

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MEIDYCLER SCHWAB

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VRFT DE FASE NÃO-MÍNIMA
PARA CONTROLE DE CONVERSOR BOOST**

Porto Alegre

2015

MEIDYCLER SCHWAB

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VRFT DE FASE NÃO-MÍNIMA
PARA CONTROLE DE CONVERSOR BOOST**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a Graduação em Engenharia Elétrica.

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

Porto Alegre

2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MEIDYCLER SCHWAB

**APLICAÇÃO DO MÉTODO VRFT DE FASE NÃO-MÍNIMA
PARA CONTROLE DE CONVERSOR BOOST**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação” do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador 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. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Fausto Bastos Líbano, UFRGS
Doutor pela Universidade Politécnica de Madri– Madri, Espanha

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

Porto Alegre

2015

Dedico este trabalho à minha família e
aos meus amigos que permaneceram
ao meu lado, oferecendo apoio
nos momentos difíceis.

AGRADECIMENTOS

À minha mãe, Sandra Beatriz Locatelli, e ao meu pai, Paulo Luiz Schwab, por acreditar e me apoiar, emocional e financeiramente, em todas as decisões que eu já tomei. Ao meu irmão, Paulo Victor Schwab, por ser meu companheiro em vida. Aos meus amigos, destacando minha colega de apartamento Ana Paula Matte; que me apoiaram não somente durante a graduação, mas em todos os momentos.

Ao Professor Doutor Jeferson Vieira Flores, que apesar de não ser meu orientador, se mostrou disponível a me ajudar em todas as vezes em que a minha orientadora não pôde. E, finalmente, um agradecimento especial à minha orientadora, Professora Doutora Lucíola Campestrini, que me guiou e se mostrou sempre disposta a trabalhar comigo. É inspirador ver professores motivados e que trabalham duro como vocês.

RESUMO

Para o projeto de um controlador para sistemas de fase não-mínima, deve-se levar em conta esta característica para a obtenção de um desempenho adequado. Neste trabalho foi aplicado o método de sintonia baseado em referência virtual VRFT (do inglês *Virtual Reference Feedback Tuning*) de fase-não-mínima, que é um método baseado em dados para seguimento de referência, para a obtenção do controlador de tensão para um conversor boost. O modelo do conversor boost, que é um conversor chaveado elevador de tensão CC, se caracteriza por ser um destes sistemas pelo fato de conter um zero de fase não-mínima. Primeiramente foram apresentados os fundamentos teóricos à que se baseiam a aplicação do método, e então realizada a verificação do método através de simulação do sistema em malha fechada pelo Simulink do Matlab. Verificado o método, foi realizado o projeto de controle para o conversor boost no PSIM. O VRFT foi implementado por código no Matlab.

Palavras-chave: Conversor Boost, Controle Baseado em Dados, VRFT, Sistemas de Fase Não-Mínima.

ABSTRACT

For non-minimum phase systems design, this feature must be taken into account to obtain an appropriate performance. In this work we applied the non-minimum phase VRFT (*Virtual Reference Feedback Tuning*) method, which is a data-based method for reference tracking, to obtain a voltage controller for a boost converter. The boost converter transfer function, which is a switched DC voltage elevator power converter, is characterized by being one of these systems that contains a non-minimum phase zero. First, we presented the theoretical foundations on which the method application is based on, and then we performed the method verification through simulation of the closed-loop system by Matlab Simulink. Checked the method, we performed the control design for the boost converter in PSIM. The VRFT was implemented in Matlab by code.

Keywords: Boost Converter, Data-Based Control, VRFT, Non-minimum Phase Systems.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	11
2 EMBASAMENTO TEÓRICO	14
2.1 O Conversor Boost.....	14
2.1.1 Modelagem Dinâmica	17
2.1.1.1 Chave Fechada	17
2.1.1.2 Chave Aberta.....	18
2.1.2 Ponto de Equilíbrio.....	19
2.1.3 Modelo para Pequenos Sinais.....	20
2.1.4 Modelo do Conversor para o Projeto.....	21
2.2 Definições.....	22
2.2.1 O Processo.....	22
2.2.2 O Controlador.....	23
2.2.3 O Sistema em Malha Fechada.....	24
2.2.4 Controle para seguimento de referência	24
2.2.4.1 Escolha do Modelo de Referência.....	26
2.2.5 Controle Baseado em Dados	27
2.2.6 Fase Não-Mínima	28
2.3 O Método VRFT	29
2.3.1 O Caso Ideal.....	29
2.3.2 O Caso Não Ideal	31
2.3.3 O VRFT de Fase Não Mínima	32
2.3.3.1 Geração da Referência Virtual	33
2.3.3.2 O Critério VRFT Flexível.....	34
2.3.3.3 Procedimento de Dois Passos	36
2.3.4 O Caso com Ruído	37
3 METODOLOGIA EXPERIMENTAL E RESULTADOS	39
3.1 Projeto do Controlador por <i>Root Locus</i>	39
3.2 Simulação com Geração de Dados pelo Simulink.....	41
3.3 Projeto com Geração de Dados pelo PSIM	47
4 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	56
5 REFERÊNCIAS	57

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Conversor Boost com chaveamento ideal.	14
Figura 2 - Conversor Boost com MOSFET.....	15
Figura 3 - Chave fechada ou na posição $D(t)=1$ da Figura 1.	15
Figura 4 - Chave aberta ou na posição $D(t)=0$ da Figura 1.	16
Figura 5 - Sistema em malha fechada.	24
Figura 6 - Experimento para obtenção de dados para o método VRFT. Dados reais (linhas sólidas) e dados virtuais (linhas pontilhadas). (Fonte: BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHard, 2012).	30
Figura 7 - Root locus da planta do conversor boost $G_{cboosd}(z)$ em malha aberta com os polos de malha fechada.	40
Figura 8 - Resposta da planta do conversor boost $G_{cboosd}(z)$ ao degrau.	40
Figura 9 - Sistema implementado no Simulink para geração de dados para o VRFT.....	41
Figura 10 - Saída do sistema implementado no Simulink da Figura 9.	44
Figura 11 - Resposta ao degrau das funções de transferências desejadas obtidas pelo VRFT.	45
Figura 12 - Esquemático do Conversor Boost montado no PSIM.	47
Figura 13 - Circuito de controle para o conversor boost no PSIM.	48
Figura 14 - Saída do controle (V_{uz}) e do sistema de controle em malha fechada (V_{out}) do conversor boost no PSIM.	50
Figura 15 - Resposta ao degrau das funções de transferência do sistema em malha fechada.	51
Figura 16 - Saída do PSIM com o controlador obtido no VRFT do Matlab. V_{uz} é a saída do controlador e V_{out} a saída do sistema em malha fechada.	53
Figura 17 - Saídas y e u do PSIM com o controlador PID projetado por root locus em vermelho e com o controlador PID obtido pelo VRFT flexível em azul.	54
Figura 18 - Funções de Transferência do Sistema em Malha Fechada do VRFT flexível e do PSIM.	55

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores dos componentes dos conversores das placas de energia solar do DELET utilizados no projeto.....	16
Tabela 2 - Valores dos polos e do zero de fase não-mínima das funções de transferência desejadas.	42
Tabela 3 - Numerador da função de transferência desejada $Td(z, \eta i)$ e custos do critério de referência $JOVR(\eta, \rho)$ obtidos pelo VRFT flexível.....	46
Tabela 4 - Numerador da função de transferência do controlador $CCz, \eta i$ obtidos pelo VRFT flexível.	46
Tabela 5 - Valores do esquemático do PSIM mostrado na Figura 12.	47
Tabela 6 - Valores dos componentes da malha de controle.	49
Tabela 7 - Valores dos polos das funções de transferência desejadas.	50
Tabela 8 - Numerador da função de transferência desejada $Tdz, \eta i$ e custos do critério de referência $JOVR\eta, \rho$ obtidos pelo VRFT flexível.	52
Tabela 9 - Numerador da função de transferência do controlador $CCz, \eta i$ obtidos pelo VRFT flexível.	52

1 INTRODUÇÃO

Na constante busca por sistemas mais eficientes do ponto de vista energético, é necessário que se desenvolvam tecnologias capazes de utilizar fontes sustentáveis para produzir eletricidade, tais como energia eólica e painéis solares. Não suficiente, é imprescindível que estes sistemas tenham a possibilidade de se tornar técnica e economicamente viáveis (LAVADO et al, 2009).

Entretanto, boa parte dessas novas tecnologias produzem tensões e frequências variáveis em CA (caso das usinas eólicas), ou tensões variáveis em CC (caso da geração fotovoltaica), de maneira que tais tensões tenham que ser retificadas, alternadas ou controladas. Isso é um amplo campo para a eletrônica de potência e traz uma vasta aplicabilidade aos conversores boost, presentes nas placas de energia solar do DELET (CONTI, HOLTBERG et al, 2011).

O conversor boost é um conversor chaveado, um circuito eletrônico configurado para elevar uma tensão CC. Devido ao fato de ser chaveado, também é não linear, então normalmente o modelo usado para controle é obtido linearizando-se o sistema em torno de um ponto de operação, a fim de obter um modelo operável. O modelo linearizado, também tem características de sistemas de fase não-mínima, o que impõe limitações em sua performance e robustez, ameaçando sua estabilidade e dificultando o processo de controle (ERIKSON, MAKSIMOVIĆ et al, 2004).

Um sistema de fase não-mínima é um sistema que apresenta um zero de fase não-mínima, que é um zero fora do disco unitário no caso de sistemas discretos, que faz com que o sistema apresente um *undershoot* em regime transitório, ou seja, que ele vá para a direção contrária à referência antes de entrar em regime permanente (HOAGG, BERNSTEIN et al 2007). Um exemplo mais palpável de um sistema destes seria um plano econômico que inicialmente piora a economia, mas a melhora depois de se estabilizar.

As técnicas de controle comumente utilizadas para o conversor boost baseiam-se em modelos matemáticos dos sistemas, entretanto, dependendo da qualidade do modelo, das não idealidades dos componentes e de ruídos não conhecidos, estas técnicas podem se tornar ineficazes. O fato de o conversor boost ser um sistema de fase não-mínima dificulta ainda mais o processo. O projeto de um controlador baseado em dados pode se tornar mais eficiente por considerar os dados reais coletados.

O projeto de um controlador por dados baseia-se na coleta experimental de dados, ou seja, é feito uso direto da informação contida nos dados medidos de maneira a ajustar os parâmetros numéricos de um controlador cuja função de transferência tem uma estrutura fixa e previamente fixada. Um dos critérios mais utilizados é o critério de desempenho H_2 de um sinal particular na malha. Dentro deste critério existem várias metodologias: *Iterative Feedback Tuning* (IFT) (HJALMARSSON, GEVERS, GUNNARSON, LEQUIN et al, 1998), *Frequency Domain Tuning* (FDT), *Correlation-based Tuning* (CbT) (KARIMI, MIŠKOVIĆ, BONVIN et al, 2004), *Markov LQG Control*, e o utilizado neste trabalho, o VRFT, ou *Virtual Reference Feedback Tuning* (CAMPI, LECCHINI, SAVARESI et al, 2002), (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012).

Assim, este projeto visa a aplicação de um método de controle baseado em dados pelo critério de seguimento de referência em sistemas de fase não-mínima. A maioria dos métodos já citados perde sua aplicabilidade quando estes sistemas são considerados, entretanto, o VRFT foi estendido para que funcione. O VRFT de fase não-mínima é um método não iterativo para otimizar o critério do sinal de referência de uma função quadrática dos parâmetros do sistema (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012).

Há duas possibilidades para o método, incluir este zero de fase não-mínima no modelo de referência, ou, de maneira mais viável (pois geralmente este zero não é conhecido), utilizar a extensão do método, conhecida como VRFT flexível, que similarmente ao nome, gera um modelo de referência flexível até que o processo encontre o zero de fase não-mínima.

No capítulo 2 é apresentado o embasamento teórico em que o trabalho se baseia. Primeiramente, é explicado como funciona um conversor boost e como se obtém o modelo linearizado. Então define-se como funciona o sistema em malha fechada, o controle baseado em dados e para seguimento de referência, além da escolha do modelo de referência. Para terminar, é explicado o método VRFT.

No capítulo seguinte, são explicados a metodologia e os resultados. A metodologia utilizada será a verificação da aplicabilidade do método VRFT flexível com dados gerados pelo Simulink para posterior realização do projeto com dados gerados pelo PSIM. Assim, o modelo será implementado em malha fechada com um controlador qualquer no Simulink. Feita a coleta de dados deste sistema, os mesmos serão aplicados ao método VRFT, implementado por código de Matlab. Então, juntamente com o VRFT do Matlab, é realizada a

implementação do controlador proposto no PSIM, que é capaz de considerar as não idealidades dos componentes. Finalmente, são apresentados os resultados e as conclusões.

2 EMBASAMENTO TEÓRICO

2.1 O Conversor Boost

O Conversor Boost é um conversor chaveado com circuito eletrônico elevador de tensão. Utilizado para converter uma tensão de entrada CC (corrente contínua) em outra tensão CC de maior valor, consiste basicamente em um diodo, um indutor e um chaveador (que pode ser um MOSFET, um transistor, etc). Além disso, um capacitor na saída é geralmente utilizado como filtro.

Duas possíveis configurações são dadas pelas Figuras 1 e 2, que mostram, respectivamente, o caso com chaveamento ideal, e uma realização prática utilizando um MOSFET, ambas considerando as não idealidades dos componentes e do chaveamento (RAMIREZ, ORTIGOZA et al, 2006).

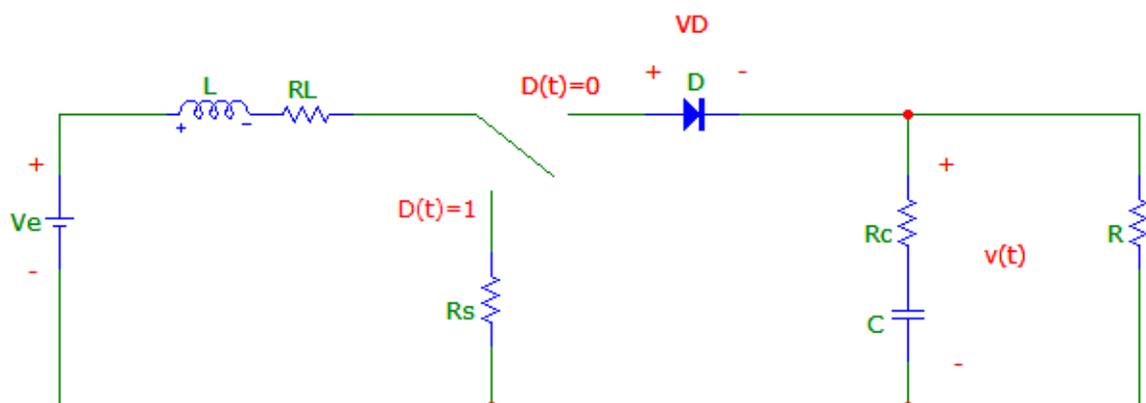


Figura 1 - Conversor Boost com chaveamento ideal.

