MODELAGEM E CONTROLE ROBUSTO POR LMIS DE PLANTA COM SISTEMA DE PROTEÇÃO QUE IMPRIME NÃO LINEARIDADES AO MODELO

HERMAN LUCAS DOS SANTOS*, CRISTIANO MARCOS AGULHARI*, WAGNER ENDO*

* Universidade Tecnológica Federal do Paraná Campus Cornélio Procópio Cornélio Procópio, Paraná, Brasil

Emails: herman@alunos.utfpr.edu.br, agulhari@utfpr.edu.br, wendo@utfpr.edu.br

Abstract— This paper presents the modeling of a simulated Chopper Buck converter design that, on a real environment, utilizes a communication pin protection for microcontroller by 4n25's optocoupler. The main questioning presented here lays on estimating the system's state-space equations, modeling the optocoupler behavior and the energy it inserts on the system, as well obtaining the regulator and tracking gains. A theorical study about the system is done, calculating the optimum control, by minimizating the \mathcal{H}_{∞} Norm and a implementable control that obeys the real system's restriction.

Keywords— Robust Control, Non-linearities, LMIs, Control System Simulation.

Resumo— Este artigo traz a modelagem de uma planta simulada de conversor *Chopper* Buck que, em seu sistema real, utiliza opto-acopladores 4n25 para proteção dos pinos de um microcontrolador. A problematização apresentada aqui está na estimativa das equações de espaço de estados do sistema, a modelagem do comportamento dos opto-acopladores e energia inserida no sistema pelo mesmo, além da obtenção de ganhos para regulagem e rastreamento. É feito um estudo teórico do sistema, com o cálculo do controle ótimo, minimizando a Norma \mathcal{H}_{∞} e um controle possível de implementação, ou seja, que obedeça às restrições reais do sistema.

Palavras-chave— Controle Robusto, Não-Linearidades, LMIs, Simulação de Sistema de Controle.

1 Introdução

A utilização de controle em conversores de potência se faz necessária para manter constante o estado da tensão de saída, importante para não haver sobretensão na carga, e da corrente no indutor, uma vez que uma elevação abrupta na amplitude desta pode comprometer o sistema por um todo. Há a possibilidade também de haver perturbações no conversor, podendo estas serem externas ou chaveamento de cargas, por exemplo. A ocorrência destes eventos podem comprometer o funcionamento do sistema e o controle deve ser modelado de forma que as características essenciais permaneçam inalteradas perante as perturbações (Bhattacharyya et al., 1995).

Diversas são as formas de tratar as perturbações em um sistema. Um método bastante consolidado para o tratamento de perturbações é o Controle Robusto. O Controle Robusto teve grande foco de estudo no final dos anos 70 e ganhou um grande avanço durante os anos 90 (Dullerud and Paganini, 2013). Este método traz uma variedade para resolução de problemas e tem sido muito utilizado para sistemas de controle.

Em Vujanic et al. (2013) utiliza-se de um modelo robusto de controle preditivo - MPC, do inglês *Model Predictive Control*, em um conversor Buck para tratar distúrbios externos e incertezas paramétricas. Em uma abordagem parecida, Wang et al. (2016) cria um controle adaptivo para lidar com problemas de sobrecorrente e trata de circuitos de proteção.

Métodos de controle robusto também são uti-

lizados para o caso de controle de sistemas que apresentam não linearidade. Sakamoto et al. (2016) utiliza uma combinação de técnica de controle não linear com controle robusto por retroalimentação para tratamento e otimização de carga em um veículo elétrico, utilizando a lógica de controle robusto para tratar incertezas no modelo.

Neste artigo foca-se no controle por rastreamento de referência do tipo degrau em um conversor DC-DC abaixador Buck com um sistema externo de proteção utilizando opto-acopladores 4n25 e associações resistivas. Este circuito, que visa proteção de um microcontrolador conectado ao sistema, imprime uma característica não linear no sistema em geral. Deseja-se modelar estas características como incertezas para o modelo e calcular ganhos por LMIs - do inglês *Linear Matrix Inequality*, de forma a se obter um controle que supere as incertezas do modelo e seja aplicável a um sistema real.

