

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS JONYS RIBEIRO SILVA

**ANÁLISE COMPARATIVA DE CONTROLADORES
SLIDING MODE E CONTROLADORES *FUZZY* PARA
APLICAÇÃO NO CONVERSOR CC *BUCK***

VIÇOSA

2019

LUCAS JONYS RIBEIRO SILVA

ANÁLISE COMPARATIVA DE CONTROLADORES *SLIDING MODE*
E CONTROLADORES *FUZZY* PARA APLICAÇÃO NO
CONVERSOR CC *BUCK*

Proposta de projeto do Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como pré-requisito na disciplina de Projeto de Engenharia II.
Orientador: Rodolpho Vilela Alves Neves

VIÇOSA

2019

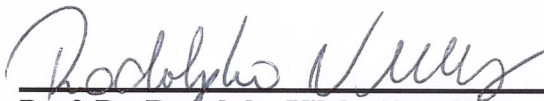
LUCAS JONYS RIBEIRO SILVA

ANÁLISE COMPARATIVA DE CONTROLADORES *SLIDING MODE* E CONTROLADORES *FUZZY* PARA APLICAÇÃO NO CONVERSOR *CC BUCK*

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 13 de dezembro de 2019.

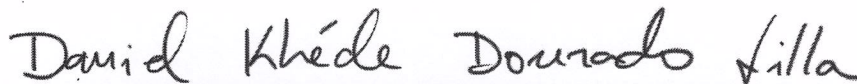
COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Rodolpho Vilela Alves Neves - Orientador
Universidade Federal de Viçosa



Prof. William Caires Silva Amorim - Membro
Universidade Federal de Viçosa



M.Sc. Daniel Khéde Dourado Villa - Membro
Universidade Federal do Espírito Santo

Dedico este trabalho à minha mãe, meus padrinhos e meus irmãos

Agradecimentos

Gostaria primeiramente de agradecer a Deus, meu maior alicerce e fortaleza, por não me deixar desistir nos momentos difíceis da vida e estar sempre presente em cada pequeno detalhe da minha existência.

À minha mãe, Silvânia, meu maior exemplo de força e amor, e aos meus padrinhos Renato e Vanda, sinônimo de amor puro e carinho para mim. Ainda que dedicasse todo esse texto a vocês três, seria apenas um ínfimo de retribuição.

Agradeço às minhas irmãs, Danúbia e Dayênia, aos meus irmãos e meus cunhados por todo companheirismo e apoio incondicional. Ao meu sobrinho Pedro, meu pequeno companheiro de sempre.

Ao professor e orientador Rodolpho, sempre disposto a ajudar da melhor forma possível, agradeço pela paciência, atenciosidade, motivação, e pelas oportunidades proporcionadas, contribuindo fortemente em minha formação pessoal e profissional.

Ao professor Tarcísio de Assunção Pizziolo pela orientação durante toda a graduação, por estar sempre disposto a ajudar e me proporcionar diversas oportunidades de aprendizado e crescimento.

Aos amigos de curso, em especial ao Gabriel Rabelo, Vitor Thinassi e Ricardo Ferreira, pelos momentos compartilhados em toda a graduação, tornando os momentos difíceis mais fáceis, dos quais lembrarei sempre.

Muito obrigado a todos que tive a oportunidade de conviver na República Matagal 2031, meu lar em Viçosa. Vocês, que foram minha família durante os últimos cinco anos, sempre serão lembrados por mim com muito carinho e amor.

Aos meus amigos de futsal da Atlético das Engenharias, Luve, Alambique e Inter de Milohm, por todo convívio, alegria e conquistas compartilhadas.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFV pelo profissionalismo, disponibilidade e atenciosidade em todas as atividades.

*“Dream until your dreams come true.”
(Steven Victor Tallarico)*

Resumo

Este trabalho apresenta um estudo sobre a aplicação de controladores lineares PID, controladores não-lineares, baseados na lógica *fuzzy*, e a abordagem *sliding mode* aplicados em um conversor CC-CC *buck*. O objetivo central é a análise teórica das metodologias de controle não-linear, possibilitando uma análise comparativa dos parâmetros de resposta como tempo de pico, *overshoot* e erro estacionário, elementos de desempenho, precisão e robustez do sistema de controle. Na primeira parte do trabalho é apresentada a topologia do conversor *buck* e sua modelagem. Tratando-se de um sistema não-linear, utilizou-se a análise de pequenos sinais para linearização do modelo e obtenção da função de transferência com objetivo de sintonizar o controlador linear PID. Posteriormente, é feita o desenvolvimento e formulação teórica dos controladores baseados na lógica *fuzzy*, sendo propostas as metodologias *fuzzy* linear e não-linear. A metade final do trabalho apresenta uma formulação teórica dos controladores por modos deslizantes de 1ª e 2ª ordem, abordando assuntos como superfície de deslizamento, *chattering* e formas de contornar este problema. Todas as metodologias de controle utilizam medidas da tensão de saída do conversor, sendo o controle feito por modulação por largura de pulso (PWM) no qual o *duty-cycle* é o sinal de controle. Ao longo deste trabalho, os resultados das simulações são apresentados a fim de demonstrar a aplicabilidade dos métodos de controle e seus desempenhos.

Palavras-chaves: Conversor *buck*, Controlador PID, Controlador *fuzzy*, Controle de estrutura variável, Controle por modos deslizantes.

Abstract

This work presents a study on the application of PID linear controllers, nonlinear controllers based on fuzzy logic, and the sliding mode approach for the CC-CC Buck converter. The main objective is the theoretical analysis of nonlinear control methodologies, allowing a comparative analysis of the response parameters such as peak time, overshoot stationary error, performance elements, precision and robustness of the control system. In the first part of the work is presented the Buck converter topology and its modeling. In the case of a nonlinear system, we used the analysis of small signals to model linearization and obtain the transfer function with the objective of tuning the PID linear controller. Subsequently, the development and theoretical formulation of the controllers based on fuzzy logic is made, and the linear and nonlinear fuzzy methodology are proposed. The final half of the paper presents a theoretical formulation of the 1st and 2nd order sliding mode controllers, addressing issues such as sliding surface, chattering and ways around this problem. All control methodologies use converter output voltage measurements, with pulse width modulation (PWM) control, in which duty-cycle is the control signal. Throughout this work, simulation results are presented to demonstrate the applicability of control methods and their performance.

Key-words: Buck Converter, PID Controller, Fuzzy Controller, Variable Structure Control, Sliding Mode Control

Lista de ilustrações

Figura 1 – Matriz Elétrica Mundial 2016.	16
Figura 2 – Matriz Elétrica Brasileira 2017.	16
Figura 3 – Utilização de fontes renováveis e não renováveis para a geração de energia elétrica no Brasil e no mundo.	17
Figura 4 – Conversor CC-CC Básico.	20
Figura 5 – Forma de onda da tensão de saída do Conversor CC-CC.	20
Figura 6 – Conversor Buck.	21
Figura 7 – Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua do conversor CC-CC buck.	21
Figura 8 – Modo de operação do conversor Buck (a) com a chave em condução e (b) com a chave em corte.	22
Figura 9 – Tempo de condução, tempo de corte e período de funcionamento da chave.	22
Figura 10 – Diagrama de blocos da malha de controle com a modelagem em pequenos sinais para o conversor <i>buck</i>	27
Figura 11 – Lugar das raízes da função de transferência G_{vd}	29
Figura 12 – Diagrama de <i>Nyquist</i> da função de transferência G_{vd}	30
Figura 13 – Diagrama de Bode da função de transferência G_{vd}	30
Figura 14 – Parâmetros de desempenho para um sistema com erro de regime nulo para uma entrada degrau unitário.	32
Figura 15 – Estrutura de um controlador clássico PID.	32
Figura 16 – Resposta do processo de primeira ordem em malha aberta.	34
Figura 17 – Malha fechada do conversor <i>buck</i> com controlador PID.	35
Figura 18 – Funções de Pertinência.	37
Figura 19 – Fuzzyficação e Defuzzyficação de um sistema fuzzy de uma entrada.	38
Figura 20 – Mecanismo de inferência <i>fuzzy</i>	38
Figura 21 – Métodos de <i>defuzzyficação</i>	39
Figura 22 – Estrutura geral do controlador <i>fuzzy</i> PD+I.	39
Figura 23 – Entradas e saída do sistema <i>fuzzy</i>	40
Figura 24 – Entradas e saída do sistema <i>fuzzy</i>	41
Figura 25 – Superfície de controle <i>fuzzy</i> linear.	42
Figura 26 – Malha fechada do conversor <i>buck</i> com controlador <i>fuzzy</i>	44
Figura 27 – Entradas e saída do sistema <i>fuzzy</i> não-linear.	45
Figura 28 – Superfície de controle <i>fuzzy</i> não-linear.	45
Figura 29 – Sistema de controle de estrutura variável.	46
Figura 30 – Deslizamento (a) ideal (b) não-ideal.	49

Figura 31 – Lei de controle descontínuo utilizando a função sinal.	49
Figura 32 – Lei de controle descontínuo utilizando camada limite com zona morta.	50
Figura 33 – Lei de controle descontínuo utilizando camada linear.	50
Figura 34 – Plano de erro e a reta deslizante.	52
Figura 35 – Controlador <i>Sliding mode</i> para o conversor <i>buck</i>	54
Figura 36 – Reta deslizante para mudança na carga do conversor.	55
Figura 37 – Controlador <i>sliding mode</i> adaptativo para o conversor <i>buck</i>	56
Figura 38 – Referência de tensão.	59
Figura 39 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador PID.	60
Figura 40 – Corrente no indutor utilizando o controlador PID.	60
Figura 41 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador <i>fuzzy</i> linear.	61
Figura 42 – Corrente no indutor utilizando o controlador <i>fuzzy</i> linear.	62
Figura 43 – Comparação ao controle de tensão utilizando o controlador PID e o controlador <i>fuzzy</i> linear.	62
Figura 44 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador <i>fuzzy</i> não-linear.	63
Figura 45 – Corrente no indutor utilizando o controlador <i>fuzzy</i> não-linear.	63
Figura 46 – Comparação entre as respostas ao controle de tensão utilizando o controlador <i>fuzzy</i> linear e não-linear.	64
Figura 47 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem.	65
Figura 48 – Corrente no indutor utilizando o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem.	65
Figura 49 – Plano de fase para o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem.	66
Figura 50 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem.	66
Figura 51 – Corrente no indutor utilizando o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem.	67
Figura 52 – Plano de fase para o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem.	68
Figura 53 – Comparação entre as respostas ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes de 1ª e 2ª ordem.	68
Figura 54 – Comparação entre as respostas ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes adaptativo e não-adaptativo.	69
Figura 55 – Comparação da corrente do indutor em regime permanente utilizando o controlador por modos deslizantes adaptativo e não-adaptativo.	70
Figura 56 – Comparação das respostas dos controladores.	70
Figura 57 – Comparação das respostas dos controladores no transitório entre 0 e 6 V.	71
Figura 58 – Comparação das respostas dos controladores no transitório entre 10 e 8 V.	71
Figura 59 – Comparação das respostas dos controladores no transitório de carga.	72

Lista de tabelas

Tabela 1 – Especificações do projeto.	27
Tabela 2 – Especificações dos componentes.	28
Tabela 3 – Regras gerais para ajustes de controladores PID.	34
Tabela 4 – Regras gerais para ajustes de controladores PID.	35
Tabela 5 – Variáveis linguísticas adotadas para as entradas do sistema <i>fuzzy</i>	41
Tabela 6 – Variáveis linguísticas adotadas para a saída do sistema <i>fuzzy</i>	41
Tabela 7 – Regras de inferência do sistema <i>fuzzy</i> linear.	42
Tabela 8 – Tempo de pico (ms) dos transitórios dos controladores em modo de tensão.	72
Tabela 9 – <i>Overshoot</i> (%) dos transitórios dos controladores em modo de tensão.	72
Tabela 10 – Comparação geral dos controladores	72

Lista de abreviaturas e siglas

CEV	Controle de estrutura variável
CC	Corrente contínua
eD	Erro diferencial
eP	Erro proporcional
FOSMC	First-Order Sliding Mode Control
MN	Muito negativo
MP	Muito positivo
N	Negativo
P	Positivo
PID	Proporcional integral derivativo
SOSMC	Second-Order Sliding Mode Control
Z	Zero

Sumário

1	Introdução	14
1.1	Matriz Energética Brasileira	15
1.1.1	Energia Solar	17
1.1.2	Energia Eólica	17
1.2	Objetivos e impactos do trabalho	18
2	Modelagem do conversor CC-CC buck	20
2.1	Obtenção do modelo médio para o conversor	23
2.2	Linearização do modelo médio do conversor pela análise em pequenos sinais	25
2.3	Projeto do conversor	27
3	Metodologia de Controle	31
3.1	Controladores PID	32
3.1.1	Sintonia dos controladores PID	33
3.2	Lógica <i>fuzzy</i>	35
3.2.1	Modelagem do controlador <i>fuzzy</i>	39
3.2.1.1	Controlador <i>fuzzy</i> linear	40
3.2.1.2	Controlador <i>fuzzy</i> não-linear	44
3.3	Controle de estrutura variável	45
3.3.1	Modelagem do controle <i>Sliding mode</i>	47
3.3.2	Existência de Modos deslizantes	47
3.3.3	Invariância no tempo	48
3.3.4	<i>Chattering</i>	48
3.3.4.1	<i>Abordagem da continuação</i>	48
3.3.5	Projeto do controlador <i>Sliding mode</i> para o conversor <i>buck</i>	51
3.3.6	Controlador <i>Sliding mode</i> adaptativo para o conversor <i>buck</i>	53
3.3.7	Controle <i>Sliding mode</i> de Segunda Ordem	56
4	Resultados e discussões	59
4.1	Controlador PID	59
4.2	Controlador <i>fuzzy</i>	60
4.2.1	Linear	60
4.2.2	Não-Linear	61
4.2.3	Comparação entre o <i>fuzzy</i> linear e o <i>fuzzy</i> não-linear	63
4.3	Controlador por Modos Deslizantes	64
4.3.1	Controlador por Modos Deslizantes de 1ª ordem	64
4.3.2	Controlador por Modos Deslizantes de 2ª ordem	65
4.3.3	Comparação entre o FOSMC e o SOSMC	67
4.3.4	Controlador por Modos Deslizantes Adaptativo	69

4.4	Comparação entre as respostas dos controladores em modo de tensão . . .	69
5	Considerações finais	74
	Referências	76

1 Introdução

No decorrer dos anos, a utilização das energias renováveis se tornou um dos assuntos de amplo debate. O constante aumento da demanda energética dos países é um dos fatores que contribuem diretamente pela busca destas fontes como forma de geração de energia elétrica. Além disso, trata-se de uma questão histórica do desenvolvimento da humanidade, na qual desde sempre a busca do homem por recursos energéticos pode ser percebida, sendo um dos pilares da necessidade de suprir as necessidades do desenvolvimento (ALBARELLO, 2014).

Nesse contexto, percebe-se com o passar do tempo o grande investimento dos países em energias renováveis, em especial a energia eólica e a energia solar fotovoltaica, não apenas na busca pela independência energética, mas também buscando a redução dos impactos causados pelo uso de combustíveis fósseis, bem como a procura por uma alternativa ao esgotamento das fontes tradicionais (GERAIS, 2012).

A tecnologia atual utilizada para inserção de fontes renováveis na matriz energética brasileira requer a utilização de equipamentos para conversão de energia, conhecidos por conversores estáticos. Por meio de comutações de chaves semicondutoras, estes equipamentos permitem uma elevação ou diminuição da tensão de saída gerada. Assim, a confiabilidade de um sistema e qualidade de energia gerada dependem, dentro de uma série de outros fatores, da estabilização deste valor de tensão (VILELA, 2011). Para que haja uma adequação do valor de saída destes conversores em uma dada aplicação, torna-se necessária a aplicação de uma técnica de controle eficaz. Basicamente, o valor do erro calculado entre um valor de referência e o valor atual é usado na tomada de decisões em um sistema (TAJIRI, 2009).

O controle linear, amplamente difundido em aplicações práticas industriais, vem apresentando um bom desempenho no controle dos processos lineares. Contudo, em processos não-lineares, a aplicação destas técnicas de controle pode não ser eficaz. Uma das soluções previstas é a linearização do processo em questão. Todavia, um sistema de controle desenvolvido por meio de modelos lineares é eficiente apenas para o ponto de operação para o qual foi projetado, não sendo capaz de responder de forma satisfatória para todos os pontos nos quais o sistema pode operar (AGNOLETTO, 2015). Nesse aspecto, como uma alternativa à este problema que surge, o controle não-linear surge possibilitando a aplicação de uma técnica que permite a obtenção de um sistema controlado mais robusto à perturbações endógenas e exógenas, buscando a obtenção de sistemas insensíveis à estas perturbações ou invariantes (DIAS et al., 2009).

Dada as não-linearidades presentes no conversor *buck*, controladores *fuzzy* têm sido

amplamente utilizados buscando melhorias no regime transiente e regime permanente, em virtude da praticidade de projeto com ampla quantidade de fatores passíveis de alteração, isto é, maior número de graus de liberdade em comparação ao controle linear (AGNOLETTI, 2015). Os controladores *Sliding mode* surgem também como uma técnica de controle não-linear que tem demonstrado eficiente no controle de sistemas incertos e em sistemas não-lineares de forma geral por meio do uso de uma lei de controle chaveada, em virtude do funcionamento das chaves estáticas (DIAS et al., 2009).

Os circuitos analógicos foram os primeiros a serem utilizados como controladores em um sistema. Por meio de amplificadores operacionais, calculava-se a forma correta de se atuar no sistema controlado. Tratava-se de uma técnica de baixo custo de implementação que se mostrou eficiente em diversas situações (TAJIRI, 2009). Todavia, com o advento do processamento digital, estes sistemas foram substituídos, buscando melhorias nas técnicas de controle.

Assim, na busca pelo melhor entendimento das metodologias de controle linear e não-linear e suas diferentes metodologias, este trabalho propõe a análise comparativa da técnica de controle (*sliding mode*) e lógica *fuzzy* para o desenvolvimento de controladores digitais a serem utilizados no conversor CC-CC *buck*.

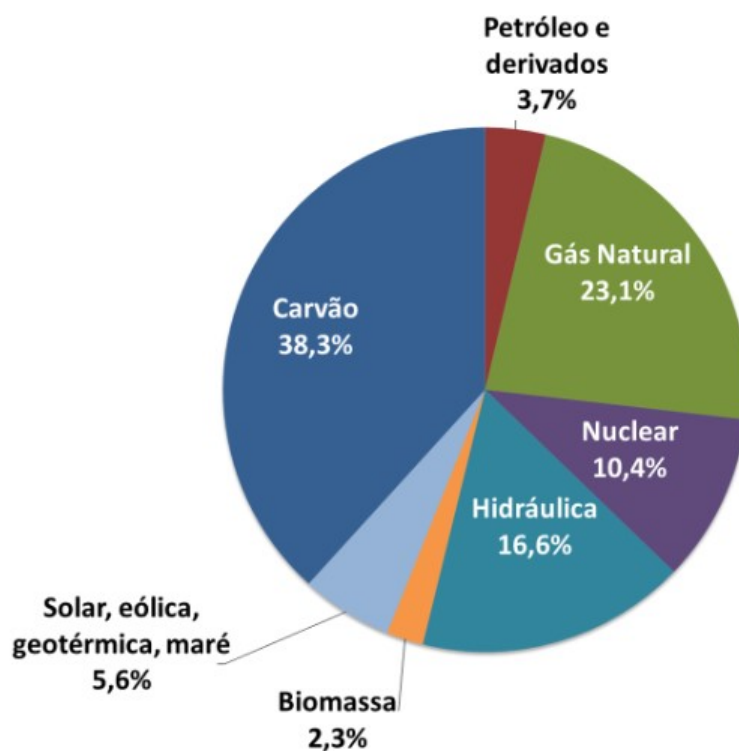
1.1 Matriz Energética Brasileira

A matriz energética representa o conjunto de fontes disponíveis em um local para suprir a demanda de energia (EPE, 2019). Deve-se entender a diferença entre matriz energética e matriz elétrica. A primeira representa o conjunto de fontes de energia disponíveis, enquanto a última é formada pelo conjunto de fontes disponíveis apenas para a geração de energia elétrica. Assim, conclui-se que a matriz elétrica faz parte da matriz energética (EPE, 2019).

Portanto, em busca da evolução e melhor qualidade de vida, novas formas e fontes alternativas de se gerar energia elétrica foram desenvolvidas. Atualmente, é evidente a utilização de fontes renováveis como a hidráulica, solar, eólica e biomassa, ou fontes não renováveis, especialmente os derivados do petróleo (BEM, 2018). A geração mundial de energia elétrica se baseia, principalmente, na utilização de combustíveis fósseis como carvão, óleo e gás natural, nas usinas termelétricas (EPE, 2019).

