros livres deve respeitar a relação (SZITA; SANATHANAN, 1996; BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018):

$$m = \deg\{dQ_d(z)\} - \Gamma\{G(z)\} - l + 1. \quad (190)$$

Por fim, ressalta-se novamente que, para os conversores cc-cc considerados, tem-se $\Gamma\{G(z)\} = 1$, $\deg\{dG(z)\} = 2$ e $\deg\{nG(z)\} = 1$. Ainda, no caso de conversores do tipo *buck*, $\deg\{nG^+(z)\} = 0$, enquanto no caso dos conversores tipo *boost* e *buck-boost*, $\deg\{nG^+(z)\} = 1$.

A partir de todas essas considerações, chega-se à estrutura do modelo de referência para distúrbios dos conversores tipo *buck*

$$\begin{aligned} Q_d(z, \eta) &= \frac{K_q(z-1)(z-q)}{(z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)} \\ &= \eta \frac{(z-1)}{(z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)} \begin{bmatrix} z \\ 1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (191)$$

sendo $\eta = \begin{bmatrix} K_q & -K_q q \end{bmatrix}$ e p_a , $a = \{1, 2, 3\}$, os polos fixados que garantem uma determinada dinâmica desejada. Neste caso, optou-se por um modelo ordem maior que a mínima necessária, o que leva à adição do parâmetro q a ser identificado de forma a compensar os efeitos do zero de fase mínima dessa família de topologias (REMES *et al.*, 2019). No caso dos conversores tipo *boost* e *buck-boost* e seus derivados, tem-se

$$\begin{aligned} Q_d(z, \eta) &= \frac{-K_q(z-1)(z-\lambda)(z-q)}{(z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)(z-p_4)}, \\ &= \eta^T F(z) = \eta^T \frac{(z-1)}{dQ_d(z)} \begin{bmatrix} z^2 \\ z \\ 1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (192)$$

onde $\eta = \begin{bmatrix} -K_q & K_q(\lambda + q) & -K_q \lambda q \end{bmatrix}$ são os parâmetros a serem identificados e p_a , $a = \{1, 2, 3, 4\}$ são os polos fixados. Observa-se que K_q e q servem como graus de liberdade adicionais, enquanto λ representa o zero de FNM dos conversores que possuem tal característica.

Para a escolha dos polos p_a , considera-se aqui que todos são reais e alocados na mesma frequência, por simplicidade. Neste caso, pode-se obter uma resposta $x\%$ mais rápida que o tempo de acomodação em malha aberta t_{so} , fazendo

$$p_a = \exp\left(\frac{-4T_a}{t_{so}} \frac{c_f}{1 - 0,01x\%}\right), \quad (193)$$

onde c_f é uma constante dependente do número de polos e necessária, uma vez que não existe relação de dominância. Para $Q_d(z, \eta)$ com 3 polos, dada em (191), pode-se

utilizar $c_f = 2,3$, enquanto, no caso com 4 polos, em (192), recomenda-se $c_f = 3$. Tais valores foram obtidos empiricamente comparando-se o tempo de acomodação de um sistema de primeira ordem com polo p_a com os tempos obtidos através (191)-(192), no qual se considerou para tal uma região de modelos com $\lambda \in [1,01, 3,00]$, $q \in [0, 0,99]$ e $p_a \in [0,2, 0,99]$.

A escolha de $Q_d(z,\eta)$ determina a resposta do sistema em $y(k)$ frente a distúrbios de entrada $w(k)$. Na sequência, avalia-se também o comportamento esperado do sistema para perturbações de saída $\nu(k)$ e para referência $r(k)$.

5.2.3 Dinâmica de malha fechada para referências e distúrbios na saída

Para analisar o comportamento da saída do sistema diante de referências e perturbações de saída, pode-se usar a relação definida em (37). A partir do controlador ideal, pode-se observar que o numerador de $C_d^{DM}(z)$ não cancela os polos de $G(z)$, o que acontece no caso do controlador ideal do VRFT dado em (35). Isso traz uma consequência importante: no caso em que não há cancelamento de polos e zeros entre o controlador e o processo, $T(z,\rho)$, $S(z,\rho)$ e $Q(z,\rho)$ possuem os mesmos polos (ÅSTRÖM; MURRAY, 2008; SZITA; SANATHANAN, 1996). Logo, se desprezados os efeitos dos zeros, tem-se um tempo de acomodação similar para as três funções de transferência do sistema em malha fechada. No sentido oposto, se houver cancelamento de polos e zeros, haverá uma limitação na dinâmica de $Q(z,\rho)$ diante de perturbações de entrada $w(k)$, por conta dos polos de malha aberta de $G(z)$ que estarão presentes (ÅSTRÖM; MURRAY, 2008; SZITA; SANATHANAN, 1996), o que ocorre a partir do uso do VRFT. Em suma, como o VDFT não realiza o cancelamento de polos e zeros, ele é capaz de atender ao requisito de projeto de tempo de acomodação simultaneamente para $r(k)$, $w(k)$ e $\nu(k)$, desde que $Q_d(z)$ possa ser atingida considerando-se todas as limitações na estrutura do controlador e físicas da planta. Destaca-se, por fim, que os zeros do processo em malha fechada, desprezados nesta análise, podem impactar na dinâmica final obtida, especialmente pela presença de *overshoot*.

5.2.4 Avaliando a robustez

Para avaliar a robustez do sistema em malha fechada, consideram-se apenas os conversores do tipo *boost* e *buck-boost*, dado que os zeros de FNM desses casos impactam profundamente a função de sensibilidade do processo (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). No caso desses conversores, pode-se considerar a seguinte função de transferência em tempo discreto

$$G(z) = \frac{-K_g(z - \lambda)}{z^2 + a_1z + a_0}. \quad (194)$$

Considera-se que esse processo opera com um controlador

$$C(z,\rho) = \frac{K_c(z^2 + s_1z + s_0)}{(z-1)(z-p_c)}, \quad (195)$$

onde K_c , $s_0 \neq a_0$ e $s_1 \neq a_1$ são parâmetros obtidos em função de ρ em (188).

A partir de (33), dado que $S_d(z,\eta) = Q_d(z,\eta)G(z)^{-1}$, sabe-se que a função de sensibilidade desse processo em malha fechada, com $Q_d(z,\eta)$ dado por (192), pode ser descrita por

$$S_d(z,\eta) = \frac{(z-1)(z-q)(z^2 + a_1z + a_0)}{(z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)(z-p_4)}, \quad (196)$$

onde se considerou que $K_q = K_g$, de forma a satisfazer a restrição $S_d(z,\eta)|_{z \rightarrow -1} = 1$. Por outro lado, a partir de (33), tem-se que $S(z,\rho) = [1 + C(z,\rho)G(z)]^{-1}$ e, conseqüentemente, a sensibilidade pode escrita como

$$S(z,\rho) = \frac{(z-1)(z-p_c)(z^2 + a_1z + a_0)}{z^4 + d_3z^3 + d_2z^2 + d_1z + d_0}. \quad (197)$$

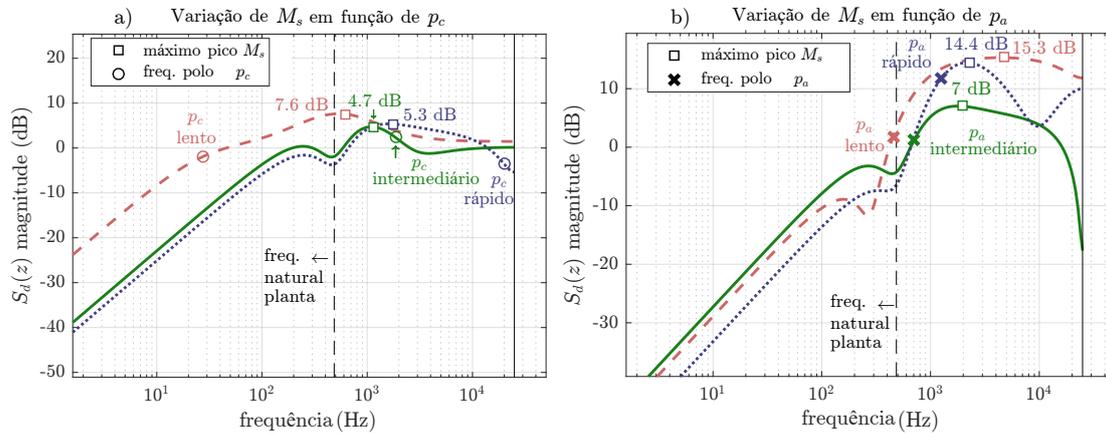
Comparando (196) e (197), têm-se as seguintes relações

$$\begin{cases} d_3 = a_1 - p_c - 1 - K_cK_g = \sum_a p_a \\ d_2 = K_cK_g(\lambda - s_1) - a_1(p_c + 1) + a_0 + p_c = \sum_{a \neq b} p_a p_b \\ d_1 = K_cK_g(\lambda s_1 - s_0) + p_c(a_1 - a_0) - a_0 = \sum_{a \neq b \neq f} p_a p_b p_f \\ d_0 = K_cK_g \lambda s_0 + a_0 p_c = \prod_a p_a. \end{cases} \quad (198)$$

A partir de (196)-(197) e assumindo que ambos os denominadores são iguais, nota-se que o zero q deve ser igual ao polo derivativo p_c do controlador. Logo, manipulando o polo p_c , pode-se alterar a função de sensibilidade desejada $S_d(z,\eta)$ e seu máximo pico M_{sd} . Ainda, percebe-se que os polos p_1 a p_4 em $Q_d(z,\eta)$ são os mesmos presentes em $S_d(z,\eta)$. A partir dessas considerações e da definição de máximo pico dada em (62), podem-se traçar algumas diretrizes para a escolha de p_c e p_a , $a = \{1...4\}$:

1. Os polos p_a , $a = \{1,2,3,4\}$ não devem ser escolhidos com uma frequência muito mais elevada que os polos de malha aberta. Isso se deve ao fator de que estes podem não limitar suficientemente o aumento de ganho devido aos zeros $(z-1)(z^2 + a_1z + a_0)$ em $S_d(z,\eta)$ e, por conseqüência, o aumento do seu máximo pico M_{sd} .
2. O polo p_c deve ser escolhido com uma frequência mais elevada que os polos p_a (ao menos $2\times$), mas não muito alta (quando $p_c \rightarrow 0$). Logo, pode-se utilizar a restrição $0 \leq p_c \leq p_a^4$ como um guia. Quanto mais rápido é escolhido p_c , menor é o ganho $|S_d(z,\eta)|$ em altas frequências. Isso implica um efeito indesejado:

Figura 40 – Influência do a) polo derivativo p_c e dos b) polos desejados $p_a, a = \{1,2,3,4\}$ no pico \hat{M}_{sd} da função de sensibilidade desejada $S_d(z, \hat{\rho}, \hat{\eta})$, sendo todos os polos p_a alocados na mesma frequência. Polos p_a mais lentos são posicionados próximos da frequência natural da planta, enquanto polos mais rápidos p_a são localizados cerca de $2 \times$ mais rápidos que a frequência natural.



Fonte: do autor.

$|S_d(z, \eta)|$ será maior para frequências baixas/intermediárias, por conta do efeito do colchão d'água (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), e isso pode levar a um aumento de M_{sd} .

A Figura 40 ilustra como a escolha dos polos p_a e do polo derivativo p_c afetam a magnitude da função de sensibilidade desejada $|S_d(z, \eta)|$ e o seu máximo pico M_{sd} , considerando um dado modelo $G(z)$ de um conversor utilizado para gerar os dados e, então, computar os vetores (ρ, η) através do VDFT. A estimativa da função de sensibilidade desejada é feita em função das estimativas de $Q_d(z, \hat{\eta})$ e $C(z, \hat{\rho})$, que levam a $S_d(z, \hat{\rho}, \hat{\eta}) = 1 - C(z, \hat{\rho})Q_d(z, \hat{\eta})$ através de (33).

Salienta-se que, de forma a satisfazer a igualdade entre (196) e (197), todas as relações dadas em (198) devem ser satisfeitas. Elas dependem de parâmetros desconhecidos e dificilmente serão atendidas no caso prático. Logo, discrepâncias entre o polo p_c pré-fixado e o zero q devem ser esperadas, além de discrepâncias nos polos de $S_d(z, \hat{\eta})$ e $S(z, \hat{\rho})$.