O trabalho realizado é apresentado da seguinte forma. Na Seção 2 estará a definição específica do problema. A seguir, na Seção 3, são apresentados os conceitos a serem utilizados na resolução da problemática apresentada, a modelagem proposta e os métodos que serão empregados. A Seção 4 traz os resultados adquiridos nas simulações e a última Seção, 5, é empregada para as conclusões referentes ao trabalho realizado.

2 Conceitos preliminares

Nesta seção será descrita a problematização do caso de estudo, tecendo alguns comentários so-

bre o sistema a ser controlado e a modelagem do mesmo. É importante que estes conceitos estejam bem definidos para que possa-se validar as simulações a serem realizadas nas seções subsequentes.

2.1 Conversor Buck

O conversor buck é um conversor Chopper (DC/DC) abaixador que utiliza de um chaveamento eletrônico em um transistor MOSFET para regular uma tensão de saída através de uma tensão de entrada fixa. Através do chaveamento pode-se obter diferentes valores numa carga, variando-se a razão cíclica.

Este tipo de conversor é muito utilizado devido a possibilidade de controle eletrônico com precisão e sua baixa perda de potência. Por exemplo, Costa et al. (2013) utiliza um conversor Buck-Boost com rendimento próximo a 1 em sua aplicação. A regulação da tensão pelo MOSFET pode ser feita por um microcontrolador utilizando PWM.

Quando utilizado o PWM para o controle em malha fechada, a saída de tensão, assim como a corrente no indutor do sistema, devem ser lidas por um conversor A/D em um microcontrolador para aplicação de métodos de controle. Sendo assim, o microcontrolador está sujeito à conexão dos seus pinos e terra juntos aos pinos do conversor. Esta situação pode gerar um aumento ou queda na tensão do pino do microcontrolador em uma situação anormal de funcionamento, como um aumento ou queda repentina de carga na saída, como apresentado por Lee and Kazmeiriczuk (2010). Com a finalidade de proteger as entradas e saídas do microcontrolador, pode-se utilizar um opto-acoplador.

2.2 Opto-acoplador 4n25

O opto-acoplador é um componente eletrônico formado pela união de ao menos um emissor (diodo LED) e um fotodetector (fototransmissor de sílicio NPN), acoplados entre si através de um ligação óptica, formando assim um dispositivo semicondutor. Tem como finalidade isolar as tensões entre dois circuitos que estejam interligados, protegendo então um circuito em caso de mal funcionamento de outro. Este assegura que em caso de uma grande descarga elétrica em um dos circuitos o outro circuito eletrônico continue operando, protegendo assim alguns componentes, como é o caso do microcontrolador neste sistema.

Para este trabalho o circuito integrado (CI) considerado será o 4n25. Um dos circuitos estará ligado ao ânodo e cátodo (entradas) e o outro circuito ao coletor e emissor do fotodetector. Com a comunicação entre os dois circuitos, quanto maior a corrente que passa entre o ânodo para o cátodo maior será a quantidade de portadores livres e mais íons serão liberado para a base do fotodetector. Como a corrente na base aumenta a diferença de potencial entre o coletor e o emissor maior a corrente entre os dois terminais.

2.3 Modelagem do sistema

O problema central é dividido então em três etapas: modelagem da planta a ser controlada, modelagem do sistema de proteção e definição de um controle robusto o suficiente para que os efeitos dos opto-acopladores e incertezas na modelagem não comprometam a tensão de saída na carga ou a leitura da corrente no indutor. Considera-se que o sistema é linear e invariante no tempo, cuja representação em espaço de estados é dada por

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t).$$

Para a obtenção de uma representação matemática do sistema conversor foi utilizada uma simulação. A partir da resposta em malha aberta para uma entrada conhecida pode-se fazer a identificação determinística. Utilizou-se um método determinístico apresentado por Aguirre (2007) para a obtenção de matrizes do sistema. Este método para identificação de sistemas traz incertezas no modelo, o que é um outro problema de controle que o método robusto deve sanar.