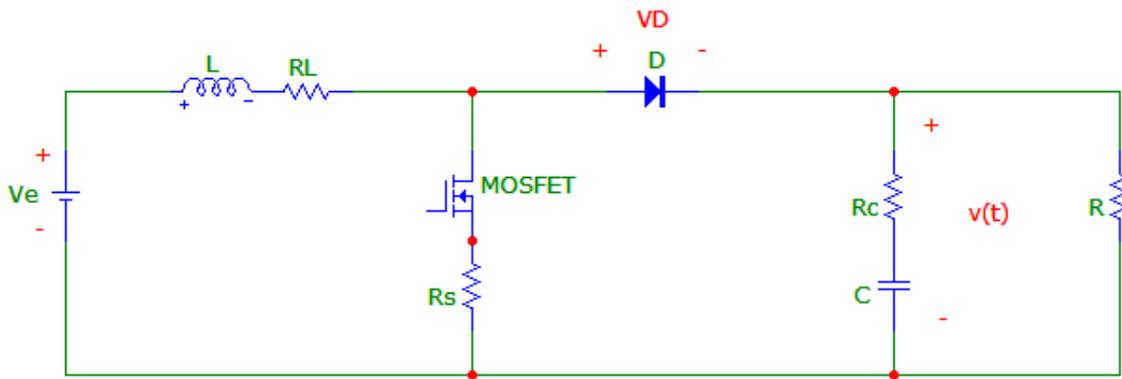


Figura 2 - Conversor Boost com MOSFET

Na Figura 1, com a chave na posição $D(t)=1$, o lado direito do indutor conecta-se ao terra, conforme a Figura 3. Com o uso da aproximação de ondulação linear, a tensão no indutor e a corrente no capacitor é dada por (ERIKSON, MAKSIMOVIĆ et al, 2004)

$$v_L(t) = V_e - i_L(t)(R_S + R_L) \quad (1)$$

$$i_C(t) = \frac{v(t)}{R + R_C}. \quad (2)$$

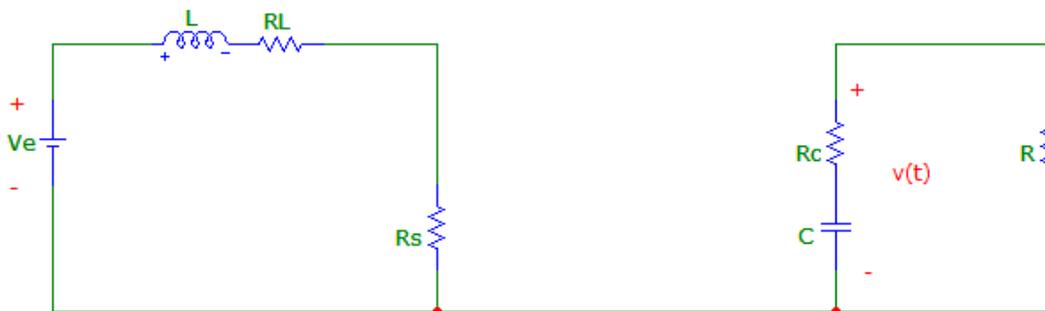


Figura 3 - Chave fechada ou na posição $D(t)=1$ da Figura 1.

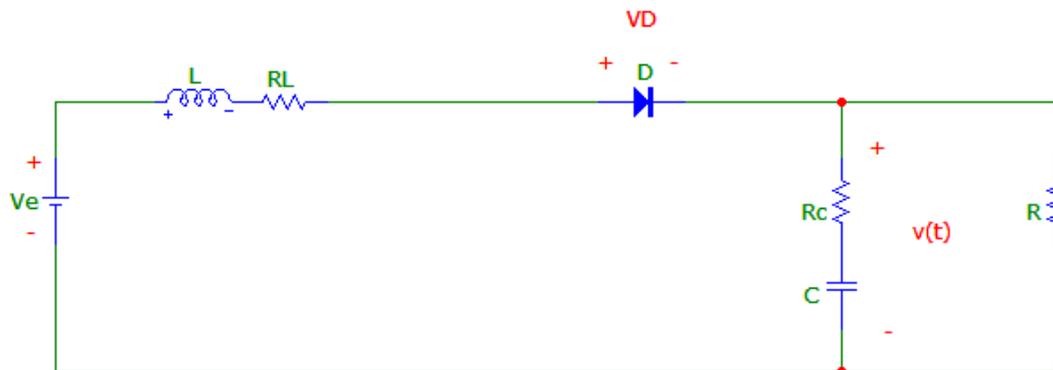


Figura 4 - Chave aberta ou na posição $D(t)=0$ da Figura 1.

Com a chave na posição $D(t)=0$, conforme o circuito da Figura 4, o indutor é conectado à saída e mais uma vez com o uso da aproximação de ondulação linear, a tensão no indutor e a corrente no capacitor é dada por (ERIKSON, MAKSIMOVIĆ et al, 2004)

$$v_L(t) = V_e - v(t) - V_D \quad (3)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{v(t)}{R}. \quad (4)$$

Nas Figuras 1, 2, 3 e 4, e em (1) à (4), V_e é a tensão de entrada do conversor; $v_L(t)$, $i_L(t)$, R_L são, respectivamente a tensão, a corrente e a resistência interna do indutor L ; $v(t)$, $i_C(t)$ e R_C são, respectivamente, a tensão, a corrente e a resistência interna do capacitor C ; V_D é a queda de tensão do diodo; R_S a resistência na chave, e R é a resistência da carga. Os valores utilizados neste projeto são obtidos nas placas de energia solar do DELET e são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 - Valores dos componentes dos conversores das placas de energia solar do DELET utilizados no projeto.

<i>Componente</i>	<i>Valor</i>	<i>Descrição [Unidade]</i>
L	$0.786 * 10^{-3}$	<i>Indutância do indutor [Henry]</i>
R_L	$70.8 * 10^{-3}$	<i>Resistência interna do indutor [Ohm]</i>
C	$2.678 * 10^{-6}$	<i>Capacitância do capacitor [Faraday]</i>
R_C	$60 * 10^{-3}$	<i>Resistência interna do capacitor [Ohm]</i>

R	133	<i>Resistência da carga de projeto [Ohm]</i>
R_s	0.65	<i>Resistência interna da chave MOSFET [Ohm]</i>
D_{eq}	0.7125	<i>Razão cíclica central, ponto de operação</i>
V_e	57.5	<i>Tensão média de entrada (saída dos painéis)</i>
V_d	1.67	<i>Queda de tensão no diodo [Volts]</i>

2.1.1 Modelagem Dinâmica

Considera-se o esquemático da Figura 2. Na modelagem por variáveis de estado, a matriz A é a matriz dinâmica, a matriz B define como cada entrada influencia na dinâmica dos estados, e a matriz C é a variável de saída, a tensão sobre a carga R . O objetivo é descrever um sistema na forma (ERIKSON, MAKSIMOVIC et al, 2004)

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + BV_e(t) \quad (5)$$

$$y(t) = Cx(t), \quad (6)$$

onde $x(t)$ é o vetor de estados (corrente no indutor e tensão no capacitor) e $y(t)$ é o vetor de saída (tensão sobre a resistência R).

2.1.1.1 Chave Fechada

Com a chave fechada, ou seja, na posição 1 da Figura 1, o MOSFET se comporta de maneira aproximada a um curto circuito. Assim, o circuito a ser modelado é o mostrado na Figura 3. As matrizes A , B e C neste caso serão denominadas por A_1 , B_1 e C_1 e o sistema descrito por (5) e (6), considerando as não idealidades dos componentes, torna-se (ERIKSON, MAKSIMOVIC et al, 2004)

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{(R + R_C)C} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + R_C} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

onde R_C é a resistência interna do capacitor, R_L a resistência interna do indutor e R_S a resistência na chave.

2.1.1.2 Chave Aberta

Quando a chave está aberta, ou na posição 0 da Figura 1, o MOSFET se comporta conforme o circuito da Figura 4. As matrizes serão denominadas por A_2 , B_2 e C_2 , e mais uma vez, considerando as não idealidades dos componentes, o sistema torna-se (ERIKSON, MAKSIMOVIĆ et al, 2004)

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L R + R_L R_C + R R_C)}{(R + R_C)L} & \frac{-R}{(R + R_C)L} \\ \frac{R}{(R + R_C)C} & \frac{-1}{(R + R_C)C} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{V_D}{V_e}\right) / L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \frac{R R_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

onde V_D é a queda de tensão causada pelo diodo.

Considerando-se as duas posições da chave, pode-se escrever o sistema em função de $D(t)$

$$\frac{dx(t)}{dt} = [D(t)A_1 + (1 - D(t))A_2]x(t) + [D(t)B_1 + (1 - D(t))B_2]V_e \quad (13)$$

$$y(t) = [D(t)C_1 + (1 - D(t))C_2]x(t), \quad (14)$$

onde verifica-se a não linearidade do sistema pelo produto de $D(t)$ com $x(t)$ e V_e .

2.1.2 Ponto de Equilíbrio

O circuito chaveado é um circuito não linear pois alterna entre duas condições lineares: a chave aberta e a chave fechada. Assim, para obter um modelo linear que represente o conversor dentro de uma faixa de operação, deve-se encontrar um ponto de equilíbrio, que é determinado a partir da condição mais frequente de operação do circuito. Para uma tensão de entrada de 57.5V, como é o caso deste projeto e mostrado na Tabela 1, tem-se uma razão cíclica de equilíbrio de $D_{eq} = 71,25\%$.

Para determinar as matrizes A , B e C no ponto de equilíbrio, é feita uma ponderação linear das matrizes A_1 , B_1 , C_1 , A_2 , B_2 e C_2 , considerando o percentual de tempo em que a chave fica aberta e fechada. Desta maneira, se obtém (ERIKSON, MAKSIMOVIĆ et al, 2004)

$$A = A_2 + D_{eq}(A_1 - A_2) \quad (15)$$

$$B = B_2 + D_{eq}(B_1 - B_2) \quad (16)$$

$$C = C_2 + D_{eq}(C_1 - C_2). \quad (17)$$

No estado de regime permanente, correspondente a valores de equilíbrio constantes, todas as derivadas no tempo das variáveis de estado na descrição do sistema dadas por (5) são definidas como zero (RAMIREZ, ORTIGOZA et al, 2006). E assim, o vetor de estados e da saída no ponto de equilíbrio são dados por

$$X_{eq} = -A^{-1}BV_e \quad (18)$$

$$Y_{eq} = CX_{eq}. \quad (19)$$

Substituindo os valores da Tabela 1, os vetores de estado e de saída são dados por

$$X_{eq} = \begin{bmatrix} 4.9413 \\ 188.9423 \end{bmatrix}$$

$$Y_{eq} = [188.9423].$$

Assim sendo, nas condições de operação, para a razão cíclica $D_{eq} = 71,25\%$ e tensão de entrada $V_e = 57.5V$, a corrente média que passa pelo indutor é de $4.9413A$, e a tensão média no capacitor e sobre a carga é de $188.9423V$, pois a resistência interna do capacitor é muito pequena e a razão cíclica elevada atenua ainda mais o efeito desta resistência no ponto de operação.

2.1.3 Modelo para Pequenos Sinais

Baseando-se em (15) e (16), os modelos para pequenos sinais de $x(t)$, $D(t)$, e V_e são dados por

$$x(t) = X_{eq} + \Delta x(t) \quad (20)$$

$$D(t) = D_{eq} + \Delta D(t) \quad (21)$$

$$V_e = V_{e_{eq}} + \Delta V_e, \quad (22)$$

onde os vetores $\Delta x(t)$, $\Delta D(t)$ e ΔV_e descrevem pequenas variações de $x(t)$, $D(t)$ e V_e em torno do ponto de equilíbrio. Substituindo (20), (21) e (22) nas matrizes de estado da seção 2.1.1, o modelo linearizado para pequenos sinais é da forma

$$\frac{d\Delta x(t)}{dt} = A_d \Delta x(t) + B_d \Delta D(t) + B \Delta V_e. \quad (23)$$

Finalmente, considerando-se o produto $\Delta D(t)\Delta V_e$ desprezível, as expressões para as matrizes A_d , B_d e B e C , e o vetor D são dadas por

$$\begin{aligned} A_d &= A \\ B &= B \\ B_d &= -(A_1 - A_2)(A)^{-1}BV_e \\ C &= C \\ D &= 0, \end{aligned} \tag{24}$$

onde o vetor D é a influência dos vetores de entrada no vetor de saída, que é nula, pois a tensão de saída depende somente dos estados de corrente no indutor e tensão no capacitor (ERIKSON, MAKSIMOVIC' et al, 2004).

2.1.4 Modelo do Conversor para o Projeto

Deseja-se obter uma função de transferência na forma

$$G_{cboost_{mv}}(s) = \frac{\Delta V_{out}(s)}{\Delta D(s)}. \tag{25}$$

Aplicando o sistema de equações de estados, explicitados na seção 2.1.3, no Matlab, utilizando os comandos *ss*, *ss2tf* e *tf*, e aplicando os valores da Tabela 1, a função de transferência contínua do conversor boost é dada por

$$G_{cboost}(s) = \frac{-1839000(s - 1.31 * 10^4)}{(s^2 + 3508s + 4.12 * 10^7)}. \tag{26}$$

Finalmente, discretizando (26) através do comando *c2d* do Matlab, pelo método *zero-order-hold* e com o período de amostragem de $1 * 10^{-6}s$, que é o período escolhido para todo o projeto, a função de transferência discreta do conversor boost torna-se

$$G_{cboostd} = \frac{-1.8237(z - 1.013)}{(z^2 - 1.996z + 0.9965)}, \tag{27}$$

que é uma função de transferência de segunda ordem, com um par de polos complexos e um zero de fase não-mínima, o que será explicado na seção 2.2.6.

2.2 Definições

2.2.1 O Processo

Considere sistemas lineares invariantes no tempo (LTI) de tempo discreto e entradas e saídas escalares (single-input-single-output - SISO), o qual pode ser descrito por

$$y(n) = G(z)u(n) + v(n), \quad (28)$$

onde $y(n)$ é a saída do sistema, $u(n)$ é a entrada do controle e $v(n)$ é o ruído do processo, z é o operador de avanço, definido como $zx(n) = x(n + 1)$, e $G(z)$ é a função de transferência do processo. A saída do processo $y(n)$ também pode ser chamada de variável controlada ou de variável do processo (PV), e o sinal de controle $u(n)$ como pode, em princípio, ser livremente manipulado, é comumente chamado de variável manipulada (MV).

O ruído do processo $v(n)$ representa todos os efeitos estocásticos que não são detectados pela relação de entrada-saída entre $u(n)$ e $y(n)$: distúrbios estocásticos, erros de medidas, etc. A função de transferência do processo $G(z)$ é uma função de transferência racional e representa um sistema causal.