5.2.5 Solução de projeto usando o VDFT

Considera-se aqui a notação $x_L(k) = L(z, \hat{\eta}_i)x(k)$, onde $x_L(k)$ é a versão filtrada de um dado sinal $x(k)$ usando do filtro $L(z, \hat{\eta}_i) = Q_d(z, \hat{\eta}_i)$, que é uma aproximação

de (58) ¹. Então, a solução por LS para $\hat{\eta}_i$ em (61) é

$$\hat{\eta}_i = \left[\sum_{k=1}^N \xi_\eta(k, \hat{\rho}_{i-1}) \varphi_\eta^T(k, \hat{\rho}_{i-1}) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \xi_\eta(k, \hat{\rho}_{i-1}) \tilde{v}_{oL}^T(k) \quad (199)$$

com

$$\begin{aligned} \varphi_\eta(k, \rho) &= F(z)[\tilde{d}_L(k) + C(z, \rho)\tilde{v}_{oL}(k)], \\ \xi_\eta(k, \rho) &= F(z)[\tilde{d}'_L(k) + C(z, \rho)\tilde{v}'_{oL}(k)], \end{aligned}$$

onde $\tilde{d}'_L(k)$ e $\tilde{v}'_{oL}(k)$ são as variáveis instrumentais. Uma vez que $\hat{\eta}_i$ é estimado, pode-se atualizar o modelo $Q_d(z, \hat{\eta}_i) = \hat{\eta}_i^T F(z)$ e também o filtro $L(z, \hat{\eta}_i)$. Então, a solução $\hat{\rho}_i$ em (61) obtida através de LS é

$$\hat{\rho}_i = \left[\sum_{k=1}^N \xi_\rho(k, \hat{\eta}_i) \varphi_\rho^T(k, \hat{\eta}_i) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \xi_\rho(k, \hat{\eta}_i) \tilde{u}_{cL}^T(k, \hat{\eta}_i) \quad (200)$$

sendo

$$\begin{aligned} \varphi_\rho(k, \eta) &= -Q_d(z, \eta) \bar{C}(z) \tilde{v}_{oL}(k), \\ \xi_\rho(k, \eta) &= -Q_d(z, \eta) \bar{C}(z) \tilde{v}'_{oL}(k), \\ \tilde{u}_{cL}(k, \eta) &= Q_d(z, \eta) \delta u_L(k) - \tilde{v}_{oL}(k). \end{aligned}$$

É importante enfatizar novamente que, assim como no caso do VRFT, apesar da solução iterativa do processo de otimização, tem-se a dependência de apenas um (ou dois) experimentos coletados no processo. Outro ponto a ser destacado novamente, conforme já abordado na Seção 2.7, é que, dada a aproximação do filtro $L(z, \eta) \approx Q_d(z, \eta)$ utilizada, pode ser que os requisitos de projeto não sejam atendidos com a solução $\hat{\rho}$ aqui encontrada inicialmente. Isso pode ser contornado com a realização de um segundo experimento usando o controlador projetado no passo anterior, o qual potencialmente torna a aproximação $L(z, \eta) \approx Q_d(z, \eta)$ válida (BORDIGNON; CAMPESTRINI, 2018).

5.3 Resultados experimentais em um conversor boost

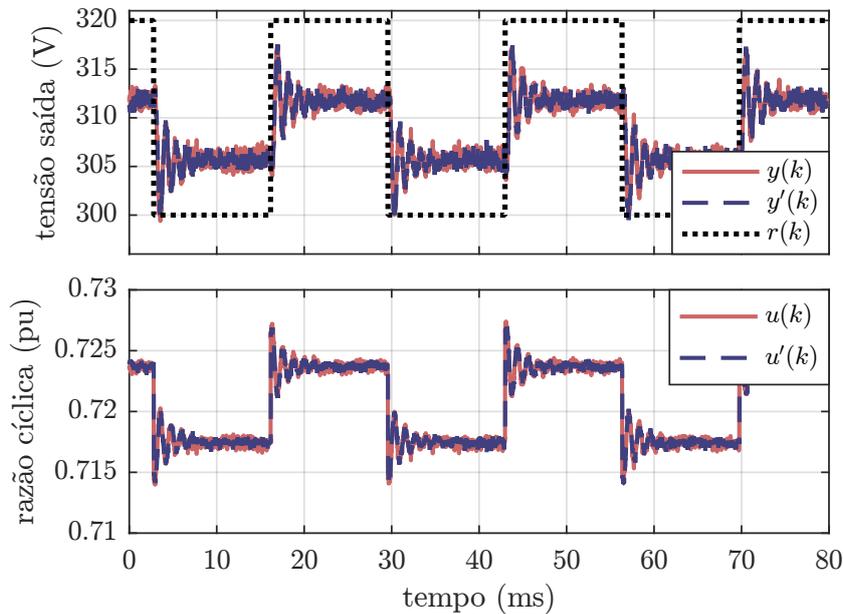
Nesta seção, tem-se como objetivo o projeto de um controlador de baixa ordem visando um tempo de acomodação em malha fechada reduzido para distúrbios de entrada, em relação ao de malha aberta. O conversor *boost* utilizado é o mesmo utilizado também no Capítulo 4.

¹Lembrando que, de forma análoga ao VRFT, esse filtro aproxima os mínimos das funções custo $J^{DM}(\rho)$ e $J^{VD}(\rho, \eta)$

5.3.1 Projeto do controlador de tensão pelo VDFT

Mais uma vez, os dados, mostrados na Figura 41 são coletados com o mesmo controlador proporcional utilizado anteriormente, $k_{p0} = (1 - U_0)/Y_0 = 0,45 \times 10^{-3}$. O ponto de equilíbrio utilizado e o sinal de referência aplicado são os mesmos considerados na Seção 3.4. Lembrando que, nesse caso, tem-se tempo de acomodação em malha aberta igual ao estimado na Seção 4.5.

Figura 41 – Dados experimentais coletados em malha fechada com um controlador proporcional.



Fonte: do autor.

Novamente, busca-se o projeto de um controlador PID que leve a um tempo de acomodação 10% menor que o de malha aberta. Logo, usando $c_f = 3$ e $x\% = 10$ em (192) e (193), tem-se $p_a = 0,936$, $a = \{1...4\}$. Neste caso, o polo derivativo foi definido como $p_c = p_a^4 = 0,768$. Considerando as condições iniciais $\hat{\rho}_0 = \begin{bmatrix} k_{p0} & 0 & 0 \end{bmatrix}$ e $\hat{\eta}_0 = \begin{bmatrix} -1 & 1,778 & -0,776 \end{bmatrix}$, que correspondem a $q_0 = p_c$, $\lambda_0 = 1,01$ e $K_q = 1$, tem-se

$$Q_d(z, \hat{\eta}_0) = \frac{-(z-1)(z-\lambda_0)(z-q_0)}{(z-0,936)^4}. \quad (201)$$

Resolvendo agora o problema de otimização através de (199)-(200), chega-se a

$$Q_d(z, \hat{\eta}_{1000}^{VD}) = \frac{-147,66(z-1,123)(z-1)(z-0,978)}{(z-0,936)^4}, \quad (202)$$

onde $\hat{\eta}_{1000}^{VD} = \begin{bmatrix} -147,66 & 310,23 & -162,17 \end{bmatrix}$ e

$$C(z, \hat{\rho}_{1000}^{VD}) = \frac{2.426 \times 10^{-3}(z^2 - 1,972z + 0,9765)}{(z-1)(z-0,768)}, \quad (203)$$

com $\hat{\rho}_{1000}^{VD} = 10^{-3} [0,0667 \quad 0,0416 \quad 2,3182]$.

Como os requisitos de projeto, mostrados na sequência, foram atendidos já nessa etapa, dispensa-se a coleta de um segundo conjunto de dados com esse controlador $C(z, \hat{\rho}_{1000}^{VD})$ para atualização dos seus parâmetros. Considera-se essa a solução final a ser aplicada no processo.

Como comparativo, considera-se o projeto de um outro controlador pelo VRFT conforme Seção 3.1. Usando os dados da Figura 41, segue que

$$T_d(z, \hat{\eta}^{VR}) = \frac{-0,16695(z - 1,107)}{(z - 0,978)(z - 0,1889)}, \quad (204)$$

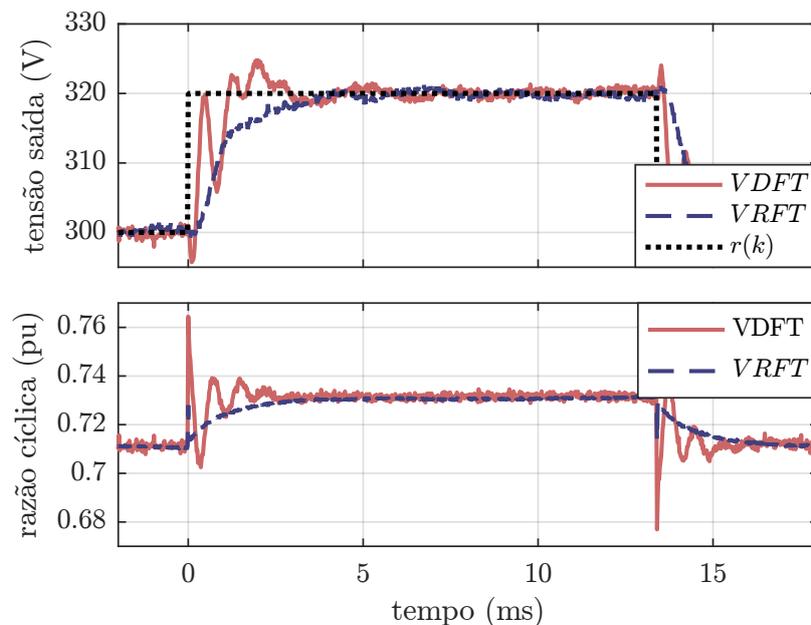
e

$$C(z, \hat{\rho}^{VR}) = \frac{0,9034 \times 10^{-3}(z^2 - 1,85z + 0,8683)}{z(z - 1)}. \quad (205)$$

5.3.2 Resultados de malha fechada obtidos pelo VDFT

Aplicando os controladores (203) e (205) na bancada experimental, foram obtidos os resultados dados nas Figuras 42 e 43 para degraus de referência e de carga, respectivamente. Os resultados quantitativos são apresentados na Tabela 9, na qual se retomam o uso de algumas das métricas apresentadas em (180), sendo estas $J^{MSE}(\hat{\rho})$ e $TV(\hat{\rho}, u)$, que foram abordadas na Seção 4.5.1, além do tempo de acomodação t_s .

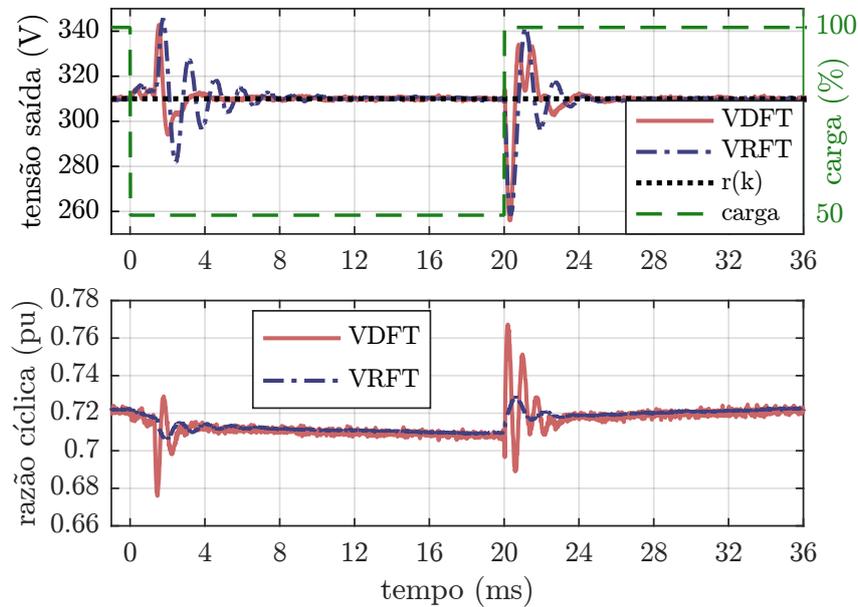
Figura 42 – Resultados experimentais para degraus de referência comparando os projetos via VRFT e VDFT.



Fonte: do autor.

Os resultados obtidos mostram um melhor desempenho dinâmico diante de perturbações de carga obtido pelo controlador projetado pelo VDFT, quando compa-

Figura 43 – Resultados experimentais para degraus de carga comparando os projetos via VRFT e VDFT.



Fonte: do autor.

Tabela 9 – Resultados experimentais comparando os projetos realizados via VRFT e VDFT

Característica	VRFT	VDFT
Referência	$J^{MSE} = 27,01 \text{ V}^2$	$J^{MSE} = 15,76 \text{ V}^2$
	$TV(\hat{\rho}, u) = 1,62 \times 10^{-6} \text{ pu}^2$	$TV(\hat{\rho}, u) = 8,91 \times 10^{-6} \text{ pu}^2$
	$t_s = 3,66 \text{ ms}$	$t_s = 3,72 \text{ ms}$
Degrau de Carga	$J^{MSE} = 60,54 \text{ V}^2$	$J^{MSE} = 36,42 \text{ V}^2$
	$TV(\hat{\rho}, u) = 0,62 \times 10^{-6} \text{ pu}^2$	$TV(\hat{\rho}, u) = 4,04 \times 10^{-6} \text{ pu}^2$
	$t_s = 4,76 \text{ ms}^*$	$t_s = 2,52 \text{ ms}^*$
Robustez	$M_{sd} = 1,26$	$M_{sd} = 1,34$
	$\hat{M}_s = 1,30$	$\hat{M}_s = 2,91$

*Pior caso entre degrau aditivo e subtrativo.

rado aos resultados obtidos via VRFT. O projeto com o VDFT levou a um tempo de acomodação próximo do desejado tanto para os degraus de referência quanto para os de carga, apresentando picos de tensão menores diante dos distúrbios. Isso também se verifica a partir do custo $J^{MSE}(\rho)$, sendo este 30% menor para o caso que utilizou o VDFT. Essa melhora no desempenho é atingida a custa de uma pequena perda de robustez e maior agressividade no sinal de controle.

5.4 Considerações finais

Neste capítulo, são apresentadas as diretrizes para a realização do projeto de um controlador para conversores cc-cc utilizando o VDFT, buscando um melhor desempenho diante de distúrbios. Além disso, são apresentadas análises acerca dos impactos na robustez do sistema e como os reduzir.