Para os opto-acopladores o principal problema é sua curva de diferença entre o coletor e o emissor, que tem diferentes coeficientes de acordo com a região, conforme a Figura 1. Estes problemas, que imprimem uma não-linearidade na leitura de uma tensão, podem ser tratados como ruídos que alteram a leitura do real valor dos estados do sistema.



Figura 1: Comparação entre entrada e saída dos opto-acopladores 4n25

Modeladas estas complicações do sistema, será desenvolvido um controle que atenda aos requisitos do projeto de rastreamento para manter a tensão de saída no sistema controlada e que mantenha a corrente no indutor limitada.

O modelo da planta do sistema simulado, sem o circuito de proteção, a ser trabalhado é mostrado na Figura 2. Os valores escolhidos para os componentes e especificações de trabalho são dados na tabela 1.



Figura 2: Modelo em Simulink ${}^{\textcircled{R}}$ do processo de controle.

Tabela 1: Valores teóricos de componentes utilizados na construção da modelagem

Componente	Valor
L	$2,1 \mathrm{~mH}$
\mathbf{C}	$470 \ \mu F$
R	$1 \ \mathrm{k}\Omega$
F	12000 Hz
V_{in}	25 V
V_{out}	3.3 a $23~\mathrm{V}$
I_{Lmax}	3 A

3 Metodologia

Definidos os requisitos de projeto, nesta seção estará contido o processo da realização da modelagem e de obtenção dos ganhos de controle aqui propostos. Todo o processo de simulação será feito através do Simulink^(R) e os procedimentos serão apresentados na seguinte ordem: modelagem da planta e opto-acopladores e desenvolvimento do controle. Para o desenvolvimento do controle será descrita a obtenção de ganhos para a regulação e rastreamento, respectivamente.

O sistema será analisado a partir das simulações realizadas e a parte algébrica, como cálculo dos ganhos através das LMIs modeladas para o sistema, será feita no MATLAB[®]. Considera-se a diferença entre o modelo identificado, conforme descrito anteriormente, assim como os CIs de proteção (opto-acopladores) como incertezas não estruturadas no problema.

3.1 Modelagem das incertezas

Conforme especificado na seção 2.3, é feita a identificação do sistema. Comparando as respostas obtidas na simulação da Figura 2 com as respostas do modelo obtido, tem-se a diferença entre a saída do modelo identificado e a saída simulada da planta, ilustrada pela Figura 3. As matrizes obtidas nesta identificação são

$$A = \begin{bmatrix} -17, 62 & 0,0106\\ -2,079.10^5 & -1083 \end{bmatrix}$$
$$B = \begin{bmatrix} 0\\ 2085 \end{bmatrix}$$

com as matrizes C = I e D = 0, sendo $C \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ e $D \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$.



Figura 3: Comparação entre respostas do modelo obtido por identificação do sistema utilizando MATLAB/Simulink $^{(\rm I\!R)}$ e simulação.

O modelo obtido retornou 62,72% de precisão para a tensão e 0,2695% para a corrente. Considerando no sistema os estados x_1 e x_2 para corrente no indutor e tensão no capacitor, respectivamente, tem-se que o primeiro estado estará muito mais afetado pelo erro na modelagem que o segundo. Estas são incertezas não estruturadas do modelo.

A próxima modelagem a ser realizada no sistema é a do circuito de proteção opto-acoplador 4n25, que estará presente na entrada e na saída da planta. Conforme a Figura 1, pode-se notar que este componente insere uma não linearidade no processo. Portanto, o valor a ser lido pelo processador não corresponderá exatamente ao valor real de saída da planta e o erro se propaga de acordo com a faixa de atuação. Para a representação Simulink^(R) será utilizado o bloco Sigmoidal MF, que possui as características de alteração da curva. A curva característica deste bloco é representada pela Equação (1). Sendo os coeficientes $a \in c$ escolhidos como 0,25 e 11, respectivamente. Estes valores foram escolhidos comparando a curva do optoacoplador fornecida pelo datasheet e observação.