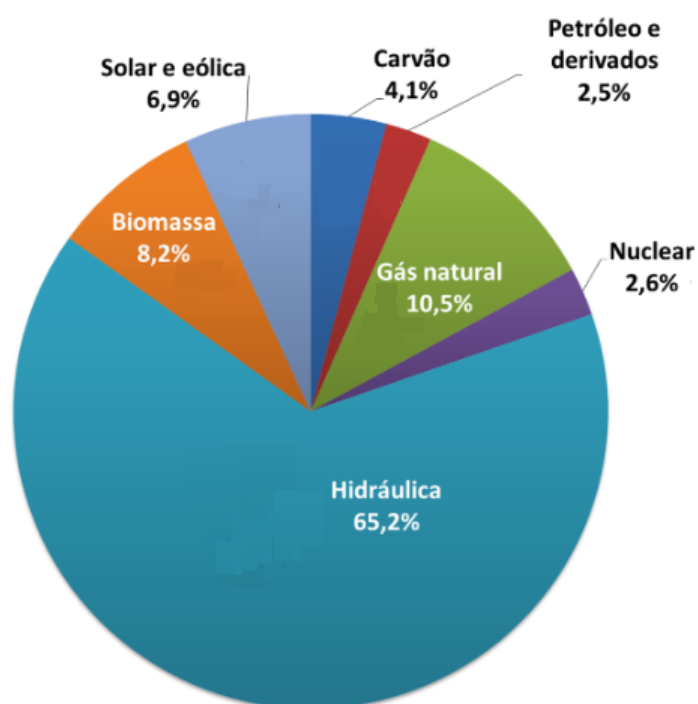
A matriz elétrica brasileira possui a característica de ser ainda mais renovável que a mundial, como mostra a Figura 3. Isso ocorre devido ao fato de que grande parte da energia elétrica gerada tem origem nas usinas hidrelétricas (EPE, 2019). De acordo com a Empresa de Pesquisa Energética (EPE), tomando como referência o ano base de 2016, a utilização de fontes renováveis na geração de energia elétrica brasileira foi superior ao triplo comparado ao restante do mundo.

Figura 1 – Matriz Elétrica Mundial 2016.



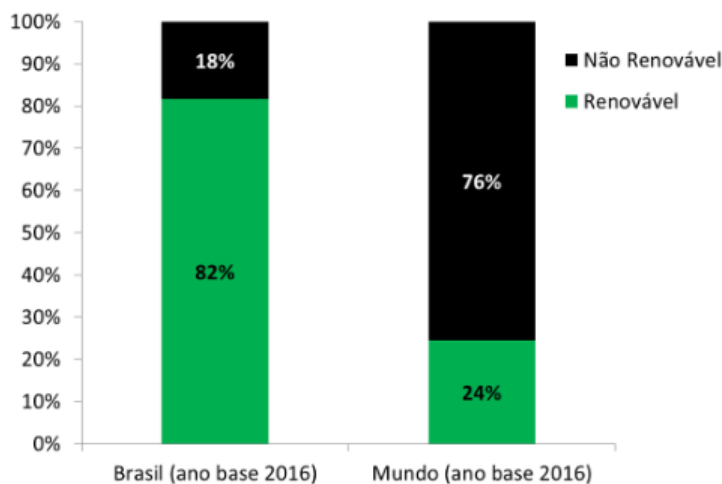
Fonte: EPE, 2018. Adaptado.

Figura 2 – Matriz Elétrica Brasileira 2017.



Fonte: EPE, 2018. Adaptado.

Figura 3 – Utilização de fontes renováveis e não renováveis para a geração de energia elétrica no Brasil e no mundo.



Fonte: EPE, 2019.

1.1.1 Energia Solar

Os efeitos da radiação, manifestados em forma de luz e calor sobre determinados materiais, em especial os semicondutores, permite a conversão direta da energia solar em energia elétrica. Entre esses efeitos, pode-se destacar os efeitos termelétrico e fotovoltaico. Para o primeiro, a junção de dois materiais em condições especiais ocasiona o surgimento de uma diferença de potencial. No segundo, ocorre a conversão dos fótons contidos na luz em energia elétrica, por meio das células solares (ANEEL, 2008).

Na última década, a tecnologia fotovoltaica tornou-se uma importante fonte de geração de energia, apresentando um alto potencial. No Brasil, os principais projetos de aproveitamento da energia solar dizem respeito à geração fotovoltaica e aquecimento de água (VILELA, 2011). Um dos fatores que ainda fazem com que a energia solar ainda não seja expressiva na matriz mundial é o custo de fabricação e instalação dos painéis fotovoltaicos (BEM, 2018). Conforme o BEN 2018, foram gerados 832 GWh de eletricidade no Brasil por energia solar em 2017 (EPE, 2017).

1.1.2 Energia Eólica

A energia eólica é obtida por meio da conversão de energia cinética de translação, proveniente de massas de ar em movimento, em energia cinética de rotação. Para tal, são utilizadas as turbinas eólicas (ANEEL, 2008). De acordo com o Ministério de Minas e Energia (MME), pela previsão do atual Plano Decenal de Expansão de Energia – PDE2023, a capacidade instalada eólica brasileira chega a 22,4 GW em 2023, representado cerca 11,7% do total com uma expansão média anual de 2 GW. A perspectiva mundial é que em 2050, com hipóteses de 15% de eólica na geração total e fator de capacidade de 32%, um exercício do N3E/MME estima que a capacidade instalada pode chegar a

2.600 GW (MME, 2017).

1.2 Objetivos e impactos do trabalho

A conversão de energia é uma prática comum em diversos ramos, como indústrias, sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica, equipamentos eletrônicos, entre outros. Em especial, a utilização dela é de grande importância nos trabalhos de geração distribuída e inserção de fontes renováveis na matriz energética. Nos últimos anos, este tópico vem sendo amplamente abordado, muito em virtude do grande desenvolvimento tecnológico da energia solar fotovoltaica e eólica. Além disso, outro fator é o constante crescimento da demanda elétrica dos países.

Analisando apenas a energia solar fotovoltaica, é possível perceber o enorme potencial da mesma, em especial quando abordamos as condições climáticas e geográficas do Brasil. Na esfera socioeconômica, o uso desta fonte permite a redução de gastos com energia elétrica para as pessoas e empresas, atração de investimentos e geração de empregos diretos e indiretos. Pelo lado ambiental, temos a diminuição da emissão de gases. De acordo com o Ministério do Meio Ambiente (2016), o compromisso brasileiro do Acordo de Paris é ter pelo menos 23 % de fontes renováveis, além da hídrica, até 2030. Portanto, trata-se de uma área com grande potencial de crescimento. De acordo com o Ministério de Minas e Energia (2016), o potencial brasileiro para a energia solar é enorme, tendo uma média de irradiação superior à média europeia.

O controle da tensão de saída dos conversores estáticos que são amplamente utilizados no processo de geração de energia por meio de fontes renováveis é crucial para garantir uma alta confiabilidade. Diversas técnicas de controle dos conversores CC-CC já são amplamente utilizadas. Entre as mais simples, temos os controladores analógicos, que são implementados a partir de circuitos analógicos de baixo custo. Apesar do baixo custo, estes possuem a desvantagem de ter uma difícil modificação e atualização de sua lei de controle a partir de medidas do estado atual do processo. Isto é, em possíveis alterações das variáveis do processo, a lei de controle utilizada não é atualizada de forma automática. Assim, este trabalho propõe o estudo de técnica de controle que permitem essa facilidade de modificação de seus parâmetros para uma dada situação de operações dos conversores.

As técnicas de controle aplicadas vêm sendo otimizadas com o passar dos anos, visando tais melhorias aos sistemas. Neste campo de pesquisa, o projeto proposto neste trabalho visa estudar a aplicação da técnica de controle *sliding mode* e controladores *fuzzy* a serem utilizados nos conversores CC-CC *buck*. Além disso, comparações a serem realizadas permitirão analisar o ganho que estas técnicas podem trazer a estes sistemas.

Com a utilização das técnicas de controle acima citadas, espera-se obter uma estabilização de tensão eficaz, atingindo parâmetros de desempenho que sejam, no mínimo,

comparáveis às técnicas atualmente utilizadas. A melhoria no tempo de pico e acomodação desses, garantindo rápida estabilização da tensão de saída, permitirá uma maior confiabilidade para aplicação em projetos práticos. Além disso, o desenvolvimento desta tecnologia traz alternativas de controle de baixo custo e fácil aplicação. Os fatos citados servem de motivação para o desenvolvimento de cada atividade deste.

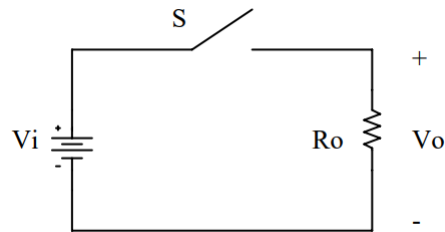
Este trabalho tem como objetivo estudar e analisar a aplicação de diferentes técnicas de controle de tensão de conversores CC-CC: controlador *sliding mode*, controlador *fuzzy* e controlador PID. Dado o objetivo geral, têm-se como objetivos específicos:

- Modelar e descrever os modos de operação dos conversor CC-CC *buck*;
- Descrever a metodologia do controle deslizante (*sliding mode*);
- Desenvolver um controlador *fuzzy* baseado na implementação prévia dos controladores PID;
- Comparar as técnicas de controle de conversores existentes com o controle deslizante quanto a lei de controle e continuidade;
- Analisar as vantagens e desvantagens do método de controle descontínuo de modo deslizante.

2 Modelagem do conversor CC-CC *buck*

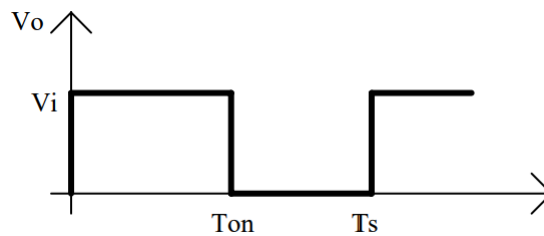
Um conversor CC/CC converte CC em CC, sendo formado por um sistema composto por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores, que têm por função controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída (PETRY, 2001). Na Figura 4, tem-se o diagrama elétrico de um conversor CC/CC básico, enquanto na Figura 5 tem-se a forma de onda de tensão de saída do mesmo.

Figura 4 – Conversor CC-CC Básico.



Fonte: PETRY, 2001.

Figura 5 – Forma de onda da tensão de saída do Conversor CC-CC.



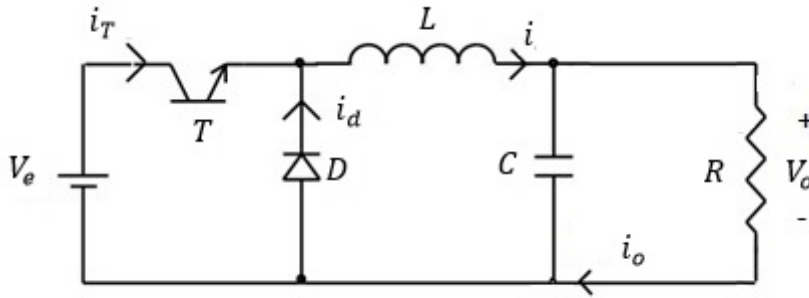
Fonte: PETRY, 2001.

Para o regulador abaixador de tensão (*step-down* ou *buck*), a tensão média de saída é menor do que a de entrada. A topologia é dada na Figura 6.

Podemos considerar V_o praticamente constante, por uma ação de filtragem do capacitor de saída. Assim, a corrente pela carga (i_o) tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo (POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2013). Com a condução do transistor (diodo bloqueado), transfere-se energia da fonte para o indutor (aumentando i_o) e para o capacitor (quando $i_o > V_o/R$) (POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2013). Com o desligamento da chave, a energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga, enquanto o valor da corrente instantânea no indutor for maior que a corrente da carga.

Neste conversor, as posições do indutor e da chave podem proporcionar uma corrente de saída com baixa ondulação, enquanto a corrente de entrada possui elevadas

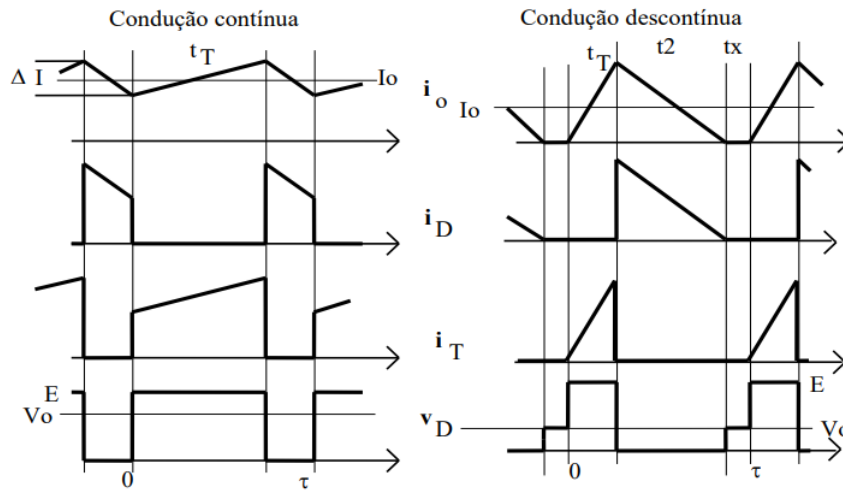
Figura 6 – Conversor Buck.



Fonte: POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2013. Adaptado.

componentes de altas frequências. Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo contínuo. Caso contrário, tem-se o modo descontínuo. Dessa forma, prefere-se operar no modo contínuo dada uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída (POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2013). As formas de onda deste conversor são dadas na Figura 7.

Figura 7 – Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua do conversor CC-CC buck.

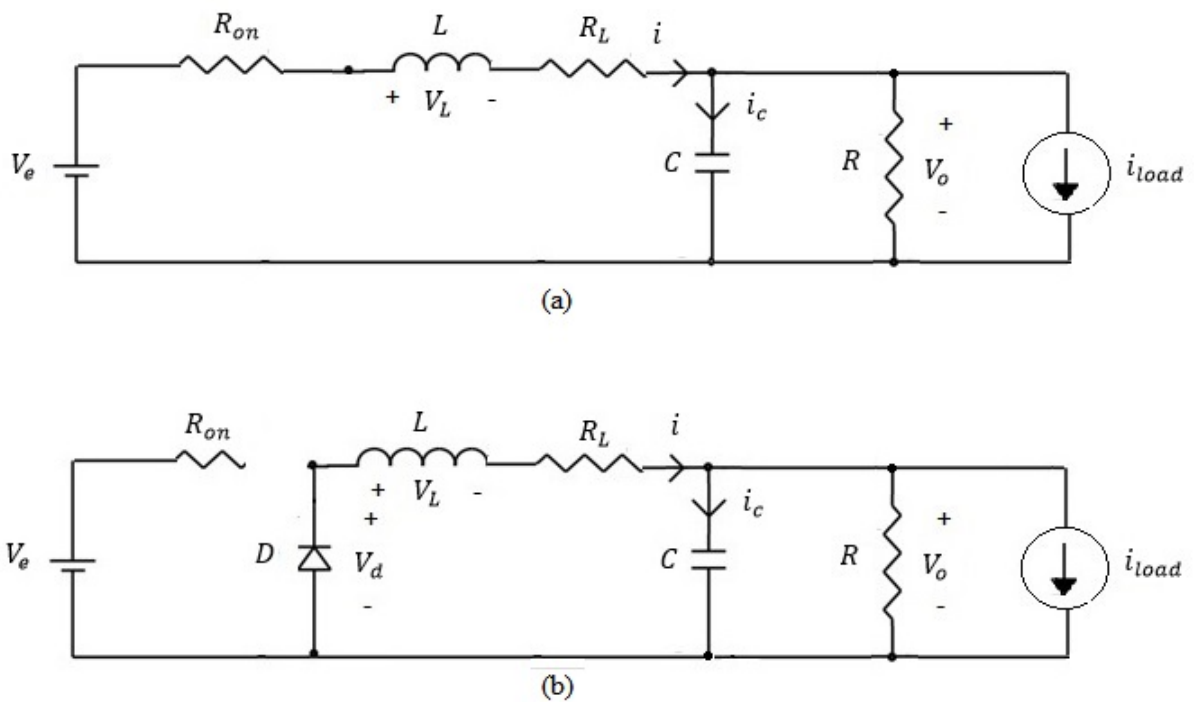


Fonte: POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2013.

Por se tratar de um conversor chaveado, o *buck* possui dois modos distintos de operação: operação com a chave em condução e operação com a chave em corte, representados na Figura 8.

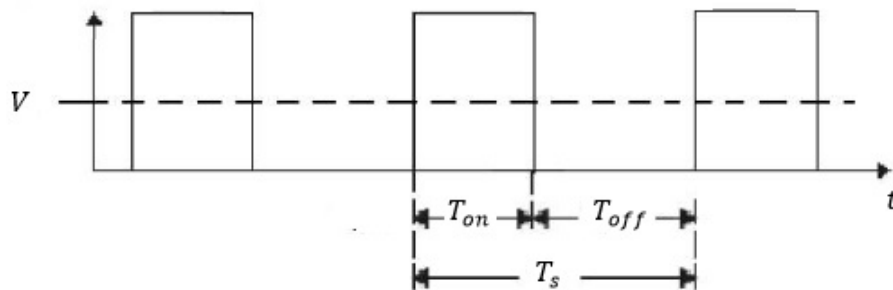
O acionamento ou desligamento da chave é controlada pela frequência do sinal, isto é, dos pulsos empregados no acionamento. Considerando que o período de chaveamento é dado por T_s , a chave conduz por um tempo T_{on} e está em corte por um tempo T_{off} , como mostra a Figura 9.

Figura 8 – Modo de operação do conversor Buck (a) com a chave em condução e (b) com a chave em corte.



Fonte: POMILIO; PAREDES; DECKMANN, 2013. Adaptado.

Figura 9 – Tempo de condução, tempo de corte e período de funcionamento da chave.



Fonte: SILVEIRA, 2012. Adaptado.

A fração do tempo na qual a chave está em condução é definida como *duty-cycle* e pode ser calculada por (2.1):

$$d = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

Os valores utilizados de L e C dependem das características de projeto e das especificações requeridas. Sendo assim, eles diferem de um regulador para outro. Os valores são dados em (2.2) e (2.3).

$$L = \frac{V_e d(1 - d)}{f \Delta_i} \quad (2.2)$$

$$C = \frac{V_e d(1-d)}{8Lf^2 \Delta_v} \quad (2.3)$$

2.1 Obtenção do modelo médio para o conversor

Para determinação do modelo matemático do *buck*, pode-se aplicar as equações de *Kirchhoff* de tensão e de corrente no circuito destes, em seus dois modos de operação. Define-se o vetor de estados como $x = [i \ V_o]$, utilizando a corrente no indutor e a tensão no capacitor. Para o modo de operação com a chave fechada, representado na Figura 8a, temos as seguintes equações:

$$V_e - V_L - (R_L + R_{on})i - V_o = 0 \quad (2.4)$$

$$i_c + \frac{V_o}{R} + i_{load} - i = 0 \quad (2.5)$$

A tensão no indutor (V_L) e a corrente no capacitor (i_c) podem ser escritas como:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.6)$$

$$i_c = C \frac{dV_o}{dt} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.6) e (2.7) em (2.4) e (2.5):

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_e}{L} - \frac{(R_L + R_{on})}{L}i - \frac{V_o}{L} \quad (2.8)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{V_o}{RC} - \frac{i_{load}}{C} \quad (2.9)$$

O sistema formado por (2.8) e (2.9) pode ser representado na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_{on})}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_d \\ i_{load} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Para o modo de operação com a chave bloqueada, representado na Figura 8(b), temos as seguintes equações:

$$V_d + V_L + R_L i + V_o = 0 \quad (2.11)$$

$$i_c + \frac{V_o}{R} + i_{load} - i = 0 \quad (2.12)$$

Substituindo (2.6) e (2.7) em (2.11) e (2.12):

$$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L} - \frac{R_L}{L}i - \frac{V_d}{L} \quad (2.13)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{V_o}{RC} - \frac{i_{load}}{C} \quad (2.14)$$

O sistema formado por (2.13) e (2.14) pode ser representado na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_d \\ i_{load} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Assim, podemos compreender o conversor como um sistema não-linear, uma vez que cada modo de operação retorna um conjunto diferente de equações (SANTOS; GARCIA, 2017). O processo de linearização é descrito a seguir conforme abordado por (VILELA, 2011) e (SILVEIRA, 2012).

Sendo X as variáveis de estado e U a matriz de entrada, temos:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.16)$$

Serão definidas como A_o e B_o as matrizes para o modo da chave aberta e A_1 e B_1 como as matrizes para o modo de chave fechada. A chave do condutor será δ , assumindo dois valores: $\delta = 0$ para a chave aberta e $\delta = 1$ para a chave fechada.