Resultados experimentais obtidos com controladores projetados tanto pelo VRFT quanto pelo VDFT mostram que a metodologia do VDFT agrega melhor desempenho dinâmico, reduzindo o tempo de acomodação tanto para perturbações quanto para degraus na referência, o que não pode ser obtido através do uso do VRFT. Nota-se, porém, que essa metodologia leva a uma degradação na robustez em relação ao máximo pico da função de sensibilidade, além de uma ação de controle mais agressiva, o que se buscou mitigar através de diretrizes específicas para a escolha do polo pré-fixado do controlador e dos polos que caracterizam a dinâmica desejada.

6 ESCOLHA DO PONTO DE OPERAÇÃO PARA MAIOR ROBUSTEZ DOS CONVERSORES CC-CC

Os conversores apresentados são sistemas com dinâmica aproximadamente linear em torno do ponto de operação. Dessa forma, ao utilizar um controlador linear, tem-se o comportamento desejado em malha fechada, desde que o conversor continue operando em torno do ponto de equilíbrio para o qual o controlador foi projetado. Porém, é comum que o conversor opere fora do ponto de operação nominal para o qual foi projetado devido às variações na tensão de alimentação e carga que, por consequência, alteram a sua razão cíclica. Desse modo, devem-se considerar os diferentes pontos de operação nos quais o conversor pode operar durante a sintonia do controlador. Obviamente que, ao utilizar um controlador linear, não é possível que a resposta dinâmica do sistema em malha fechada seja a mesma para diferentes pontos de equilíbrio. Contudo, pode-se garantir ao menos a estabilidade do sistema diante de tais variações da planta, o que pode ser mais importante no contexto dos conversores que o desempenho para o seguimento de referências considerando apenas um ponto de operação específico.

Neste capítulo, será apresentada uma análise da robustez do sistema projetado via VRFT em função do ponto de operação, considerando especificamente a classe de controladores PID, operando em malha única no controle de tensão. Além disso, são mostradas algumas diferenças entre a resposta obtida pelo modelo caracterizado na Seção 2.1.1 e a resposta obtida pela simulação do circuito considerando perdas ou a operação fora do ponto de equilíbrio nominal.

6.1 Comparativo da resposta do conversor *boost* para diferentes cenários de operação

Conforme já abordado na análise dinâmica do conversor *boost* na Seção 2.1.1, os comportamentos dinâmicos apresentados desprezam certas características, a exemplo das perdas nos componentes.

Para ilustrar o comportamento, o conversor *boost* e também a sua diferença

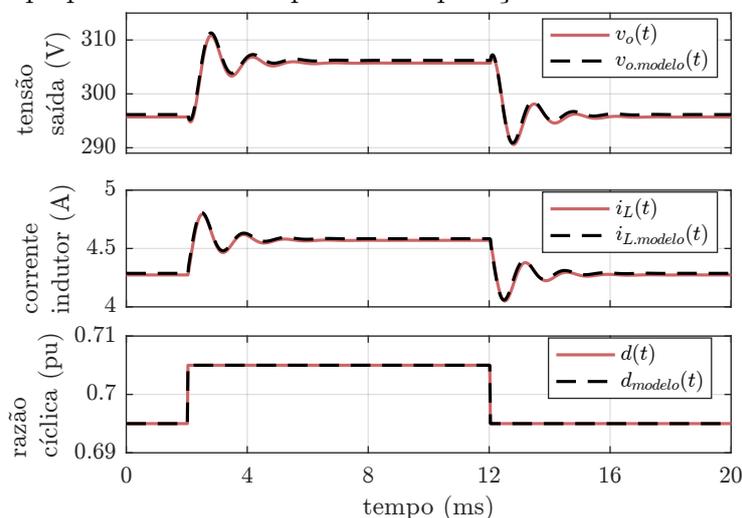
Tabela 10 – Dados para simulação do conversor *boost*

Variável	Valor	Variável	Valor	Variável	Valor
V_o	300 V	R_o	225 Ω	D	0,7 pu
V_{in}	90 V	L_c	2 mH	f_s	50 kHz
I_L	4,44 A	C_c	2 μ F	f_a	50 kHz

em relação aos modelos obtidos, foram feitas simulações considerando diferentes cenários. Para tal, foram usados os dados dispostos na Tabela 10. Em todos os casos, foi utilizado o valor médio do sinal ao longo de um período T_s , sendo desprezados os *ripples* de alta frequência.

A Figura 44 mostra a resposta da tensão $v_o(t)$ e da corrente $i_L(t)$ em função de variações na razão cíclica $d(t)$ com amplitude de 0,01 pu para dois casos: i) simulação do circuito do conversor *boost* no *software* PSIM[®], sem perdas; ii) resposta do modelo linearizado obtida através do MATLAB[®]. Nota-se que ambas as respostas, da simulação do circuito e dos modelos, são bastante semelhantes. É possível perceber a dinâmica de fase não mínima no comportamento da tensão $v_o(t)$, enquanto esta inexistente na resposta da corrente $i_L(t)$.

Figura 44 – Comparativo entre as respostas do conversor *boost* simulado sem perdas e do modelo de pequenos sinais no ponto de operação nominal.



Fonte: do autor.

A Figura 45 faz um comparativo entre a simulação do circuito e os modelos obtidos a partir de variações na razão cíclica com amplitude de 0,01 pu, mas agora considerando os dados da Tabela 11 para caracterização das perdas do conversor. Nesse caso com perdas, tem-se uma pequena discrepância entre as respostas da simulação e do modelo que não as considera.

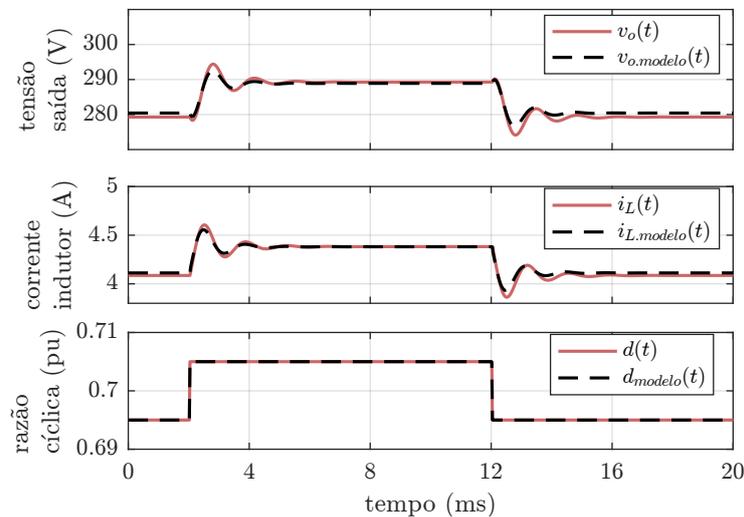
Por fim, tem-se um comparativo na Figura 46 entre a resposta dos modelos e a

Tabela 11 – Dados para simulação do conversor *boost* com perdas

Descrição	Variável	Valor
Resistência de Q_1	r_{ds}	900 m Ω
Resistência de Q_2	r_d	300 m Ω
Resistência de L_c	r_L	300 m Ω
Resistência de C_c	r_C	300 m Ω
Quedas de tensão de Q_2	V_{df}	1 V
Quedas de tensão do diodo de Q_1^*	V_{sdf}	1 V

*diodo intrínseco da chave Q_1 , em antiparalelo.

Figura 45 – Comparativo entre as respostas do conversor *boost* simulado com perdas e do modelo de pequenos sinais no ponto de operação nominal.



Fonte: do autor.

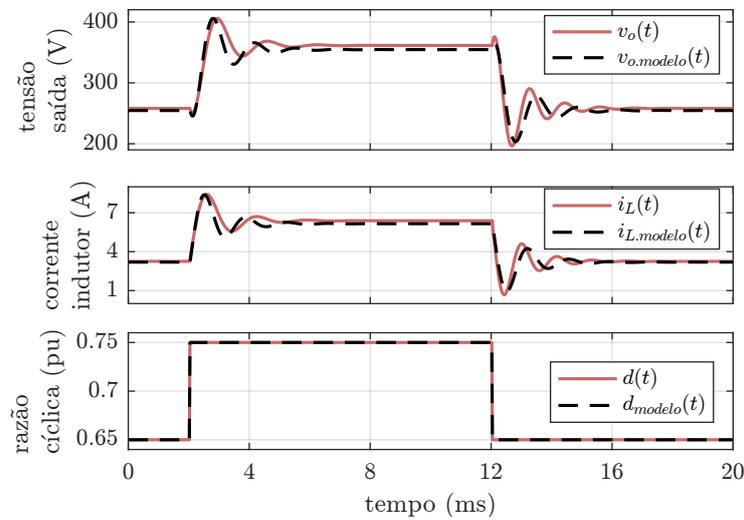
resposta obtida por simulação para o caso de uma amplitude de entrada de 0,1 pu ($10\times$ maior que a anterior). Percebe-se que há uma diferença significativa entre as duas respostas, o que é esperado, dada a natureza de pequenos sinais do modelo.

A Tabela 12 traz um comparativo quantitativo entre as respostas considerando os diferentes casos. No caso dessa tabela, tem-se a norma-2 (conforme (95)) da diferença entre os sinais do modelo e da simulação, considerando ambos os sinais $v_o(kT_s)$ e $i_L(kT_s)$ para cada caso. Quanto maior o valor, maior a discrepância entre as respostas obtidas pelo modelo e pela simulação do circuito.

Tabela 12 – Custos que relacionam a diferença entre os modelos obtidos e conversor simulado diante de diferentes situações.

	Sem Perdas	Com Perdas	Grandes Sinais
Tensão	0,236 V ²	0,949 V ²	100,2 V ²
Corrente	$0,231 \times 10^{-3}$ A ²	$0,587 \times 10^{-3}$ A ²	$111,8 \times 10^{-3}$ A ²

Figura 46 – Comparativo entre as respostas do conversor sem perdas simulado com entrada de grandes sinais (0,1 pu).



Fonte: do autor.

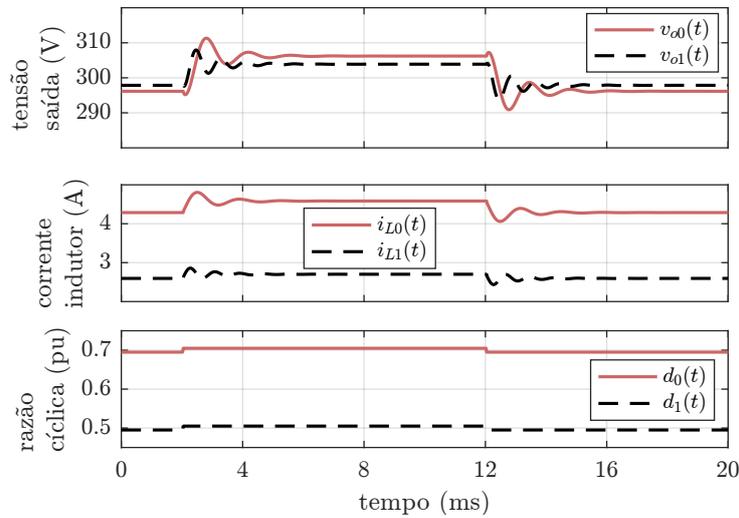
Percebe-se que o caso da simulação com perdas apresenta uma diferença ligeiramente maior em relação à resposta obtida com o modelo. Mas a principal diferença se dá com a operação do conversor com grandes sinais, o que elevou significativamente a diferença entre as respostas.

Na sequência, são mostradas as respostas do circuito simuladas em diferentes pontos de operação. Inicialmente, fez-se uma variação de pequenos sinais (amplitude de 0,01 pu) considerando duas razões cíclicas (e, conseqüentemente, duas tensões de entrada) diferentes, de maneira a manter a saída no mesmo valor (300 V), seguindo a relação (3). A Figura 47 traz as respostas simuladas considerando os casos com $D = 0,5$ pu e $D = 0,7$ pu, correspondendo às tensões de alimentação de 150 V e 90 V, respectivamente. A diferença entre as respostas considerando diferentes pontos de operação para a razão cíclica é bem pronunciada.

Por fim, são mostradas as respostas simuladas considerando diferentes resistências de carga, sendo uma a resistência nominal $R_o = 225 \Omega$ (potência máxima) e a outra $R_o = 450 \Omega$ (metade da potência). Nota-se que, conforme o esperado, o aumento da resistência diminui o amortecimento do sistema e também a amplitude da resposta inversa (devido ao deslocamento do zero de fase não mínima).

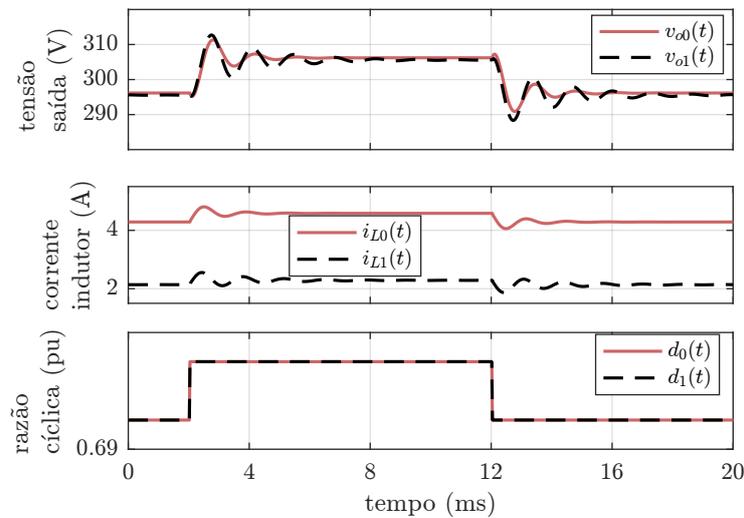
A partir dos resultados obtidos, fica evidente que a resposta do conversor é bastante afetada pelas mudanças no ponto de operação, o que pode acontecer devido a variações na tensão de alimentação (levando à variação de razão cíclica) e/ou na carga. Também fica clara a natureza de pequenos sinais do modelo, que começa a apresentar discrepâncias quando considerados sinais de entrada com amplitudes maiores.