O processo (28) é controlado por um controlador LTI que tem uma estrutura parametrizada em função de um parâmetro real $\rho \in R^p$ de forma que a ação do controle $u(n)$ pode ser descrita por

$$u(n) = C(z, \rho)(r(n) - y(n)), \quad (29)$$

onde $r(n)$ é o sinal referência e $C(z, \rho)$ é a função de transferência do controlador. A referência $r(n)$ geralmente é um sinal determinístico, enquanto o ruído do sistema é estocástico (BAZANELLA, DA SILVA JR. et al, 2005).

2.2.2 O Controlador

O conjunto de todos os controladores que podem ser implementados com a estrutura do controlador especificado é chamada de classe de controladores \mathcal{C} e é dada por

$$\mathcal{C} = \{\mathcal{C}(z, \rho): \rho \in \mathcal{P}\}, \quad (30)$$

sendo $\mathcal{P} \subseteq \mathbb{R}^p$ um conjunto de valores admissíveis para o vetor de parâmetro do controlador ρ . Quando \mathcal{P} não é especificado, assume-se que $\mathcal{P} = \mathbb{R}^p$. Além disso, o sistema em malha fechada não é livre de atrasos.

Uma estrutura de controlador comumente utilizada é o controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) como o dado por

$$\mathcal{C}(z, k_p, k_i, k_d) = k_p + k_i \frac{z}{z-1} + k_d \frac{z-1}{z}, \quad (31)$$

em que k_p , k_i e k_d são, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo, e pode ser reescrita de maneira mais compacta na forma vetorial dada por

$$\mathcal{C}(z, \rho) = \rho^T \bar{\mathcal{C}}(z), \quad (32)$$

que é uma parametrização linear no parâmetro ρ , em que o vetor ρ e o vetor independente de parâmetros da função de transferência $\bar{\mathcal{C}}(z)$ são definidos como (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012)

$$\rho = \begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{bmatrix}, \quad (33)$$

$$\bar{\mathcal{C}}(z) = \begin{bmatrix} 1 \\ z-1 \\ z-1 \\ z \end{bmatrix}. \quad (34)$$

2.2.3 O Sistema em Malha Fechada

O sistema descrito por (28) e (29) em malha fechada é representado na Figura 5.

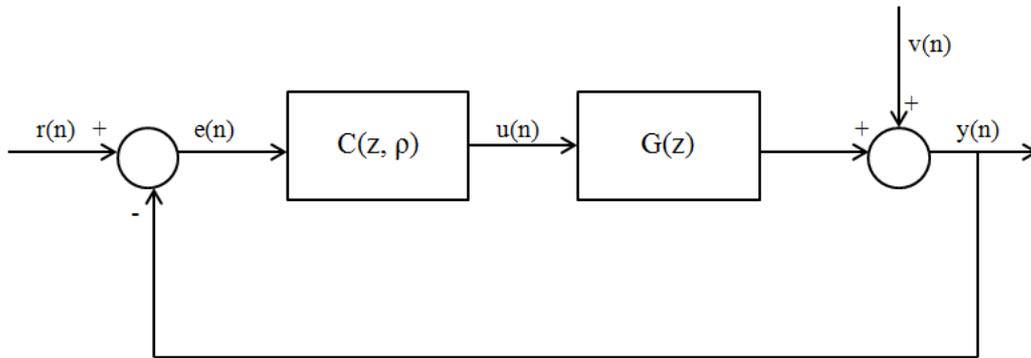


Figura 5 - Sistema em malha fechada.

A relação entre os sinais de entrada $r(n)$ e $v(n)$ e a saída é dada por

$$y(n, \rho) = T(z, \rho)r(n) + S(z, \rho)v(n) \quad (35)$$

$$S(z, \rho) = \frac{1}{1 + C(z, \rho)G(z)} \quad (36)$$

$$T(z, \rho) = \frac{C(z, \rho)G(z)}{1 + C(z, \rho)G(z)} = C(z, \rho)G(z)S(z, \rho). \quad (37)$$

As funções de transferência $S(z, \rho)$ e $T(z, \rho)$ são chamadas, respectivamente, de sensibilidade e sensibilidade complementar (BAZANELLA, DA SILVA JR. et al, 2005).

2.2.4 Controle para seguimento de referência

Dentro do critério de performance de controle H_2 há três objetivos fundamentais de controle: seguimento de referência, rejeição ao ruído e economia de esforço de controle. Neste projeto o critério utilizado é o seguimento de referência, que é baseado na resposta do sistema

em malha fechada considerando a referência isolada, ou seja, desconsiderando o efeito do ruído na saída. Esta resposta pode ser definida por

$$y_r(n, \rho) \triangleq T(z, \rho)r(n). \quad (38)$$

No projeto por Modelo de Referência, define-se uma função de transferência que tem o comportamento esperado do sistema em malha fechada. Essa função de transferência é, então, chamada de modelo de referência e será denominada $T_d(z)$. Considerando o critério para seguimento de referência, define-se o controlador ideal que contemplaria exatamente essa função de transferência em malha fechada desejada $T_d(z)$ como

$$C_d(z) = \frac{T_d(z)}{G(z)(1 - T_d(z))}. \quad (39)$$

A resposta desejada para o sistema em malha fechada considerando-se um sinal de referência $r(n)$ é então

$$y_d(n) = T_d(z)r(n), \quad (40)$$

porém a resposta na verdade obtida no sistema em malha fechada do sinal de referência é $y_r(n, \rho)$, definida em (38), que deve ser o mais parecida possível de $y_d(n)$. Assim, o projeto do controlador consiste em encontrar os parâmetros do controlador que minimizam o erro entre esses dois sinais. Finalmente, pode-se definir o critério de minimização para seguimento de referência

$$J_y(\rho) = \bar{E}[(T(z, \rho) - T_d(z))r(n)]^2. \quad (41)$$

No caso do controlador dado por (39) ser colocado na malha de controle, a função objetiva se tornaria zero, ou seja, $J_y(\rho) = 0$. O controlador ideal pode ou não pertencer à classe de controladores considerados. Somente quando ele pertence, o sistema em malha fechada pode ser projetado para se comportar exatamente como especificado pelo modelo de referência com uma escolha adequada do parâmetro ρ . Isso é formalizado pela *Suposição B_y* e

é uma questão crucial para a determinação das propriedades de um projeto por modelo de referência (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012).

Suposição B_y (Caso Ideal): $C_d(z) \in \mathcal{C}$, ou equivalentemente,

$$\exists \rho_d : C(z, \rho_d) = C_d(z) \quad (42)$$

2.2.4.1 Escolha do Modelo de Referência

Escolher um modelo de referência adequado não é uma tarefa tão simples, porém em (RODRIGUES et al, 2014) é proposta uma maneira de escolhe-lo baseado em três diferentes modelos, que serão escolhidos de acordo com as características da planta e o critério de desempenho definido pelo projetista. Todos os modelos são parametrizados para apresentar resposta desejada com erro nulo em regime permanente.

Quando o sistema é de fase não-mínima, o modelo de referência deverá conter o zero de fase não-mínima. Caso ele não contenha, a tendência é o método gerar um controlador que desestabilize o sistema. Como o modelo da planta do Conversor Boost contem um zero de fase não-mínima, ele precisa ser adicionado ao modelo de referência. Desta maneira, a escolha da função de transferência desejada para o sistema em malha fechada é dada por (RODRIGUES et al, 2014)

$$T_d(z) = \frac{(1-a)(1-b)}{(1-c)} \frac{(1-cz^{-1})}{(1-az^{-1})(1-bz^{-1})} z^{-nk}. \quad (43)$$

$T_d(z)$ representa a resposta desejada com ou sem *overshoot*, que é definido pelos polos a e b , e contem um zero de fase-não-mínima, dado por c . Os polos a e b também definem o tempo de resposta, e nk , que pode variar de 1 a 10, traz a estimativa de atraso e garante que a função de transferência tenha o mesmo grau relativo da planta. Além disso o ganho de $T_d(z)$ é projetado para que seja sempre 1. Somente os zeros positivos serão considerados de fase-não-mínima, pois os negativos não configuram respostas inversas, mas um tempo de amostragem inadequado (ÁSTRÖM, WITTENMARK et al., 1984).

2.2.5 Controle Baseado em Dados

O projeto de um controlador baseado em dados (*data-based*), ou aproximação direta ao controle adaptativo, contrasta com o projeto de um controlador baseado em modelo principalmente em dois aspectos fundamentais: não é baseado no conhecimento do modelo do processo e não pretende determinar livremente a função de transferência do controlador. Ao invés disso, é feito uso direto da informação contida nos dados medidos de maneira a ajustar os parâmetros numéricos de um controlador cuja função de transferência tem uma estrutura fixa e previamente fixada.

O termo *data-driven* (ou *data-based*) se refere às metodologias cujo objetivo é projetar os parâmetros de um controlador de estrutura fixa baseado em uma quantidade razoavelmente grande de dados de entrada e saída, sem nenhum esforço para executar projeto de controle baseado em um modelo do processo. Ainda assim, modelos de processos que se aproximam podem ser usados para propostas secundárias em alguns métodos de controle *data-driven*.

A maioria das metodologias baseadas em dados são construídas em torno de um dos conceitos mais familiares na teoria de sistemas de controle: a otimização de um critério de desempenho, conforme

$$\min_{\rho} J(\rho), \quad J(\rho) = \sum_{n=1}^N (y(n) - y_d(n))^2, \quad (44)$$

onde o parâmetro do controlador ρ é a variável de decisão, e $J(\rho)$ é uma função objetiva que expressa a diferença entre a saída real y e a desejada y_d , e o desempenho do sistema em alcançar um objetivo de controle determinado. Quanto menores os valores da função objetiva, melhor o desempenho (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012).

Os objetivos de controle mais fundamentais, assim como os mais sofisticados são natural e efetivamente expressos como a norma de algum sinal na malha de controle. Um dos critérios mais utilizados é o critério de desempenho H_2 de um sinal particular na malha. Dentro deste critério existem várias metodologias: *Iterative Feedback Tuning* (IFT), *Frequency Domain Tuning* (FDT), *Correlation-based Tuning* (CbT), *Markov LQG Control*, e o utilizado neste trabalho, o VRFT, ou *Virtual Reference Feedback Tuning*, explicado na seção 2.3 (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012).

2.2.6 Fase Não-Mínima

Descrevendo um processo no tempo discreto por

$$G(z) = \frac{N(z)}{D(z)}, \quad (45)$$

onde $N(z)$ é o polinômio do numerador de $G(z)$ e $D(z)$ é o polinômio do denominador de $G(z)$. Os zeros de $G(z)$ são todas as raízes de $N(z)$, enquanto os polos são todas as raízes de $D(z)$.

Os polos de $G(z)$ determinam se $G(z)$ é estável ou instável, sua taxa de decaimento e as frequências de oscilação da resposta à condição inicial. Já os zeros de $G(z)$ dependem da localização física dos sensores e atuadores correspondente à dinâmica fundamental. O conceito de um zero distingue a teoria de controle da teoria de sistemas dinâmicos.

Zeros de fase não-mínima são os zeros que se encontram no semi plano direito, no caso de sistemas contínuos, ou fora do círculo de raio unitário, no caso de sistemas discretos. Estes zeros, impõem limitações no desempenho e robustez, ameaçando a estabilidade do sistema. Fazem com que o sistema apresente, por exemplo, um *undershoot* na saída, contrariando o sinal de referência no início da resposta ao degrau. Atenuar este *undershoot*, existente devido este zero à direita ou fora do círculo unitário no caso de sistemas discretos, é um desafio para projetos de controle (HOAGG, BERNSTEIN et al 2007).

De uma maneira simplificada e direcionando ao caso do conversor boost, que é a planta a ser controlada neste projeto, o zero de fase não-mínima existente no modelo matemático que descreve o processo, faz com que o sistema apresente inicialmente na saída em resposta ao degrau um *undershoot*, ou seja, antes de se estabilizar em regime permanente na direção "correta", o sistema dá um salto na direção "errada" ou contrária à referência.

Ainda assim, um zero fora do círculo unitário contribui com o mesmo módulo que um zero interno ao círculo, entretanto a fase de um zero de fase não-mínima corresponde à contribuição de fase de um polo de fase mínima. Este tipo de sistema é encontrado em circuitos elétricos em ponte, termômetros de bulbo, aeronaves, barcos, e no objeto de estudo deste trabalho, o conversor boost (CASTRUCCI, BAPTISTA et al, 1991).

Para anular este zero, a primeira solução intuitiva seria incluir um polo na mesma posição do zero, o que funcionaria matematicamente; entretanto, na prática, um polo no semi-

plano direito (SPD), no caso contínuo, ou fora do disco unitário no tempo discreto, torna o sistema instável. Assim sendo, é necessário que a existência desse zero seja considerada no projeto do controlador e ele seja incluído no modelo de referência (OISHI, TOMLIN et al, 2000).

2.3 O Método VRFT

Virtual Reference Feedback Tunning (VRFT) é um método baseado em dados não iterativo para otimizar o critério $J_y(\rho)$. A principal ideia deste método é projetar o problema como Identificação do Erro de Predição (*Prediction Error Identification*) de um modelo para um controlador ideal $C_d(z)$ na forma Auto Regressiva.

A Identificação do Erro de Predição de um modelo como este, por sua vez, consiste em minimizar a função quadrática dos parâmetros do modelo, referida por $J^{VR}(\rho)$, que sob condições ideais tem o mesmo mínimo que $J_y(\rho)$, facilitada pelo fato de ser uma função quadrática (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012).

2.3.1 O Caso Ideal

Partindo do princípio que sistema é persistentemente excitado, ou seja, $\bar{E}[\varphi(t)\varphi^T(t)] > 0$, O VRFT para o caso ideal considera a seguinte situação (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012):

- o sistema não é afetado por ruído ($\sigma_e = 0$);
- o controlador ideal, dado por (37) pertence à classe de controladores considerados, isto é, a *Suposição B_y* é satisfeita;
- o controlador é linearmente parametrizado.

Dado o sinal $y(n)$ medido em um ensaio de malha aberta, define-se o sinal de referencia virtual $\bar{r}(n)$ por

$$T_d(z)\bar{r}(n) = y(n), \quad (46)$$

sendo $T_d(z)$ o modelo de referência desejado para a resposta em malha fechada.

Se o sistema estivesse operando em malha fechada com o controlador ideal $C_d(z)$, e fosse aplicada a referência virtual $\bar{r}(n)$, os dados de saída seriam os mesmos $y(n)$ e $u(n)$ que foram na verdade coletados. No VRFT é como se esse falso experimento tivesse sido realizado. Dessa maneira, o erro do sinal de referência seria dado por

$$\bar{e}(n) = \bar{r}(n) - y(n), \quad (47)$$

que teria alimentado o controlador ideal neste experimento virtual. Um esquemático que ilustra este processo é visto na Figura 6.