Assim, pode-se reescrever (2.16) da seguinte forma:

$$\dot{X} = (A_o + \delta(A_1 - A_o))X + (B_o + \delta(B_1 - B_o))U \quad (2.17)$$

Note que (2.17) descreve o funcionamento do sistema nos dois modos de condução. O valor médio de (2.17) é dado por:

$$\langle \dot{X} \rangle = (A_o + \delta(A_1 - A_o)) \langle X \rangle + (B_o + \delta(B_1 - B_o)) \langle U \rangle \quad (2.18)$$

2.2 Linearização do modelo médio do conversor pela análise em pequenos sinais

Para linearização do sistema, considera-se que o valor médio de uma grandeza pode ser escrito como um valor constante mais uma perturbação (VILELA, 2011). Por exemplo, o *duty-cycle* possui um valor médio D mais uma perturbação em torno deste valor, denominada \tilde{d} . A mesma análise pode ser estendida para as variáveis de estado e para a entrada:

$$\left\{ \begin{array}{l} d = D + \tilde{d} \\ \langle X \rangle = x + \tilde{x} \\ \langle U \rangle = u + \tilde{u} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Substituindo (2.19) em (2.18):

$$\begin{aligned} \langle \dot{X} \rangle &= \left(A_o + D(A_1 - A_o) + \tilde{d}(A_1 - A_o) \right) x + \\ &+ \left(A_o + D(A_1 - A_o) + \tilde{d}(A_1 - A_o) \right) \tilde{x} + \\ &+ \left(B_o + D(B_1 - B_o) + \tilde{d}(B_1 - B_o) \right) u + \\ &+ \left(B_o + D(B_1 - B_o) + \tilde{d}(B_1 - B_o) \right) \tilde{u} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Fatorando e reorganizando (2.20):

$$\begin{aligned} \langle \dot{X} \rangle &= (A_o + D(A_1 - A_o)) \tilde{x} + (B_o + D(B_1 - B_o)) \tilde{u} + \\ &+ ((A_1 - A_o)x + (B_1 - B_o)u) \tilde{d} + (B_o + D(B_1 - B_o))u + \\ &+ (A_1 - A_o)\tilde{d}\tilde{u} + (B_1 - B_o)\tilde{d}\tilde{u} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Tem-se:

$$Ax + Bu = (1 - D)(A_0x + B_0u) + D(A_1x + B_1u) = 0 \quad (2.22)$$

Sabe-se que, no estado permanente, $\langle \dot{X} \rangle = \tilde{x}$. Define-se:

$$M = (A_1 - A_0)x + (B_1 - B_0)u \quad (2.23)$$

Portanto, substituindo estes resultados em (2.18):

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + \begin{bmatrix} B & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.24) e escrevendo na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) & F_{13}(s) & F_{14}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) & F_{23}(s) & F_{24}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_e \\ 0 \\ \tilde{i}_{load} \\ \tilde{d} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

A partir de (2.25) pode-se perceber que a variação de tensão na carga é função direta das variações de tensão na entrada do conversor, as variações no *duty-cycle* e as variações de corrente na carga.

O termo $F_{24}(s)$ representa a função de transferência que relaciona a variação na tensão de saída em relação ao *duty-cycle*, e será definida como G_{vd} . Já $F_{21}(s)$ representa a função de transferência que relaciona a variação na tensão de saída em relação a variação da tensão de entrada, definida como G_{ve} , e $F_{23}(s)$ a função de transferência que relaciona a variação na tensão de saída em relação a variação na carga, definida como Z_{out} . Estas funções de transferência são definidas por:

$$G_{vd} = \left. \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{V}_e=0, \tilde{i}_{load}=0} \quad (2.26)$$

$$G_{ve} = \left. \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{V}_e(s)} \right|_{\tilde{d}=0, \tilde{i}_{load}=0} \quad (2.27)$$

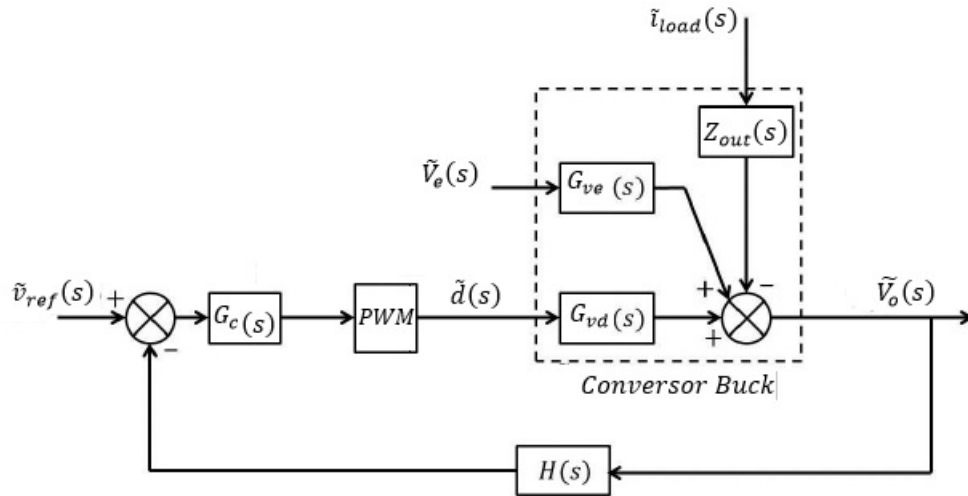
$$Z_{out} = \left. \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{i}_{load}(s)} \right|_{\tilde{V}_e=0, \tilde{d}=0} \quad (2.28)$$

Para controlar a tensão de saída, pode-se equacioná-la com relação as variáveis de influência. Utilizando (2.25), (2.26), (2.27) e (2.28):

$$\tilde{V}_o(s) = G_{vd}\tilde{d}(s) + G_{ve}\tilde{V}_e(s) - Z_{out}(s)\tilde{i}_{load}(s) \quad (2.29)$$

A tensão de saída do conversor possui dependência das variações que ocorrem na tensão de entrada, na carga e no *duty-cycle*, como visto em (2.29). Essa relação pode ser vista na Figura 10. $H(s)$ representa o ganho do sensor e $G_c(s)$ a função de transferência do controlador. A função deste na malha de controle é melhorar o desempenho do sistema em relação às variações que possam gerar mudanças na variável de interesse (SILVEIRA, 2012). Caso o controlador seja capaz de dotar o conversor de uma margem de fase positiva, pode-se garantir a estabilidade do sistema, além de fazer com que a tensão de saída seja mantida mesmo na presença de distúrbios (HEVERTON; CUPERTINO, 2011).

Figura 10 – Diagrama de blocos da malha de controle com a modelagem em pequenos sinais para o conversor *buck*.



Fonte: SILVEIRA, 2012. Adaptado.

2.3 Projeto do conversor

As especificações do projeto do conversor *buck* são dadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações do projeto.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_e)	12 V
Tensão de saída (V_o)	6 V
Frequência de chaveamento (f)	10 kHz
Resistência de carga (R)	10 Ω
Ondulação de tensão de saída (ΔV_o)	1%
Ondulação da corrente do indutor (Δi_L)	10%

Com a tensão de entrada e a tensão de saída, o *duty-cycle* pode ser calculado:

$$d = \frac{V_o}{V_e} = \frac{6}{12} = 0,5 \quad (2.30)$$

A corrente média de saída (I_o) depende do valor médio da tensão de saída e é dada por:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{6}{10} = 0,6 \text{ A} \quad (2.31)$$

O cálculo da corrente média de entrada (I_L) será feito considerando que a potência de saída e de entrada são iguais. Partindo desta igualdade e utilizando (2.31):

$$I_L = \frac{V_o I_o}{V_e} = \frac{6 * 0,6}{12} = 0,3 \text{ A} \quad (2.32)$$

Os valores de L e C são dados por:

$$L = \frac{V_e d(1-d)}{f \Delta_i} = \frac{12 * 0,5(1-0,5)}{10k * 0,06} = 5,0 \text{ mH} \quad (2.33)$$

$$C = \frac{\Delta_i}{8f \Delta_{V_o}} = \frac{0,06}{8 * 10k * 0,06} = 12,5 \text{ uF} \quad (2.34)$$

Torna-se necessário verificar o valor do indutor crítico para que o conversor opere no modo de condução contínuo. O cálculo será feito conforme Vilela (2011):

$$L_{\text{crítico}} = \frac{dV_e}{2f * i_L} = \frac{0,512}{2 * 10k * 0,6} = 0,25 \text{ mH} \quad (2.35)$$

Note que o valor de indutor do projeto satisfaz a condição para o modo de condução contínuo. Os valores utilizados estão resumidos na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações dos componentes.

Parâmetro	Valor
Capacitor (C)	12,5 uF
Indutor (L)	5,0 mH
Semicondutor - IGBT	

As matrizes da modelagem podem ser encontradas por meio de análise das equações (2.10) e (2.14):

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

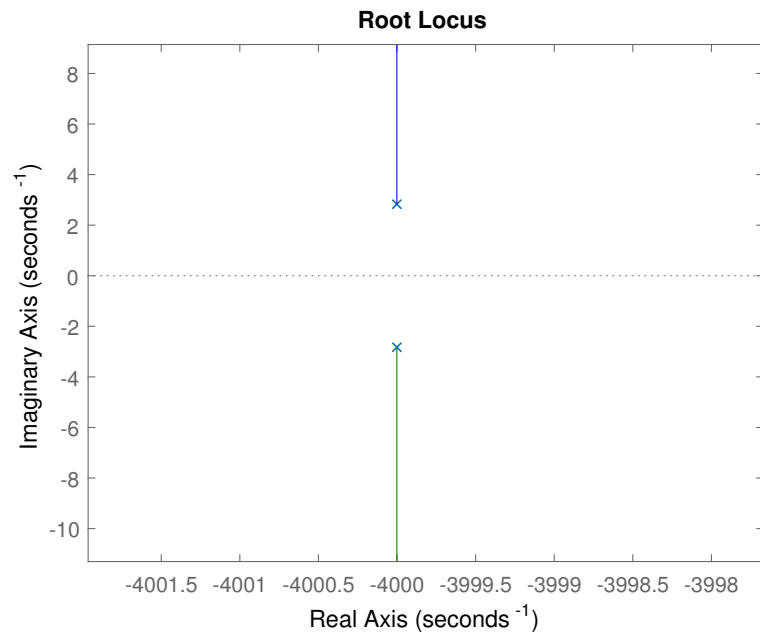
$$B_o = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_L + R_{on})}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Por meio das matrizes de modelagem do sistema e dos componentes da Tabela 1 e da Tabela 2, a função de transferência G_{vd} pode ser calculada:

$$G_{vd} = \frac{1.92 * 10^8}{s^2 + 8000s + 1.6 * 10^7} \quad (2.40)$$

Figura 11 – Lugar das raízes da função de transferência G_{vd} .

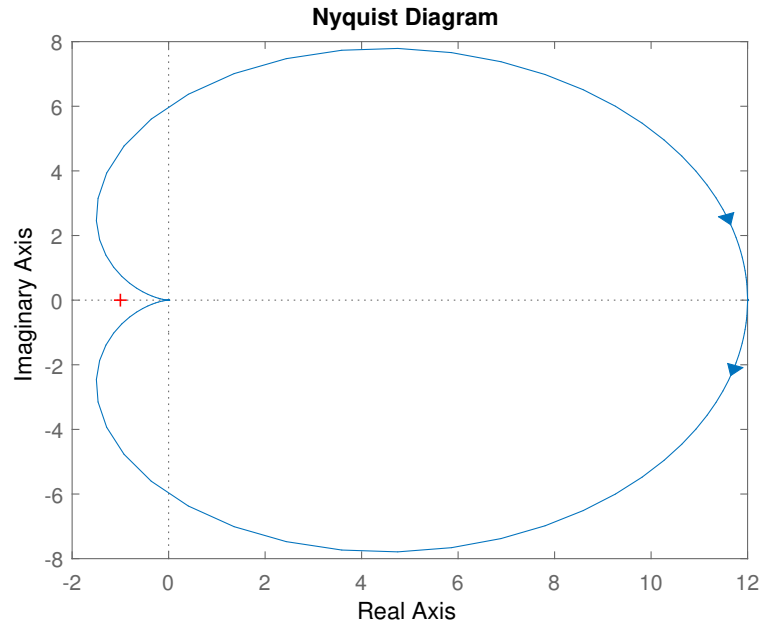
Fonte: Elaborado pelo autor.

Esta função de transferência será utilizada posteriormente no projeto dos controladores para o conversor. Pode-se perceber que G_{vd} possui dois polos complexos conjugados, como exibido no Lugar na Figura 11.

Temos que G_{vd} é uma função de transferência dotada de estabilidade. Isso pode ser verificado através do Diagrama de *Nyquist*, exibido na Figura 12. Como a função de transferência em malha aberta não possui polos no semiplano direito e o diagrama de *Nyquist* não envolve o ponto $s = -1$, a estabilidade do sistema é verificada pelo teorema do mapeamento.

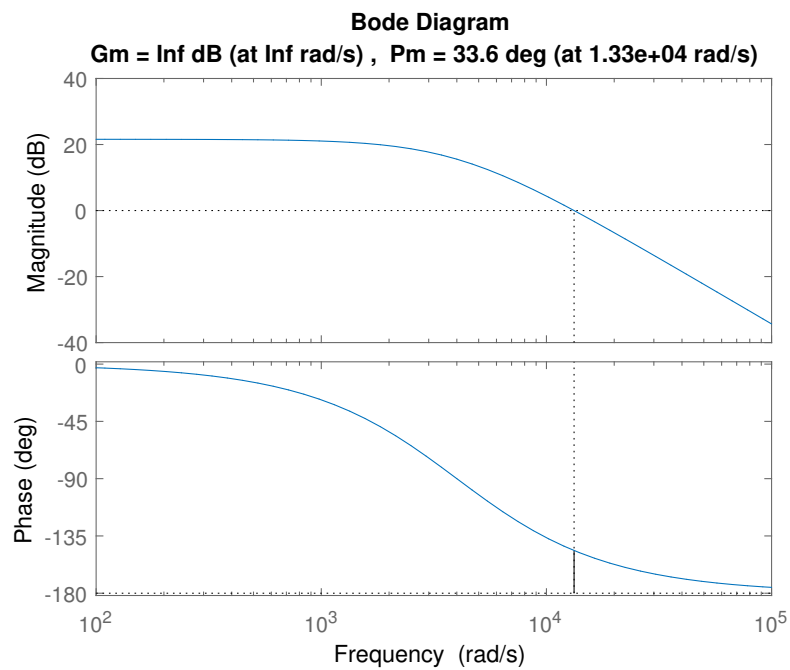
A estabilidade também pode ser verificada através do Diagrama de Bode, exibido na Figura 13. A função de transferência possui margem de ganho infinita. Isto é, pode-se aumentar o ganho sem que a estabilidade seja afetada. A margem de fase é finita e positiva. Sistemas dotados de estabilidade devem possuir tanto margem de fase quanto margem de ganho positivos, como o caso de G_{vd} .

Figura 12 – Diagrama de *Nyquist* da função de transferência G_{vd} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 13 – Diagrama de Bode da função de transferência G_{vd} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

3 Metodologia de Controle

Para controlar de forma adequada um processo, isto é, obter a resposta desejada para um processo específico, é necessário que a modelagem e análise seja bem sucedida. Percebendo-se que a análise não traz resultados coerentes com a realidade, tem-se um indício da necessidade de aprimoramento dos métodos de identificação. Caso o sistema de controle implementado não funcione corretamente, pode-se notar a existência de uma análise superficial ou uma modelagem inadequada (AFUSO et al., 2011).

Os sistemas de controle em malha aberta possui a característica distintiva de não poder gerar uma compensação a nenhuma perturbação externa que seja somada ao sinal de acionamento do controlador sendo, portanto, comandados simplesmente pela entrada. As desvantagens destes sistemas, como a sensibilidade à perturbações e falta de habilidade para corrigi-las pode ser contornada com a realimentação, constituindo os sistemas de controle em malha fechada (NISE, 2011).

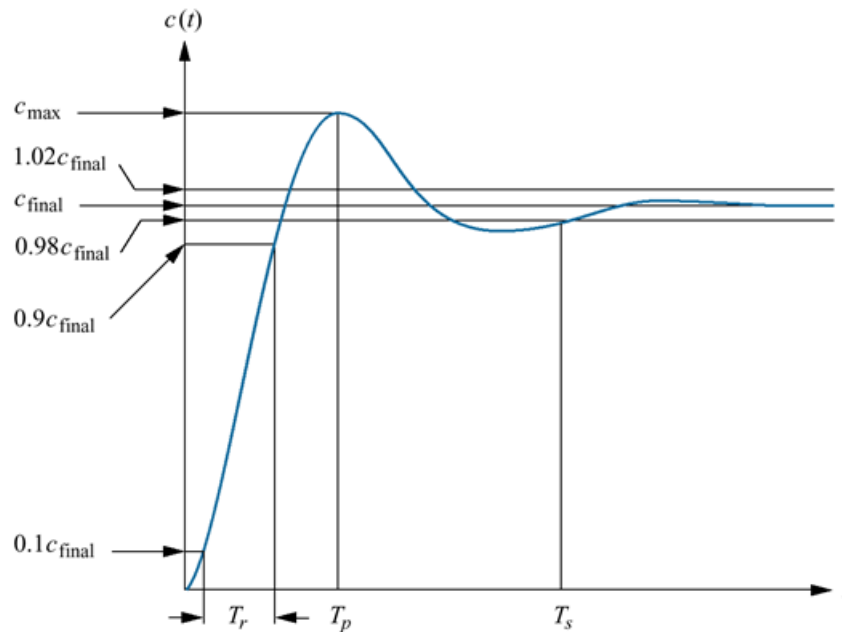
O sinal de erro em um processo, obtido pela diferença entre um sinal de referência e a atual saída do processo, permite a tomada de ações para obter-se o sinal de entrada adequado para o processo em um dado instante. Portanto, o processamento do erro é uma etapa crucial (AFUSO et al., 2011). Por meio de técnicas específicas pode-se projetar um sistema de controle adequado para o processo, capaz de dotá-lo de estabilidade e atingir parâmetros de desempenho desejados (NISE, 2011).

Alguns parâmetros de desempenho de um sistema podem ser utilizados no projeto dos sistemas de controle, permitindo definir o comportamento dinâmico do mesmo. Para uma entrada degrau, tais parâmetros são definidos como (NISE, 2011):

- Tempo de subida (T_r): tempo necessário para que a saída, partindo de 10 % do seu valor final, atinja 90 % do mesmo;
- Tempo de pico (T_p): tempo necessário para se atingir o primeiro pico;
- Tempo de assentamento (T_s): tempo necessário para as oscilações amortecidas transientes permanecerem em regime estacionário dentro de uma faixa de 2 % do valor;
- Sobressinal (M_p): diferença entre o valor de pico da saída e o valor da mesma em regime permanente.

Para um sistema com erro de regime permanente nulo, tais parâmetros são exibidos a seguir, na Figura 14.

Figura 14 – Parâmetros de desempenho para um sistema com erro de regime nulo para uma entrada degrau unitário.

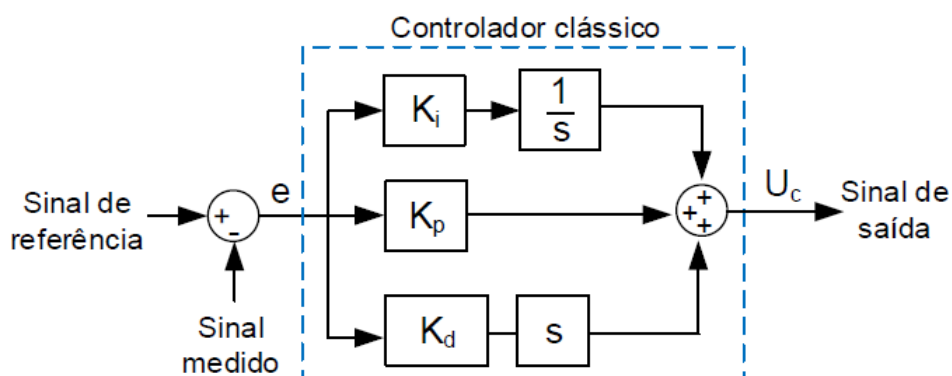


Fonte: NISE, 2011.

3.1 Controladores PID

Os controladores PID são amplamente utilizados em plantas, dada sua fácil construção e sintonia, se mostrando uma metodologia de controle prática e de fácil aplicação. Assim, por meio da realimentação do sistema, busca-se manter o valor de uma variável do processo em um valor pré-determinado. O funcionamento dos conversores CC em malha fechada pode ser feito para manter o valor da tensão de saída em um certo valor, independentemente de variações na carga ou na tensão de entrada. A estrutura do controlador é representado na Figura 15.

Figura 15 – Estrutura de um controlador clássico PID.



Fonte: AGNOLETTO, 2015.

A topologia do controlador PID tem por característica a ação de controle no erro em três parcelas: erro proporcional, erro integral e erro derivativo, apresentando a seguinte

função de transferência:

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (3.1)$$

Na implementação deste controlador, torna-se necessário a definição dos ganhos k_p , k_i e k_d , que são, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo. Manipulando (3.1), a função de transferência do controlador PID pode ser reescrita como:

$$G_c(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \quad (3.2)$$

Evidenciando o termo k_d em (3.2), tem-se:

$$G_c(s) = \frac{k_d(s^2 + as + b)}{s} \quad (3.3)$$

onde $a = k_p/k_d$ e $b = k_i/k_d$. Fatorando a equação de Segundo grau em (3.3), a função de transferência pode ser reescrita como:

$$G_c(s) = \frac{k_d(s + z_1)(s + z_2)}{s} \quad (3.4)$$

Pode-se perceber a partir de (3.4) que um controlador PID tem a capacidade de introduzir um pólo na origem e dois zeros que podem ter sua posição escolhida por meio da variação dos ganhos. De uma forma geral, a escolha do valor dos ganhos dos controladores PID pode ser vista como um processo de busca em um espaço tridimensional, com cada ponto correspondendo a diferentes escolhas dos parâmetros (DORF; BISHOP, 2009).

3.1.1 Sintonia dos controladores PID

Um dos principais problemas para a determinação dos ganhos é o fato de que estes não se traduzem diretamente em características de desempenho e robustez desejadas. Para solucionar este problema, várias regras e métodos foram desenvolvidos. Em prática, um controlador PID pode ser determinado por meio de sintonia manual, movendo-se dentro do espaço de busca por meio de tentativa e erro (DORF; BISHOP, 2009).