Figura 47 – Comparativo da resposta do conversor para diferentes pontos de operação, considerando $D = 0,7$ pu (subíndice 0) e $D = 0,5$ pu (subíndice 1).



Fonte: do autor.

Figura 48 – Comparativo da resposta do conversor para diferentes pontos de operação, considerando 100% (subíndice 0) e 50% (subíndice 1) da potência nominal.



Fonte: do autor.

6.2 Determinação do ponto de operação para um projeto com maior robustez para o método VRFT

A determinação do ponto de operação para realização da coleta de dados visando ao projeto de um controlador com maior robustez é tratado a partir da função de sensibilidade $S(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)} = \frac{1}{1 + L_{OL}(s)}$, sendo $C(s)$ um controlador na malha direta e $G(s)$ a planta que representa o conversor, e também em função de $L_{OL}(s) = C(s)G(s)$, que é a função de transferência de malha aberta do sistema compensado. Lembrando que, conforme comentado na Seção 2.8, M_s é o máximo

pico da função de sensibilidade, o que também se aplica no caso de sistemas em tempo contínuo.

O valor de M_s^{-1} , que é o inverso do valor de pico da função de sensibilidade, mede a distância entre $L_{OL}(s)|_{s=j\omega}$ e o ponto -1 no diagrama de Nyquist, considerando todas as frequências, caracterizando, de forma objetiva, a robustez do sistema (KOBAKU; PATWARDHAN; AGARWAL, 2017). Dessa forma, quanto maior o valor de M_s , menor a distância de $L_{OL}(s)$ ao ponto -1 e, conseqüentemente, menor a robustez do sistema. Como M_s é o máximo valor da função de sensibilidade, é natural que $|S(j\omega)| \leq M_s, \forall 0 \leq \omega < \infty$.

Considerando agora uma planta $G_0(s)$

$$G_0(s) = \frac{G_{d0}(1 - \frac{s}{\omega_{z0}})}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q_0\omega_0} + 1}, \quad (206)$$

que representa o conversor cc-cc operando em um dado ponto de operação no qual se realizou o projeto do controlador $C_0(s)$ para que os requisitos de desempenho desejados para seguimento de referência fossem atingidos. Considerando que $C_0(s)$ é um controlador estabilizante do tipo PID com polo derivativo de alta frequência, fixado em $p_{c0} \gg \omega_{z0}, \omega_0$, que se aproxima do controlador ideal para o processo $G_0(s)$, tem-se

$$C_0(s) = \frac{K_{c0} \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q_0\omega_0} + 1 \right)}{s \left(1 + \frac{s}{p_{c0}} \right)}, \quad (207)$$

cuja função de sensibilidade é $S_0(s) = (1 + C_0(s)G_0(s))^{-1}$, a qual possui um pico $M_{s0} = \|S_0(s)\|_\infty > 0$.

Agora, considere que o conversor opera fora do seu ponto de equilíbrio em função de uma variação na tensão de alimentação e/ou na carga, resultando em uma nova dinâmica $G_1(s)$ em torno do novo ponto de operação

$$G_1(s) = \frac{G_{d1}(1 - \frac{s}{\omega_{z1}})}{\frac{s^2}{\omega_1^2} + \frac{s}{Q_1\omega_1} + 1}, \quad (208)$$

mas ainda se utilizando do controlador $C_0(s)$ inicialmente projetado. Isso resulta em uma nova função de sensibilidade $S_1(s) = (1 + C_0(s)G_1(s))^{-1}$ com valor de pico $M_{s1} = \|S_1(s)\|_\infty > 0$.

Por fim, as funções de transferência de malha aberta $L_{OL0}(s)$ e $L_{OL1}(s)$ do erro para a saída podem ser descritas como

$$L_{OL0}(s) = C_0(s)G_0(s) = \frac{K_{c0}G_{d0} \left(1 - \frac{s}{\omega_{z0}} \right)}{s \left(1 + \frac{s}{p_{c0}} \right)} \quad (209)$$

e

$$L_{OL1}(s) = C_0(s)G_1(s) = \frac{K_{c0}G_{d1} \left(1 - \frac{s}{\omega_{z1}} \right) \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q_0\omega_0} + 1 \right)}{s \left(1 + \frac{s}{p_{c0}} \right) \left(\frac{s^2}{\omega_1^2} + \frac{s}{Q_1\omega_1} + 1 \right)}. \quad (210)$$

Através de (209) e (210), chega-se a

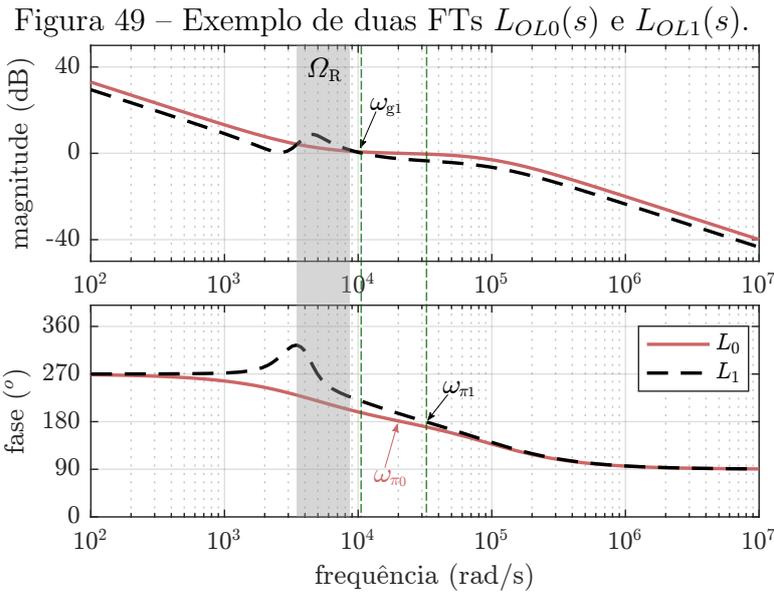
$$\frac{L_{OL1}(s)}{L_{OL0}(s)} = \frac{G_{d1}}{\underbrace{G_{d0}}_{L_{DC}}} \underbrace{\left(1 - \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}_{L_z(s)} \underbrace{\left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q_0\omega_0} + 1\right)}_{L_w(s)} = \frac{G_1(s)}{G_0(s)}. \quad (211)$$

As relações (209)-(211) trazem algumas considerações importantes:

- C.1 No caso em que $G_{d1} < G_{d0}$, tem-se $L_{DC} < 1 \forall \omega$.
- C.2 No caso em que $w_{z0} < w_{z1}$, tem-se $|L_z(j\omega)| \leq 1$ e $\angle L_z(j\omega) \geq 0 \forall \omega$.
- C.3 No caso em que $\omega_0 < \omega_1$, tem-se $|L_w(j\omega)| \geq 1$ e $\angle L_w(j\omega) \geq 0 \forall \omega$.
- C.4 No caso em que $\omega \rightarrow \infty$, $\frac{|L_{OL1}(j\omega)|}{|L_{OL0}(j\omega)|} = \frac{G_{d1} \omega_{z0} \omega_1^2}{G_{d0} \omega_{z1} \omega_0^2}$. Dessa forma, fazendo $G_{d1} \omega_{z0} \omega_1^2 < G_{d0} \omega_{z1} \omega_0^2$, tem-se $|L_{OL1}(j\omega)| < |L_{OL0}(j\omega)|$, $\omega \rightarrow \infty$.
- C.5 No caso em que ω_0 e ω_1 são suficientemente menores que ω_{z0} e ω_{z1} , respectivamente, tem-se que as aproximações $L_w(j\omega) \approx 1$, $\forall \omega < \omega_0$ e $L_w(j\omega) \approx \omega_1^2/\omega_0^2$, $\forall \omega > \omega_1$ são válidas.
- C.6 Assumindo que Q_1 representa o fator de qualidade de um sistema subamortecido, existe uma região $\Omega_R : \omega \in [\omega_1 - \Delta\omega, \omega_1 + \Delta\omega]$ tal que $|L_w(j\omega)| > |L_w(\infty)|$, $\forall \omega \in \Omega_R$ devido ao efeito da ressonância na frequência ω_1 .
- C.7 A frequência de cruzamento $\omega_{\pi0}$, onde $\angle L_{OL0}(j\omega_{\pi0}) = -\pi$, ocorre na média geométrica entre ω_{z0} e p_{c0} , i.e., $\omega_{\pi0} = \sqrt{\omega_{z0} p_{c0}}$.
- C.8 Atendidas as considerações C.2 a C.7, tem-se que a frequência de cruzamento $\omega_{\pi1}$, onde $\angle L_{OL1}(j\omega_{\pi1}) = -\pi$ se localiza acima da média geométrica entre ω_{z1} e p_{c0} , i.e., $\omega_{\pi1} > \sqrt{\omega_{z1} p_{c0}} > \omega_{\pi0}$.
- C.9 Atendidas as considerações C.2 a C.8, tem-se que, na frequência de cruzamento ω_{g1} , caracterizada por $|L_{OL1}(j\omega_{g1})| = 1$ e $|L_{OL1}(j\omega)| < 1 \forall \omega > \omega_{g1}$, $\angle L_{OL1}(j\omega_{g1}) > \angle L_{OL0}(j\omega_{g1})$.

Dado que as considerações C.1 a C.5 são satisfeitas, as demais também o serão como consequência, então, tem-se que $|L_{OL1}(j\omega)| < |L_{OL0}(j\omega)|$ e $\angle L_{OL1}(j\omega) \geq \angle L_{OL0}(j\omega)$, $\forall \omega > \omega_1$, e que a região Ω_R nas vizinhanças de ω_1 está suficientemente distante e abaixo das frequências que caracterizam a estabilidade do sistema. Como consequência, se $L_{OL0}(s)$ caracteriza um sistema em malha fechada estável, tem-se o mesmo para $L_{OL1}(s)$, uma vez que suas margens de ganho e fase são maiores que as de $L_{OL0}(s)$, sugerindo também uma maior distância M_{s1}^{-1} de $L_{OL1}(s)$ ao ponto $(-1,0)$ do diagrama de Nyquist.

A Figura 49 ilustra a resposta em frequência de dois exemplos de $L_{OL0}(s)$ e $L_{OL1}(s)$, em que as condições C.1 a C.9 são satisfeitas.



Fonte: do autor.

6.3 Particularizando os resultados obtidos no contexto dos conversores cc-cc considerados

Considera-se que o conversor é representado por $G_0(s)$ no seu ponto de operação nominal, conforme (206), e que este opera com razão cíclica D_0 e carga R_0 nesse ponto. Por outro lado, $G_1(s)$ em (208) representa a operação do conversor fora do seu ponto nominal, com razão cíclica D_1 e carga R_1 . A relação entre os parâmetros dos conversores e os coeficientes dos modelos é dada na Tabela 1. Assume-se ainda que p_{c0} é suficientemente grande.

Para o conversor *boost*, assumindo que $\omega_i < \omega_{zi}$, $i = 0,1$, as considerações C.1 a C.5 levam a

$$\frac{V_o}{1 - D_1} \leq \frac{V_o}{1 - D_0} \Leftrightarrow (1 - D_0) \leq (1 - D_1), \quad (212)$$

$$\frac{R_0(1 - D_0)^2}{L_c} \leq \frac{R_1(1 - D_1)^2}{L_c} \Leftrightarrow R_0(1 - D_0)^2 \leq R_1(1 - D_1)^2, \quad (213)$$

e

$$\frac{(1 - D_0)}{\sqrt{L_c C_c}} \leq \frac{(1 - D_1)}{\sqrt{L_c C_c}} \Leftrightarrow (1 - D_0) \leq (1 - D_1), \quad (214)$$

as quais são respeitadas se forem atendidas as restrições

$$\begin{cases} D_0 > D_1 \\ R_0 < R_1. \end{cases} \quad (215)$$

Em suma, para que o controlador ideal garanta estabilidade em qualquer ponto de operação, deve-se realizar o seu projeto considerando o ponto de operação com máxima razão cíclica e máxima carga (resistência mínima).

De forma análoga, tem-se, para os conversores do tipo *buck-boost*, *flyback* e seus derivados, que as restrições

$$\begin{cases} D_0 > \max(D_1, 1 - D_1) \\ R_0 < R_1 \end{cases} \quad (216)$$

garantem o atendimento às considerações C.1 a C.5.