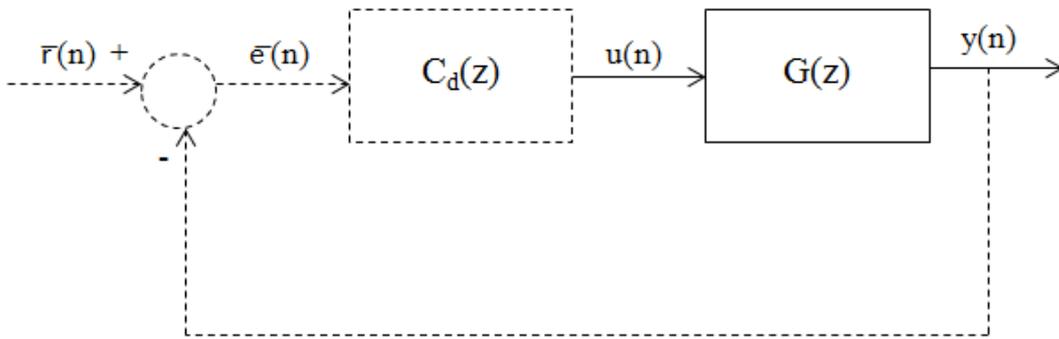


Figura 6 - Experimento para obtenção de dados para o método VRFT. Dados reais (linhas sólidas) e dados virtuais (linhas pontilhadas). (Fonte: BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHard, 2012).

Através dos dados de entrada e saída (respectivamente $\bar{e}(n)$ e $u(n)$) do controlador ideal $C_d(z)$ no falso experimento é possível identificá-lo. Com $\bar{e}(n)$ sendo a entrada do controlador, $C(z, \rho)$ um modelo para o controlador, e $C(z, \rho)\bar{e}(n)$ a saída prevista do controlador com este modelo, um critério de Identificação do Erro de Predição é formado. Este é o critério $J^{VR}(\rho)$ do VRFT e é dado por

$$J^{VR}(\rho) \triangleq \bar{E}[u(n) - C(z, \rho)\bar{e}(n)]^2. \quad (48)$$

No caso de um controlador parametrizado linearmente, o critério $J^{VR}(\rho)$ pode ser escrito como

$$J^{VR}(\rho) = \bar{E}[u(n) - \rho^T \bar{C}(z)\bar{e}(n)]^2 \quad (49)$$

$$= \bar{E}[u(n) - \rho^T \varphi(n)]^2,$$

em que o vetor de regressão $\varphi(n)$ é definido por

$$\varphi(n) = \bar{C}(z)\bar{e}(n) = \bar{C}(z) \frac{1 - T_d(z)}{T_d(z)} y(n). \quad (50)$$

O sistema a ser identificado é o controlador ideal, $u(n)$ é a saída medida e $\bar{e}(n)$ é a entrada medida. Assim,

$$u(n) = C_d(z)\bar{e}(n). \quad (51)$$

Dada uma quantidade N de amostras de dados de entrada e saída coletados do sistema, a solução é obtida por

$$\hat{\rho} = \left[\sum_{n=1}^N \varphi(n)\varphi^T(n) \right]^{-1} \sum_{n=1}^N \varphi(n)u(n) \quad (52)$$

Este cálculo resultará exatamente na solução assintótica somente neste caso ideal em que não há ruído. Resumidamente, neste caso ideal, o método VRFT identifica exatamente o controlador ideal (BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHard et al, 2012).

2.3.2 O Caso Não Ideal

No caso da *Suposição B_y* não ser satisfeita, ou seja $C_d(z) \notin \mathcal{C}$, diz-se que o controle é não ideal. No caso ideal, $\operatorname{argmin} J^{VR}(\rho) = \operatorname{argmin} J_y(\rho)$, o que não será mais válido.

Para que $J^{VR}(\rho) = J_y(\rho)$ é necessário manipular o filtro $L(z)$, que é um parâmetro livre que foi incluso no projeto VRFT. Assim, basta escolher $L(e^{j\omega})$ conforme (53).

$$|L(e^{j\omega})| = |T_d(e^{j\omega})|^2 |S(e^{j\omega}, \rho)|^2 \frac{\Phi_r(e^{j\omega})}{\Phi_u(e^{j\omega})}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (53)$$

$\Phi_r(e^{j\omega})$ vem do critério $J_y(\rho)$ e representa o espectro do sinal de referência real $r(n)$ e $\Phi_u(e^{j\omega})$ vem do critério $J^{VR}(\rho)$ e representa o espectro da entrada $u(n)$ medido no experimento VRFT.

Mas o cálculo através de (53) requer o conhecimento de $S(z, \rho)$, algo que não está disponível. Embora não seja a única opção, uma boa aproximação é dada por

$$|S(e^{j\omega}, \rho)|^2 \approx |S_d(e^{j\omega})|^2 = |1 - T_d(e^{j\omega})|^2, \quad (54)$$

e assim, (53) torna-se

$$|L(e^{j\omega})| = |T_d(e^{j\omega})|^2 |1 - T_d(e^{j\omega})|^2 \frac{\Phi_r(e^{j\omega})}{\Phi_u(e^{j\omega})}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi]. \quad (55)$$

Na verdade, $\Phi_u(e^{j\omega})$ pode ser considerado conhecido somente quando o sinal de entrada é selecionado pelo projetista, de outro modo deve ser estimado. Além disso pode-se escolher o sinal de entrada de um experimento em malha aberta para ser do mesmo tipo que o sinal de referência que é aplicado no processo, então $\frac{\Phi_r(e^{j\omega})}{\Phi_u(e^{j\omega})} = 1$, e o filtro torna-se somente dependente de $T_d(z)$ que é conhecido.

Então, no caso não ideal, o filtro é calculado através de (53) e o valor assintótico do vetor de parâmetro ρ é calculado por

$$\hat{\rho} = \left[\sum_{n=1}^N \varphi_L(n) \varphi_L^T(n) \right]^{-1} \sum_{n=1}^N \varphi_L(n) u_L(n), \quad (56)$$

onde $\varphi_L(n) = L(z)\varphi(n)$ e $u_L(n) = L(z)u(n)$ (BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHard et al, 2012).

2.3.3 O VRFT de Fase Não Mínima

Quando a planta tem zeros de fase não-mínima (NMP) e o modelo de referência não tem, o controlador ideal $C_d(z)$ cancela os zeros NMP. Se os zeros NMP são conhecidos, eles

devem ser incluídos no modelo de referência e então um projeto *data-driven* com esse modelo de referência pode ser utilizado, conforme a seção 2.3.3.1.

O Critério VRFT Flexível, explicado no subcapítulo 2.3.3.2, mostra uma alternativa facilitada que consiste em embutir a identificação dos zeros NMP diretamente no método VRFT, o que é feito com uma simples modificação na função de custo a ser minimizada (BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHARD et al, 2012).

2.3.3.1 Geração da Referência Virtual

Dado em que o zero de fase não-mínima da planta é conhecido, pode-se gerar a função de transferência desejada $T_d(z)$ e, então, aplicar o método VRFT clássico. A escolha de $T_d(z)$ deve ser guiada pelas restrições do processo para que seja possível encontrar $C_d(z)$. Os seus zeros de fase não-mínima devem ser os zeros do modelo de referência. Entretanto, pelo fato de a referência virtual ser calculada pela inversa de $T_d(z)$, que seria instável nesse caso, é necessária uma pequena modificação no método VRFT.

Multiplicando os sinais $u(n)$ e $y(n)$ por um filtro de frequência *all-pass*, que não muda a função $J^{VR}(\rho)$, os sinais necessários para o método VRFT são então obtidos por filtros estáveis, o que será brevemente explicado abaixo (BAZANELLA, CAMPESTRINI, ECKHARD et al, 2012).

Fatora-se $T_d(z)$ como (57), onde o fator $n_u(z)$ dado por (58) contém todos os zeros de fase não-mínima, ou seja,

$$T_d(z) = \frac{n_u(z)n_s(z)}{d(z)}, \quad (57)$$

$$n_u(z) = \prod_{k=1}^m (z - x_k). \quad (58)$$

$L_{ap}(z)$ o filtro passa-tudo (*all-pass*), ou seja, um filtro de magnitude 1 para todas as frequências é dado por

$$L_{ap}(z) \triangleq \frac{n_u(z)}{n_u^*(z)}, \quad (59)$$

onde $n_u^*(z)$ é dado por

$$n_u^*(z) = \prod_{k=1}^m (x_k z - 1). \quad (60)$$

Então o critério $J^{VR}(\rho)$ é levemente modificado de maneira que um filtro estável é usado para calcular o sinal de referência virtual. Sendo (61) a função de transferência cuja magnitude é a mesma da magnitude de $T_d(z)$, porém com zeros estáveis, usa-se $L_{ap}(z)$, tal que (62) tenha o mesmo mínimo de $J^{VR}(\rho)$.

$$T_a(z) = \frac{n_u^*(z)n_s(z)}{d(z)} \quad (61)$$

$$J_a^{VR}(\rho) = \bar{E} \left\{ L_{ap}(z) \left[u(n) - \left(C(z, \rho) \frac{1 - T_a(z)}{T_a(z)} \right) y(n) \right] \right\}^2, \quad (62)$$

que é a função a ser minimizada para se encontrar os parâmetros do controlador quando o modelo de referência contém zeros NMP. Outra possibilidade é multiplicar (48) por $T_d(z)$, obtendo

$$J_a'^{VR}(\rho) \triangleq \bar{E} \left[T_d(z)u(n) - \left(C(z, \rho)(1 - T_d(z)) \right) y(n) \right]^2, \quad (63)$$

cujo mínimo é o mesmo do critério VRFT sem a inconveniência de filtragens instáveis do sinal (BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHARD et al, 2012).

2.3.3.2 O Critério VRFT Flexível

Como a planta do modelo geralmente não é conhecida, conseqüentemente também não se conhece o zero de fase não-mínima. Neste caso, aplica-se o método VRFT flexível que será explicado nesta seção.

Mais uma vez, parte-se do princípio que o sistema é persistentemente excitado, ou seja, $\bar{E}[\varphi(t)\varphi^T(t)] > 0$, e realiza-se um ensaio em malha fechada, com um controlador qualquer, tal que o sistema seja estável. Nesse caso, o sistema estará operando em um ponto de operação qualquer e é comum tratar os sinais coletados antes da aplicação do método de identificação. No caso específico deste trabalho, optou-se por retirar o *offset* dos sinais antes da aplicação do VRFT flexível.

Se o modelo de referência deve conter os zeros da planta, que inicialmente são desconhecidos, não se pode fixá-los previamente. Ao invés disso, um modelo de referência flexível como o dado por

$$T(z, \eta) = \eta^T F(z), \quad (64)$$

pode ser usado. Neste caso, $\eta \in \mathbb{R}^q$ é um vetor de parâmetros livres e $F(z)$ é um vetor de dimensão q de uma função racional. Substituindo o modelo de referência fixo $T_d(z)$ por $T(z, \eta)$ e usando o filtro $L(z)$, o critério VRFT torna-se

$$J_0^{VR}(\eta, \rho) = \bar{E} \left\{ L(z) \left[u(n) - \left(\frac{1 - T(z, \eta)}{T(z, \eta)} C(z, \rho) \right) y(n) \right] \right\}^2. \quad (65)$$

Nesta formulação o denominador do modelo de referência é atribuído, enquanto o numerador é deixado livre. Se o número de parâmetros livres q iguala-se à ordem do numerador de $T(z, \eta)$, então o numerador é totalmente livre e a formulação se torna conceitualmente equivalente a um projeto por alocação de polos. Assim, a otimização do critério de desempenho $J_0^{VR}(\eta, \rho)$ com relação a η e ρ deveriam "encontrar" os zeros da planta, e particularmente os zeros NMP, juntamente com os parâmetros do controlador ótimo, tudo de uma vez.

Se $G(z)$ contem os zeros NMP e se existe um par (η_*, ρ_*) tal que $J_0^{VR}(\eta_*, \rho_*) = 0$, então os zeros NMP necessariamente aparecem no numerador de $T(z, \eta_*)$. Sob essas condições, o mínimo global $J_0^{VR}(\eta, \rho)$ fornece o resultado desejado, que é o modelo de referência contendo os zeros NMP do processo e o controlador que contempla esse modelo de referência. Como $J_0^{VR}(\eta, \rho)$ torna-se uma função difícil de ser minimizada, multiplica-se a mesma por $T(z, \eta)$, obtendo-se

$$\tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho) = \bar{E}[L(z)T(z, \eta)u(n) - L(z)C(z, \rho)(1 - T(z, \eta))y(n)]^2, \quad (66)$$

que pelo fato de existir um par tal que tal que $J_0^{VR}(\eta_*, \rho_*) = 0$, tem o mesmo mínimo que o original, conforme

$$\arg \min_{\eta, \rho} J_0^{VR}(\eta, \rho) = \arg \min_{\substack{\eta, \rho \\ (\eta, \rho) \neq \{0,0\}}} \tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho) = (\eta_*, \rho_*). \quad (67)$$

Se $J_0^{VR}(\eta_*, \rho_*) = 0$ e todos os polos do controlador estão no círculo unitário, então os zeros NMP de $G(z)$ também são zeros de $T(z, \eta_*)$, e a minimização de $\tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho)$ gera um mínimo (η_*, ρ_*) tal que $T(z, \eta_*)$ contem todos os zeros NMP de $G(z)$.

A única suposição deste método foi que a estrutura do controlador é tal que os polos de malha fechada desejados podem ser alcançados. Entretanto, a função custo resultante não é mais uma função quadrática. Inserindo (64) e $C(z, \rho) = \rho^T \bar{C}(z)$ em (66), tem se

$$\tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho) = \bar{E}\{\eta^T F(z)[u_L(n) + \rho^T \bar{C}(z)y_L(n)] - \rho^T \bar{C}(z)y_L(n)\}^2. \quad (68)$$

Para um η_1 fixo a minimização $\tilde{J}_0^{VR}(\eta_1, \rho)$ em ρ pode ser resolvida por mínimos quadrados, obtendo um valor ótimo ρ_1 , e com este valor otimizar a função custo resultante $\tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho_1)$, obtendo um novo valor η_2 , procedendo conforme (69) e (70) (BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHARD et al, 2012).

$$\eta_i = \arg \min_{\eta} \tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho_{i-1}) \quad (69)$$

$$\rho_i = \arg \min_{\rho} \tilde{J}_0^{VR}(\eta_i, \rho) \quad (70)$$

2.3.3.3 Procedimento de Dois Passos

O mínimo global do critério flexível $\tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho)$ corresponde a um modelo de referência que contem os zeros NMP da planta (se existirem). Mas não se sabe, a princípio, se há zeros

NMP ou não. Quando não há, é preferível usar o método VRFT padrão, por ser facilitado com relação ao flexível e no qual escolhe-se um modelo de referência fixo. Com isto em mente, o procedimento de dois passos dado a seguir pode ser aplicado a processos onde zeros NMP podem ou não existir.

Sendo $T_d(z)$ o modelo de referência que não será usado diretamente em um projeto VRFT porque podem haver zeros NMP no processo, seguem-se os seguintes passos:

Passo 1: Seleciona-se um modelo de referência flexível $T(z, \eta)$ com os mesmos polos de $T_d(z)$ e minimiza-se $\tilde{J}_0^{VR}(\eta, \rho)$. Sendo $(\hat{\eta}, \hat{\rho})$ os parâmetros de minimização encontrados, verifica-se se o desempenho provido pela malha fechada resultante (dada por $T(z, \hat{\eta})$) é satisfatória. Se for, aplica-se $C(z, \hat{\rho})$ ao sistema; se não, segue-se ao *Passo 2*.