O método de sintonia manual é composto pelos seguintes procedimentos (JANTZEN, 2007):

1. Remoção das ações integrais e derivativas fazendo k_i e k_d nulos;
2. Ajuste do ganho proporcional k_p para obtenção da resposta próximo à desejada, ignorando o erro de regime e sobressinal em relação ao valor de referência;
3. Aumento do termo k_p e ajuste de k_d para redução do sobressinal existente;

4. Incremento do ganho k_i para eliminar o erro de regime permanente;
5. Repetir o passo 3 até que o ganho proporcional k_p seja grande o suficiente dentro da resposta desejada.

O procedimento para ajuste manual só é válido quando o sistema apresenta estabilidade com um controlador proporcional (ROSSETO, 2008). A Tabela 3 apresenta as regras gerais nas quais o método é baseado (AGNOLETTO, 2015 apud JANTZEN, 2007).

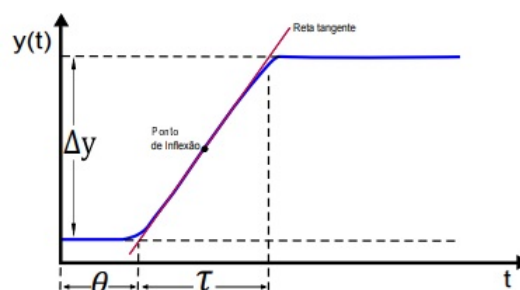
Tabela 3 – Regras gerais para ajustes de controladores PID.

Ação	Tempo de subida	Sobressinal	Estabilidade
Aumento de k_p	Diminui	Aumenta	Diminui
Aumento de k_d	Aumenta	Diminui	Aumenta
Aumento de k_i	Diminui	Aumenta	Diminui

Um método de ajuste sistemático dos parâmetros dos controladores PID foi proposto por *Ziegler & Nichols* em 1942. Nele, pode-se caracterizar a dinâmica do processo por três parâmetros, utilizando-se fórmulas bem simples. Baseando-se na resposta ao degrau do sistema em malha aberta. Um pressuposto é que esta resposta é monotônica após um tempo inicial, podendo ser aproximada pela função de transferência de um sistema de primeira ordem com atraso de transporte (PINTO, 2014).

A resposta ao degrau é caracterizada por duas constantes: o atraso de transporte (θ) e a constante de tempo (τ). O ganho estático do sistema é definido como K . Para determinação destes, é traçada uma linha tangente ao ponto de inflexão da curva determinando-se a intercessão desta com o eixo de tempo e a linha para o valor da resposta em regime permanente, conforme a Figura 16 (PINTO, 2014).

Figura 16 – Resposta do processo de primeira ordem em malha aberta.



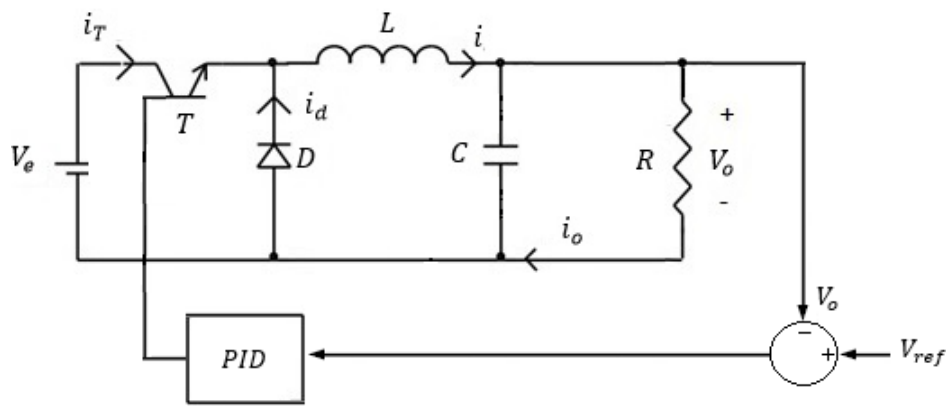
Fonte: PINTO, 2014.

Os parâmetros são definidos por meio destas variáveis e estão resumidos na Tabela 4.

Tabela 4 – Regras gerais para ajustes de controladores PID.

Controlador	k_p	k_i	k_d
P	$\frac{\tau}{K\theta}$	-	-
PI	$0,9(\frac{\tau}{K\theta})$	$3,3\theta$	-
PID	$1,2(\frac{\tau}{K\theta})$	2θ	$0,5\theta$

A Figura 17 mostra a malha de controle simulada com o controlador PID. Os valores adotados para os ganhos foram definidos via o método de *Ziegler-Nichols* descrito acima.

Figura 17 – Malha fechada do conversor *buck* com controlador PID.

Fonte: TAN et al., 2004. Adaptado.

3.2 Lógica *fuzzy*

A abordagem do desenvolvimento de uma máquina com capacidade de replicar de forma mais fiel possível a ação do cérebro humano constitui a base de inspiração de pesquisa na área de Inteligência Artificial (FABRO, 2001). Diversos modelos vêm sendo propostos com o passar dos anos, buscando sempre o melhoramento dos mecanismos de tomada de decisão em problemas reais. Estruturas de processamento em rede, caracterizando um sistema paralelo e altamente distribuído, são elaboradas e melhoradas conforme as necessidades de aplicação (ZUBEN; CASTRO, 2003). Em diversas situações, a aplicação da lógica clássica se mostra eficiente na solução dos problemas, apresentando casos bem definidos e resultados exatos.

Nesse aspecto, a lógica *fuzzy* surge como um modelo que adere ao modo de raciocínio aproximado ao invés de exato. Nela, o raciocínio exato diz respeito a um caso específico, isto é, um caso limite do raciocínio aproximado, caracterizando um processo composto por relações chamadas de nebulosas. Diferentemente da lógica clássica, na qual um dado assume apenas o resultado verdadeiro ou falso, os valores na lógica nebulosa são expressos linguisticamente (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHKEIT, 1995).

Nos sistemas lógicos binários são aplicados predicados exatos (par, maior que, etc.) enquanto na lógica *fuzzy* os predicados são nebulosos, caracterizados linguisticamente (pequeno, grade, etc.). Além disso, na lógica nebulosa os quantificadores utilizados não são necessariamente existenciais, sendo possível a aplicação de uma ampla classe (pouco, frequentemente, em torno de 7, etc.). Por fim, pode-se perceber diferenças na definição da probabilidade entre as duas lógicas. Enquanto valores numéricos ou um intervalo são esperados na lógica clássica, o emprego de probabilidade linguística (provável, improvável, etc.) surge na lógica *fuzzy*, gerando um contraste entre ambas (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHHEIT, 1995).

Na abordagem clássica da teoria de conjuntos, dado um universo U , um elemento x qualquer pertence ou não a um subconjunto $A \subseteq U$. Nesse aspecto, pode-se definir uma função característica para a teoria clássica de conjuntos da seguinte forma:

$$\mu_A(x) = f(x) = \begin{cases} 1, & x \in A \\ 0, & x \notin A \end{cases} \quad (3.5)$$

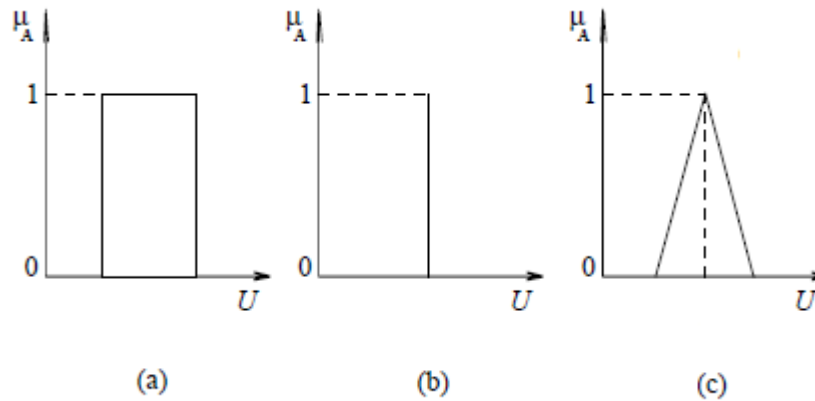
Uma caracterização mais ampla surge com a lógica nebulosa quando afirmamos que um elemento é mais membro de um determinado conjunto que outro elemento. Assim, o valor da pertinência varia entre 0 e 1, aumentando o poder de expressão da função característica (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHHEIT, 1995). Portanto, sendo U uma coleção de objetos definidos genericamente por x , um conjunto fuzzy A é definido por uma função de pertinência μ_A , sendo um conjunto de pares ordenados dados por:

$$A = \mu_A(x)/x, \quad x \in U \quad (3.6)$$

Quando todos os números dentro de um erro percentual têm pertinência 1 e os demais 0, a função de pertinência é dada na Figura 18a. Para um caso mais preciso, o fator de pertinência é igual a 1 apenas em um valor exato, representado na Figura 18b. Por fim, uma função triangular pode ser utilizada para sugerir que, quanto mais perto de um número específico, mais o valor se identifica com o conceito representado, como mostrado na Figura 18c (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHHEIT, 1995).

Com a lógica *fuzzy*, a partir das variáveis linguísticas, podemos ter de maneira sistemática uma caracterização aproximada de fenômenos complexos ou mal definidos, permitindo que sistemas complexos possam ser analisados através de mecanismos matemáticos convencionais. As variáveis linguísticas são relacionadas entre si por meio de relações conhecidas como proposições *fuzzy*. Estas podem ser combinadas por meio de diferentes operadores, resultando em novas proposições. Sejam as variáveis linguísticas x e y , com universos de discurso X e Y , respectivamente (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHHEIT, 1995).

Figura 18 – Funções de Pertinência.



Fonte: GOMIDE; GUDWIN; TANSCHHEIT, 1995. Adaptado.

Um exemplo de proposição que pode ser gerada é “*Se (x é A) então (y é B)*”. A função de pertinência que define a implicação é obtida a partir das pertinências individuais de formas variadas, conforme o conectivo utilizado, como é dado em (3.7).

$$R_{A \rightarrow B} = \mu_R(x, y) / (x, y) \mid \mu_R(x, y) = f_{\rightarrow}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (3.7)$$

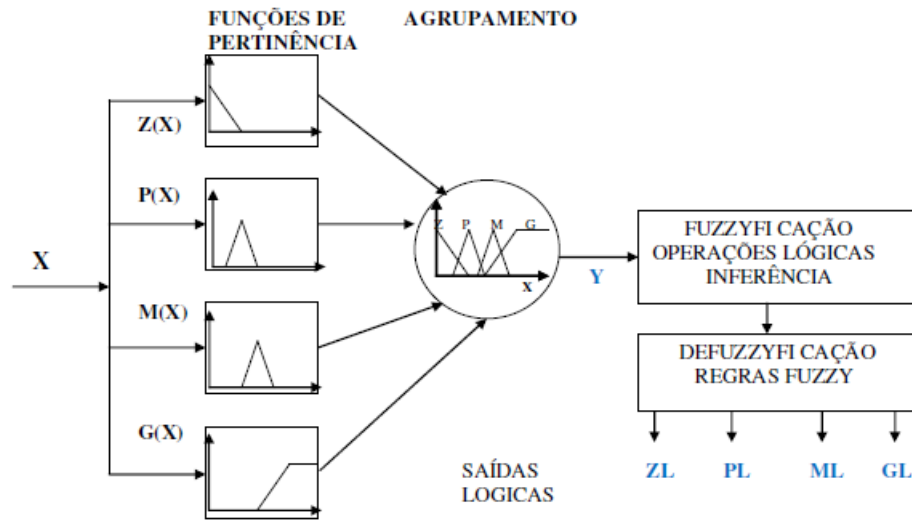
A partir da definição do conectivo utilizado, a função de pertinência é definida. Por exemplo, quando se utiliza o conectivo OU, a função de pertinência é dada pela maior função de pertinência entre todas. Utilizando-se o conectivo E, a função de pertinência é a menor entre todas. O mecanismo descrito acima faz parte do método de inferência *Mamdani*, propondo uma relação *fuzzy* binária para modelagem matemática da base de regras. Outro método de inferência possível é o *Takagi-Sugeno*, no qual as conclusões das regras são funções polinomiais das variáveis de entrada, apresentando uma abordagem matemática mais bem definida (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHHEIT, 1995).

O grau de pertinência de uma entrada numérica qualquer é avaliada pelo processo conhecido como *fuzzyficação*, caracterizando o cálculo do valor da função de pertinência de uma variável *fuzzy*. Posteriormente, a *defuzzyficação* é a transformação de uma variável do conjunto *fuzzy* para uma variável do conjunto discreto (CAVALCANTI et al., 2012), conforme descrito pela Figura 19.

Pode-se perceber, na figura 19, o funcionamento básico da lógica *fuzzy*. Dada uma variável de entrada x com suas respectivas funções de pertinência (Z, P, M e G) definidas para todo universo de discurso, faz-se um agrupamento das mesmas. A *fuzzyficação* então é feita abordando as operações lógicas e inferências. O processo de inferência é representado a seguir, na Figura 20. Nele, existem duas regras: $A_i \rightarrow B_i$ e $A_i \rightarrow B_i$, sendo A' o fato de entrada.

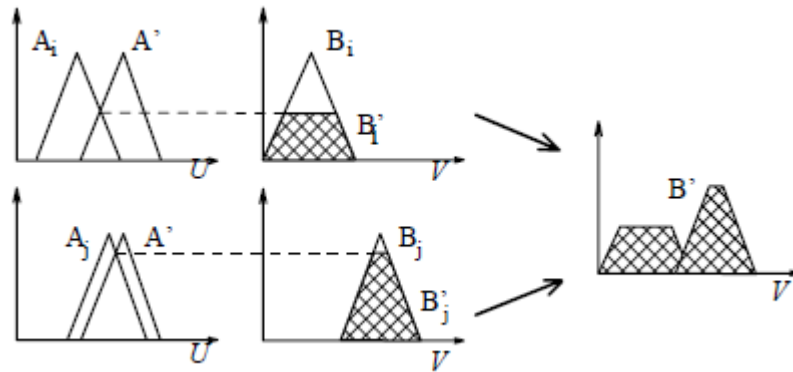
Após obtenção da variável *fuzzy* pelo processo descrito acima, verificando quais

Figura 19 – Fuzzyficação e Defuzzyficação de um sistema fuzzy de uma entrada.



Fonte: CAVALCANTI et al., 2012.

Figura 20 – Mecanismo de inferência *fuzzy*.



Fonte: GOMIDE; GUDWIN; TANSCHHEIT, 1995.

funções de pertinência são ativadas para um valor específico desta entrada, obtém-se o resultado da *defuzzyficação*, que é um valor do conjunto discreto (CAVALCANTI et al., 2012).

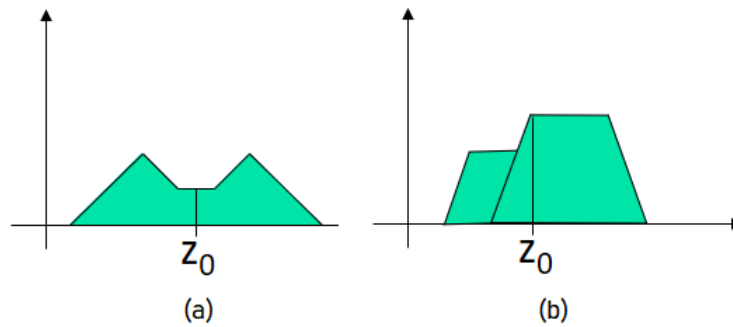
Pode-se entender a *defuzzyficação* como um operador no qual, dado um subconjunto *fuzzy* $A \in \mathcal{F}(X)$, é associado um valor *crisp*. Existe uma grande variedade de *defuzzyficadores* presentes na literatura, sendo cada um mais conveniente para certas aplicações (WATANABE et al., 2016).

Um *defuzzyficador* comumente utilizado e citado na literatura é o *defuzzyficador* via método do centroide, representado na Figura 21a, sendo obtido pela média aritmética ponderada pelas pertinências de cada elemento no conjunto *fuzzy*, descrito em (3.8).

$$Y = \frac{\sum_{i=1}^k \mu_i Y_i}{\sum_{i=1}^k \mu_i} \tag{3.8}$$

onde Y_i é o valor do elemento no conjunto *fuzzy* e μ_i é o valor de sua pertinência, sendo k o número total de elementos.

Figura 21 – Métodos de *defuzzyficação*.



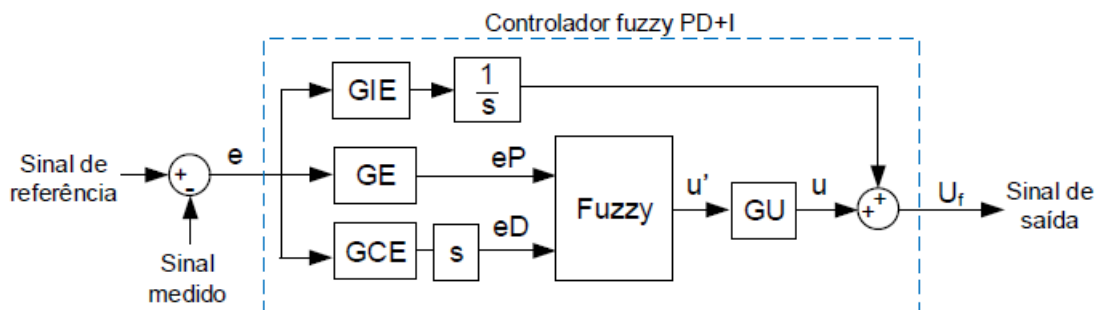
Fonte: ROISENBERG M.; RECH, 2011. Adaptado.

O método de *defuzzyficação* “O Primeiro dos Máximos” (FOM), do inglês “*First of Maxima*”, representado na Figura 21b, seleciona o primeiro máximo como valor *crisp*. Por outro lado, no método “O Último dos Máximos” (LOM), do inglês “*Last of Maxima*”, o valor *crisp* escolhido é o último máximo encontrado. Uma limitação dos métodos descritos acima é que eles não consideram a forma do conjunto *fuzzy*. Isto é, dois conjuntos bem distintos podem retornar valores iguais (WATANABE et al., 2016).

3.2.1 Modelagem do controlador *fuzzy*

A topologia do controlador *fuzzy* utilizado neste trabalho é mostrada na Figura 22. Esta estrutura é conhecida na literatura como *fuzzy* PD+I, sendo análogo ao controlador PID.

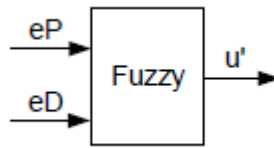
Figura 22 – Estrutura geral do controlador *fuzzy* PD+I.



Fonte: AGNOLETTTO, 2015.

O sistema *fuzzy* proposto foi desenvolvido por meio do *toolbox fuzzy* do *software* MATLAB, sendo composto por duas entradas e uma saída, conforme a Figura 23.

Através deste sistema, uma superfície *fuzzy* é gerada e, por meio dela, pode-se construir uma tabela com dois vetores referentes às entradas e à saída do sistema *fuzzy*:

Figura 23 – Entradas e saída do sistema *fuzzy*.

Fonte: AGNOLETTTO, 2015.

o erro proporcional (eP), o erro derivativo (eD) e o sinal de controle u' (AGNOLETTTO, 2015).

3.2.1.1 Controlador *fuzzy* linear

Uma característica fundamental do sistema *fuzzy* é a possibilidade de atribuir não-linearidades ao controle de um determinado processo. Contudo, também é possível desenvolvê-lo de maneira linear, baseando-se na metodologia clássica dos controladores PID (AGNOLETTTO, 2015). Para isso, torna-se necessário adotar alguns critérios no desenvolvimento do controlador *fuzzy*, dados a seguir (AGNOLETTTO, 2015 apud JANTZEN, 2007).

1. Base de regras contendo todas as combinações possíveis das entradas;
2. Funções de pertinências triangulares para as entradas, sendo igualmente espaçadas e se cruzando em pontos nos quais o valor da pertinência é 0,5;
3. Uso de multiplicação para o conectivo E;
4. Funções de pertinência para a saída do tipo singletons posicionadas nos picos das funções de pertinência da entrada;
5. Acumulação por soma;
6. Método de *defuzzificação* por centro de área.