A partir desta equação, obteve-se a curva g(x)ilustrada pela Figura 4. É mostrada, também nesta figura, uma comparação com a faixa linear, demonstrando a faixa que o erro de leitura deve estar suficientemente suprido pela robustez no cálculo dos ganhos.

$$g(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-c)}} \tag{1}$$



Figura 4: Curva para simulação do opto-acoplador 4n25

Para a saída da planta, a não linearidade da curva altera a leitura dos estados do sistema, fazendo com que o controlador leia valores diferentes dos estados. Isto será considerado uma perturbação no atuador. Na entrada do sistema, ou seja, o PWM de saída do módulo de controle, considerase apenas a frequência e a porcentagem de ciclo ativo do PWM, logo não surtirá efeitos das diferenças de tensão neste caso.

3.2 Obtenção de ganhos de controle

Para a resolução destes problemas e garantia de robustez serão utilizadas LMIs para os cálculos dos ganhos de realimentação de estados. Na realimentação de estados adiciona-se à entrada do sistema os valores dos estados multiplicados por um ganho. Esta abordagem é comum para a obtenção de dois comportamentos: regulação dos estados e rastreamento de referência.

Um sistema regulado ou projetado para rastrear uma referência deve fazer com que seus estados permaneçam em um ponto de operação, sendo este zero no caso da regulação. Para isto, é necessário definir estabilidade. Conforme a definição de estabilidade da origem por Lyapunov descrito em Khalil and Grizzle (1996), um sistema $\dot{x} = f(x)$ autônomo com f(0) = 0, com $\mathfrak{D} \subset \mathbb{R}$ contendo o ponto x = 0, é estável na origem se, e somente se, existir uma função $V(x(t))^1$, denominada função de Lyapunov, contínua e diferenciável, tal que:

- V(0) = 0;
- $V(x) > 0 \text{ em } \mathfrak{D} 0;$

• $\dot{V}(x) \leq 0 \text{ em } \mathfrak{D}.$

e se $\dot{V}(x) < 0$ em $\mathfrak{D} - 0$, o ponto de equilíbrio será assintoticamente estável.

Regulação dos estados

É desejável que todo sistema tenha comportamento assintoticamente estável. Portanto, o controle projetado deve garantir esta condição para o sistema. Na etapa de regulação pretende-se desenvolver um controle que faça a planta seguir este comportamento. No caso da planta adotada neste trabalho tem-se um sistema linear, portanto o ponto x(0) será sempre um ponto de equilíbrio. A função V(x) será dada segundo a equação (2).

$$V(x) = x' P x \tag{2}$$

e deve satisfazer o teorema de Lyapunov descrito anteriormente. Portanto, deve obedecer duas condições LMIs:

- P > 0,
- A'P + PA < 0,

sendo P uma matriz quadrada simétrica de dimensões idênticas às da matriz A.

Um estudo interessante que pode ser feito sobre a obtenção dos ganhos é o cálculo da norma \mathcal{H}_{∞} . A norma \mathcal{H}_{∞} retorna o menor valor de γ que satisfaz a condição $z'z \leq \gamma^2 w'w$, sendo z umaum sinal referente a ruídos ou incertezas na saída do sistema e w um sinal relacionado às incertezas na leitura, representados na Figura 5.



Figura 5: Representação de adição de incertezas e perturbações no modelo de espaço de estados

O modelo em espaço de estados que representa o sistema da Figura 5 é dado por

$$\dot{x} = Ax + Bu + B_1 w$$
$$y = Cx + Du$$
$$z = C_z x + D_u u + D_z w.$$

Pode-se caracterizar esta norma por meio da função de Lyapunov, descrita pela equação (2), sob a condição

$$\dot{V}(x) + z'z - \gamma^2 w'w < 0$$

Portanto, fazendo as devidas operações matemáticas, pode-se obter:

$$\begin{bmatrix} A'P + PA & PB_1 & C'_z \\ B'_1P & -\mu I & D'_z \\ C_z & D_z & -I \end{bmatrix} < 0$$

 $^{^1\}mathrm{A}$ dependência temporal das variáveis será omitida no restante do artigo para fins de simplificação.

sendo $\mu = \gamma^2$ e os termos B_1 , C_z e D_z referentes as matrizes B, C e D modificadas para englobar as incertezas do sistema.