Passo 2: Se $T(z, \hat{\eta})$, obtida no *Passo 1*, tem zeros NMP, então modifica-se o modelo de referência $T_d(z)$ de maneira que ele contenha esses zeros NMP, mantendo suas singularidades restantes e soluciona-se o método VRFT padrão com este novo modelo de referência. Se não há zeros NMP, resolve-se o modelo VRFT padrão com o modelo de referência $T_d(z)$ escolhido inicialmente.

No caso de o *Passo 1* determinar que existem zeros NMP, estes devem ser incluídos no modelo de referência (BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHard et al, 2012).

2.3.4 O Caso com Ruído

Neste trabalho o projeto não contempla o caso com ruído, entretanto quando o método VRFT é aplicado a sistemas que o contêm, como é o caso da grande maioria, são necessárias algumas modificações e o uso de Variáveis Instrumentais (IV).

O parâmetro $\hat{\rho}$ provido pelo método VRFT e calculado através de (54), não é mais um sinal determinístico, mas uma variável randômica, que representa uma estimativa estocástica do valor de parâmetro real ρ_d , e então, as propriedades relevantes do método VRFT são as propriedades estatísticas da variável randômica $\hat{\rho}$.

Uma variável instrumental é um vetor de dimensão p em que $\zeta(n)$ satisfaz (BAZANELLA, CAMPESTRINI, EKHard et al, 2012)

$$\bar{E}[\zeta(n)\varphi(n)^T] > 0 \quad (71)$$

e

$$\bar{E}[\zeta(n)e(s)^T] = 0 \quad \forall n, s. \quad (72)$$

E assim, os parâmetros do controlador são dados por

$$\rho^{IV} = \bar{E}[\zeta(n)\varphi(n)^T]^{-1}\bar{E}[\zeta(n)u(n)^T]. \quad (73)$$

3 METODOLOGIA EXPERIMENTAL E RESULTADOS

A metodologia adotada neste trabalho foi a implementação do método VRFT através de script no *Matlab*. A geração dos dados que foram usados neste código foi feita, primeiramente, através do *Simulink*. Verificados os dados obtidos, a geração dos dados foi substituída do *Simulink* para o *PSIM*, que é um software capaz de considerar as não idealidades e os valores de componentes comerciais. A estruturação do processo é descrita nos subcapítulos que se seguem.

3.1 Projeto do Controlador por *Root Locus*

O projeto do controlador neste trabalho é um projeto de controlador por dados, portanto, sem o uso do modelo do conversor boost. Entretanto, de posse do modelo do conversor e a título de comparação, foi realizado o projeto de um controlador PID para o boost por *root locus*, ou seja, através da ferramenta *rltool* do *Matlab*. O modelo ideal contínuo do boost, conforme apresentado na seção 2.1 é dado por

$$G_{cboost}(s) = \frac{-1839000(s - 1.31 * 10^4)}{(s^2 + 3508s + 4.12 * 10^7)}, \quad (74)$$

discretizando o modelo através do comando *c2d* do *Matlab*, pelo método *zero-order-hold* e com um período de amostragem de $1 * 10^{-6}s$, que é o período utilizado em todo o projeto, obtém-se o modelo

$$G_{cboostd}(z) = \frac{-1.8241(z - 1.013)}{(z^2 - 1.996 + 0.9965)}. \quad (75)$$

Aplicando o comando *rltool* no modelo dado por (75), e escolhendo um controlador PID, com um integrador, um polo em zero e um par de zeros complexos para cancelar os zeros da planta, as Figuras 7 e 8 mostram, respectivamente o *root locus* e a resposta do sistema ao degrau.

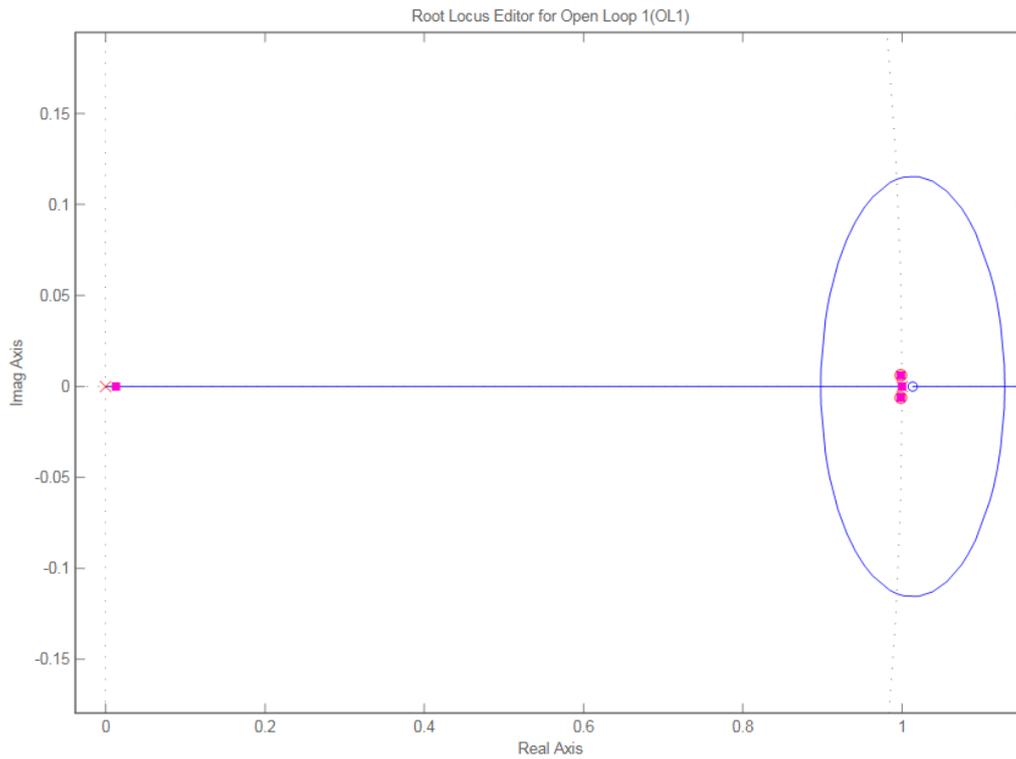


Figura 7 - Root locus da planta do conversor boost $G_{boost}(z)$ em malha aberta com os polos de malha fechada.

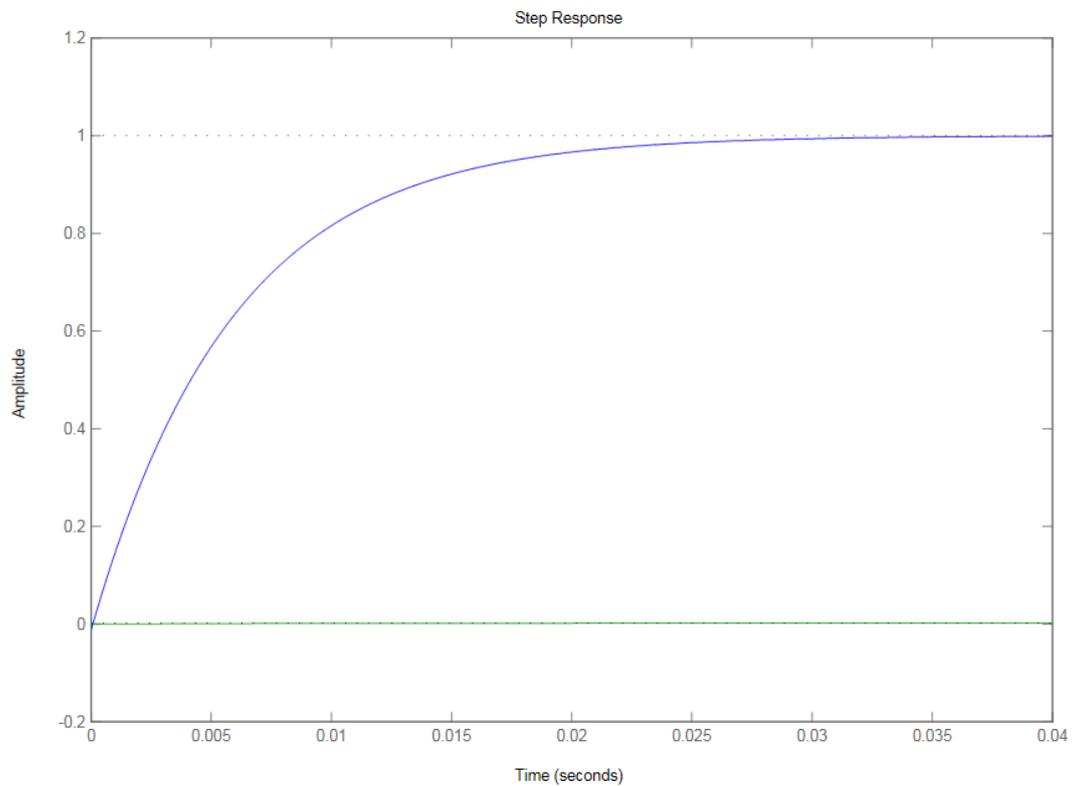


Figura 8 - Resposta da planta do conversor boost $G_{boost}(z)$ ao degrau.

Finalmente, o controlador PID baseado em modelo para o conversor boost adotado neste projeto é dado por

$$C_{pid_{rootlocus}}(z) = \frac{0.0069878(z^2 - 1.996z + 0.9965)}{z(z - 1)}, \quad (76)$$

e será utilizado como controlador inicial no projeto implementado no PSIM. Ainda, para este controlador, a função de transferência do sistema em malha fechada com o modelo do conversor dado por (75) é dada por

$$T_{rootlocus}(z, \rho) = \frac{-0.012744(z - 1.013)}{(z - 0.999829)(z - 0.012914)}. \quad (77)$$

Os polos de $T_{rootlocus}(z, \rho)$ irão nortear a escolha dos polos a serem aplicados nas funções desejadas do método VRFT.

3.2 Simulação com Geração de Dados pelo Simulink

O sistema implementado no *Simulink* para a geração de dados e uma simulação conjunta com o método VRFT implementado no *Matlab* é apresentado pela Figura 9.

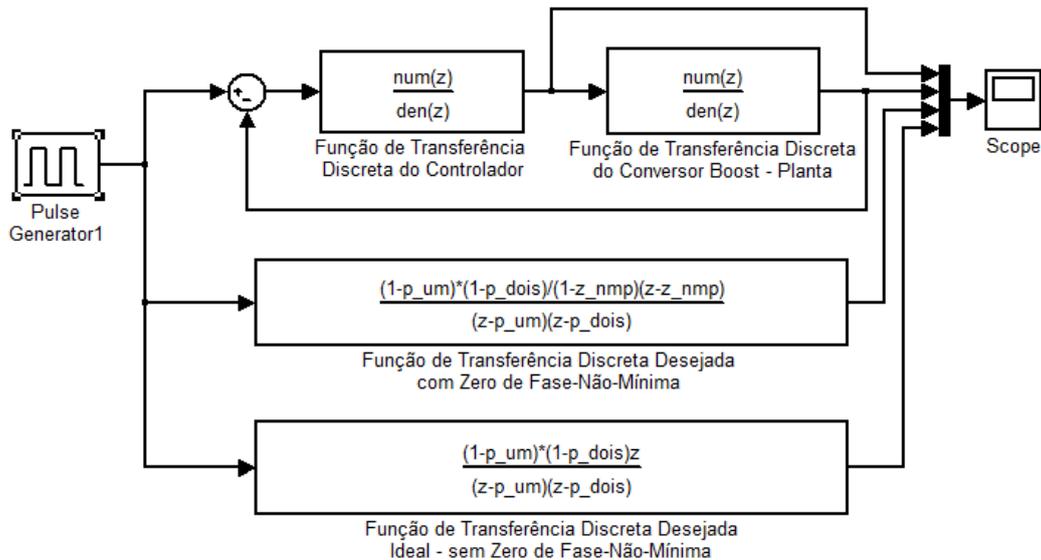


Figura 9 - Sistema implementado no Simulink para geração de dados para o VRFT.

O período de amostragem para este sistema discreto utilizado no Simulink e no VRFT do Matlab é de $1 * 10^{-6}$ s. Para este período, a função de transferência discreta do conversor boost discretizada utilizada é a mesma apresentada no capítulo 2

$$G_{cboostd}(z) = \frac{num(z)}{den(z)} = \frac{-1.8241(z - 1.013)}{(z^2 - 1.996z + 0.9965)}. \quad (78)$$

Na função de transferência discreta do controlador são inseridos dados de uma função de um controlador qualquer, projetada por *root locus*, simplesmente para que se obtenha um controlador inicial para utilizar nas iterações do VRFT. A função utilizada foi

$$\begin{aligned} C_{cboostd}(z) = C_{inic}(z) &= \frac{num(z)}{den(z)} \\ &= \frac{3.7086 * 10^{-5}(z - 0.9933)(z - 0.9936)}{(z - 1)(z - 0.987)(z - 0.8605)}. \end{aligned} \quad (79)$$

Nas funções de transferência discretas desejadas do sistema em malha fechada, os dados utilizados são dados pela Tabela 2.

Tabela 2 - Valores dos polos e do zero de fase não-mínima das funções de transferência desejadas.

p_{um}	0.99
p_{dois}	0.10
z_{nmp}	1.013

No projeto por *root locus* apresentado na seção 3.1, observa-se a existência de um polo grande e um pequeno. Por este motivo os valores de p_{um} e p_{dois} , mostrados na Tabela 2, foram desta forma escolhidos, para que se aproximassem dos valores desejados.

Assim, a função de transferência discreta do sistema em malha fechada ideal, ou seja, a que não contém o zero de fase-não-mínima e que seria impossível de implementar na prática é dada por

$$T_{dideal}(z) = \frac{(1 - p_{um})(1 - p_{dois})z}{(z - p_{um})(z - p_{dois})}. \quad (80)$$

Substituindo os valores da Tabela 2

$$T_{d_{ideal}}(z) = \frac{0.009z}{(z - 0.99)(z - 0.1)}. \quad (81)$$

Já a função de transferência discreta do sistema em malha fechada considerada ótima, incluindo o zero de fase-não-mínima e, portanto, possível de ser implementada é dada por

$$T_{d_{ótima}}(z) = \frac{\frac{(1 - p_{um})(1 - p_{dois})}{(1 - z_{nmp})} (z - z_{nmp})}{(z - p_{um})(z - p_{dois})}. \quad (82)$$

Mais uma vez substituindo os valores da Tabela 2

$$T_{d_{ótima}}(z) = \frac{-0.68226(z - 1.013)}{(z - 0.99)(z - 0.1)}. \quad (83)$$

Na entrada foi aplicado um gerador de pulsos de amplitude 1, período de 0.2 segundos e largura de pulso igual a 50 por cento do valor do período. A saída do sistema é apresentada na Figura 10. Na Figura 10, o sinal de saída do controlador $u(z)$, dado em amarelo, foi aumentado por um fator de 200 vezes para que seja visível.