E, por fim, para conversores do tipo *buck*, que não possuem zero de FNM e cuja frequência natural independe do ponto de operação, atende-se à condição C.1 com

$$\{D_1 > D_0. \quad (217)$$

Finalmente, verifica-se agora se $\omega_i < \omega_{zi}$, $i = 0, 1$ é uma hipótese válida. No caso do conversor *buck*, tal condição é naturalmente atendida, uma vez que $\omega_i < \omega_{zi} \rightarrow \infty$. No caso particular do conversor *boost*, tem-se:

$$\omega_i < \omega_{zi} \Leftrightarrow \frac{(1-D)}{\sqrt{L_c C_c}} \leq \frac{R_o(1-D)^2}{L_c} \Leftrightarrow \frac{1}{R_o(1-D)} \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \leq 1 \quad (218)$$

Para o conversor *boost*, L_c e C_c são projetados a partir das suas respectivas ondulações de corrente e tensão, dadas em (5)-(6), respectivamente. Dessa forma:

$$\frac{L_c}{C_c} = \frac{V_{in}}{I_o} \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{V_o(1-D)}{I_o} \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = R_o(1-D) \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (219)$$

Escrevendo agora as ondulações em termos percentuais, ou seja, $\Delta V_o = V_o \Delta V_{o\%}$ e $\Delta I_L = I_L \Delta I_{L\%}$, segue que

$$R_o(1-D) \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = R_o(1-D) \frac{V_o}{I_L} \frac{\Delta V_{o\%}}{\Delta I_{L\%}} = R_o(1-D) \frac{V_o(1-D)}{I_o} \frac{\Delta V_{o\%}}{\Delta I_{L\%}}. \quad (220)$$

Substituindo (219) e (220) em (218), tem-se

$$\frac{1}{R_o(1-D)} \sqrt{R_o^2(1-D)^2 \frac{\Delta V_{o\%}}{\Delta I_{L\%}}} \leq 1, \quad (221)$$

ou seja,

$$\sqrt{\frac{\Delta V_{o\%}}{\Delta I_{L\%}}} \leq 1 \Leftrightarrow \Delta V_{o\%} \leq \Delta I_{L\%}, \quad (222)$$

o que é uma condição comum para o conversor *boost* em condução contínua. Os valores típicos de ondulação de tensão e corrente são da ordem de $1 \sim 5\%$ e $10 \sim 20\%$, respectivamente. Relações equivalentes também podem ser derivadas para a família dos conversores *buck-boost/flyback* de maneira análoga.

6.3.1 Exemplo numérico da análise de robustez do conversor *boost*

Neste exemplo, consideram-se os dados do conversor *boost* experimental para avaliação da robustez do sistema diante de variações do ponto de operação. Dessa forma, V_o , L_c e C_c foram escolhidos conforme dados da Tabela 2. Ainda de acordo com os dados da Tabela 2, $v_{in} \in [V_{inmin} V_{inmax}] = [65 \ 85] \text{ V}$ e $P_o \in [P_{omin} P_{omax}] = [100 \ 400] \text{ W}$, sendo P_{omin} definido arbitrariamente de forma a manter o conversor no modo de condução contínua.

A partir das especificações do conversor, foi definida a razão cíclica

$$D_0 = D_{max} = 1 - V_{inmin}/V_o$$

e a resistência de carga

$$R_0 = R_{omin} = V_o^2/P_{omax}$$

visando respeitar as condições definidas em (215).

Obtendo os valores de G_{d0} , ω_{z0} , ω_0 e Q_0 conforme (12), definindo $p_{c0} = 1000\omega_{z0}$ arbitrariamente e $K_{c0} = 0,999p_c/G_{d0}$ para atender ao pior caso, onde $M_{s0}^{-1} \approx 0$, e ainda adotando o controlador (207), tem-se $L_{OL0}(s) = C_0(s)G_0(s)$, conforme (209),

$$L_{OL0}(s) = -4,9079 \times 10^6 \frac{s - 4913}{s(s + 4,913 \times 10^6)},$$

a qual possui $M_{s0}^{-1} = 0,9995 \times 10^{-3} \approx 0$.

Agora, considerando os outros extremos para a razão cíclica e para a resistência $D_{min} = 1 - V_{inmax}/V_o$, $R_{omax} = V_o^2/P_{omin}$, considera-se, então, uma segunda condição para essas variáveis, (D_1, R_1) , de forma a atender

$$\begin{cases} D_{min} \leq D_1 \leq D_{max}, \\ R_{omin} \leq R_1 \leq R_{omax}. \end{cases}$$

Esses valores de (D_1, R_1) são usados para obter a planta (208) em função dos novos valores G_{d1} , ω_{z1} , ω_1 e Q_1 também obtidos a partir de (12), que opera fora do seu ponto de operação com o controlador $C_0(s)$, de forma que $L_{OL1}(s) = C_0(s)G_1(s)$.

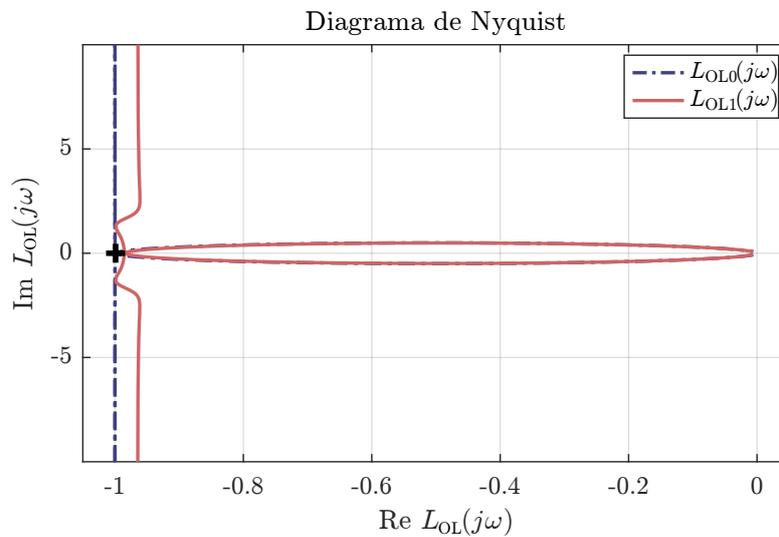
A partir dessas definições, foram simulados 1000 casos considerando diferentes pontos (D_1, R_1) , amostrados aleatoriamente a partir de distribuições uniformes, de forma que $v_{in} \sim \mathcal{U}(V_{inmin}, V_{inmax})$ e $P_o \sim \mathcal{U}(P_{omin}, P_{omax})$. A partir dessas 1000 simulações, foram obtidos 1000 casos para $L_{OL1}(s)$, sendo que o pior caso, caracterizado pela menor distância $M_{s1}^{-1} = 0,0153$ obtida, resultou em

$$L_{OL1}(s) = -4,8376 \times 10^6 \frac{(s - 4995)(s^2 + 1892s + 9,295 \times 10^6)}{s(s + 4,913 \times 10^6)(s^2 + 1869s + 9,337 \times 10^6)}.$$

Esse caso foi obtido com $V_{in} = 65,1 \text{ V}$ e $P_o = 395,2 \text{ W}$, que são valores próximos de V_{inmin} e P_{omax} , o que caracteriza o caso em que $D_1 \approx D_{max}$ e $R_1 \approx R_{omin}$.

A Figura 50 traz o diagrama de Nyquist obtido para os sistemas $L_{OL0}(s)$ e para o pior caso de $L_{OL1}(s)$, no qual se pode perceber que $M_{s1}^{-1} > M_{s0}^{-1}$, conforme o esperado. Logo, mostra-se, de forma numérica para o conversor *boost*, que o ponto (D_0, R_0) representa o pior caso e, dessa forma, o controlador projetado nesse ponto mantém a estabilidade em qualquer outro ponto (D_1, R_1) , desde que a restrição (215) seja respeitada.

Figura 50 – Diagramas de Nyquist de um conversor *boost* simulados considerando-se diferentes pontos de operação, mas com o mesmo controlador projetado inicialmente. Percebe-se que $M_{s1}^{-1} > M_{s0}^{-1}$.

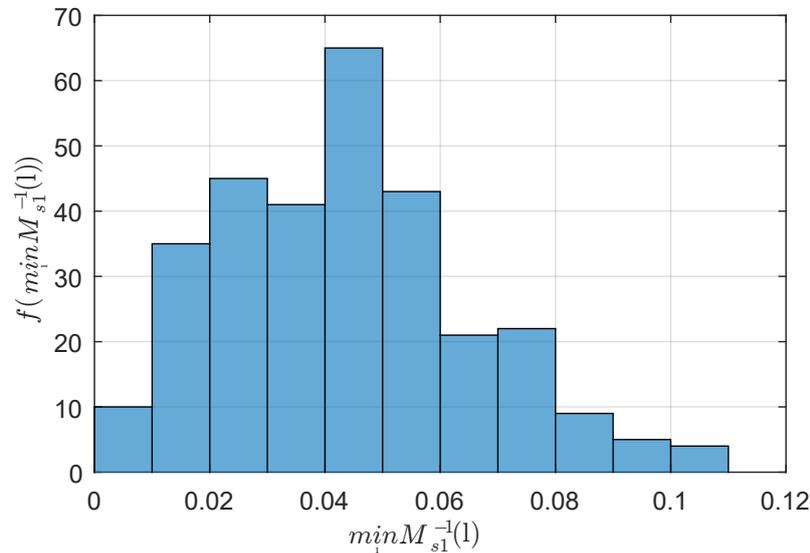


Foi avaliada também a robustez considerando diferentes parâmetros para a planta do conversor *boost*. Dessa forma, foi definido um conjunto de especificações, sendo $V_o \in \{200, 250, 300\}$ V, e 10 valores de $\Delta I_L\%$ e $\Delta V_o\%$, igualmente espaçados nos intervalos $[10,15]\%$ e $[1,5]\%$, respectivamente, que acarretam variações nos componentes L_c e C_c , levando a 300 combinações possíveis de modelos para o conversor *boost*.

Para cada um dos 300 processos, foram novamente simulados 1000 casos considerando diferentes pontos (D_1, R_1) , obtidos a partir das mesmas distribuições uniformes definidas para v_{in} e P_o (ou seja, 300×1000 amostras), operando com um controlador (207) projetado a partir do ponto de operação com (D_0, R_0) , de forma que $M_{s0}^{-1} \approx 0$ (limite de estabilidade). Para cada um dos 300 processos, foi obtido o valor mínimo de M_{s1}^{-1} diante de 1000 simulações, o qual caracteriza o pior caso de robustez obtido, no qual se espera que $\min_l M_{s1}^{-1}(l) > M_{s0}^{-1} > 0$. Obtendo, então, os valores de $\min_l M_{s1}^{-1}(l)$ para os 300 processos distintos, chegou-se à distribuição de valores disposta na Figura 51.

A partir desses resultados, nota-se que, para todos os casos, foi obtido um valor

Figura 51 – Distribuição de $\min_l M_{s1}^{-1}(l)$, $l = 1 \dots 1000$, obtida para 300 modelos $G_0(s)$ considerados, onde l representa um modelo $G_{1l}(s)$ em função de uma dada amostra (D_{1l}, R_{1l}) que respeita a restrição (215).



Fonte: do autor.

tal que $\min_l M_{s1}^{-1}(l) > M_{s0}^{-1}$. Isso demonstra numericamente que o controlador obtido no ponto de equilíbrio (D_0, R_0) garante estabilidade robusta diante de possíveis variações no ponto de operação.

6.4 Considerações finais

Neste capítulo, foi determinada a escolha do ponto de operação para maior robustez do projeto do controlador pelo VRFT para a classe de conversores considerada. A partir de uma análise da resposta em frequência para o sistema compensado com o seu respectivo controlador ideal, no sentido de controle pelo modelo de referência, observou-se que os conversores tipo *buck* apresentam degradação de robustez no ponto de operação com razão cíclica mínima, logo o ponto de operação para a realização da coleta de dados deve ser escolhido de forma a utilizar a mínima razão cíclica. Para os conversores tipo *boost* e *buck-buck*, condições similares dependentes da razão cíclica e da carga foram obtidas visando um projeto robusto às variações do ponto de equilíbrio. A partir de análises numéricas, confirmou-se a análise teórica realizada para um conversor *boost*.

7 CONCLUSÃO

A partir da revisão da literatura acerca do controle de conversores cc-cc realizada neste trabalho, verificou-se que as metodologias de projeto de controle utilizadas para os conversores cc-cc são, na sua maioria, baseadas em modelos matemáticos e que as abordagens de controle baseado em dados (*data-driven*) são um potencial campo de desenvolvimento a ser explorado. Uma vez que boa parte das estratégias de controle DD já utilizadas se apoia em conjuntos de dados no domínio da frequência, buscou-se explorar nesta tese metodologias de projeto de controladores *data-driven* baseadas no domínio do tempo que dependem de um único experimento (i.e., *one-shot*), com a finalidade de facilitar a etapa de coleta de dados.

No capítulo 3, foram traçadas diretrizes específicas para a realização do projeto de controladores em malha única para uma classe de conversores cc-cc através do VRFT, visando atingir um comportamento desejado para o seguimento de referências e a regulação da tensão de saída diante de distúrbios de carga e da tensão de alimentação. Os resultados obtidos, tanto no âmbito de simulação para os conversores *boost* e SEPIC quanto no âmbito experimental para um conversor *boost*, atenderam aos requisitos de projeto estabelecidos, com dinâmica próxima à do modelo de referência, além de garantir estabilidade do processo diante dos distúrbios considerados.

No capítulo 4, foram consideradas extensões do método VRFT para realização do projeto de dois tipos de malhas em cascata, que são configurações frequentemente utilizadas no contexto dos conversores cc-cc em aplicações que exigem bom desempenho dinâmico tanto para o seguimento de referência quanto para a rejeição de distúrbios. Além das diretrizes específicas adotadas para a etapa de projeto, tem-se como contribuição adicional a formulação de filtros que aprimoram a estimativa dos parâmetros dos controladores para as duas malhas de controle consideradas, no caso em que suas estruturas são subparametrizadas. Os resultados experimentais obtidos corroboram o fato de que há uma melhora no desempenho dinâmico referente à rejeição de perturbações e à regulação de corrente em relação à configuração de malha única, mantendo-se um desempenho similar para o seguimento de referências

na tensão de saída.