A matriz B_1 levará em consideração possíveis perturbações na entrada do sistema assim como outras incertezas de entrada das matrizes. A matriz D_z representa as incertezas e ruídos na entrada. C_z conta com uma matriz da estimativa da quantidade de ruído na saída do sistema.

De acordo com o Teorema do Pequeno Ganho (Khalil and Grizzle, 1996), quanto menor o valor do parâmetro μ , maior a robustez do sistema. O controle que minimiza a norma \mathcal{H}_{∞} do sistema pode ser obtido pela minimização do valor de μ sujeito à restrição LMI descrita em (3).

$$\begin{bmatrix} AW + WA' + BZ + ZB' & WC'_z + Z'D'_u & B_1 \\ \star & -\mu I & D'_z \\ \star & \star & -I \end{bmatrix} < 0. (3)$$

Resolvendo a LMI descrita em (3) obtêm-se os ganhos que farão a regulação e rastreamento do sistema, estes sendo dados segundo o produto de matrizes descrito pela Equação (4).

$$K = ZW^{-1} \tag{4}$$

Para encontrar o valor de γ e calcular os valores de ganhos K, modela-se a matriz W como uma matriz simétrica positiva de dimensões idênticas à matriz A, semelhante à matriz P da Equação (2). Para Z tem-se uma matriz de *rank* completo de dimensões apropriadas.

Rastreamento de referência

O objetivo final neste trabalho é encontrar ganhos que levem o sistema a uma referência de forma eficiente. Portanto, o controle deve fazer com que a planta rastreie uma tensão desejada de saída na presença ou não de perturbações. Portanto, é necessário aplicar um controle que faça com que o sistema se comporte, em regime permanente, de forma fixa no ponto pretendido. Para isto, será levado em consideração a adição de um integrador junto à entrada para referência.

O diagrama de blocos de um sistema com integrador é dado segundo a Figura 6. Nesta figura, r(t) é o sinal que deseja-se seguir, e(t) é a comparação da referência r(t) com a saída y(t). O sinal u(t) é a entrada de controle no sistema e x(t) os valores dos estados.



Figura 6: Diagrama de blocos de circuito com realimentação de estados e integrador para rastreamento de referência

Para o conversor Buck a ser controlado, deseja-se que a saída siga uma referência degrau de 0 a 25 V, este sendo o valor máximo devido a fonte de alimentação. Portanto, o sinal de controle u(t)é oriundo desta comparação com o integrador e convertido para razão cíclica. Uma restrição causada por esta condição é a limitação nos ganhos de controle. Como o sistema real pode assumir valores de entrada de magnitude entre 0 a 25 apenas, os ganhos não devem gerar uma condição que ultrapasse estes limitantes.

Para o cálculo do sistema com integrador considera-se e(t) uma variável de estado. Com a adição desta variável, as matrizes do sistema serão aumentadas em uma ordem. Então, o sistema é descrito a seguir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ \dot{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K & K_e \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(t)$$

Será denominada a matriz aumentada com o par (A,-C) como \hat{A} e a matriz que multiplica os ganhos como \hat{B} .

Resolvendo a LMI descrita na Equação (3), calcula-se os ganhos K, Equação (4), referente aos estados, e o ganho K_e , referente ao integrador. Novamente, pode-se minimizar o γ de forma a conseguir o controle com maior robustez possível ou escolher γ de forma a obter um controle aplicável. Estas duas abordagens serão vistas na próxima seção, referente ao desenvolvimento do controle e implementação.