Como o modelo da planta contem um zero de fase não-mínima, o VRFT clássico não pode ser aplicado. Além disso, a função de transferência do sistema em malha fechada deverá conter este zero. Há duas maneiras de resolver essa questão: através da geração de referência virtual, conforme a seção 2.3.3.1, quando o zero de fase-não-mínima é conhecido, ou através do VRFT flexível, como explicado na seção 2.3.3.2, que além do controlador ideal, encontra os zeros de fase não-mínima da planta. Neste trabalho, o VRFT flexível foi aplicado no *Matlab*.

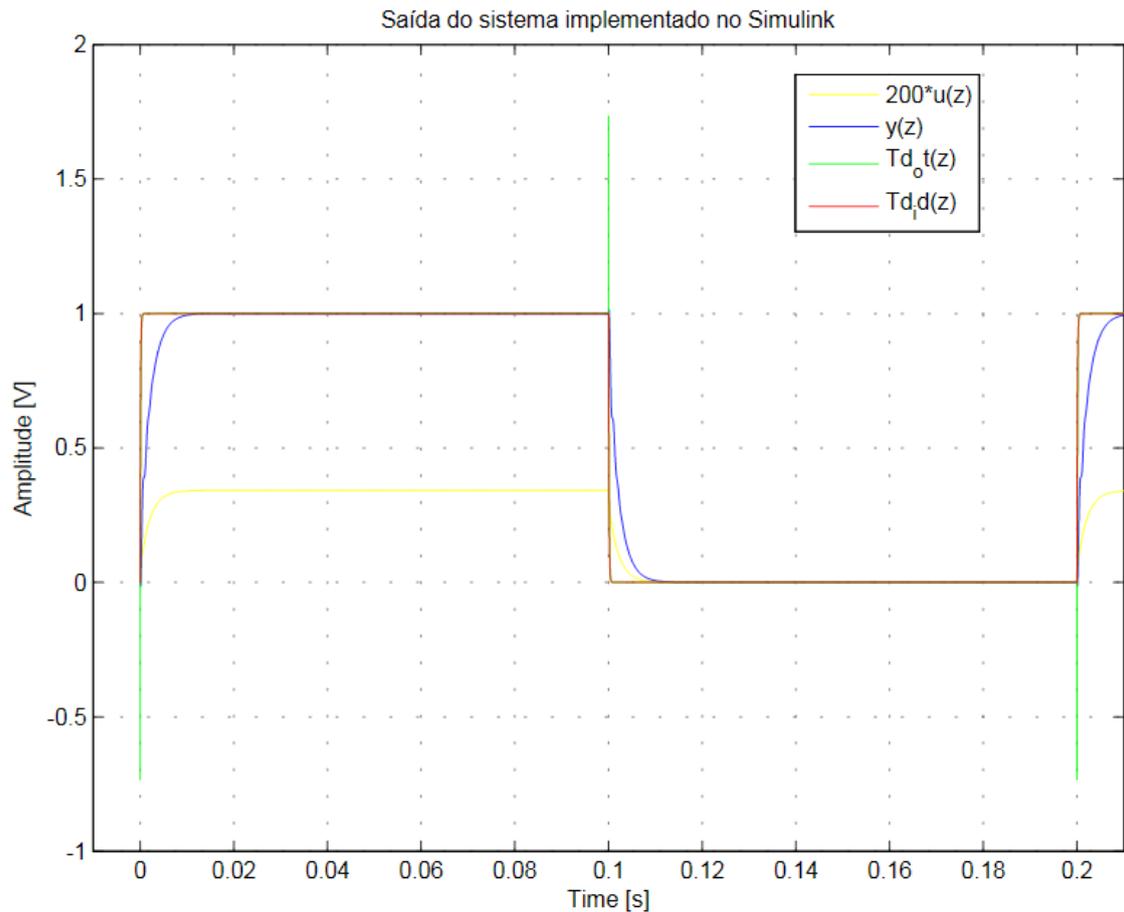


Figura 10 - Saída do sistema implementado no Simulink da Figura 9.

Aplicando os sinais $u(z)$ e $y(z)$ da Figura 10 ao VRFT flexível do Matlab com o controlador inicial dado por (79), e os polos mostrados na Tabela 2 por 20 iterações, a resposta da função de transferência desejada $Td - eta$ obtida pelo VRFT flexível é apresentada na Figura 11, juntamente com as funções de transferências desejadas $T_{d_{ideal}}(z)$ e $T_{d_{ótima}}(z)$, dadas respectivamente por (81) e (83), e a função de transferência $T(z, \rho)$, dada por (84), e calculada através do modelo do conversor com o controlador obtido pelo VRFT flexível.

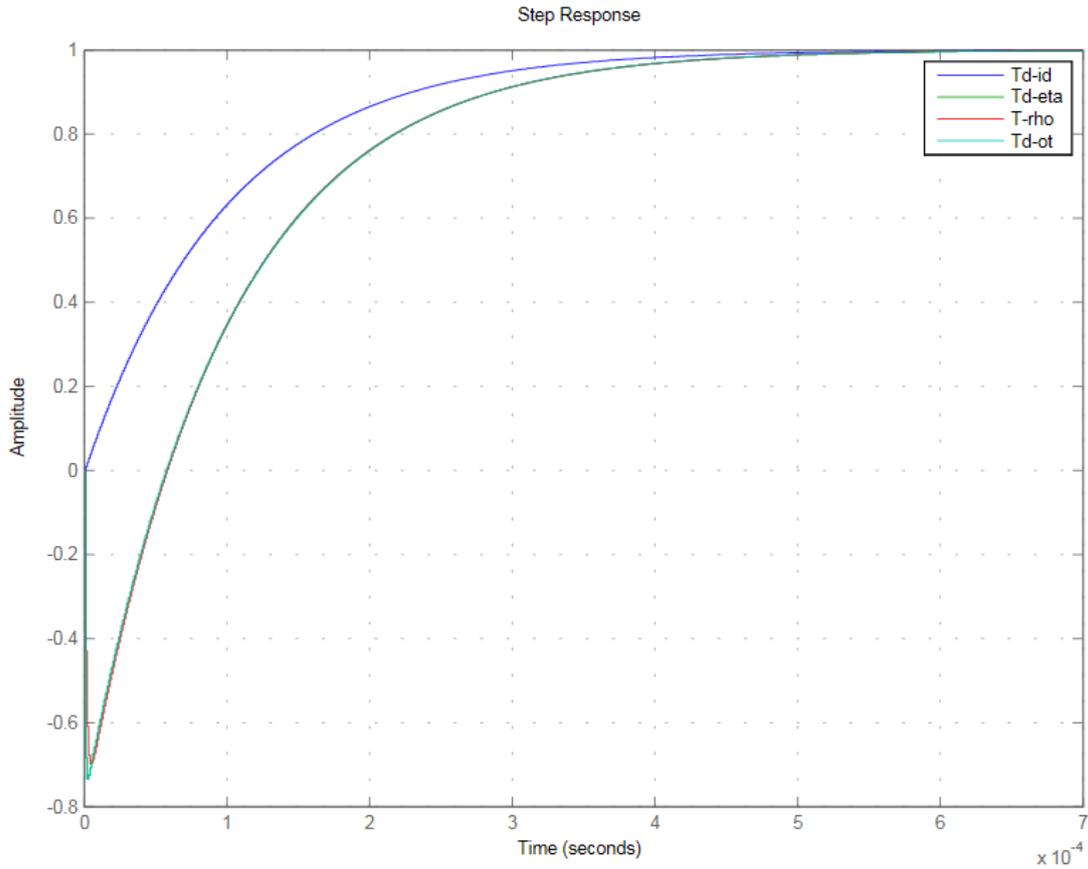


Figura 11 - Resposta ao degrau das funções de transferências desejadas obtidas pelo VRFT.

A curva $T - rho$ da Figura 11, como já explicado, é a função de transferência do sistema em malha fechada calculada considerando-se o modelo da planta e o controlador obtido pelo VRFT flexível, e é dada por

$$T(z, \rho) = \frac{-0.42953(z - 1.013)}{(z - 0.4397)(z - 0.9899)}. \quad (84)$$

Pode-se observar, pela Figura 11, que (84) é bem similar ao modelo $T_{d\acute{o}tima}(z)$ proposto. Finalmente, a função de transferência desejada obtida pelo VRFT flexível após 20 iterações é dada por

$$T_d(z, \eta) = \frac{-0.68248(z - 1.013)}{(z - 0.99)(z - 0.1)}. \quad (85)$$

Pode-se observar, por (84) e (85), que ambas contêm o zero de fase não-mínima, obtido na 11ª iteração, além de descrever bem o comportamento da $T_{d\text{ótima}}$, dada por (83). Através do modelo desejado dado por (85), o controlador obtido pelo VRFT flexível é dado por

$$C_c(z, \eta) = \frac{0.23552(z^2 - 1.996z + 0.9965)}{z(z - 1)}, \quad (86)$$

que descreve um controlador PID, com um integrador e um polo real em zero, e um par de zeros complexos, que também é bem semelhante, diferindo apenas no ganho, ao controlador PID projetado por *root locus* descrito em (76). Finalmente, o critério de referência $J_0^{VR}(\eta, \rho)$, obtido neste mesmo método, e o numerador da função de transferência desejada $T_d(z, \hat{\eta}_i)$ são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 - Numerador da função de transferência desejada $T_d(z, \hat{\eta}_i)$ e custos do critério de referência $J_0^{VR}(\eta, \rho)$ obtidos pelo VRFT flexível.

Iteração (i)	$num(T_d(z, \hat{\eta}_i))$	$J_0^{VR}(\hat{\eta}_i)$	$J_0^{VR}(\hat{\rho}_i)$
1	-3.313253(z-1.002716)	0.00006947425439	0.00305407537929
2	-0.091349(z-1.098522)	0.00000493138922	0.00000405644751
5	-0.383836(z-1.023447)	0.00000053856723	0.00000128122785
10	-0.639613(z-1.014071)	0.00000001396866	0.00000003889905
11	-0.656014(z-1.013719)	0.00000000601287	0.00000001577661
15	-0.679169(z-1.013251)	0.00000000064628	0.00000000078940
20	-0.682477(z-1.013187)	0.00000000045365	0.00000000045089

Para as mesmas iterações da Tabela 3, o desenvolvimento do numerador do controlador obtido pode ser observado na Tabela 4.

Tabela 4 - Numerador da função de transferência do controlador $C_c(z, \hat{\eta}_i)$ obtidos pelo VRFT flexível.

Iteração (i)	$num(C_c(z, \hat{\eta}_i))$
1	0.302645286516008($z^2 - 1.997259z + 0.997317$)
2	0.407808553555452($z^2 - 1.997194z + 0.997231$)
5	0.292825785558310($z^2 - 1.996797z + 0.996837$)

10	$0.240632628246557(z^2 - 1.996501z + 0.996542)$
11	$0.238576779354897(z^2 - 1.996491z + 0.996532)$
15	$0.235887754125992(z^2 - 1.996478z + 0.996519)$
20	$0.235522595168248(z^2 - 1.996477z + 0.996518)$

3.3 Projeto com Geração de Dados pelo PSIM

Com o método validado na seção 3.2, foi realizado um projeto de um controlador por dados para o conversor boost. A geração dos dados do sistema em malha fechada não será mais feita pelo Simulink e sim pelo PSIM, onde é possível considerar as não idealidades. O esquemático do conversor boost montado no PSIM é dado pela Figura 12.

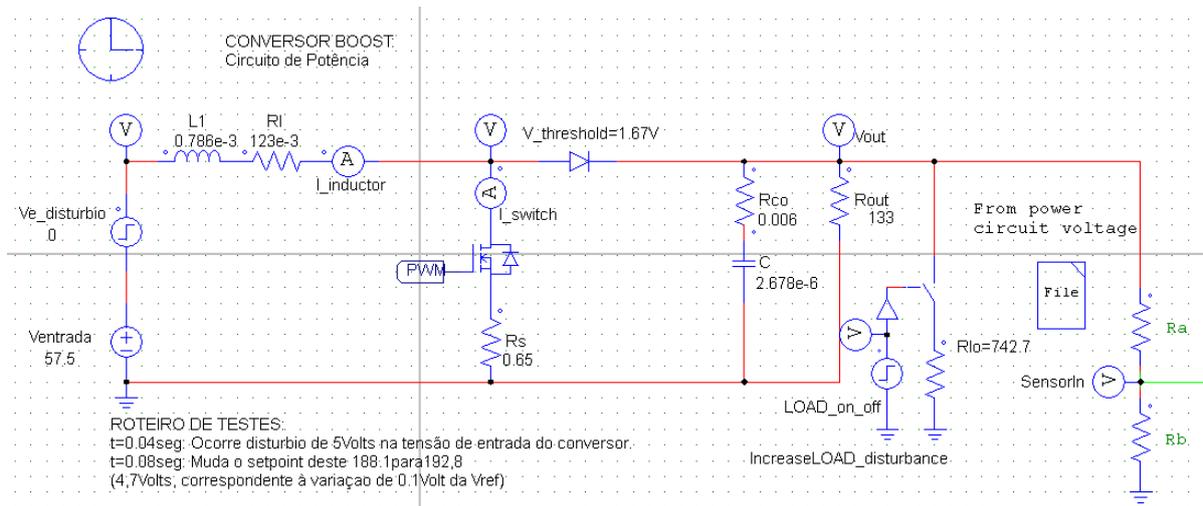


Figura 12 - Esquemático do Conversor Boost montado no PSIM.

Conforme explicado na seção 2.1 sobre o conversor boost, os valores do esquemático são dados pela Tabela 5.

Tabela 5 - Valores do esquemático do PSIM mostrado na Figura 12.

Relógio	Componentes	File	LOAD_on_off:
$T_{step} = 1 * 10^{-6}s$	$V_{e_{disturbio}} = 0V$	$f_{sw} = 100KHz$	$V_{step} = 1V$
$Total_{time} = 0.8s$	$V_{entrada} = 57.5V$	$R_a = 11.4157K\Omega$	$T_{step} = 0.04s$

$L1 = 0.786 * 10^{-3}H$	$Rb = 248.034\Omega$	$Rlo = 742.7V$
$Rl = 123 * 10^{-3}\Omega$	$Vref = 4V$	
$Rs = 0.65\Omega$	$Gmod = 0.2$	
$V_{threshold} = 1.67V$	$fs = 1E6Hz$	
$R_{co} = 0.006\Omega$		
$C = 2.678 * 10^{-6}F$		
$R_{out} = 0.35 * 133\Omega$		

Pelo fato de o zero de fase não-mínima estar muito próximo do círculo unitário foi necessário um ajuste da carga R_{out} , que foi reduzida por um fator de 0.35, pois foi observado no sinal de saída da simulação que com uma carga maior, o *undershoot* causado pelo zero de fase não-mínima tinha duração de poucas amostras e não era suficiente para ser aplicado ao VRFT. Essa alteração modifica a função de transferência do conversor boost, que torna-se

$$G_{boostd}(z) = \frac{-4.7991(z - 1.004)}{(z^2 - 1.991z + 0.9913)} \quad (87)$$

O circuito de controle conectado ao conversor boost é mostrado no esquemático da Figura 13.