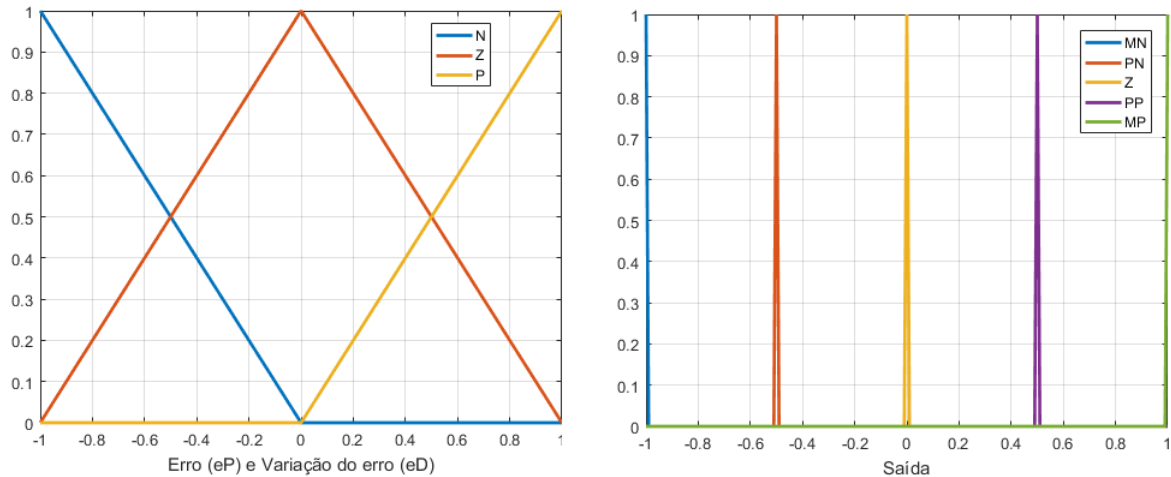
Levando-se em consideração os critérios acima, pode-se perceber que a saída do controlador *fuzzy* é função dos erros eP e eD , por meio de:

$$u' = k(eP + eD) \quad (3.9)$$

A constante k varia de acordo com o universo de discurso para as entradas e saída, que foi normalizado entre $[-1,1]$. Esta normalização permite que o sistema *fuzzy* possa ser utilizado em qualquer controlador, variando-se apenas os ganhos de entrada e saída das malhas de controle (NEVES, 2013).

O sistema criado possui duas entradas e três funções de pertinência para cada entrada e cinco funções de pertinência para a saída, sendo estas exibidas na Figura 24.

Figura 24 – Entradas e saída do sistema *fuzzy*.



Fonte: Gerada pela *toolbox fuzzy* do MATLAB.

As variáveis linguísticas escolhidas e seus respectivos significados são dados nas Tabelas 5 e 6.

Tabela 5 – Variáveis linguísticas adotadas para as entradas do sistema *fuzzy*.

Variável linguística	Significado
P	“Positivo”
Z	“Zero”
N	“Negativo”

Tabela 6 – Variáveis linguísticas adotadas para a saída do sistema *fuzzy*.

Variável linguística	Significado
MP	“Muito positivo”
PP	“Pouco positivo”
Z	“Zero”
PN	“Pouco negativo”
MN	“Muito negativo”

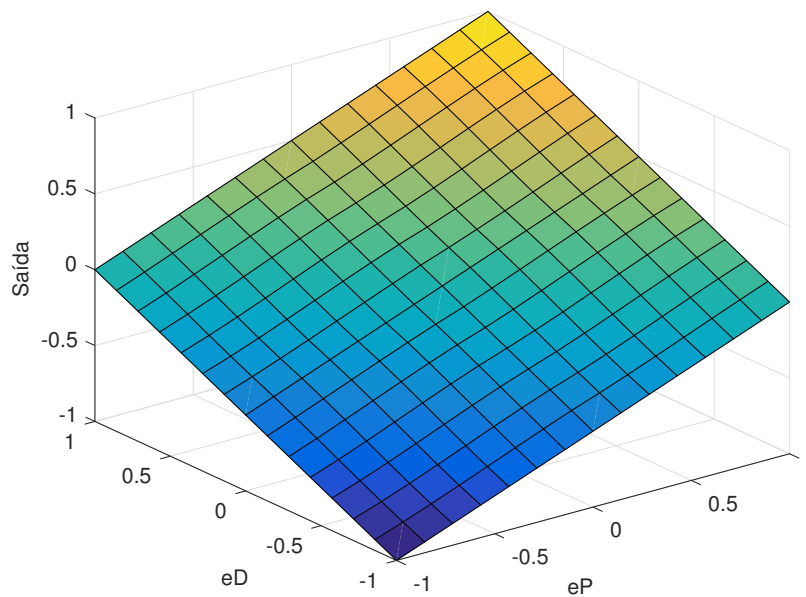
Na Tabela 7 pode-se analisar o conjunto de regras adotadas para o sistema. É possível perceber a existência de uma simetria da diagonal secundária com relação às variáveis linguísticas de saída que é necessária para obter-se uma superfície de controle linear, exibida na Figura 25.

O ajuste dos ganhos dos controladores *fuzzy* lineares é feito por comparação aos controladores PID clássicos. Uma comparação justa é difícil de ser realizada devido principalmente à quantidade de variáveis que pode ser ajustada em cada um. Enquanto nos controladores clássicos o sistema pode ser ajustado por meio dos ganhos k_p , k_i e k_d , os

Tabela 7 – Regras de inferência do sistema *fuzzy* linear.

	eD			
	N	Z	P	
	N	MN	PN	Z
eP	Z	PN	Z	PP
	P	Z	PP	MP

Figura 25 – Superfície de controle *fuzzy* linear.



Fonte: Gerada pela *toolbox fuzzy* do MATLAB.

controladores *fuzzy* ainda permitem a alteração da base de regras, dos tipos e quantidade de funções de pertinência (AGNOLETTO, 2015).

Para fins de uma comparação mais justa, pode-se determinar os ganhos levando-se em consideração a estrutura de ambos controladores a fim de obter as mesmas atitudes de controle (AGNOLETTO, 2015). O sinal de saída U_c de um controlador PID é definido pela equação (3.10), conforme mostra a Figura 15.

$$U_c = \left(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \right) e \tag{3.10}$$

O sinal de saída U_f de um controlador *fuzzy* PD+I é definido pela equação (3.11), conforme mostra a Figura 22.

$$U_f = \frac{GIE}{s} e + GUu' \tag{3.11}$$

Conforme citado acima, o sistema *fuzzy* linear possui a saída como função dos erros eP e eD por meio de uma constante k , como dado em (3.9). Adotando-se o universo de

discurso iguais para as entradas e saída, tem-se $k = \frac{1}{2}$ (AGNOLETTO, 2015). Portanto, a saída do sistema *fuzzy* pode ser calculada por:

$$u' = \frac{1}{2}(eP + eD) \quad (3.12)$$

Substituindo (3.12) em (3.11):

$$U_f = \frac{GIE}{s}e + \frac{1}{2}GU(eP + eD) \quad (3.13)$$

Manipulando (3.13) com os erros proporcional e derivativo do controlador *fuzzy*, o sinal de saída será:

$$U_f = \frac{GIE}{s}e + GU\left(\frac{GE + GCE}{2}\right)e \quad (3.14)$$

Reorganizando a equação (3.14)

$$U_f = \left(\frac{GIE}{s}e + GU\frac{GE}{2} + GU\frac{GCE}{2}\right)e \quad (3.15)$$

Para que os controladores PID e *fuzzy* PD+I sejam equivalentes, os sinais de saída U_c e U_f devem ser iguais. Assim, a partir de (3.10) e (3.15):

$$\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)e = \left(\frac{GCEGU}{2} + \frac{GEGU}{2s}\right)e \quad (3.16)$$

Igualando os coeficientes de mesma potência em s na equação (3.16) obtêm-se as seguintes relações:

$$GIE = k_i \quad (3.17)$$

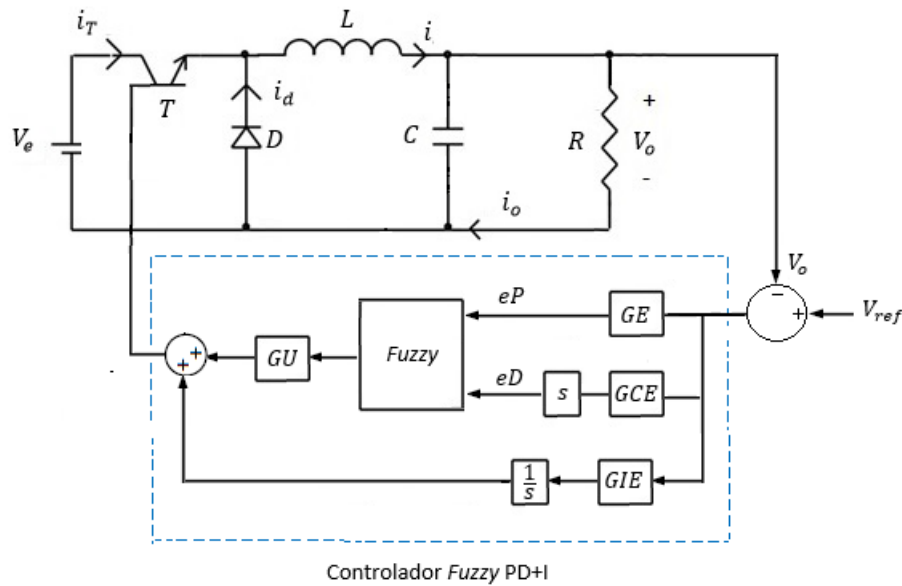
$$GU = \frac{2k_p}{GE} \quad (3.18)$$

$$GCE = \frac{2k_d}{GU} \quad (3.19)$$

Por meio de (3.17), (3.18) e (3.19) pode-se definir os ganhos de entrada do sistema para obter as mesmas atitudes de controle. Posteriormente, ajustes podem ser feitos para obtenção de uma ação de controle otimizada e mais satisfatória ao processo. Rosseto (2008) discute algumas características inerentes aos ganhos de entrada e saída dos controladores *fuzzy* que podem ser úteis em sua otimização.

O ajuste de GE deve maximizar o universo de discurso, mas a escolha de um valor muito grande torna o sistema menos estável. Além disso, o aumento de GCE diminui a ação integrativa nesses controladores, de modo que o ajuste deste ganho em um valor tão grande quanto possível preserva a estabilidade do sistema. Por fim, o ganho GU deve ser grande o suficiente sem criar sobressinal. Caso seu valor seja pequeno, o sistema pode apresentar-se lento. Caso seu valor seja demasiadamente grande, o sistema pode apresentar-se instável (ROSSETO, 2008).

Figura 26 – Malha fechada do conversor *buck* com controlador *fuzzy*.



Fonte: AGNOLETTO, 2015. Adaptado.

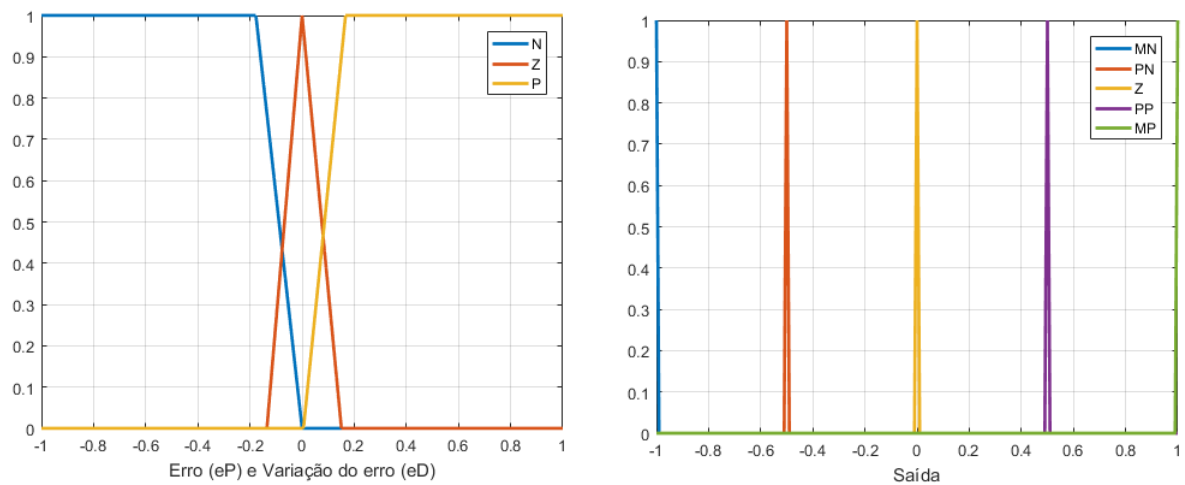
A Figura 26 mostra a malha de controle simulada com o controlador *fuzzy* PD+I.

3.2.1.2 Controlador *fuzzy* não-linear

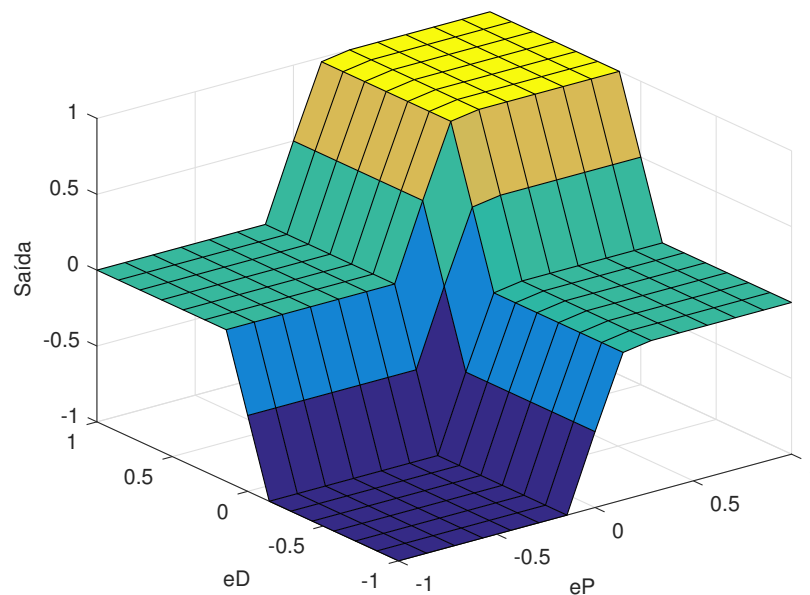
Para o desenvolvimento do controlador *fuzzy* não-linear, tomou-se como base o controlador *fuzzy* linear, inderindo as não-linearidades neste por meio da alteração das funções de pertinência das entradas. As funções de pertinência são exibidas na Figura 27.

Para tal, utilizou-se funções trapezoidais para a variável Negativo (N) e Positivo (P) alcançando uma maior extensão no universo de discurso. Para a variável Zero (Z), manteve-se uma função de pertinência triangular, contudo menos estreita se comparada ao *fuzzy* linear, de forma que o erro e sua variação só são considerados nulos em uma faixa pequena de valores. O conjunto de regras inferência aqui utilizado é idêntico ao proposto para o *fuzzy* linear, exibido na Tabela 7.

A Figura 28 mostra a superfície de controle do controlador *fuzzy* não-linear. Pode-se perceber uma ação de controle mais intensa nas regiões extremas das entradas, isto é, quando os valores de erro e da variação do erro são altos. Para a região intermediária, na qual o erro e sua variação são pequenos, a saída é menos intensa.

Figura 27 – Entradas e saída do sistema *fuzzy* não-linear.

Fonte: Gerada pela *toolbox fuzzy* do MATLAB.

Figura 28 – Superfície de controle *fuzzy* não-linear.

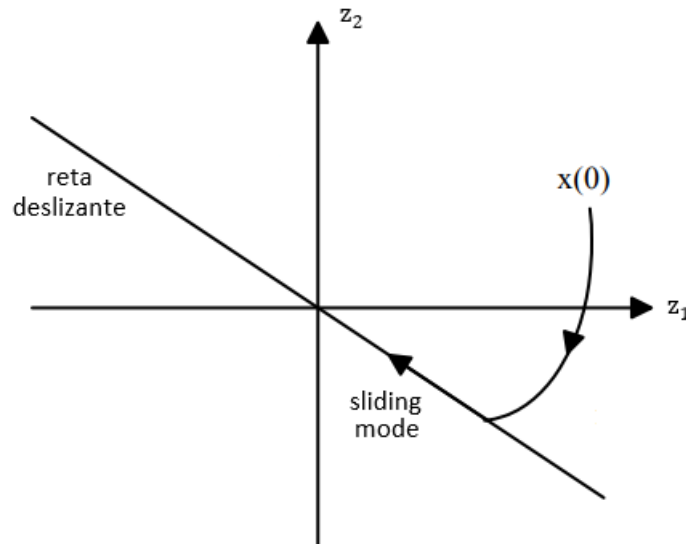
Fonte: Gerada pela *toolbox fuzzy* do MATLAB.

3.3 Controle de estrutura variável

O Controle de Estrutura Variável (CEV) teve início no começo dos anos cinquenta com enfoque em sistemas lineares de segunda ordem, sendo baseado no controle "*big-bang*", muito utilizado em sistemas com relés (UTKIN, 1993). Com a evolução do mesmo, sua abordagem passou a ser desenvolvida para aplicação em diferentes classes de sistemas. De forma geral, o CEV faz uso de leis de controle descontínuas e chaveamentos de altas frequências na busca de conduzir as trajetórias do sistema para uma região específica no espaço de estados (DIAS et al., 2009). Essa região específica é chamada Superfície

de deslizamento. Deseja-se, portanto, que a trajetória dos estados permaneçam nesta superfície, fazendo-a evoluir para um ponto de equilíbrio (SILVA et al., 2015), como mostra a Figura 29. O uso do termo CEV é feito pois a estrutura deste controlador passa por alterações intencionais visando obter uma resposta ou comportamento desejado da planta.

Figura 29 – Sistema de controle de estrutura variável.



GULDEMIR, 2011. Adaptado.

Quando a trajetória de estados do sistema atinge a superfície de deslizamento dizemos que o sistema está em modo deslizante. Nele, a influência de distúrbios externos ou alterações paramétricas é minimizada, tornando-o mais robusto (SILVA et al., 2015). Por meio do CEV pode-se adaptar o comportamento dinâmico de um sistema pela escolha da lei de controle chaveada.

Definir a dinâmica do modo deslizante por meio da escolha de uma superfície de deslizamento adequada é denominado como a solução do “Problema de existência” (SPURGEON, 2014). Posteriormente, o projeto da lei de controle chaveada deve ser realizado buscando garantir que a trajetória de estados se dirija à superfície de deslizamento, sendo denominado como a solução do “Problema de alcançabilidade”. O sistema deve permanecer nesta superfície para todo tempo após alcançar a mesma, caracterizando o “Problema de atratividade” (SILVA et al., 2015). De forma geral, o projeto de CEV por modos deslizantes pode ser dividido em duas etapas:

1. Definir a superfície de deslizamento para o comportamento desejado da planta, quando em deslizamento;
2. Definir a lei de controle que satisfaça as condições de alcançabilidade e atratividade.

3.3.1 Modelagem do controle *Sliding mode*

Considere um sistema dinâmico, variante no tempo, definido por:

$$x' = f(t, x, u) \quad (3.20)$$

sendo $x \in \mathfrak{R}^n$ o vetor de estados e $u \in \mathfrak{R}^m$ o vetor de controle.

Pode-se definir um sistema de controle por estrutura variável como um vetor de controle que modifica de valor a partir de uma lógica de chaveamento diretamente relacionada aos estados (DIAS et al., 2009). De uma forma genérica, a variável de controle de um CEV pode ser descrita como:

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_{i+}(x, t), & \text{se } \sigma_i(x, t) > 0 \\ u_{i-}(x, t), & \text{se } \sigma_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

As funções definidas em (3.21) são contínuas, sendo $\sigma_i(x, t)$ denominada função de chaveamento escalar e $u(x, t)$ o vetor de controle de estrutura variável. Na equação (3.21), o limite para alteração da variável de controle entre u_{i+} e u_{i-} é definida pela região do espaço de estados no qual $\sigma_i(x, t) = 0$. Assim, o conjunto de pontos que satisfaz $\sigma_i(x, t) = 0$ para qualquer valor de i é denominada superfície de deslizamento (DIAS et al., 2009).

Em suma, a determinação de um controle de estrutura variável consiste em definir uma função de chaveamento que seja capaz de atingir os objetivos de controle e uma variável de controle conforme a equação (3.21) de forma a atingir uma superfície de deslizamento em um tempo finito independentemente das condições iniciais do vetor de estado em uma vizinhança no espaço de estados (DIAS et al., 2009).

3.3.2 Existência de Modos deslizantes

Para analisar as condições suficientes de existência de modos deslizantes, as exigências definidas em (3.22) devem ser satisfeitas para $x \in O(x_\sigma, \delta)$, vizinhança de um ponto x_σ contido na superfície de deslizamento σ_i :

$$\varpi = \begin{cases} \sigma_i'(x, t) > \eta, & \text{se } \sigma_i(x, t) < 0 \\ \sigma_i'(x, t) < -\eta, & \text{se } \sigma_i(x, t) > 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

sendo η um escalar real positivo.

Por meio da equação (3.22), pode-se fazer a seguinte análise: a condição de existência de um modo deslizante na superfície σ_i em torno do ponto x_σ é necessário e suficiente que, nas proximidades de x_σ a derivada temporal de $\sigma_i(x, t)$ seja menor que um escalar real positivo η se $\sigma_i(x, t) > 0$ e a derivada temporal de $\sigma_i(x, t)$ seja maior que um escalar real positivo $-\eta$ se $\sigma_i(x, t) < 0$ (DIAS et al., 2009).

3.3.3 Invariância no tempo

Um modo deslizante de um sistema de controle a estrutura variável, sob certas condições, independe de distúrbios externos e incertezas paramétricas. Assim, pode-se afirmar que temos um sistema mais robusto (SILVA et al., 2015). Esta propriedade chama-se invariância, pois a trajetória do sistema no modo deslizante não depende dos parâmetros da planta. Trata-se de uma propriedade mais forte que a robustez usual (DIAS et al., 2009).

Portanto, a partir deste conceito temos a seguinte definição: "Se o modo deslizante de um sistema de estrutura variável não é afetado por perturbações do sistema e distúrbios externos, tal modo deslizante é dito invariante à perturbações e distúrbios"(DIAS et al., 2009 apud HUNG; GAO; HUNG, 1993).