4 Resultados e Discussões

Para validar a aplicação de um controle projetado por meio de LMIs para a garantia de robustez no sistema de potência, este com incertezas de modelagem e não linearidades, proporcionadas por circuitos de proteção, serão apresentadas aqui simulações da aplicação dos ganhos calculados. A validação será dada em duas etapas, sendo estas regulação e rastreamento de referência.

Foi apresentado na Seção 3 a forma como seriam modeladas as incertezas, representadas por Δ , e forma de tratamento das mesmas. Estas incertezas, as quais englobam erros na estimativa de matrizes, Figura 3, e erros na leitura do valor real de tensão, Figura 4, serão modeladas como perturbações que inserem energia no sistema. A representação gráfica para esta forma de modelagem é apresentada na Figura 5.

Analisando a incerteza de modelagem apresentada anteriormente percebe-se que o sistema obtido tem um comportamento de tensão na carga, estado x_2 , próximo da resposta simulada e que a saída de corrente, estado x_1 , encontrase com pouca relação entre o sistema identificado e o sistema de trabalho. Portanto, será considerado que a incerteza não estruturada proporcionada pelo modelo obtido afeta o estado x_1 de maneira muito mais abrupta que o estado x_2 .

Uma incerteza não estruturada afeta o comportamento do sistema, uma vez que trabalha-se com uma representação matemática que não corresponde exatamente ao processo a ser controlado. Para a adição desta incerteza no cálculo das LMIs modifica-se, na LMI (3), a matriz B_1 . A matriz B_1 conterá a matriz B identificada e a matriz B_n estimada como a relação de erro proporcionado pelo modelo obtido. A matriz C_z também é utilizada nesta estimativa e será explicada mais adiante.

O próximo passo para a obtenção de controle e aplicação no sistema simulado é a inserção dos opto-acopladores na obtenção de ganhos. Como descrito na Seção 3, estes serão modelados como o bloco Sigmoidal MF no Simulink[®]. O comportamento deste bloco não corresponde ao real de um opto-acoplador. Porém, devido à sua característica não linear em suas faixas laterais de atuação e linearidade em sua faixa central, oferece uma representação válida para as simulações.

Na obtenção de ganhos pela resolução da LMI descrita em (3), a estimativa da energia inserida na planta pelo opto-acoplador, este considerado como um ruído no atuador, estará contido na matriz C_z .

Como o ruído inserido é igual para ambos os estados, pode-se considerar que esta incerteza modificará por igual a saída do sistema. Porém, como descrito anteriormente, a incerteza não-estruturada presente no sistema também afetará esta matriz. Será criada então uma relação de modificação dos estados pelas incertezas na matriz C_z . O ruído de entrada, é desconsiderado. Portanto as matrizes $D_u e D_z$ serão nulas.

Estas matrizes serão definidas da seguinte forma:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 9\\ -1083 & 0 \end{bmatrix}; C_z = \begin{bmatrix} 1 & 0, 1 \end{bmatrix}; D_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Os ganhos para regulação do sistema serão então calculados. O parâmetro γ será minimizado de forma a obter os ganhos que retornam o maior esforço de controle para o sistema. Para a regulação, será utilizada a representação em espaço de estados do sistema, com o Δ sendo um outro bloco de espaço de estados no Simulink^(R).

Foram obtidos para a regulação, com minimização de γ , os ganhos K = [-5986, 2 - 608, 1], com $\gamma = 8,6866$. Será então simulada a resposta do sistema para condições iniciais em $[-10\ 2000]$. A saída do sistema é representada na Figura 7 e o esforço de controle é denotado na Figura 8.

Pode-se notar, pelas figuras, a efetividade no controle utilizando estes ganhos e parâmetros, o



Figura 7: Resposta do sistema com controle para regulação obtidos minimizando o parâmetro γ



Figura 8: Esforço de controle para regulação obtidos minimizando o parâmetro γ

que define um controle aplicável. Porém, em sistemas de potência chaveados, manter os estados zerados reflete o mesmo que manter a chave aberta, ou seja, com o sistema desligado e sem controle. O controle obtido aqui não é implementável em prática por não ser possível obter tensão negativa neste sistema.