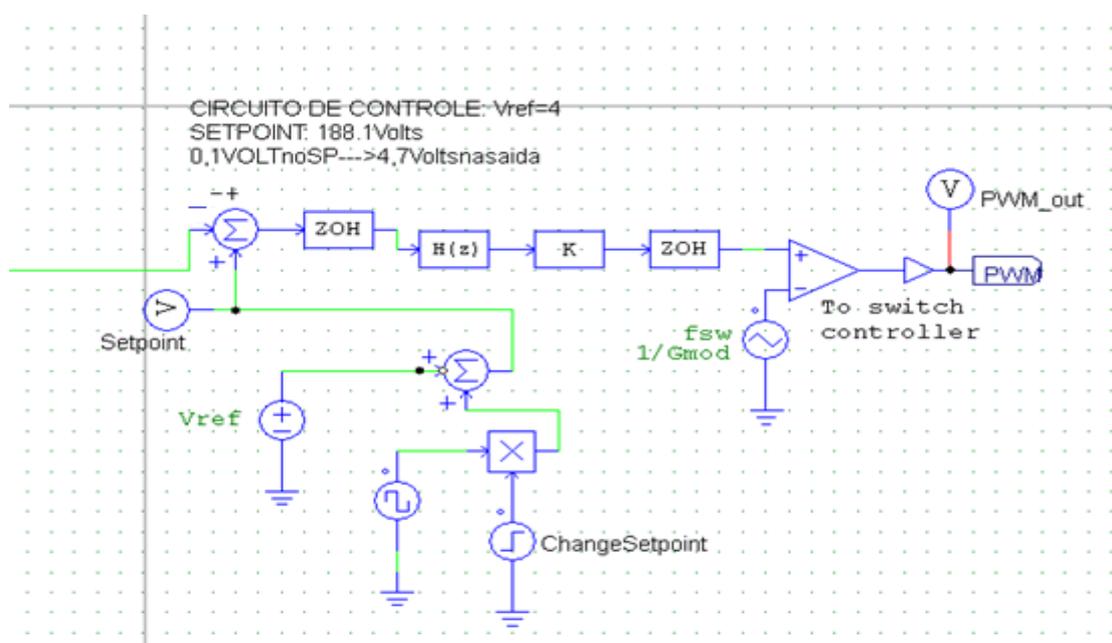


Figura 13 - Circuito de controle para o conversor boost no PSIM.

O primeiro bloco *ZOH* discretiza o sinal vindo do boost para que o controle do bloco $H(z)$ seja feito no tempo discreto, como o desejado, e o segundo bloco *ZOH* faz com que ele retorne ao tempo contínuo para que realmente a planta do conversor. O bloco $H(z)$ é o bloco do controlador e nele será aplicado o controlador PID projetado pelo *root locus* na seção 3.1 e dado por (76). A frequência de amostragem é a mesma f_s já descrita acima, e os valores utilizados no controle são dados pela Tabela 6.

Tabela 6 - Valores dos componentes da malha de controle.

Onda Quadrada	<i>ChangeSetpoint</i>
$V_{peak_{peak}} = 1V$	$V_{step} = 1V$
$Frequency = 20Hz$	$T_{step} = 0.08s$
$Duty Cycle = 0.5$	
$DC Offset = -0.5$	
$Time Start = 0s$	
$Phase Delay = 0^\circ$	

O bloco de ganho K contém valor de $K = 47.0247$, e é utilizado somente para compensar o divisor de tensão dado por R_a e R_b , mostrados na Figura 13. Simulando o arquivo, obtém-se a Figura 14.

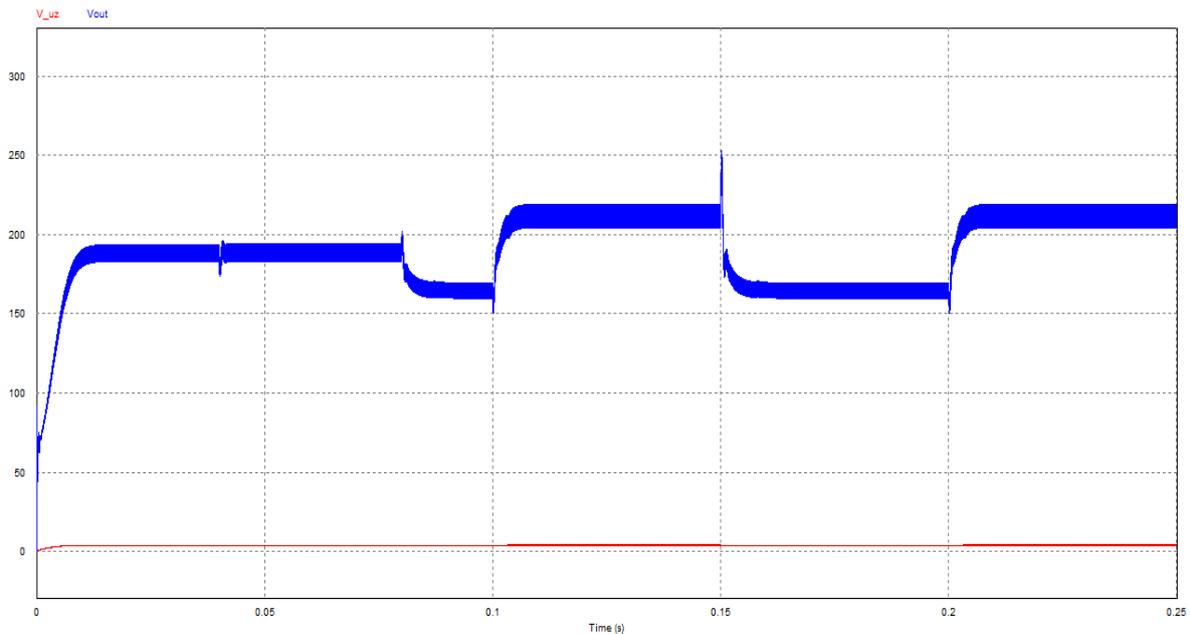


Figura 14 - Saída do controle (V_{uz}) e do sistema de controle em malha fechada (V_{out}) do conversor boost no PSIM.

O sistema foi simulado de 0 à 0.8 segundos, entretanto a Figura 14 apresenta a simulação apenas até 0.25 segundos, por já estar em regime permanente. Para aplicar o sinal ao VRFT do Matlab, o sinal foi selecionado de 0.2 à 0.6 segundos, em regime permanente, e retirado o offset da saída V_{out} de 188.375V e da saída do controle V_{uz} de 3.755V. Aplicando este sinal ao VRFT implementado no Matlab, com o controlador inicial dado pelo PID em (76), e os valores dos polos mostrados na Tabela 7.

Como o método a ser aplicado, o VRFT flexível, já foi validado na seção 3.2 e não requer que se conheça o zero de fase não-mínima, o valor do zero de fase não-mínima dado em (87) não será considerado como referência, pois não se sabe o quão preciso este modelo pode ser considerado.

Tabela 7 - Valores dos polos das funções de transferência desejadas.

p_{um}	0.99958
p_{dois}	0.10

Além disso, p_{um} foi escolhido desta forma porque foi o valor que gerou um controlador com um par de zeros complexos, o que é preferível para que se cancele o par de

polos complexos da planta. Após 50 iterações, a resposta ao degrau das funções de transferência do sistema em malha fechada são mostradas na Figura 15.

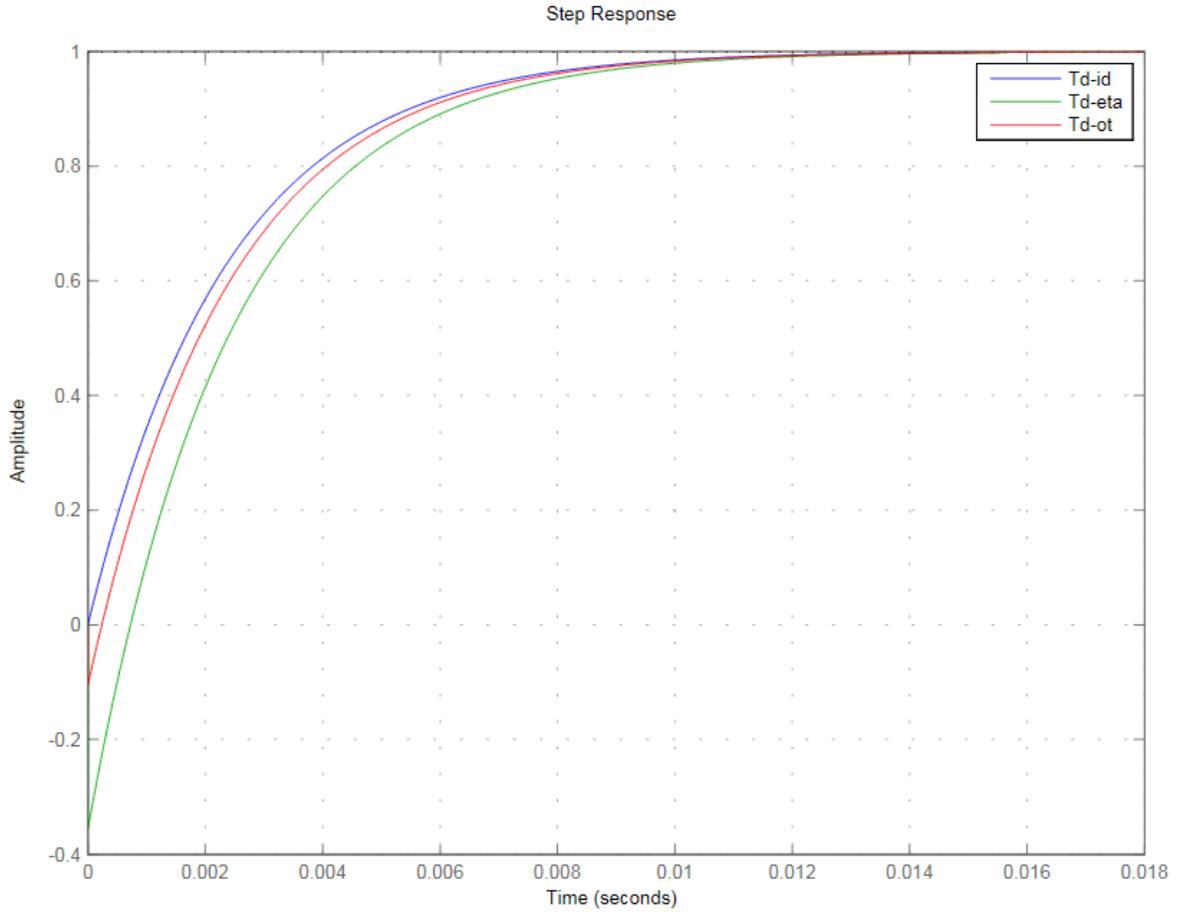


Figura 15 - Resposta ao degrau das funções de transferência do sistema em malha fechada.

Na Figura 15, $Td - id$ é a função de transferência ideal, ou seja, caso não houvesse o zero de fase não-mínima, e é dada por

$$T_{d_{ideal}}(z) = \frac{0.000378z}{(z^2 - 1.1z + 0.09996)}, \quad (88)$$

a função $Td - ot$ é a função de transferência ótima desejada, caso o modelo do conversor 1.004 esteja adequado, e é dada por

$$T_{d_{ótima}}(z) = \frac{-0.094614(z - 1.004)}{(z^2 - 1.1z + 0.09996)}, \quad (89)$$

e a função de transferência obtida pelo método VRFT flexível, ou $Td - eta$, é dada por

$$T_d(z, \eta) = \frac{-0.32084(z - 1.001)}{(z^2 - 1.1z + 0.09996)}. \quad (90)$$

Pode-se observar, por (90), que $T_d(z, \eta)$, apesar de o método não achar exatamente o zero de fase não-mínima, se aproxima bem da função de transferência desejada, $T_{d\acute{o}tima}(z)$. Finalmente, o controlador obtido é dado por

$$C_c(z, \eta) = \frac{0.00017723(z^2 - 1.973z + 0.9937)}{z(z - 1)}, \quad (91)$$

que é um controlador PID com um zero complexo em $z_{1,2} = 0.986506877076769 \pm 0.143165547687826i$. Os erros do critério de referência, além dos zeros de fase não-mínima encontrados a cada iteração podem ser observados na Tabela 8.

Tabela 8 - Numerador da função de transferência desejada $T_d(z, \hat{\eta}_i)$ e custos do critério de referência $J_0^{VR}(\eta, \rho)$ obtidos pelo VRFT flexível.

Iteração (i)	$num(T_d(z, \hat{\eta}_i))$	$J_0^{VR}(\hat{\eta}_i)$	$J_0^{VR}(\hat{\rho}_i)$
1	-0.891934(z-1.000423)	21963.7485977480	00789.8495684572
2	-0.722414(z-1.000523)	00487.8054308772	00434.2093102912
5	-0.510472(z-1.000740)	00182.9869797658	00171.1667469609
10	-0.395555(z-1.000955)	00101.1081329834	00097.5730287638
12	-0.374449(z-1.001009)	00090.7812438696	00088.3217148074
20	-0.336341(z-1.001123)	00075.2412376247	00074.5577339463
30	-0.324267(z-1.001165)	00071.1039152840	00070.9417730157
40	-0.321454(z-1.001175)	00070.1917186992	00070.1476833664
50	-0.320837(z-1.001178)	00069.9952546762	00069.9874917673

Para as mesmas iterações da Tabela 8, o desenvolvimento do numerador do controlador obtido pode ser observado na Tabela 9.

Tabela 9 - Numerador da função de transferência do controlador $C_c(z, \hat{\eta}_i)$ obtidos pelo VRFT flexível.

Iteração (i)	$num(C_c(z, \hat{\eta}_i))$
------------------	-----------------------------

1	$0.000970737044072(z^2 - 2.509029z + 1.511763)$
2	$0.000666880529857(z^2 - 2.780535z + 1.784831)$
5	$0.000302805435928(z^2 - 3.467832z + 2.478470)$
10	$0.000181819105657(z^2 - 3.364801z + 2.383903)$
12	$0.000172806387017(z^2 - 3.095587z + 2.115983)$
20	$0.000171440011274(z^2 - 2.341994z + 1.363126)$
30	$0.000175596806079(z^2 - 2.055872z + 1.076689)$
40	$0.000176920626602(z^2 - 1.987949z + 1.008655)$
50	$0.000177229978797(z^2 - 1.973014z + 0.993692)$

Para verificar se o controlador obtido pelo VRFT e dado por (91) é estável, é aplicado ao bloco $H(z)$ da Figura 13, gerando o sinal de controle e de saída dado pela Figura 16.