3.3.4 Chattering

O *chattering* pode ser definido como um fenômeno de oscilação que atinge o sinal de controle quando este está na superfície de deslizamento $\sigma(x, t) = 0$ por meio do chaveamento em alta frequência do sinal de controle entre valores positivos e negativos, como na lei de controle exibida na Figura 31 (DIAS et al., 2009).

Um dos principais obstáculos para implementação do CEV por modos deslizantes durante os estágios iniciais foi o *chattering*, pois ele resulta em uma redução da precisão do controlador, desgaste de partes mecânicas e perda de calor alta em circuitos de alimentação (SILVA et al., 2015). De uma forma geral, há duas razões que podem levar ao *chattering*:

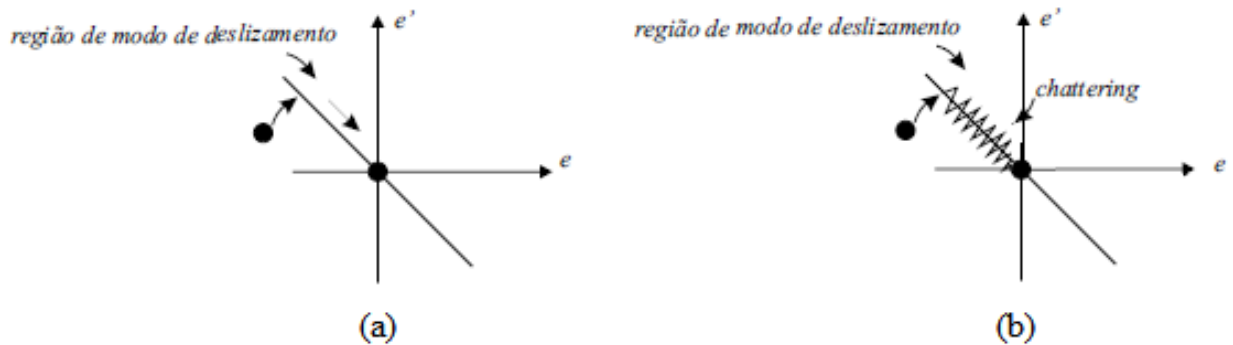
1. Uma dinâmica rápida negligenciada no modelo ideal. Nas análises e estudos sobre CEV os chaveamentos são considerados instantâneos, o que de fato não existe devido ao tempo gasto para a comutação da lógica de controle ou mesmo o tempo de atuação das chaves. (DIAS et al., 2009)
2. Utilização de controladores discretos, sendo este fenômeno então chamado de *discrete chattering*. Caso o controle seja constante dentro de um intervalo de amostragem, é necessário que a frequência de comutação não seja superior à frequência de amostragem (SILVA et al., 2015)

Vale lembrar que em um sistema ideal, isto é, com chaveamento instantâneo, não há desvio do sistema sobre a superfície de deslizamento, sendo a frequência infinita. Este comportamento é ilustrado na Figura 30.

3.3.4.1 Abordagem da continuação

Na implementação prática do controle de estrutura variável por modos deslizantes os efeitos do *chattering* são prejudiciais ao sistema controlado. Inicialmente, considere

Figura 30 – Deslizamento (a) ideal (b) não-ideal.



Fonte: DIAS et al., 2009. Adaptado.

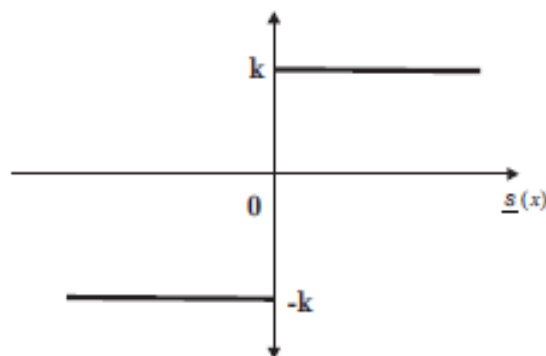
uma lei de controle u descontínuo definido da seguinte forma:

$$u = -k \operatorname{sgn}(\sigma(x)) \quad (3.23)$$

onde k é um escalar positivo. A função sinal pode ser definida por:

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x > 0 \\ 0, & \text{se } x = 0 \\ -1, & \text{se } x < 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

Figura 31 – Lei de controle descontínuo utilizando a função sinal.



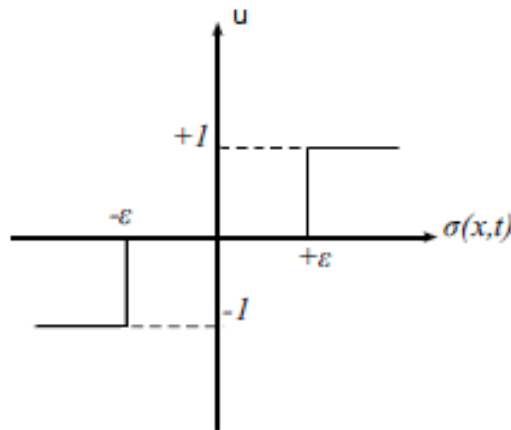
Fonte: SILVA et al., 2015.

Uma das soluções para minimizar o *chattering* é o uso abordagem da continuação por meio da camada limite. É feita uma aproximação contínua das variáveis na vizinhança da superfície de chaveamento, isto é, quando $\sigma(x) \rightarrow 0$ (SILVA et al., 2015). Esta camada limite restringe o controle descontínuo sempre que a trajetória estiver fora da região delimitada por $\pm\varepsilon$. Quando a trajetória estiver dentro da camada limite existem duas possibilidades (DIAS et al., 2009):

1. Utilização de uma zona morta, isto é, nenhuma lei de controle é aplicada. Para gerar uma zona morta dentro da camada limite pode-se utilizar a seguinte função matemática:

$$u(\sigma, x, t) = \begin{cases} -1, & \text{se } \sigma(x, t) < -\epsilon \\ 0, & \text{se } -\epsilon \leq \sigma(x, t) \leq \epsilon \\ 1, & \text{se } \sigma(x, t) > \epsilon \end{cases} \quad (3.25)$$

Figura 32 – Lei de controle descontínuo utilizando camada limite com zona morta.

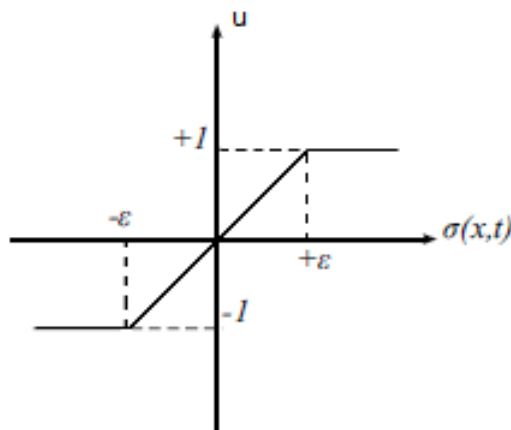


Fonte: DIAS et al., 2009.

2. Aplicação de uma lei de controle linear, exibida na figura 33, cuja função matemática pode ser descrita por:

$$u(\sigma, x, t) = \begin{cases} \frac{\sigma(x)}{\epsilon}, & \text{se } |\sigma(x, t)| \leq \epsilon \\ \text{sgn}\left(\frac{\sigma(x)}{\epsilon}\right), & \text{se } |\sigma(x, t)| > \epsilon \end{cases} \quad (3.26)$$

Figura 33 – Lei de controle descontínuo utilizando camada linear.



Fonte: DIAS et al., 2009.

Uma análise feita por (HUNG; GAO; HUNG, 1993) mostra que a utilização da abordagem da continuação acima descrita resulta na completa eliminação do *chattering*. Contudo, perde-se a propriedade de invariância no tempo do sistema. Utilizando-se uma camada limite suficientemente pequena a robustez do sistema pode ser preservada. Deve-se atentar que existe uma relação de compromisso entre o *chattering* e o erro de regime dado que ambos são influenciados pela largura ε da camada limite. De uma forma geral, quanto maior ε o erro de regime é maior e o *chattering* é reduzido (PERONDI; GUENTHER, 2000).

3.3.5 Projeto do controlador *Sliding mode* para o conversor *buck*

O controle desenvolvido neste trabalho foram desenvolvidos considerando a modelagem do conversor *buck* desenvolvida na Seção 2 na qual este é descrito pela função de transferência genérica de segunda ordem definida por:

$$G_{vd} = \frac{b_0}{s^2 + a_1s + a_2} \quad (3.27)$$

cuja equação diferencial correspondente é

$$\ddot{y} + a_2 \dot{y} + a_1 y = b_0 u \quad (3.28)$$

Seja $z = [z_1 \ z_2]$ e $J = [[\lambda \ 1]]^T$. A superfície de deslizamento escolhida é função do erro, que pode ser calculado por 3.29. Ela pode ser descrita matematicamente como em (3.30):

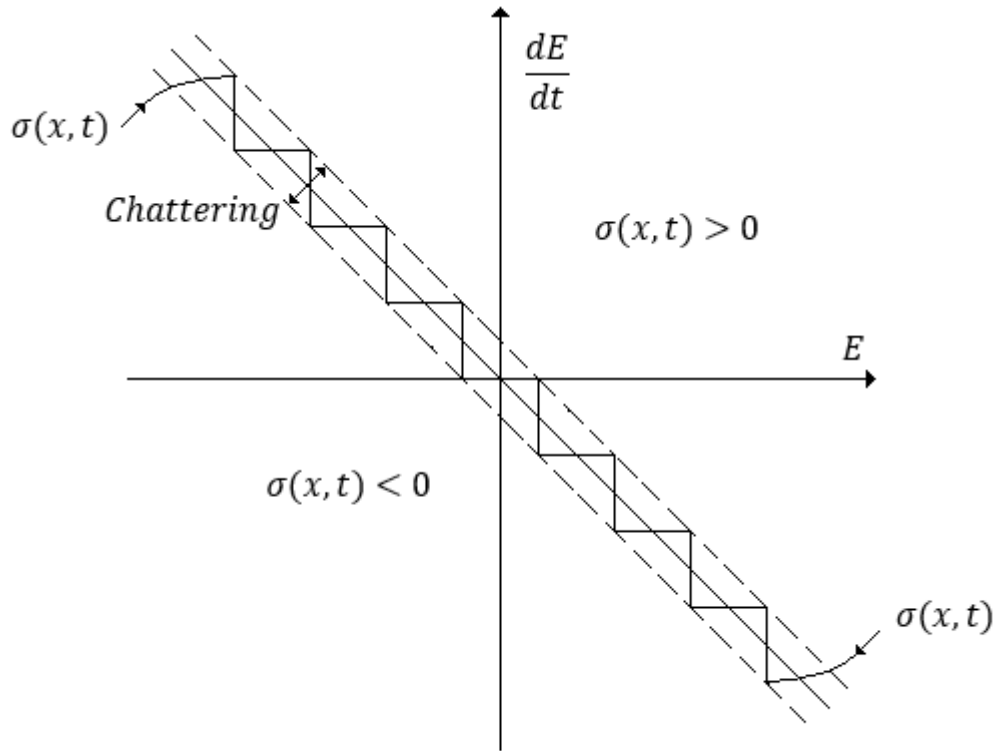
$$E = V_{ref}(t) - V_o(t) \quad (3.29)$$

$$\sigma(x, t) = \lambda z_1 + z_2 = \lambda E + \frac{dE}{dt} = 0 \quad (3.30)$$

A equação (3.30) pode ser escrita na forma $\sigma(x, t) = J^T * z = 0$ e define uma reta que passa pela origem do plano s , sendo este uma representação do ponto de operação estável para o conversor, isto é, erro de tensão de saída nulo e sua derivada também nula. O uso desta superfície de deslizamento é sugerido por Roel et. al. (2002) e por Didonet (2015).

A superfície de deslizamento $\sigma(x, t)$ determina o valor do sinal de controle u . Assim, o sistema tende a permanecer na reta $\sigma(x, t) = 0$ e, estando nela, busca o ponto de equilíbrio. Quando o sistema permanece na reta de deslizamento, dizemos que ele está em modo deslizante.

Figura 34 – Plano de erro e a reta deslizante.



Fonte: ROEL et al., 2002. Adaptado.

Quando a trajetória dos estados encontra a superfície de deslizamento $\sigma(x, t) = 0$, sua dinâmica passa a ser descrita por uma função de transferência de primeira ordem dada por:

$$\frac{V}{V_{ref}} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.31)$$

sendo τ a constante de tempo da resposta a perturbações de V_{ref} . A equação diferencial correspondente é:

$$\tau \dot{V} + V = V_{ref} \quad (3.32)$$

Reescrevendo a equação (3.32) na forma de $\sigma(x, t) = 0$ obtemos:

$$\sigma(x, t) = \dot{V} + \tau V - \tau V_{ref} = 0 \quad (3.33)$$

Rearranjando a equação (3.33) e comparando o resultado com a equação (3.30), pode-se notar que o parâmetro λ equivale à constante de tempo desejada τ para a dinâmica do sistema controlado.

Para garantir a convergência da trajetória de estados em direção à superfície de deslizamento deve-se projetar o sinal de controle de forma que a função de Lyapunov $V = \sigma^2/2$ possua derivada primeira com relação ao tempo negativa (PERONDI; GUENTHER, 2000). Nesse aspecto, a condição de existência do modo deslizante pode ser resumida em 3.34 e 3.35 (ROEL et al., 2002):

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0 \quad (3.34)$$

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} > 0 \quad (3.35)$$

Partindo das relações acima, (SPIAZZI; MATTAVELLI, 2002) define duas diferentes situações para análise da existência do modo deslizante: (1) $\lambda > \frac{1}{RC}$ e (2) $\lambda < \frac{1}{RC}$. O resultado é que um aumento do valor de λ gera uma redução da região de existência do modo deslizante no plano de fase. Nesse ponto, deve-se lembrar que a constante de tempo τ da dinâmica de primeira ordem do conversor é inversamente proporcional ao valor de λ . Portanto, a busca de uma dinâmica mais rápida gera a redução da região de existência do modo deslizante, o que pode causar *overshoot* e oscilações durante o transiente (SPIAZZI; MATTAVELLI, 2002).

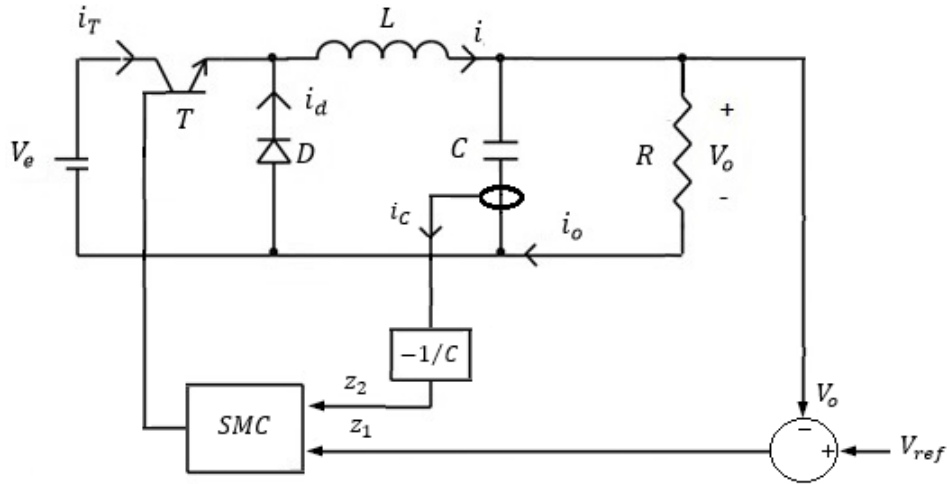
Como analisado, o *overshoot* gerado pela busca de uma resposta transitória rápida para o conversor é prejudicial, especialmente quando é abordado a corrente do indutor. Isso se deve ao fato de que, para grandes valores de corrente, pode-se saturar o núcleo do indutor com a corrente de pico ou até mesmo ultrapassar o valor máximo permitido no chaveamento. Logo, torna-se necessário encontrar um valor ótimo para λ buscando uma resposta rápida e sem *overshoot*. Esta escolha surge da análise da região de deslizamento no plano de fase para o conversor. A escolha de $\lambda = \frac{1}{RC}$ permite a obtenção de uma maior região de deslizamento (SPIAZZI; MATTAVELLI, 2002).

O diagrama de blocos do controlador *Sliding mode* em modo de tensão para o conversor *buck* é exibido na Figura 35. A saída do conversor é comparada com um valor de referência sendo o erro e sua derivada aplicados ao controlador CEV buscando atingir o modo deslizante $\sigma(x, t) = 0$. Utilizou-se o sinal de controle u com camada limite conforme descrito na equação (3.26).

3.3.6 Controlador *Sliding mode* adaptativo para o conversor *buck*

Na definição e projeto do controlador *Sliding mode* para o conversor *buck*, a escolha do parâmetro λ pode ser feita de forma independente dos valores dos componentes do conversor. Contudo, conforme analisado em 3.3.5, para uma resposta transiente rápida e sem *overshoot*, deve-se adotar $\lambda = \frac{1}{RC}$. Portanto, λ passa a ser função do filtro C e da carga R . Geralmente, o valor de C é constante, o que pode não acontecer com a carga R .

Figura 35 – Controlador *Sliding mode* para o conversor *buck*.



Fonte: TAN et al., 2004. Adaptado.

Em termos práticos, projeta-se a superfície de deslizamento $\sigma(x, t) = 0$ em função das condições nominais de operação. Porém, para possíveis transitórios de carga no conversor, isto é, mudança na carga nominal do conversor, a performance no regime transiente pode ser afetada. Seja $R_{(i)}$ o valor atual da carga do conversor e $R_{(nom)}$ sua carga nominal. Para uma condição na qual $R_{(i)} > R_{(nom)}$ torna-se necessário que (TAN et al., 2004):

$$\lambda_{(i)} < \lambda_{(nom)} \quad (3.36)$$

Para manter a otimização da performance do conversor no regime transiente, a mudança de carga deveria resultar em uma diminuição do valor de λ , o que provocaria uma diminuição do coeficiente angular da reta deslizante no plano de erro. Contudo, como a reta foi projetada na condição nominal $R_{(nom)}$ e $\lambda_{(nom)}$, ocorre uma redução na região de existência de modo deslizante, o que produz *overshoot* e oscilações na resposta (SPIAZZI; MATTAVELLI, 2002).

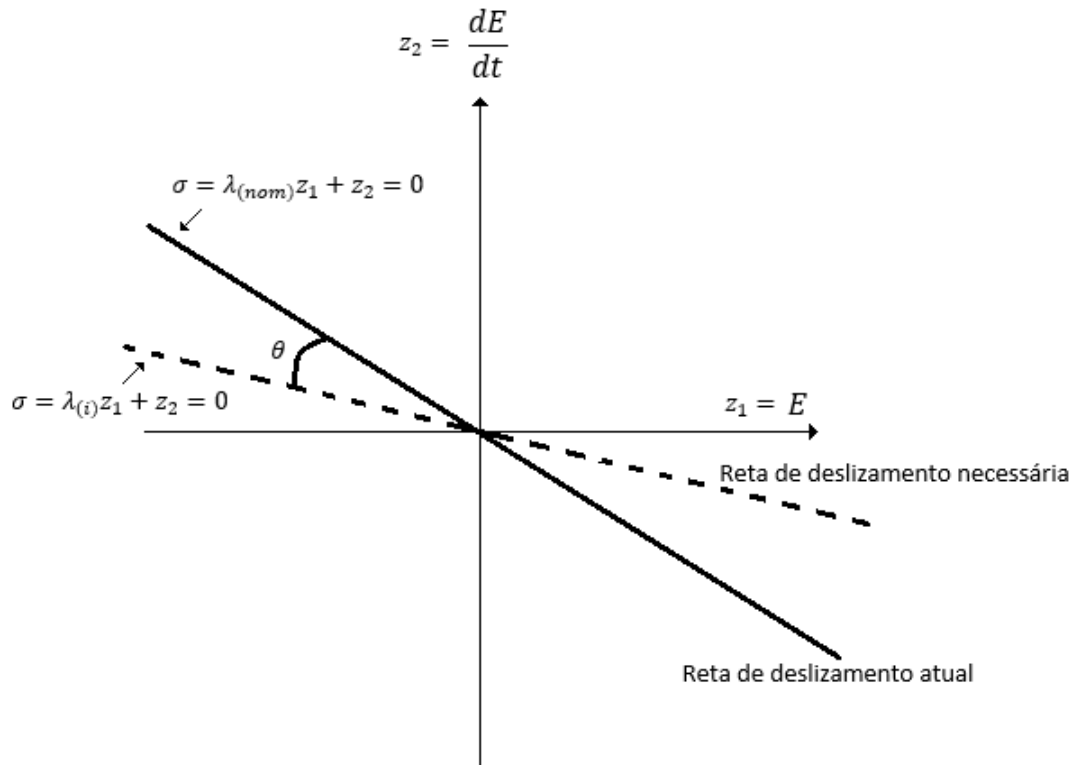
De forma análoga, se $R_{(i)} < R_{(nom)}$, torna-se necessário que:

$$\lambda_{(i)} > \lambda_{(nom)} \quad (3.37)$$

Nesse caso, a mudança de carga deveria resultar em um aumento do valor de λ . Caso a condição nominal $R_{(nom)}$ e $\lambda_{(nom)}$ seja mantida, a resposta dinâmica do conversor será lenta, ocasionando uma regulação fraca e, conseqüentemente, maior erro estacionário (TAN et al., 2004). A análise gráfica para situação de sobrecarga do conversor pode ser feita na Figura 36.