Este resultado reflete um estudo teórico da possibilidade de manter o estado do sistema constante na presença de incertezas, o que viabiliza o rastreamento para um determinado ponto de operação. A partir deste ponto será implementado o rastreamento da saída de tensão do sistema e será utilizada a simulação descrita na Figura 9 onde o bloco *Buck Converter* é o mesmo descrito na Figura 2, com adição de uma chave para chaveamento de cargas, e o bloco *OptoCoupler* representa o opto-acoplador para proteção dos pinos, contendo dois *Sigmoidal MF*.

Em primeira instância serão calculados os ganhos para minimização da norma \mathcal{H}_{∞} , minimizando o parâmetro γ . Será considerado também o chaveamento de carga, este tendo início en 1 segundo de simulação e com frequência de 200 Hz.



Figura 9: Simulação em Simulink $^{\textcircled{R}}$ para controle por integrador do sistema conversor CC Buck proposto.

Para a minimização de \mathcal{H}_{∞} o software não foi capaz de computar um γ mínimo menor que 1, que representa a robustez do sistema. Alternativamente, o controle será forçado a alocar os autovalores da matriz A mais à esquerda, substituindo \hat{A} por $\hat{A} + \sigma I$ na LMI (3), com $\sigma = 1$. Mais detalhes sobre tal procedimento pode ser encontrado por exemplo em Stephen Boyd and Balakrishnan (1994).

Sob novas condições, foi estas possível computar $\gamma =$ 0,2609, com K $[2, 3677.10^6 - 0, 0002.10^6]$ para os estados e $K_e = 4,2025.10^6$ para o integrador. Porém o tempo de simulação mostrou-se demasiado alto para os cálculos, levando 3 horas reais para um tempo de simulação de 0,098 segundos. Para obter otimização nestes parâmetros será utilizado um valor de γ arbitrário maior que o encontrado neste método.

Escolhido um novo valor de γ , este fixo em 0,29, de forma a diminuir a robustez do sistema com fim de obter ganhos praticáveis, obteve-se K = [-910, 9477 - 62, 3489], para realimentação positiva, e $K_e = 2, 5523.10^3$. A representação dos estados do sistema para este controle proposto para uma referência fixa de 12 V está presente na Figura 10.

Observou-se que o controle foi efetivo mesmo com o início do chaveamento de carga e uma rápida resposta no regime transitório, com o sistema levando cerca de 75 milissegundos para atingir a referência e nela se manter, com sobressinal percentual de apenas 1,97%. A simulação limita os valores de entrada pelos da fonte, ou seja, 0 e 25. Portanto, o controle é possível no sistema físico.

Como requisito de projeto, o controle deve ser capaz de controlar o sistema para referências constantes de amplitude variadas. Serão analisadas as saída de tensão do sistema para outras referências. A fim de observar o comportamento para tensões de comum utilização, escolhe-se os valores 3,3, 9, 18 e 23. A Figura 11 traz as respostas nestas situações.



Figura 10: Resposta do sistema para valores de ganhos calculados com $\gamma = 0, 29$.



Figura 11: Resposta do sistema para valores de ganhos calculados com $\gamma = 0, 29$ e diferentes valores de amplitude de referência.

Analisa-se a efetividade do controle empregado em 3 etapas: zona morta, onde o sistema mantém-se sem excitação, regime transitório, considerando o início da excitação no sistema até o regime permanente, e o chaveamento de carga, que tem início no tempo t = 1s.

Para a primeira etapa é possível perceber que o tempo de duração do sistema neste estado diminui conforme o aumento da referência, tendo uma duração quase nula para r(t) = 23 V. Isto decorre devido a lei de controle, pois, dependendo da relação referência-saída, os ganhos podem fazer com que o sistema opere com entrada $u(t) \leq 0$, mantendo a chave desativada, até que o ganho imposto pelo integrador em comparação à realimentação de estados force o sistema a começar o chaveamento, impedindo a aplicação de tensão no sistema pela fonte.