No capítulo 5, o método VDFT foi explorado para obtenção de controladores para os conversores cc-cc, visando à regulação da tensão de saída com melhor desempenho na rejeição de distúrbios em relação ao método VRFT, levando em conta os casos em que a corrente dos conversores não pode ser medida nem estimada. Nesse capítulo, além de demonstrar a eficácia do método na obtenção de uma resposta com melhor rejeição às perturbações no contexto dos conversores cc-cc, buscou-se a obtenção de uma solução que possa aliar um bom desempenho dinâmico para perturbações com uma menor degradação dos índices de robustez em relação ao método VRFT. Os resultados experimentais indicam uma melhora significativa do desempenho dinâmico diante de distúrbios em relação ao controlador projetado pelo VRFT, ao custo de uma ação de controle mais agressiva e de uma redução no índice de robustez avaliado.

Retomando os objetivos que foram traçados para este trabalho, todos foram atingidos: desde a definição de diretrizes para a realização do projeto de controladores de tensão usando os métodos VRFT em diferentes configurações (malha única e multilaço) e VDFT em conversores cc-cc, até a obtenção dos resultados experimentais utilizando um conversor *boost* como estudo de caso. Ademais, foi obtida a formulação dos filtros para ambas as configurações de controle em cascata visando lidar com o caso em que as classes de controladores definidas são subparametrizadas.

Destaca-se que muitos dos resultados desta tese já estão disponíveis em artigos científicos, como é o caso dos seguintes trabalhos:

- Realização do controle de corrente de um conversor *boost* e comparação entre diferentes abordagens de projeto DD, sendo elas o VRFT e o OCI (REMES *et al.*, 2019).
- Proposições para realização do projeto de controladores de tensão para conversores cc-cc utilizando o método VRFT, além do comparativo desta metodologia com uma abordagem de projeto baseado em modelo utilizada na literatura (REMES *et al.*, 2021a).
- Contribuições para a realização do projeto de controladores em cascata usando a abordagem do VRFT (REMES *et al.*, 2021b).

Como contribuições adicionais realizadas neste trabalho, destacam-se: i) a obtenção do máximo pico da função de sensibilidade a partir dos dados do processo, que foi utilizada nos Capítulos 3, 4 e 5, permitindo a avaliação do grau de robustez do sistema de controle projetado para os conversores cc-cc sem a necessidade do uso de modelos matemáticos; ii) a escolha do ponto de operação para realização da coleta

de dados visando um projeto de controle pelo método VRFT com maior robustez para a classe de conversores considerada, que foi explorada no Capítulo 6.

Por fim, esta tese também abre caminho para outros trabalhos futuros, tanto no âmbito teórico quanto experimental, dentre os quais destacam-se: i) a sistematização e aplicação das metodologias aqui desenvolvidas em outras classes de conversores, como as topologias cc-cc ressonantes, dado que estes possuem modelos matemáticos complexos, e também as topologias cc-ca (inversores), em função da sua vasta aplicabilidade; ii) o desenvolvimento de metodologias para síntese de controladores robustos a partir da abordagem de controle baseado em dados, dado que a robustez é um requisito de projeto importante no âmbito dos conversores e sua análise pode ser demasiadamente complexa em outras topologias de conversores, como é o caso dos conversores cc-cc ressonantes; iii) Avaliação do uso do VDFT no projeto de controladores em malhas em cascata, de forma a aprimorar o desempenho dinâmico geral do processo e, ao mesmo tempo, minimizar a possível degradação de robustez do sistema em malha fechada.

REFERÊNCIAS

- AAMIR, M.; KALWAR, K. A.; MEKHILEF, S. Review: uninterruptible power supply (UPS) system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Amsterdam, v. 58, p. 1395–1410, 2016.
- AAMIR, M.; MEKHILEF, S. An Online Transformerless Uninterruptible Power Supply (UPS) System With a Smaller Battery Bank for Low-Power Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 32, n. 1, p. 233–247, Jan. 2017.
- ALZATE, R. *et al.* Double Loop Control Design for Boost Converters Based on Frequency Response Data. **IFAC-PapersOnLine**, Laxenburg, v. 50, n. 1, p. 10413–10418, 2017.
- ANZEHAEE, M. M.; BEHNAM, B.; HAJIHOSEINI, P. Augmenting ARMarkov-PFC predictive controller with PID-Type III to improve boost converter operation. **Control Engineering Practice**, Laxenburg, v. 79, p. 65–77, Oct. 2018.
- ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback Systems**: an introduction for scientists and engineers. USA: Princeton University Press, 2008.
- BAI, Z. *et al.* H_∞ Control for Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System Used in Electric Vehicles. **International Journal of Automotive Technology**, Amsterdam, v. 20, n. 6, p. 1287–1296, Sept. 2019.
- BANERJEE, S.; RANA, N.; KHUNTIA, M. R. Closed-loop control and performance analysis of a high-gain buck-boost converter with optimized Type III controller. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, Hoboken, v. 30, n. 1, July 2019.
- BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L.; ECKHARD, D. **Data-driven controller design**: the H2 approach. Amsterdam: Springer, 2011.
- BOEFF, L. F. **Controle Linear e Não Linear de Conversores Boost**. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, 2019.
- BOEIRA, E. C. **Sintonia de Controladores Multivariáveis pelo Método da Referência Virtual com Regularização Bayesiana**. 2018. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, 2018.

BORDIGNON, V.; CAMPESTRINI, L. Data-Driven PID Control Tuning for Disturbance Rejection in a Hierarchical Control Architecture. **IFAC-PapersOnLine**, Laxenburg, v. 51, n. 4, p. 569–574, 2018.

BRYANT, B.; KAZIMIERCZUK, M. K. Voltage Loop of Boost PWM DC-DC Converters with Peak Current-Mode Control. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, New York, v. 53, n. 1, p. 99–105, Jan. 2006.

CAMPESTRINI, L. *et al.* Virtual Reference Feedback Tuning for Non-Minimum Phase Plants. **Automatica**, Laxenburg, v. 47, n. 8, p. 1778–1784, 2011.

CAMPESTRINI, L. *et al.* Unbiased MIMO VRFT with application to process control. **Journal of Process Control**, Laxenburg, v. 39, p. 35–49, 2016a.

CAMPESTRINI, L. *et al.* Data-driven Model Reference Control Design by Prediction Error Identification. **Journal of the Franklin Institute**, Laxenburg, v. 354, n. 6, p. 2628–2647, 2016b.

CAMPI, M. C.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. M. Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT): A New Direct Approach to the Design of Feedback Controllers. *In*: CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, 39., 2000, Sidney. **Proceedings [...]** IEEE, 2000. p. 623–629.

CAMPI, M. C.; LECCHINI, A.; SAVARESI, S. M. Virtual Reference Feedback Tuning: A Direct Method for the Design of Feedback Controllers. **Automatica**, Laxenburg, v. 38, n. 8, p. 1337–1346, 2002.

CAMPI, M. C.; SAVARESI, S. M. Direct Nonlinear Control Design: The Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT) Approach. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v. 51, n. 1, p. 14–27, Jan. 2006.

CHAN, C.-Y. A Nonlinear Control for DC-DC Power Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 22, n. 1, p. 216–222, Jan. 2007.

CHEN, T.; LJUNG, L. Implementation of algorithms for tuning parameters in regularized least squares problems in system identification. **Automatica**, Laxenburg, v. 49, n. 7, p. 2213–2220, July 2013.

CHEN, T.; OHLSSON, H.; LJUNG, L. On the estimation of transfer functions, regularizations and Gaussian processes—Revisited. **Automatica**, Laxenburg, v. 48, n. 8, p. 1525–1535, Aug. 2012.

CORLETA, A. *et al.* Data-Driven Control Design Applied to Uninterruptible Power Supplies. *In*: CONFERENCE ON CONTROL APPLICATIONS (CCA) PART OF MULTI-CONFERENCE ON SYSTEMS AND CONTROL, 2016, Buenos Aires. **Proceedings [...]** IEEE, 2016. p. 1312–1317.

DEAECTO, G. S. *et al.* Switched affine systems control design with application to DC-DC converters. **IET Control Theory & Applications**, Stevenage, v. 4, n. 7, p. 1201–1210, July 2010.

DUPONT, F. H. *et al.* Comparison of Linear Quadratic Controllers with Stability Analysis for DC-DC Boost Converters Under Large Load Range. **Asian Journal of Control**, Taipei, v. 15, n. 3, p. 861–871, May 2013.

ECKHARD, D.; CAMPESTRINI, L.; BOEIRA, E. C. Virtual Disturbance Feedback Tuning. **IFAC Journal of Systems and Control**, Laxenburg, v. 3, p. 23–29, Mar. 2018.

EGIDIO, L. N.; DEAECTO, G. S. Novel Practical Stability Conditions for Discrete-Time Switched Affine Systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v. 64, n. 11, p. 4705–4710, Nov. 2019.

ENG, V.; PINSOPON, U.; BUNLAKSANANUSORN, C. Modeling of a SEPIC converter operating in Continuous Conduction Mode. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGY*, 6., 2009, Pattaya. **Proceedings [...]** IEEE, 2009.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The Internal Model Principle of Control Theory. **Automatica**, Laxenburg, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.

GOMES, R. B. **Aplicação de Métodos de Controle Baseado em Dados em Conversores CC-CC Boost**. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, 2018.

GONÇALVES DA SILVA, G. R. **Multivariable Data-Driven Control : Non-minimum Phase Systems, State-Feedback and Controller Certification**. 2019. Tese de Doutorado (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, 2019.

GONÇALVES DA SILVA, G. R.; BAZANELLA, A. S.; CAMPESTRINI, L. One-shot data-driven controller certification. **ISA Transactions**, Laxenburg, v. 99, p. 361–373, Apr. 2020.

GONÇALVES DA SILVA, G. R.; CAMPESTRINI, L.; BAZANELLA, A. S. Multivariable VRFT: an approach for systems with non-minimum phase transmission zeros. *In: IEEE CONFERENCE ON CONTROL APPLICATIONS (CCA)*, 2016., 2016, Buenos Aires. **Proceedings [...]** IEEE, 2016. p. 1324–1329.

GONÇALVES DA SILVA, G. R.; CAMPESTRINI, L.; BAZANELLA, A. S. Multivariable VRFT: an approach for systems with non-minimum phase transmission zeros. *In: IEEE MULTI-CONFERENCE ON SYSTEMS AND CONTROL (CCA)*, 2016, Buenos Aires. **Proceedings [...]** IEEE, 2016.

GONÇALVES DA SILVA, G. R. *et al.* Data-Driven LQR Control Design. **IEEE Control Systems Letters**, New York, v. 3, n. 1, p. 180–185, Jan. 2019.

GOPI, R. R.; SREEJITH, S. Converter topologies in photovoltaic applications – A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Amsterdam, v. 94, p. 1–14, Oct. 2018.

GROOT BOERLE, D. J. EMC and functional safety, impact of IEC 61000-1-2. *In*: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 1., 2002, Minneapolis. **Proceedings [...]** IEEE, 2002.

GUESMI, K.; ESSOUNBOULI, N.; HAMZAOUI, A. Systematic Design Approach of Fuzzy PID Stabilizer for DC-DC Converters. **Energy Conversion and Management**, Laxenburg, v. 49, n. 10, p. 2880–2889, Oct. 2008.

HAUKE, B. **Basic Calculation of a Boost Converters Power Stage**. Dallas: Texas Instruments, 2014. 1-7 p. (Application Report 2015). SLVA477B.

HAYKIN, S. **Signals and systems**. New York: Wiley, 2002.

HJALMARSSON, H. *et al.* Iterative Feedback Tuning: Theory and Applications. **IEEE Control Systems**, [s.l.], v. 18, p. 26–41, 1998.

HUNG, M.; TSENG, K. Study on the Corresponding Relationship Between Dynamics System and System Structural Configurations - Develop a Universal Analysis Method for Eliminating the RHP-Zeros of System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 65, n. 7, p. 5774–5784, July 2018.

HUSSEIN, A. A.-H.; BATARSEH, I. A Review of Charging Algorithms for Nickel and Lithium Battery Chargers. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 60, n. 3, p. 830–838, Mar. 2011.

International Electrotechnical Commission. **EN/IEC 61000:2016 – Electromagnetic Compatibility (EMC)**. 2016. Standard — IEC, Geneva, 2016. (EN 61000).

JENG, J.-C.; YEH, C.-H. Coordinated Control Design for a PEMFC Power System Using Adaptive VRFT Method. **Journal of the Taiwan Institute of Chemical Engineers**, Laxenburg, v. 73, p. 102–111, Apr. 2017.

KANZIAN, M.; AGOSTINELLI, M.; HUEMER, M. Digital hysteresis sliding mode control for interleaved DC–DC converters. **Control Engineering Practice**, Laxenburg, v. 90, p. 148–159, Sept. 2019.

KARIMI, A.; MISKOVIC, L.; BONVIN, D. Iterative Correlation-based Controller Tuning. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, Hoboken, v. 18, p. 645–664, 2004.