A variação do coeficiente angular requerida para obter-se a nova reta deslizante

Figura 36 – Reta deslizando para mudança na carga do conversor.



Fonte: TAN et al., 2004. Adaptado.

pode ser calculada por:

$$\theta = \arctg(\lambda_{(nom)}) - \arctg(\lambda_{(i)}) \quad (3.38)$$

Nesse aspecto, visando a diminuição dos problemas gerados pela mudança na carga do conversor, é introduzido o controlador *sliding mode* adaptativo. Para uma condição de operação, define-se o gradiente λ da reta deslizando desejada com base nas condições nominais de operação por meio da equação:

$$\lambda = \frac{R_{(nom)}}{R} \lambda_{(nom)} \quad (3.39)$$

onde λ é o gradiente instantâneo da linha deslizando e R é a carga instantânea do conversor. Como a medição direta de R não pode ser feita, é utilizada a seguinte relação para obter a carga instantânea:

$$R = \frac{V_o}{i_o} \quad (3.40)$$

Dessa forma, o controlador *sliding mode* adaptativo monitora a tensão de saída e a corrente da carga para ajustar o valor do gradiente λ da reta deslizando para variações

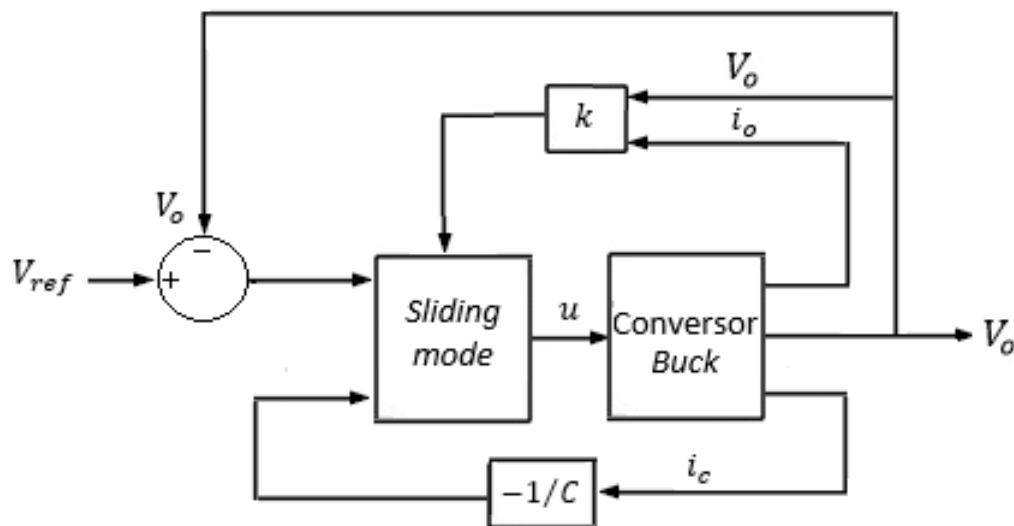
na carga. Isso é feito por meio de um ganho k definido por (TAN et al., 2004):

$$k = \frac{R_{(nom)}}{R} \quad (3.41)$$

O valor de k em (3.41) é utilizado como fator multiplicativo para variar o valor de λ da reta deslizante, conforme a equação (3.42). O diagrama de blocos é exibido na Figura 37.

$$\lambda = k\lambda_{(nom)} \quad (3.42)$$

Figura 37 – Controlador *sliding mode* adaptativo para o conversor *buck*.



Fonte: TAN et al., 2004. Adaptado.

3.3.7 Controle *Sliding mode* de Segunda Ordem

Com a finalidade de eliminar os efeitos indesejáveis provenientes do *chattering* o uso da camada limite com zona morta ou com controle linear é uma das alternativas possíveis. Contudo, a robustez e precisão da ação de controle é penalizada. Assim, visando a eliminação do *chattering* sem os efeitos negativos no desempenho do sistema, aplica-se o controle por modos deslizantes de ordem superior. A ideia é levar a descontinuidade produzida pelo controle para dinâmicas mais altas do sistema, diferentemente do modo deslizante de primeira ordem no qual a descontinuidade aparece na dinâmica de primeira ordem da planta. A ordem do deslizamento é dada pelo número total de derivadas de $\sigma(x, t)$ contínuas na vizinhança do modo de deslizamento (DIAS et al., 2009). Pode-se definir um modo deslizante de ordem r por:

$$\sigma = \sigma' = \sigma'' = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0 \quad (3.43)$$

Para um sistema de grau relativo r , o sinal de controle aparece de forma explícita na derivada de ordem r da superfície de deslizamento $\sigma(x, t) = 0$, isto é, $\frac{\partial \sigma^{(i)}}{\partial u} = 0$ para $(i = 1, 2, \dots, r - 1)$. O uso dos controladores por modos deslizantes de ordem superior podem ser empregados no controle de sistemas com grau relativo arbitrário. Nestes casos, o grau relativo do sistema é aumentado de forma artificial (NUNES, 2004).

Conforme analisado para o controlador *Sliding mode* de primeira ordem, pode-se definir E como variável deslizante pela equação (3.29). Sendo V_{ref} constante, a combinação de E e da derivada de E são utilizadas para a construção da superfície de deslizamento do controlador por modos deslizantes de primeira ordem, como dado na equação (3.30). Pode-se perceber, portanto, que esta metodologia necessita da informação de E e de \dot{E} , sendo a corrente do capacitor comumente empregada para obtenção de \dot{E} . Contudo, no controle por modos deslizantes de segunda ordem, a superfície de deslizamento é escolhida como $E = 0, \dot{E} = 0$, sendo:

$$\dot{E} = \frac{V_o}{RC} - \frac{i_L}{C} \quad (3.44)$$

Pode-se perceber da equação (3.44) que, a medida que \dot{E} converge para zero, o valor da corrente no indutor converge para o valor da corrente da carga. Isto mostra que é possível a tensão de saída rastrear a tensão de referência e o valor médio pode rastrear a corrente no indutor se a trajetória da dinâmica de deslizamento é mantida na superfície deslizante de segunda ordem. De forma geral, é possível rastrear a tensão de saída para um valor de referência sem necessidade de medição da corrente, tornando-se essa ideia a base do controle por modos deslizantes de segunda ordem (LING; MAKSIMOVIC; LEYVA, 2015).

O projeto da superfície de deslizamento para um controlador *Sliding mode* de segunda ordem é idêntico ao realizado para o de primeira ordem, resultando na superfície descrita pela equação (3.30). A metodologia descrita a seguir baseia-se no proposto por (DIAS et al., 2009) e (NUNES, 2004). Sejam as coordenadas:

$$[y_1 \ y_2]^T = [\sigma \ \dot{\sigma}]^T \quad (3.45)$$

onde:

$$y_1' = y_2 \quad (3.46)$$

$$y_2' = A(x, t, u) + B(x, t, u) * u' \quad (3.47)$$

sendo $A(x, t, u)$ e $B(x, t, u)$ funções incertas e suaves que satisfazem as seguintes condições:

$$| A(x, t, u) | \leq C \quad (3.48)$$

$$0 < K_m \leq B(x, t, u) \leq K_M \quad (3.49)$$

C , K_m e K_M são constantes positivas.

O algoritmo de controle utilizado é descrito pela seguinte lei de controle:

$$u = \begin{cases} -\alpha_m * \text{sign}(y_1), & y_1 * y_2 \leq 0 \\ -\alpha_M * \text{sign}(y_1), & y_1 * y_2 > 0 \end{cases} \quad (3.50)$$

As condições de convergência em tempo finito são:

$$0 < \alpha_m < \alpha_M \quad (3.51)$$

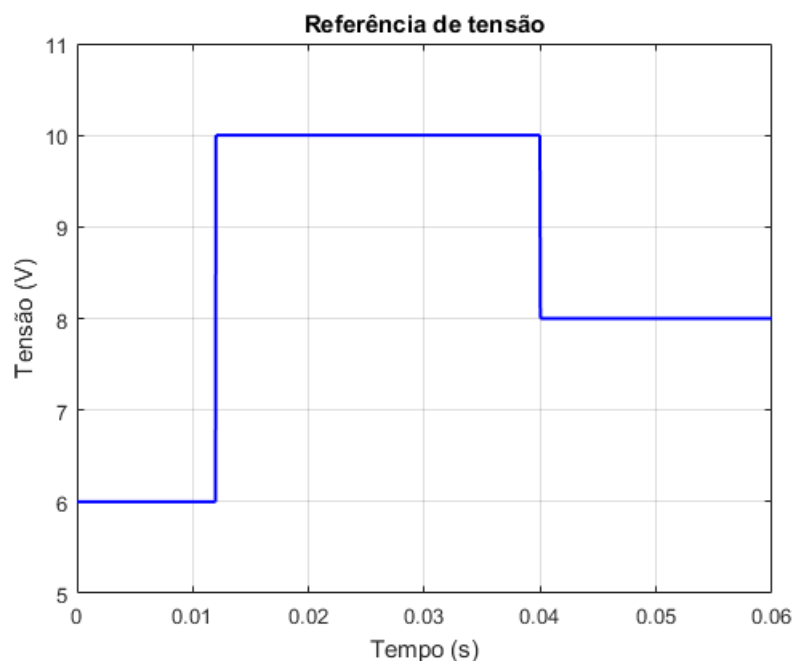
$$\alpha_m > \frac{C}{K_m} \quad (3.52)$$

$$K_m \alpha_M - C > K_M \alpha_m + C \quad (3.53)$$

4 Resultados e discussões

Nesta seção serão exibidos os resultados de simulação para o conversor *buck* utilizando as metodologias de controle em modo de tensão descritas neste trabalho. Todas simulações foram feitas pelo *software* MATLAB/SIMULINK. A referência de tensão utilizada para todos as metodologias de controle é exibida na Figura 38.

Figura 38 – Referência de tensão.



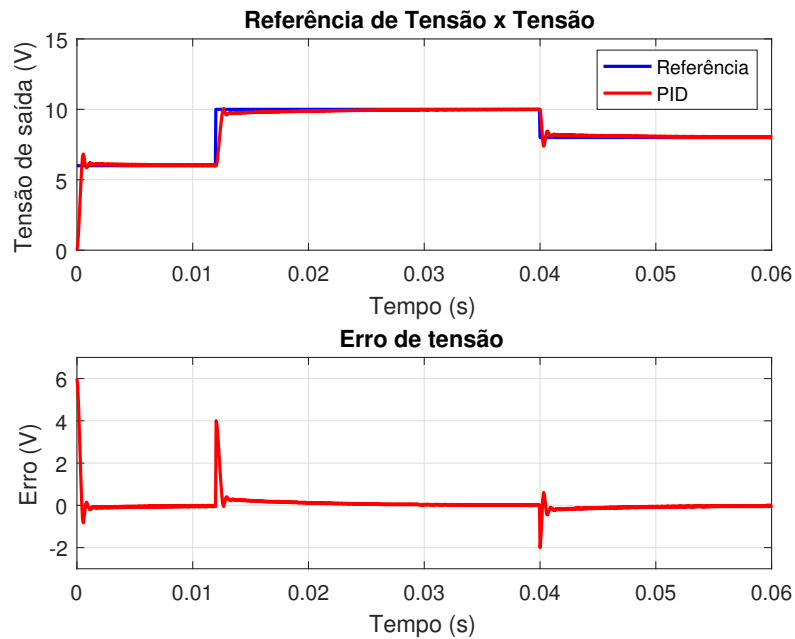
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1 Controlador PID

A Figura 39 mostra o seguimento da referência de tensão utilizando-se o controlador PID. Nela, pode-se perceber que o sistema controlado foi capaz de rastrear a tensão de referência conforme projetado. Os ganhos calculados foram: $k_p = 0,10$, $k_d = 0,05$ e $k_i = 83$. O *overshoot* máximo encontrado foi de 13,77%, ocorrido no transitório da referência entre 0 e 6 V.

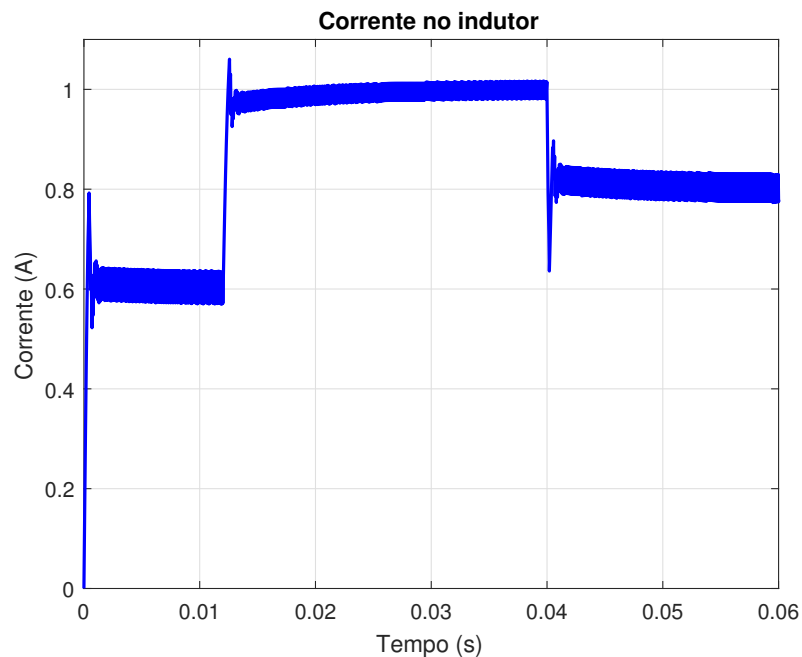
Na Figura 40 tem-se o comportamento da corrente do indutor para o conversor com o controlador PID. Pode-se perceber que o conversor opera em modo de condução contínuo conforme projetado, e esta corrente apresenta um *ripple* de 0,06 A.

Figura 39 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador PID.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 40 – Corrente no indutor utilizando o controlador PID.



Fonte: Elaborado pelo autor.

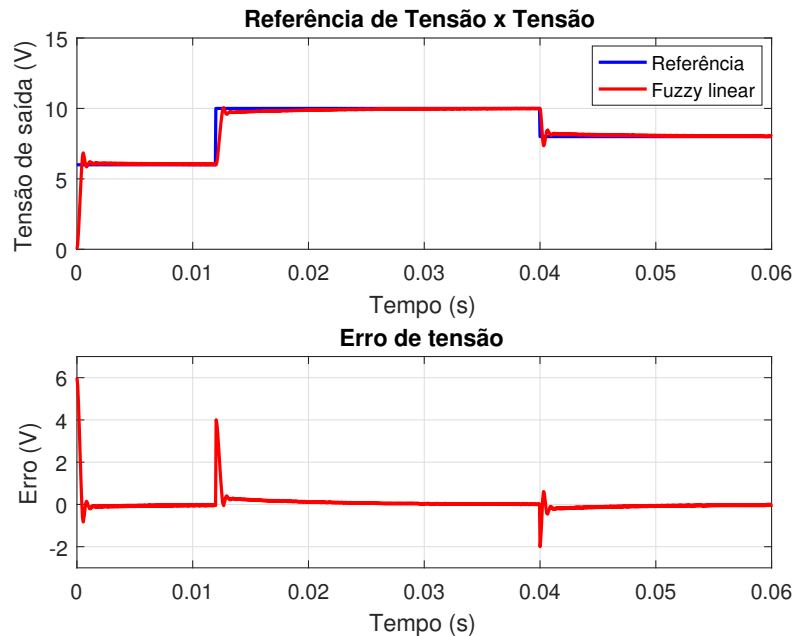
4.2 Controlador *fuzzy*

4.2.1 Linear

A figura 41 mostra o seguimento da referência de tensão utilizando-se o controlador *fuzzy* linear. Nela, pode-se perceber que o sistema controlado foi capaz de rastrear a

tensão de referência conforme projetado. Os parâmetros de projeto escolhidos foram: $GE = 0,1667$, $GCE = 0,0833$, $GIE = 83$ e $GU = 1,0$. O *overshoot* máximo encontrado foi de 13,77%, ocorrido no transitório da referência entre 0 e 6 V.

Figura 41 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador *fuzzy* linear.



Fonte: Elaborado pelo autor.

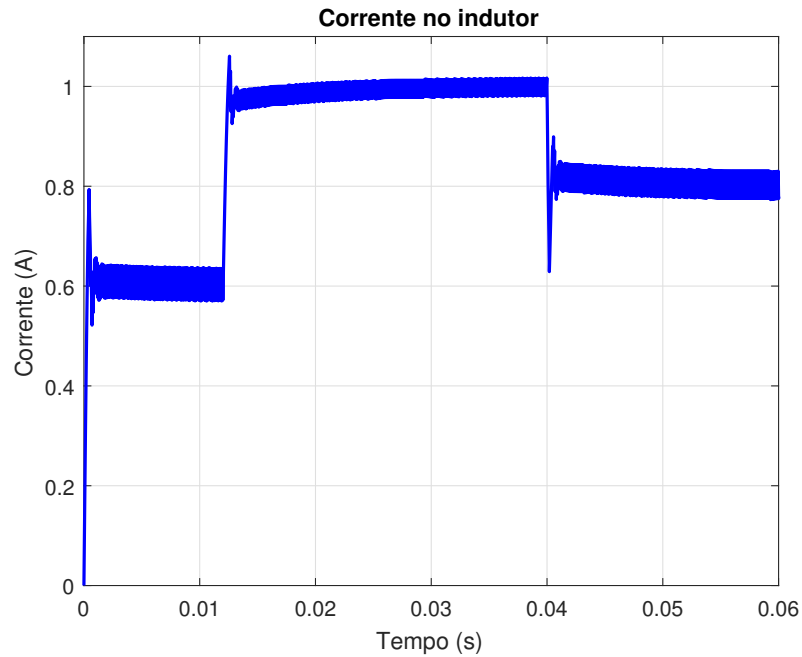
Na Figura 42 tem-se o comportamento da corrente do indutor para o conversor com o controlador *fuzzy* linear. Pode-se perceber que o conversor opera em modo de condução contínuo conforme projetado, e esta corrente apresenta um *ripple* de 0,06 A.

Neste momento é interessante realizar uma comparação entre o controlador *fuzzy* linear e o controlador PID. Como requisito de projeto, o desenvolvimento da topologia das funções de pertinência e sintonia dos ganhos do controlador *fuzzy* foi feito buscando uma equivalência das respostas de tensão, o que pode ser notado na Figura 43.

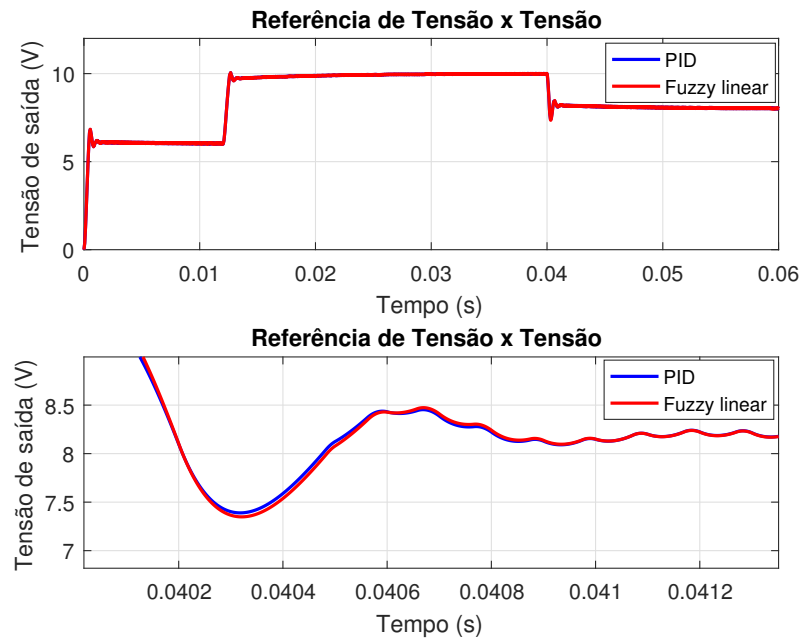
Na primeira parte da figura pode-se perceber que as respostas foram praticamente idênticas, conforme o projeto, sendo difícil a visualização de ambas as curvas. Analisando detalhadamente o transitório de referência entre 10 e 8 V é possível ver que as respostas não são exatamente idênticas, mas sim muito próximas.

4.2.2 Não-Linear

A Figura 44 mostra o seguimento da referência de tensão utilizando-se o controlador *fuzzy* não-linear. Nela, pode-se perceber que o sistema controlado foi capaz de rastrear a tensão de referência conforme projetado. Os parâmetros de projeto escolhidos foram: $GE = 0,1667$, $GCE = 0,07$, $GIE = 83$ e $GU = 1.2$. O *overshoot* máximo encontrado foi de 10,49%, ocorrido no transitório da referência entre 10 e 8 V.