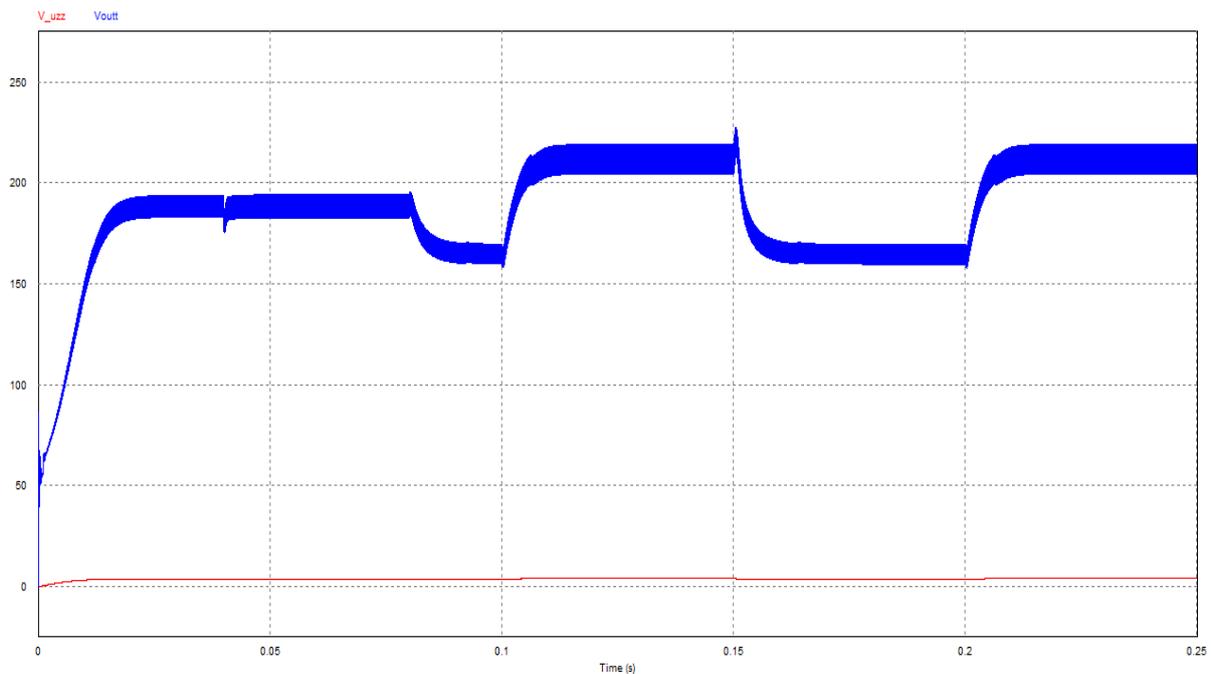


Figura 16 - Saída do PSIM com o controlador obtido no VRFT do Matlab. V_{uz} é a saída do controlador e V_{out} a saída do sistema em malha fechada.

Na Figura 16, pode-se observar que, com o controlador (90), o sistema se mantém estável. Aplicando um filtro de 5ª ordem e com uma frequência de corte de 0.09π nas saídas mostradas nas Figuras 14 e 16 e plotando-as juntas, obtém-se a Figura 17.

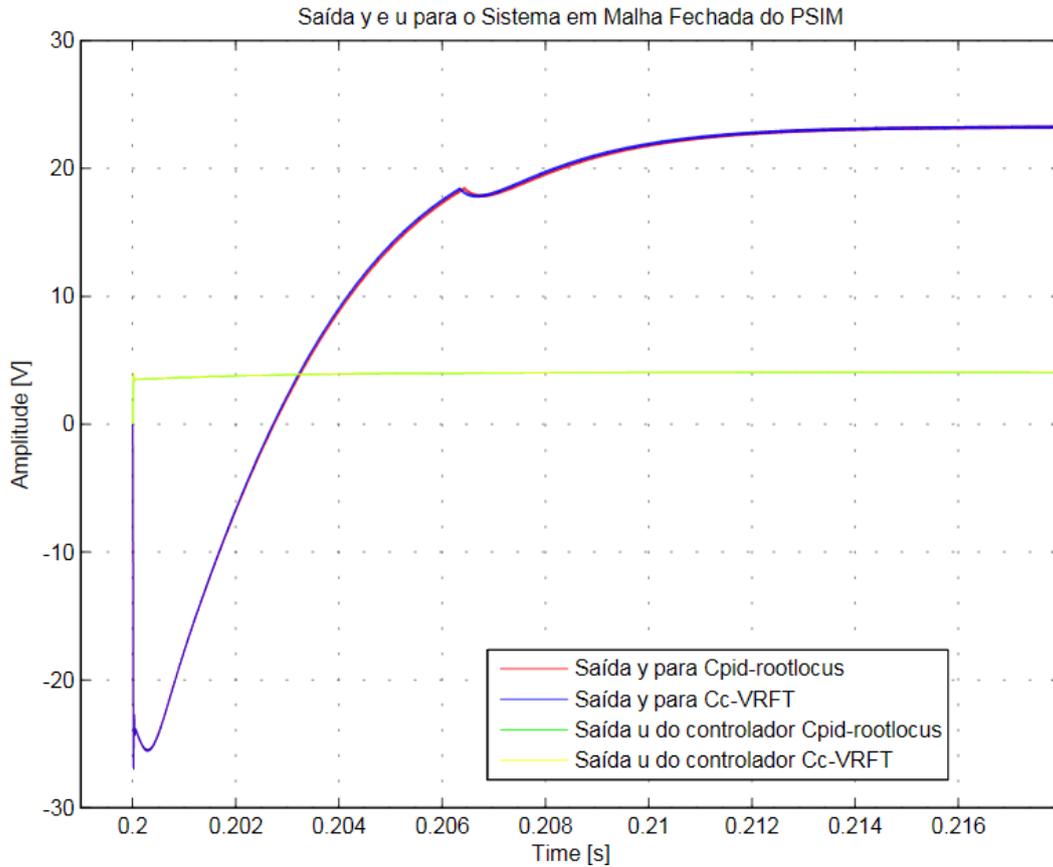


Figura 17 - Saídas y e u do PSIM com o controlador PID projetado por root locus em vermelho e com o controlador PID obtido pelo VRFT flexível em azul.

Na Figura 17 pode-se observar que, aplicando os controladores $C_{pid} - rootlocus$, dado por (76), e $C_c - VRFT$, dado por (91), em regime permanente, no modelo montado no PSIM, as saídas y do sistema em malha fechada obtidas são quase idênticas, sendo quase imperceptível observar a saída em vermelho, dada por $C_{pid} - rootlocus$.

Ainda, comparando-se a $T_d(z, \eta)$, dada por (90), e obtida pelo VRFT flexível, com a função de transferência do PSIM para o controlador $C_c(z, \eta)$ dado por (91), obtém-se a Figura 18.

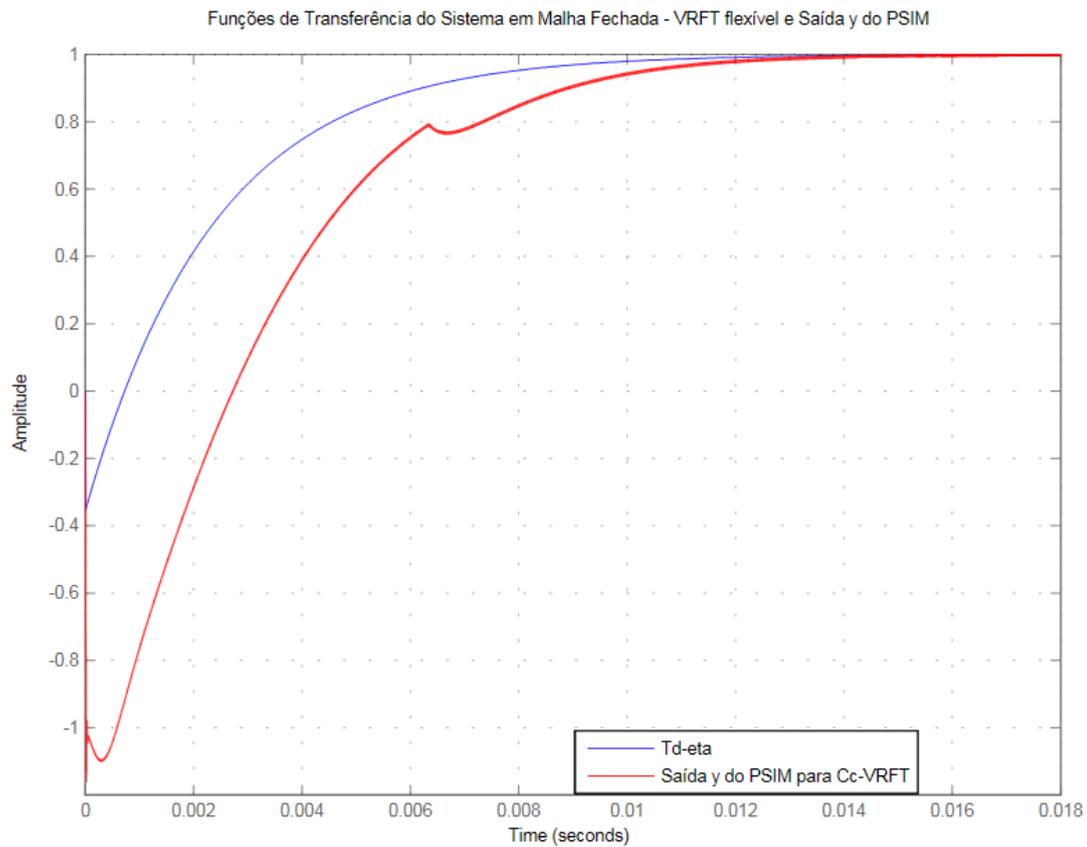


Figura 18 - Funções de Transferência do Sistema em Malha Fechada do VRFT flexível e do PSIM.

Na Figura 18, é possível observar que o resultado obtido, dado pela curva em vermelho, é estável porém mais lento e com um *undershoot* maior do que o esperado. Provavelmente, parte deste problema resolver-se-ia aplicando variáveis instrumentais, conforme explicado na seção 2.3.4.

4 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foi aplicado um método de projeto de controle baseado em dados, o VRFT flexível, em um sistema de fase não-mínima, o conversor boost. O método VRFT flexível para sistemas de fase não-mínima se mostrou adequado, entretanto uma sugestão para trabalho futuro seria a de utilizar um modelo mais eficiente para o conversor boost, pois considerando as não idealidades foi observado que o modelo não descrevia exatamente o comportamento esperado do conversor.

Além disso, o sinal de saída obtido no PSIM apresenta ruído. Para resolver este problema pode-se aplicar um filtro na saída do conversor ou aumentar a resistência da carga. Entretanto, deve-se tomar o cuidado de que essas alterações não atenuem o zero de fase não-mínima, que para este modelo está muito próximo do círculo unitário. Outra possibilidade de melhoramento, seria o uso de variáveis instrumentais ao VRFT, que são aplicadas quando o sistema contém ruído, o que aumentaria o *range* de polos que poderiam ser aplicados à função de transferência desejada, melhorando a resposta obtida sem tornar o sistema instável.

Apesar de o zero de fase não-mínima diminuir a faixa de robustez e estabilidade do sistema, o projeto de um controlador por dados pode se mostrar mais eficiente que o projeto por *root locus*, que considera o modelo da planta. Isso se deve ao fato de que o projeto baseado em dados considera os dados reais obtidos diretamente do sistema e não um modelo idealizado que pode sofrer alterações dos componentes com o uso ou com interferências não premeditadas, o que é, por exemplo, extremamente útil para a manutenção e alterações de equipamentos na indústria. Entretanto, apesar do método se mostrar adequado, os resultados obtidos no projeto se mostraram estáveis porém não como o esperado, o que provavelmente deve-se ao fato do ruído apresentado, conforme já citado.

Deve-se levar em consideração, ainda, o período de amostragem, que teve de ser muito pequeno para representar adequadamente o sistema em tempo contínuo. Se for possível aplicar este período na prática, o método é promissor para ser aplicado na obtenção de controladores para conversores boost, buck e buck-boost. Se não, uma possibilidade seria avaliar como se comporta o VRFT clássico para estes modelos. De qualquer maneira, fica a sugestão para um trabalho futuro, de montar o conversor real e testar o método na prática.

5 REFERÊNCIAS

[1] BAZANELLA, ALEXANDRE SANFELICE; CAMPESTRINI, LUCÍOLA; ECKHARD, DIEGO. **Data-Driven Controller Design - The H₂ Approach**. Springer, 2012.

[2] ÁSTRÖM, KARL J.; WITTENMARK, BJÖRN. **Computer Controlled Systems - Theory and Design**. Prentice Hall; 3ª edição; 30 de novembro de 1996.

[3] BAZANELLA, ALEXANDRE SANFELICE; DA SILVA JR., JOÃO MANOEL GOMES. **Sistemas de Controle – princípios e métodos de projeto**. Porto Alegre, Brasil. Editora da UFRGS, 2005.

[4] CAMPESTRINI, LUCÍOLA. **Contribuições para Métodos de Controle Baseados em Dados Obtidos em Apenas um Experimento**. 2010. 120f. Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre. 2006.

[5] HOAGG, JESSE B.; BERNSTEIN, DENNIS S. **Nonminimum-Phase Zeros**. IEEE Control Systems Magazines. Junho de 2007.

[6] RODRIGUES, GUSTAVO; CAMPESTRINI, LUCÍOLA; BAZANELLA, ALEXANDRE SANFELICE. **Automating the Choice of the Reference Model for Data-Based Control Methods Applied to PID Controllers**. In Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática. Belo Horizonte, MG. 20 a 24 de setembro de 2014.

[7] SIRA-RAMÍREZ, HEBERTT; SILVA-ORTIGOZA, RAMÓN. **Control Design Techniques in Power Electronics Devices**. México. 2006.

[8] ERICKSON, ROBERT W.; MAKSIMOVIĆ, DRAGAN. **Fundamentals of Power Electronics**. 2ª edição. Nova Iorque, Estados Unidos da América. 2004.

[9] OISHI, M.; TOMLIN, C.. **Switching in Non-minimum Phase Systems Applications to a VSTOL Aircraft**. 2000.

[10] CASTRUCCI, P. B. L.; BAPTISTA, L.. **Controle Linear: método básico**. São Paulo, Brasil. Edgard Blucher, 1991.

[11] CONTI, J., HOLTBERG, P. **International Energy Outlook**. Relatório técnico, U.S. Energy Information Administration, Washington, DC. Setembro de 2011.

[12] LAVADO, A. L. C. **Os Actuais Desafios da Energia. Implementação e Utilização das Energias Renováveis**. Mestrado em ciências e tecnologias do ambiente, Universidade de Lisboa. Lisboa, Portugal. 2009.

[13] CAMPI, M. C., LECCHINI, A. & SAVARESI, S. M. **Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT): a direct method for the design of feedback controllers**. Automatica. 2002.

[14] HJALMARSSON, H., GEVERS, M., GUNNARSON, S., & LEQUIN, O. **Iterative Feedback Tuning: theory and applications**. In IEEE Control Systems Magazine. 1998.

[15] KAMMER, L. C., BITMEAD, R. R., & BARLET, P. L. **Direct iterative tuning via spectral analysis**. Automatica. 2000.

[16] KARIMI, A., MIŠKOVIĆ, L., & BONVIN, D. **Iterative correlation-based controller tuning**. In International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 2004.