Analisando o regime transitório de cada configuração de entrada pode-se perceber um maior tempo para atingir o regime permanente e, ao mesmo tempo, um menor sobressinal percentual de acordo com o aumento da tensão de referência adotada. Porém, em nenhum dos casos obtevese uma sobretensão significativa ou um tempo de acomodação alto. Portanto o controle por este método adotado é viável para a este critério.

Na terceira etapa, o controle projetado pelo método adotado foi eficiente em relação aos valores de corrente, fazendo com que não houvesse um sobressinal que possa prejudicar a planta significativo na corrente do sistema.

Por ultimo, a Figura 12 mostra o sinal de controle para referências 3,3 e 23 V, respectivamente. Pode-se observar que o sistema demora mais para atingir um nível aplicável, ou seja, maior que 0, gerando um PWM nulo na entrada no conversor de acordo com a referência. Este é um objeto de estudo futuro para um controle adaptivo para melhorar a resposta do sistema.



Figura 12: Sinal de controle obtido para as referências 3,3 e 23 V. Pode-se observar que, apesar da saída ter sido constante, os sinais de controle possuem oscilações na referência em todo o regime transitório e permanente.

5 Conclusões

Comprovou-se a efetividade deste método de controle para o sistema escolhido através das simulações apresentadas. Notou-se que, para diferentes referências, houve discrepâncias nos valores de ultrapassagem percentual de sinal, tempo para sair do estado inicial e tempo para atingir o estado estacionário.

Foram necessárias as adições de algumas manipulações numéricas, dadas as dinâmicas dos blocos *Sigmoidal MF* utilizados, assim como para a entrada do PWM, uma vez que foram utilizadas referências numéricas que representam a tensão em si, enquanto em um microcontrolador seria utilizado referências proporcionais à resolução do conversorz A/D e do módulo PWM do mesmo. Porém, refazendo estas manipulações, este controle é aplicável em um microcontrolador, que é a motivação deste trabalho, que pode ser considerado concluído com êxito.

Agradecimentos

Os autores agradecem à instituição Universidade Tecnológica Federal do Paraná pelo fornecimento de apoio para a realização deste trabalho.

Referências

- Aguirre, L. A. (2007). Introdução À Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais, 2 edn, Editora UFMG.
- Bhattacharyya, S., Chapellat, H. and Keel, L. (1995). Robust control: the parametric approach, Upper Saddle River, New Jersey.
- Costa, L. F., Barbi, I. and Mussa, S. A. (2013). Conversor cc-cc buck+boost multinível bidirecional.
- Dullerud, G. E. and Paganini, F. (2013). A course in robust control theory: a convex approach, Vol. 36, Springer Science & Business Media.
- Khalil, H. K. and Grizzle, J. (1996). Nonlinear systems, Vol. 3, Prentice Hall, New Jersey.
- Lee, J. L. and Kazmeiriczuk, M. (2010). Effects of load changes on the contrl-to-output transfer function of a buck-boost converter in ccm.
- Sakamoto, N., Niimura, T., Ozawa, K. and Takamori, H. (2016). Robust feedback control for the subsidy policy about plug-in electric vehicle using sliding mode control, *Electrical Engineering in Japan* **194**(1): 10–17.
- Stephen Boyd, Laurent El Ghaoui, E. F. and Balakrishnan, V. (1994). Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory, Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM).
- Vujanic, R., Schmitt, M., Warrington, J. and Morari, M. (2013). Extending affine control policies to hybrid systems: Robust control of a dc-dc buck converter, pp. 1523–1528. cited By 0.
- Wang, L.-Y., Zhao, M.-L. and Wu, X.-B. (2016). A monolithic high-performance buck converter with enhanced current-mode control and advanced protection circuits, *IEEE Transactions on Power Electronics* **31**(1): 793–805. cited By 0.