KASSICK, E. V. Deriving The Canonical Equivalent Circuit For Small Signal & Low Frequency Ac Model For The Sepic And Zeta Pwm Dc-dc Converters With Two-port Network (quadripoles) Circuit Analysis Technique. **Eletrônica de Potência**, Joinville, v. 16, n. 4, p. 376–382, Nov. 2011.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. 2nd. ed. Chichester: Wiley, 2016.

KEEL, L. H.; BHATTACHARYYA, S. P. Controller Synthesis Free of Analytical Models: Three Term Controllers. **IEEE Transactions on Automatic Control**, New York, v. 53, n. 6, p. 1353–1369, July 2008.

KIM, Y.-S.; SUNG, W.-Y.; LEE, B.-K. Comparative Performance Analysis of High Density and Efficiency PFC Topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 29, n. 6, p. 2666–2679, June 2014.

KOBAKU, T.; PATWARDHAN, S. C.; AGARWAL, V. Experimental Evaluation of Internal Model Control Scheme on a DC-DC Boost Converter Exhibiting Non-minimum Phase Behavior. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 32, n. 11, p. 8880–8891, Nov. 2017.

LECCHINI, A.; CAMPI, M. C.; SAVARESI, S. M. Virtual Reference Feedback Tuning for Two Degree of Freedom Controllers. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, Hoboken, v. 16, n. 5, p. 355–371, 2002.

LEONCINI, M.; LEVANTINO, S.; GHIONI, M. Design issues and performance analysis of CCM boost converters with RHP zero mitigation via inductor current sensing. **Journal of Power Electronics**, Amsterdam, v. Early Access, Nov. 2020.

LEUNG, F. H. F.; TAM, P. K. S.; LI, C. K. The Control of Switching DC-DC Converters—a General LQR Problem. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 38, n. 1, p. 65–71, 1991.

LJUNG, L. **System Identification: theory for the user**. [*S.l.*]: Prentice Hall, University of Linköping, 1987.

MACIEJOWSKI, J. M.; DAGLESS, E. L. (Ed.). **Multivariable Feedback Design**. Wokingham: Addison-Wesley, 1989.

MAHMOUDI, M.; SAFARI, A. LMI based robust control design for multi-input–single-output DC/DC converter. **International Journal of Dynamics and Control**, Amsterdam, v. 7, n. 1, p. 379–387, July 2018.

MARCONATO, A.; SCHOUKENS, M.; SCHOUKENS, J. Filter-based regularisation for impulse response modelling. **IET Control Theory & Applications**, Stevenage, v. 11, n. 2, p. 194–204, Jan. 2017.

MARKKASSERY, S. *et al.* Modelling, Design and Control of Non-Isolated Single-Input Multi-Output Zeta-Buck-Boost Converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 56, p. 1–1, 2020.

MOOR, B. D.; MOONEN, M.; VANDEWALLE, L. V. J. **Identification of Linear State Space Models with Singular Value Decomposition Using Canonical Correlation Analysis**. Leuven: Catholic University of Leuven, 1988.

NAIM, R.; WEISS, G.; BEN-YAAKOV, S. H_∞ Control Applied to Boost Power Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 12, n. 4, p. 677–683, July 1997.

NICOLETTI, A.; MARTINO, M.; AGUGLIA, D. Data-driven approach to iterative learning control via convex optimisation. **IET Control Theory & Applications**, Stevenage, v. 14, n. 7, p. 972–981, Apr. 2020.

NICOLETTI, A.; MARTINO, M.; KARIMI, A. A Data-Driven Approach to Model-Reference Control with Applications to Particle Accelerator Power Converters. **Control Engineering Practice**, Laxenburg, v. 83, p. 11–20, 2019.

NICOLETTI, A.; MARTINO, M.; KARIMI, A. A Robust Data-Driven Controller Design Methodology With Applications to Particle Accelerator Power Converters. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, New York, v. 27, n. 2, p. 814–821, Mar. 2019.

OLALLA, C. *et al.* Robust LQR Control for PWM Converters: an LMI approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 56, n. 7, p. 2548–2558, 2009.

OLALLA, C. *et al.* Robust Optimal Control of Bilinear DC-DC Converters. **Control Engineering Practice**, Laxenburg, v. 19, n. 7, p. 688–699, July 2011.

OOMEN, T. *et al.* Iterative Data-Driven H Norm Estimation of Multivariable Systems With Application to Robust Active Vibration Isolation. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, New York, v. 22, n. 6, p. 2247–2260, Nov. 2014.

OUCHERIAH, S.; GUO, L. PWM-Based Adaptive Sliding-Mode Control for Boost DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 60, n. 8, p. 3291–3294, Aug. 2013.

OVERSCHEE, P. V.; MOOR, B. D. **Subspace Identification for Linear Systems**. New York: Springer, 1996.

PADUVALLI, V. V. *et al.* Mitigation of Positive Zero Effect on Nonminimum Phase Boost DC-DC Converters in CCM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 65, n. 5, p. 4125–4134, May 2018.

PELLEGRINO, G.; ARMANDO, E.; GUGLIELMI, P. An Integral Battery Charger With Power Factor Correction for Electric Scooter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 25, n. 3, p. 751–759, Mar. 2010.

PILLONETTO, G.; NICOLAO, G. D. A new kernel-based approach for linear system identification. **Automatica**, Laxenburg, v. 46, n. 1, p. 81–93, Jan. 2010.

PILLONETTO, G. *et al.* Kernel methods in system identification, machine learning and function estimation: a survey. **Automatica**, Laxenburg, v. 50, n. 3, p. 657–682, Mar. 2014.

PRABAHARAN, N.; PALANISAMY, K. A Comprehensive Review on Reduced Switch Multilevel Inverter Topologies, Modulation Techniques and Applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Amsterdam, v. 76, 2017.

PRABHALA, V. *et al.* An Overview of Direct Current Distribution System Architectures & Benefits. **Energies**, Basel, v. 11, n. 9, p. 2463, Sept. 2018.

- RAHIMI-EICHI, H. *et al.* Battery Management System - An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, New York, v. 7, p. 4–16, 2013.
- RANI, P. H. *et al.* Fuzzy logic supervisory controller for multi-input non-isolated DC to DC converter connected to DC grid. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Laxenburg, v. 112, p. 49–60, Nov. 2019.
- RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications Handbook**. 3rd. ed. Burlington: Butterworth-Heinemann Elsevier, 2011.
- REMES, C. L.; ROSA, M. B.; OLIVEIRA, S. V. G. **A Two-Switch Forward Converter Application for Battery Charging**. Fortaleza: IEEE, 2015.
- REMES, C. L. *et al.* Data-Driven Approach for Current Control in DC-DC Boost Converters. *In: XII IFAC SYMPOSIUM ON DYNAMICS AND CONTROL OF PROCESS SYSTEMS, INCLUDING BIOSYSTEMS - DYCOPS, 2019, Florianópolis. Proceedings [...]* IFAC, 2019.
- REMES, C. L. *et al.* LQG controller in cascade loop tuned by PSO applied to a DC–DC converter. **Asian Journal of Control**, Taipei, v. Early Access, Oct. 2020.
- REMES, C. L. *et al.* Virtual Reference Feedback Tuning Applied to DC–DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 68, n. 1, p. 544–552, Jan. 2021a.
- REMES, C. L. *et al.* Virtual Reference Feedback Tuning Applied to Cascade Control. **IET Control Theory & Applications**, Stevenage, v. Aceito e Em Produção, 2021b.
- ROJAS, C. R. *et al.* Analyzing iterations in identification with application to non-parametric \mathcal{H}_∞ -norm estimation. **Automatica**, Laxenburg, v. 48, n. 11, p. 2776–2790, Nov. 2012.
- ROJAS, J. D. *et al.* Application of Multivariate Virtual Reference Feedback Tuning for Wastewater Treatment Plant Control. **Control Engineering Practice**, Laxenburg, v. 20, n. 5, p. 499–510, 2012.
- ROUZBEHI, K. *et al.* A Data-Driven Based Voltage Control Strategy for DC-DC Converters: application to DC microgrid. **Electronics**, Basel, v. 8, n. 5, p. 493, Apr. 2019.
- RUIZ-MARTINEZ, O. *et al.* Data-driven stabilizing control of DC–DC converters with unknown active loads. **Control Engineering Practice**, Laxenburg, v. 95, p. 104266, Feb. 2020.
- SALA, A.; ESPARZA, A. Extensions to Virtual Reference Feedback Tuning: a direct method for the design of feedback controllers. **Automatica**, Laxenburg, v. 41, n. 8, p. 1473 – 1476, 2005.
- SARKAWI, H.; OHTA, Y. Uncertain DC-DC Zeta Converter Control in Convex Polytope Model Based on LMI Approach. **International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)**, Joguejacarta, v. 9, n. 2, p. 829, June 2018.

- SILVA-ORTIGOZA, R. *et al.* DC-DC Buck Power Converter as a Smooth Starter for a DC Motor Based on a Hierarchical Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 30, n. 2, p. 1076–1084, Feb. 2015.
- SIRA-RAMIREZ, H. Nonlinear PI Controller Design for Switch-Mode DC-DC Power Converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, New York, v. 38, n. 4, p. 410–417, Apr. 1991.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable Feedback Control Analysis and Design**. 2nd. ed. Sussex: Wiley, 2005.
- SZITA, G.; SANATHANAN, C. Model matching controller design for disturbance rejection. **Journal of the Franklin Institute**, Laxenburg, v. 333, n. 5, p. 747–772, Sept. 1996.
- TAN, S.-C.; LAI, Y. M.; TSE, C. K. A Unified Approach to the Design of PWM-based Sliding-mode Voltage Controllers for Basic DC-DC Converters in Continuous Conduction Mode. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, New York, v. 53, n. 8, p. 1816–1827, Aug. 2006.
- TAN, S.-C. *et al.* A Fast-Response Sliding-Mode Controller for Boost-Type Converters with a Wide Range of Operating Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 54, n. 6, p. 3276–3286, Dec. 2007.
- TANG, F. *et al.* **Fast Input-voltage Transient Response with Digitally-controlled Isolated DC-DC Converters**. Dallas: Texas Instruments, 2015. (Application Report slyt641). Analog Applications Journal, Communications.
- TESCH, D. A. **Extensão do Iterative Feedback Tuning para Sistemas em Cascata com Aplicação em Controle de Quadricópteros**. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, 2016.
- THIRUMENI, M.; THANGAVELUSAMY, D. Design and analysis of hybrid PSO–GSA tuned PI and SMC controller for DC–DC Cuk converter. **IET Circuits, Devices & Systems**, Stevenage, v. 13, n. 3, p. 374–384, May 2019.
- TROFINO, A. *et al.* Switching Rule Design for Affine Switched Systems with \mathcal{H}_∞ Performance. *In: IEEE CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL (CDC)*, 51., 2012, Miami. **Proceedings [...]** IEEE, 2012. p. 1923–1928.
- UTKIN, V. Sliding Mode Control of DC-DC Converters. **Journal of the Franklin Institute**, Laxenburg, v. 350, n. 8, p. 2146–2165, Oct. 2013.
- WAI, R.; SHIH, L. Design of Voltage Tracking Control for DC-DC Boost Converter Via Total Sliding-Mode Technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 58, n. 6, p. 2502–2511, June 2011.
- XIA, P. *et al.* Robust LMI-LQR Control for Dual-Active-Bridge DC–DC Converters With High Parameter Uncertainties. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, New York, v. 6, n. 1, p. 131–145, Mar. 2020.

YFOULIS, C.; PAPADOPOULOU, S.; VOUTETAKIS, S. Robust Linear Control of Boost and Buck-Boost DC-DC Converters in Micro-Grids with Constant Power Loads. **Energies**, Basel, v. 13, n. 18, p. 4829, Sept. 2020.

ZHAO, W. Z. *et al.* Research on control strategy for differential steering system based on H mixed sensitivity. **International Journal of Automotive Technology**, Amsterdam, v. 14, n. 6, p. 913–919, Nov. 2013.

APÊNDICE A ESTIMATIVA DAS NORMAS DE SISTEMAS A PARTIR DOS DADOS DA RESPOSTA IMPULSIVA

Sistemas lineares e invariantes no tempo podem ser plenamente representados pelo uso de diferentes estratégias, como exemplo, as equações de diferenças, funções de transferência e a resposta impulsiva (HAYKIN, 2002). No caso de sistemas em tempo discreto, tem-se que a saída $y(k)$ desse sistema é dada pela convolução entre os sinais de entrada $u(k)$ e o sinal $g(k)$ que caracteriza a resposta impulsiva de um dado sistema G . Dessa forma, considerando que G é um sistema causal, tem-se

$$G : y(k) = g(k) * u(k) = \sum_{n=0}^{\infty} g(k-n)u(n). \quad (223)$$

Em outras palavras, o conhecimento do sinal $g(k)$ é suficiente para a caracterização de qualquer relação de entrada e saída de um dado sistema G linear.

Outra definição importante são as normas de sinais e sistemas, bastante utilizadas para caracterizar suas medidas, em especial, as normas \mathcal{L}_2 , \mathcal{L}_∞ , usadas para sinais, e \mathcal{H}_1 , \mathcal{H}_2 e \mathcal{H}_∞ , usadas para sistemas. Estas são definidas como (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005, A.5):

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_p : \|x(k)\|_{L_p} &= \sqrt[p]{\sum_{k=0}^{\infty} |x(k)|^p}, \\ \mathcal{L}_\infty : \|x(k)\|_{L_\infty} &= \max |x(k)|, \\ \mathcal{H}_1 : \|G\|_1 &= \sum_{k=0}^{\infty} |g(k)| = \max_{u(k) \neq 0} \frac{\|g(k) * u(k)\|_{L_\infty}}{\|u(k)\|_{L_\infty}}, \\ \mathcal{H}_2 : \|G\|_2 &= \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} |g(k)|^2} = \|g(k)\|_{L_2}, \\ \mathcal{H}_\infty : \|G\|_\infty &= \max_{u(k) \neq 0} \frac{\|g(k) * u(k)\|_{L_2}}{\|u(k)\|_{L_2}}, \end{aligned} \quad (224)$$

sendo $x(k)$ um sinal qualquer.

No caso de um sistema estável, sabe-se que $\lim_{k \rightarrow \infty} g(k) = 0$. Dessa forma, assumindo que os termos de ordem maior que M da resposta impulsiva são desprezíveis, pode-se considerar a aproximação:

$$G : y(k) = \sum_{n=0}^{\infty} g(k-n)u(n) \approx \underbrace{\sum_{n=0}^M g(k-n)u(n)}_{g(M+1) < \epsilon, \text{ com } \epsilon \rightarrow 0^+}. \quad (225)$$

Em outras palavras, considera-se que apenas os M primeiros termos da resposta impulsiva são suficientes para caracterizar a relação de entrada e saída do sistema. Em termos das normas descritas em (224), pode-se também obter uma aproximação para duas delas:

$$\begin{aligned} \|G\|_1 &\approx \sum_{k=0}^M |g(k)|, \\ \|G\|_2 &\approx \sqrt{\sum_{k=0}^M |g(k)|^2}, \end{aligned} \quad (226)$$

enquanto, para a norma \mathcal{H}_∞ , que representa a máxima relação de ganho considerando todos os conjuntos de sinais de entrada possíveis, deve-se adotar uma estratégia diferente.

Expandindo a relação dada em (225) para os M primeiros termos, tem-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} y(0) = g(0)u(0) \\ y(1) = g(1)u(0) + g(0)u(1) \\ \dots \\ y(M) = g(M)u(0) + \dots + g(1)u(M-1) + g(0)u(M), \end{array} \right. \quad (227)$$

que pode ser reescrita na forma matricial:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \dots \\ y(M) \end{bmatrix}}_{Y_M} = \underbrace{\begin{bmatrix} g(0) & 0 & \dots & 0 \\ g(1) & g(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(M) & g(M-1) & \dots & g(0) \end{bmatrix}}_{G_M} \underbrace{\begin{bmatrix} u(0) \\ u(1) \\ \dots \\ u(M) \end{bmatrix}}_{U_M} \quad (228)$$

Nota-se que, em (228), a matriz G_M representa os termos da resposta impulsiva do sistema e que sua multiplicação com o vetor de entradas U_M resulta na própria

operação de convolução, truncada em M termos. Partindo do pressuposto de que os termos $g(M+k), k > 0$ são desprezíveis, pode-se dizer, então, que a matriz G_M caracteriza completamente a resposta impulsiva $g(k)$ e, conseqüentemente, o próprio sistema G .

A caracterização do sistema G a partir da matriz G_M permite a utilização de algumas propriedades de matrizes, como é o caso da norma induzida (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005, A.5):

$$\|G_M\|_{ip} = \max_{U_M \neq 0} \frac{\|G_M U_M\|_{Lp}}{\|U_M\|_{Lp}}. \quad (229)$$

Em suma, a $\|G_M\|_{ip}$ é uma forma de representar o ganho dado pelo sistema G considerando um conjunto de sinais de entrada possíveis U_M . Entre as possíveis normas induzidas, três podem ser destacadas:

$$\begin{aligned} \|G_M\|_{i1} &= \max_j \left(\sum_i |g_{Mij}| \right), \\ \|G_M\|_{i\infty} &= \max_i \left(\sum_j |g_{Mij}| \right), \\ \|G_M\|_{i2} &= \bar{\sigma}(G_M) = \sqrt{|\lambda_{max}(G_M^T G_M)|}. \end{aligned} \quad (230)$$

Ao avaliar (230) e compará-la com as definições de normas em (224):

$$\begin{aligned} \|G\|_{\infty} &\approx \max_{U_M} \frac{\|G_M U_M\|_{L2}}{\|U_M\|_{L2}} = \|G_M\|_{i2}, \\ \|G\|_1 &\approx \max_{U_M} \frac{\|G_M U_M\|_{L\infty}}{\|U_M\|_{L\infty}} = \|G_M\|_{i\infty} = \|G_M\|_{i1}, \end{aligned} \quad (231)$$

conseqüentemente, o cálculo das normas \mathcal{H}_1 , \mathcal{H}_2 and \mathcal{H}_{∞} pode ser aproximado por

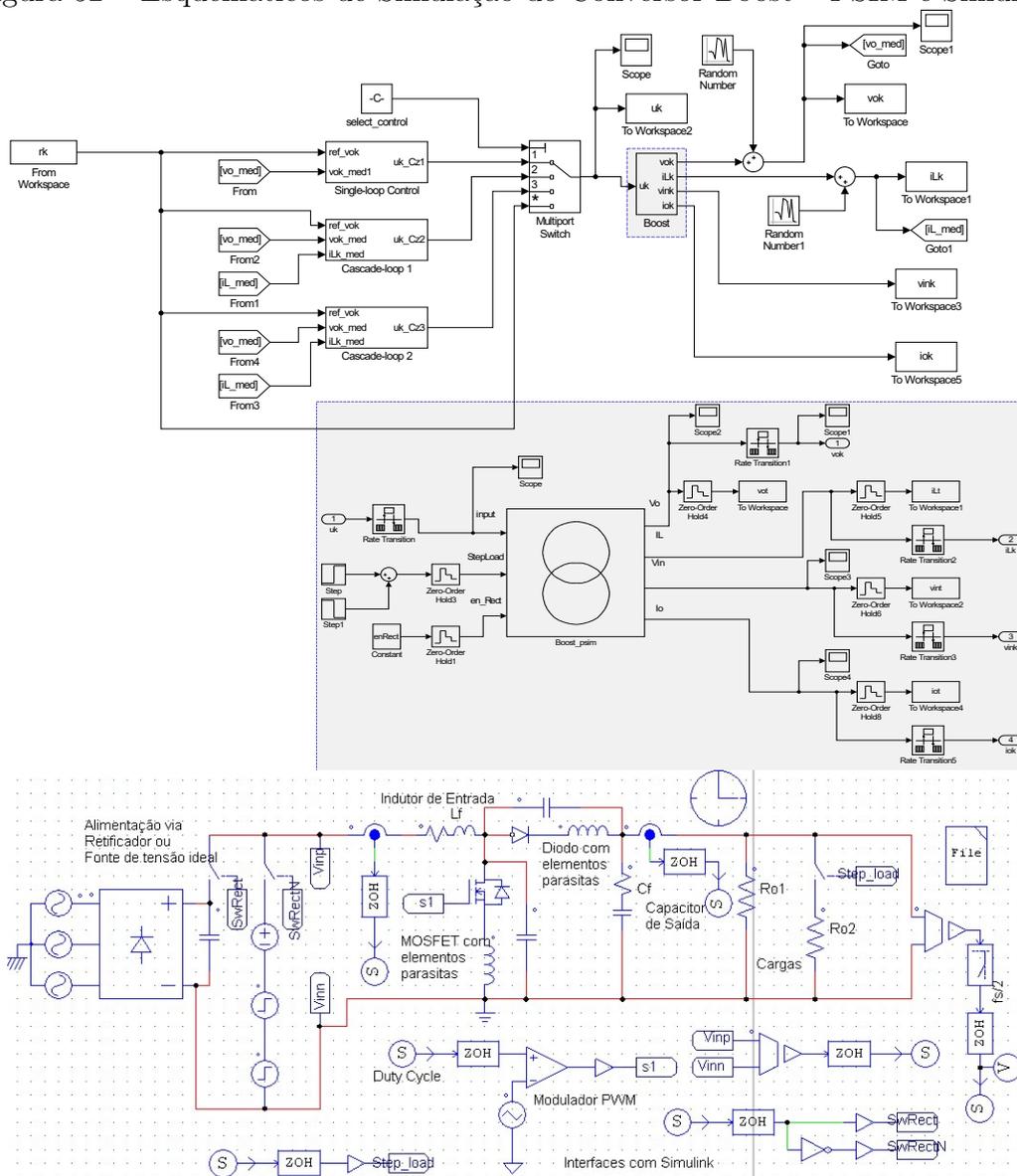
$$\begin{aligned} \|G\|_1 &\approx \|G_M\|_{i1} = \sum_{k=0}^M |g(k)|, \\ \|G\|_2 &\approx \sqrt{\sum_{k=0}^M |g(k)|^2}, \\ \|G\|_{\infty} &\approx \|G_M\|_{i2} = \bar{\sigma}(G_M) = \sqrt{\lambda_{max}(G_M^T G_M)}. \end{aligned} \quad (232)$$

Perceba que, nos três casos, somente o conhecimento dos M primeiros termos da resposta impulsiva é necessário para a obtenção da estimativa das referidas normas. Partindo dessa ideia, diferentes algoritmos (CHEN; LJUNG, 2013) podem ser usados visando à estimação dos coeficientes da resposta impulsiva $\hat{g}(k)$ e, conseqüentemente, das normas do sistema G (GONÇALVES DA SILVA; BAZANELLA; CAMPESTRINI, 2020).

APÊNDICE B ESQUEMÁTICOS DE SIMULAÇÃO

B.1 Conversor Boost

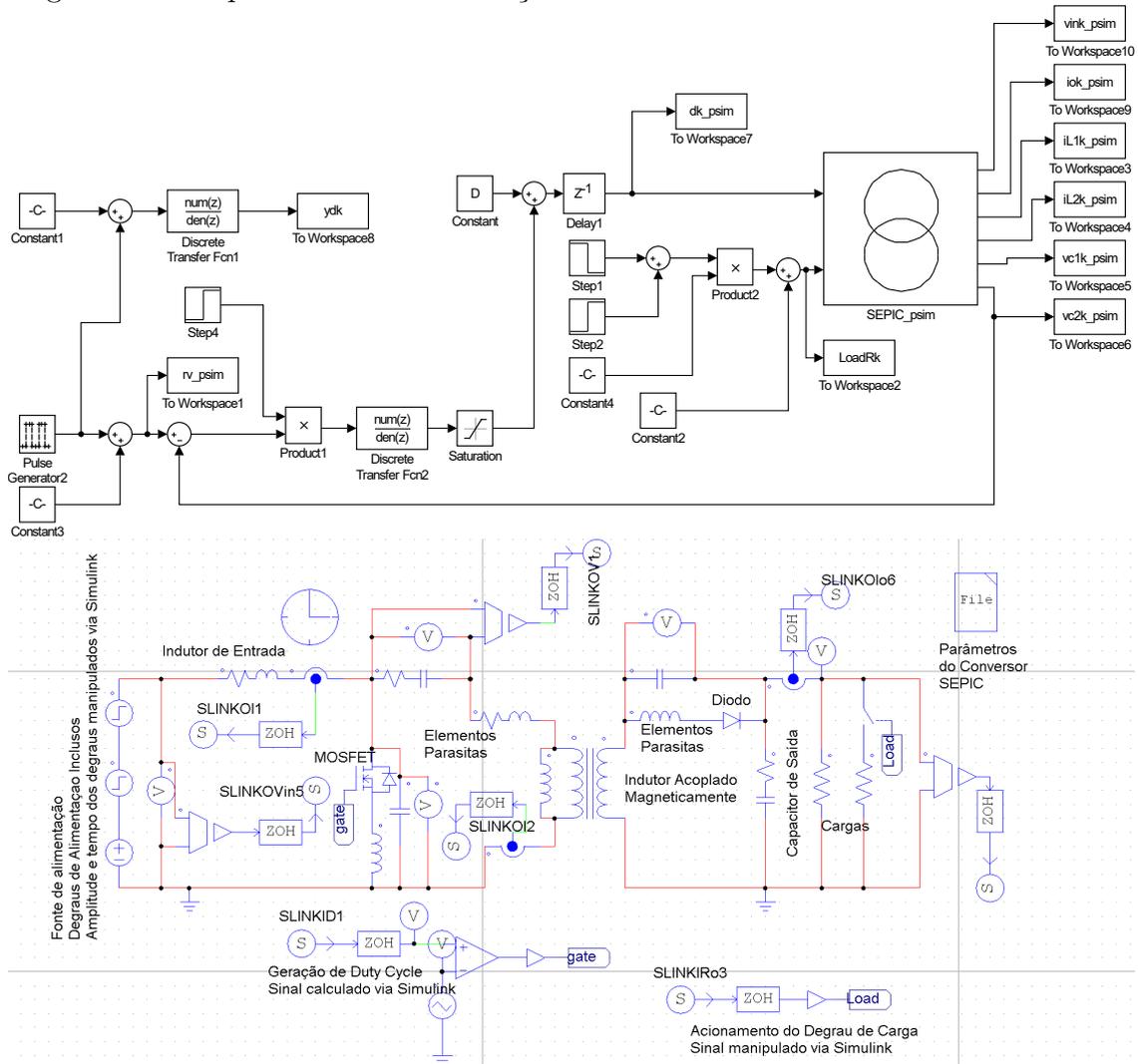
Figura 52 – Esquemáticos de Simulação do Conversor Boost – PSIM e Simulink



Fonte: do autor.

B.2 Conversor SEPIC

Figura 53 – Esquemáticos de Simulação do Conversor SEPIC – PSIM e Simulink



Fonte: do autor.