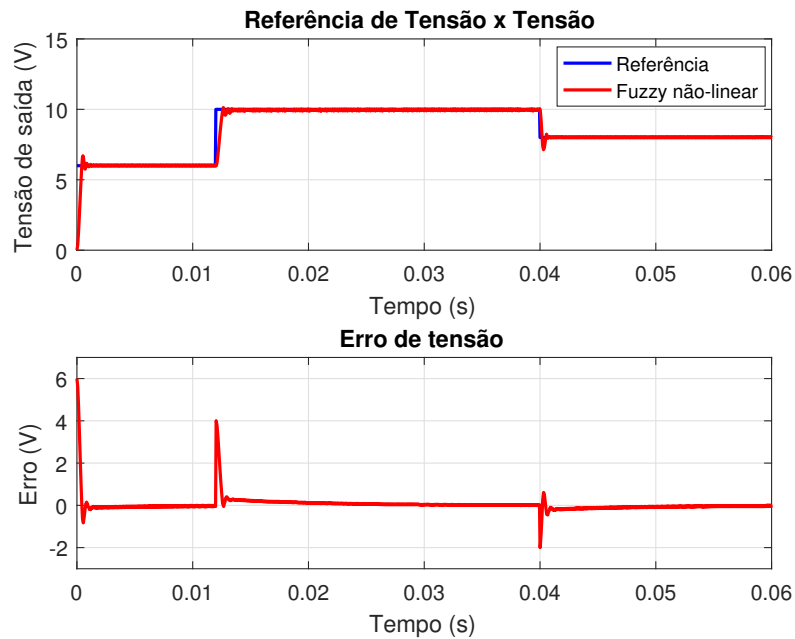
Figura 42 – Corrente no indutor utilizando o controlador *fuzzy* linear.

Fonte: Elaborado pelo autor.

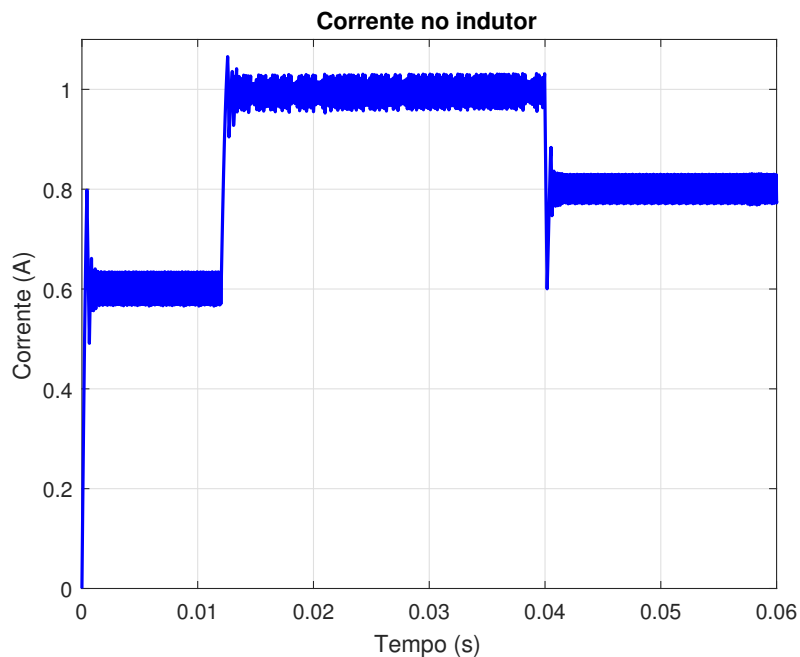
Figura 43 – Comparação ao controle de tensão utilizando o controlador PID e o controlador *fuzzy* linear.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 45 tem-se o comportamento da corrente do indutor para o conversor com o controlador *fuzzy* não-linear. Pode-se perceber que o conversor opera em modo de condução contínuo conforme projetado, e esta corrente apresenta um *ripple* de 0,08 A.

Figura 44 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador *fuzzy* não-linear.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 45 – Corrente no indutor utilizando o controlador *fuzzy* não-linear.

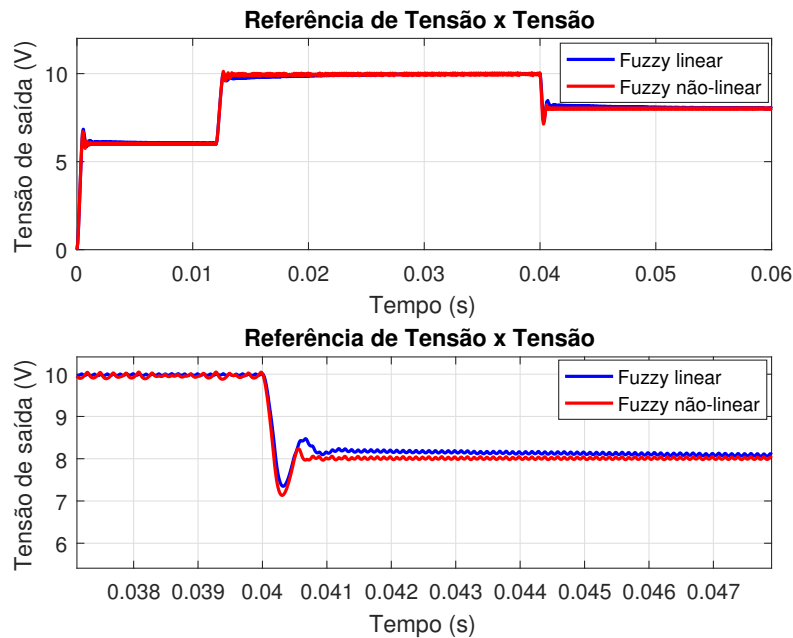
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.3 Comparação entre o *fuzzy* linear e o *fuzzy* não-linear

A Figura 46 mostra o seguimento da referência de tensão utilizando-se os controladores *fuzzy* linear e *fuzzy* não-linear. Nela, pode-se perceber que ambos obtiveram um bom rastreamento do sinal de referência com resposta transiente lentas. Contudo, utilizando-se o não-linear obteve-se uma redução do *overshoot* e do tempo de acomodação, como

ilustrado no transitório da referência entre 10 e 8 V. O mesmo ocorre no transitório da referência entre 6 e 10 V.

Figura 46 – Comparação entre as respostas ao controle de tensão utilizando o controlador *fuzzy* linear e não-linear.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3 Controlador por Modos Deslizantes

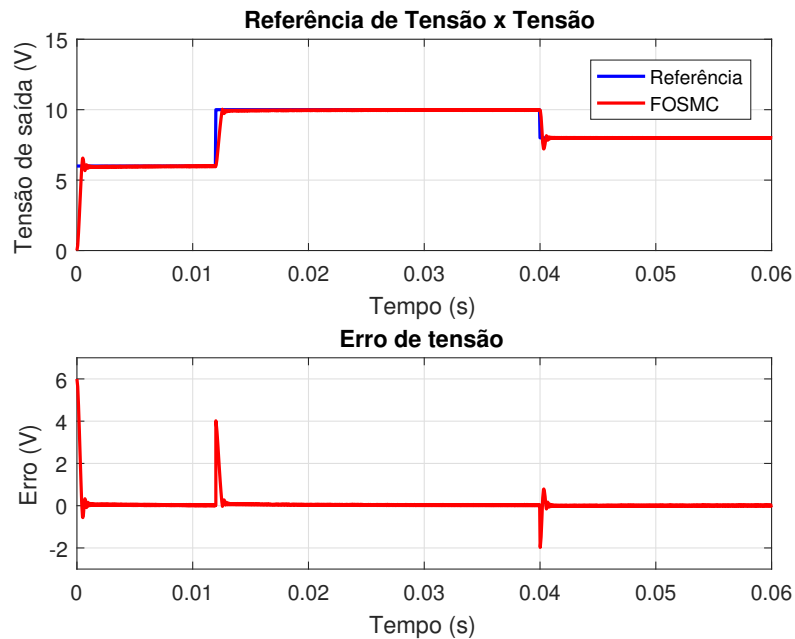
4.3.1 Controlador por Modos Deslizantes de 1ª ordem

A Figura 47 mostra o seguimento da referência de tensão utilizando-se o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem. Nela, pode-se perceber que o sistema controlado foi capaz de rastrear a tensão de referência conforme projetado. Os parâmetros de projeto escolhidos foram: $\lambda = 8000$ e $\epsilon = 1,5$. O *overshoot* máximo encontrado foi de 10,08%, ocorrido no transitório da referência entre 10 e 8 V.

Na Figura 48 tem-se o comportamento da corrente do indutor para o conversor com o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem. Pode-se perceber que o conversor opera em modo de condução contínuo conforme projetado, e esta corrente apresenta um *ripple* de 0,04 A.

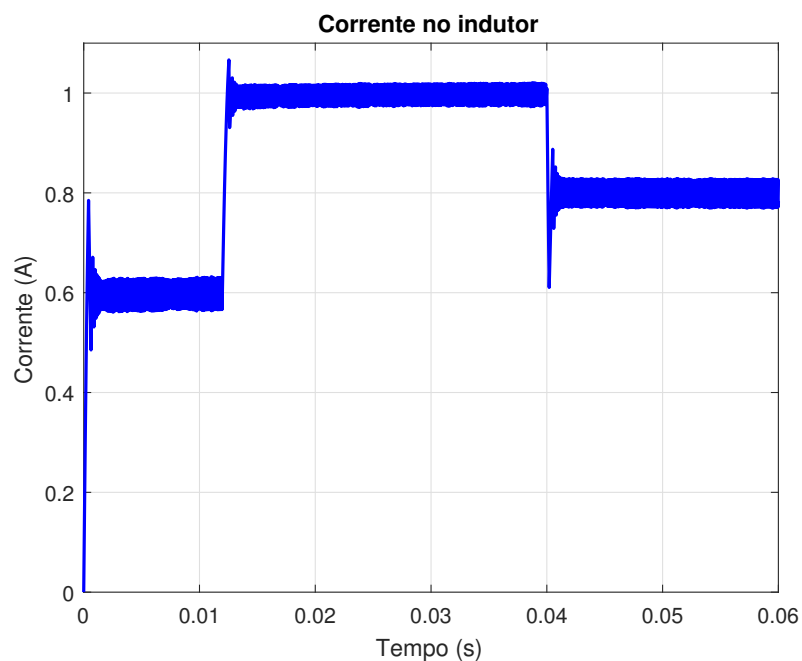
A trajetória no plano de fase para o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem é exibida na Figura 49. Considerou-se a tensão de referência constante no valor de 6 V. Pode-se perceber que o sistema parte do ponto A com as condições de erro igual a 6 e variação do erro nula. A trajetória desenvolve até atingir a reta de deslizamento e, então, converge para o ponto de equilíbrio B com erro e variação do erro nulos.

Figura 47 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 48 – Corrente no indutor utilizando o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem.

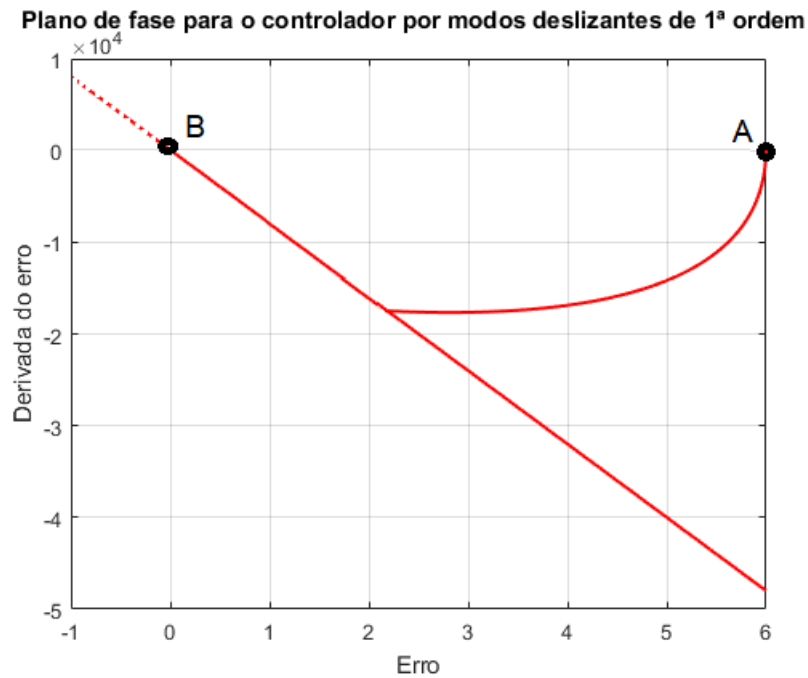


Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.2 Controlador por Modos Deslizantes de 2ª ordem

A Figura 50 mostra o seguimento da referência de tensão utilizando-se o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem. Nela, pode-se perceber que o sistema controlado

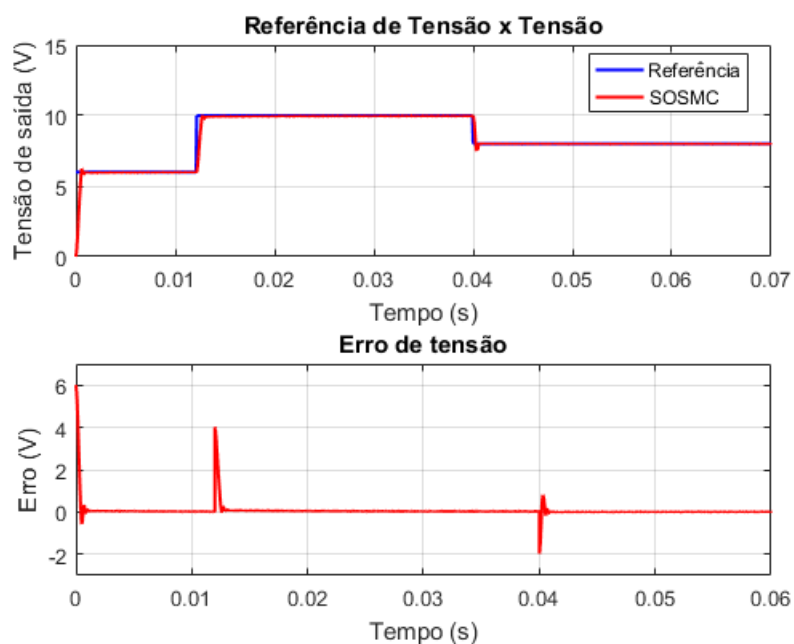
Figura 49 – Plano de fase para o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem.



Fonte: Elaborado pelo autor.

foi capaz de rastrear a tensão de referência conforme projetado. O design da reta deslizante foi idêntico ao apresentado para o de 1ª ordem, sendo os parâmetros de projeto escolhidos: $\alpha_m = 0,28$ e $\alpha_M = 1,1$. O *overshoot* máximo encontrado foi de 4,41%, ocorrido no transitório da referência entre 10 e 8 V.

Figura 50 – Resposta ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem.

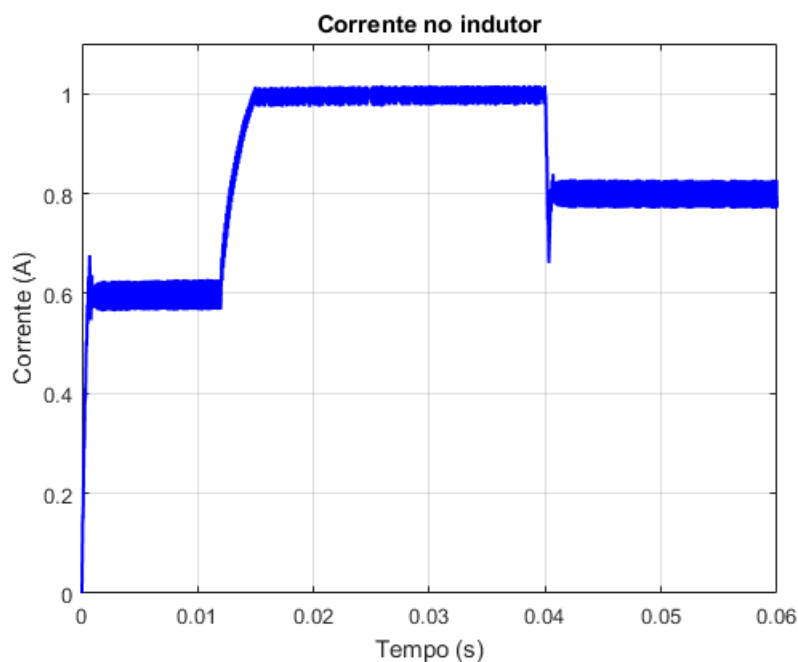


Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 51 tem-se o comportamento da corrente do indutor para o conversor com o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem. Pode-se perceber que o conversor opera em modo de condução contínuo e esta corrente apresenta um *ripple* conforme projetado.

A trajetória no plano de fase para o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem é exibida na Figura 52. Considerou-se a tensão de referência constante no valor de 6 V. Pode-se perceber que o sistema parte do ponto *A* com as condições de erro igual a 6 e variação do erro nula. A trajetória é uma espiral que converge para o ponto de equilíbrio *B* com erro e variação do erro nulos.

Figura 51 – Corrente no indutor utilizando o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem.



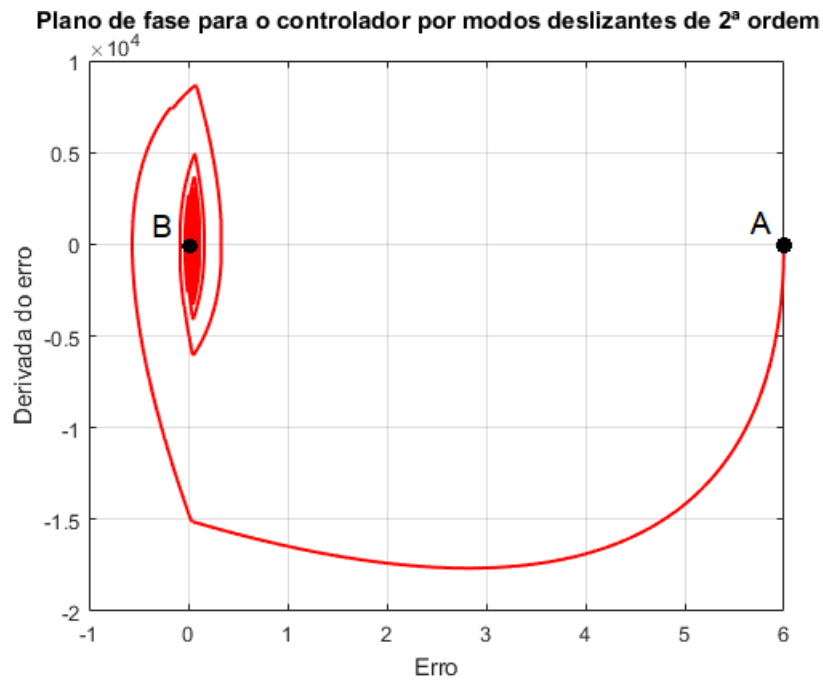
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.3 Comparação entre o FOSMC e o SOSMC

A Figura 53 mostra o seguimento da referência de tensão utilizando-se os controladores por modos deslizantes de 1ª e 2ª ordem. Nela, pode-se perceber que ambos obtiveram um bom rastreamento do sinal de referência. Contudo, utilizando-se o SOSMC obteve-se uma redução do *overshoot*, como ilustrado no transitório da referência entre 10 e 8 V. O mesmo ocorre no transitório da referência entre 6 e 10 V.

O FOSMC com uso da camada limite apresenta bom desempenho quanto ao *chattering* do sinal. Contudo, conforme discutido em 3.3.4, a robustez e precisão do sistema pode ser influenciada, o que pode-se ser visto no maior valor de *overshoot* nos transitórios. Com o SOSMC pode-se obter uma resposta com bom desempenho quanto ao *chattering* e com precisão mantida, o que caracteriza uma das vantagens do SOSMC. Todavia, a

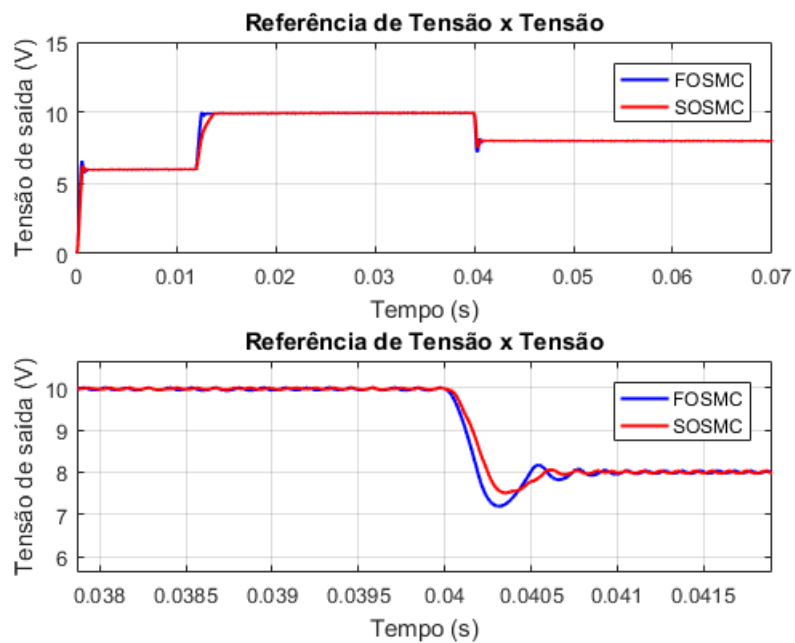
Figura 52 – Plano de fase para o controlador por modos deslizantes de 2ª ordem.



Fonte: Elaborado pelo autor.

necessidade de derivadas de ordem superior da superfície de deslizamento torna o sistema sensível a ruídos. Assim, além do fato de ser necessário um maior número de informações no desenvolvimento do SOSMC, seria necessário uma derivação mais robusta.

Figura 53 – Comparação entre as respostas ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes de 1ª e 2ª ordem.

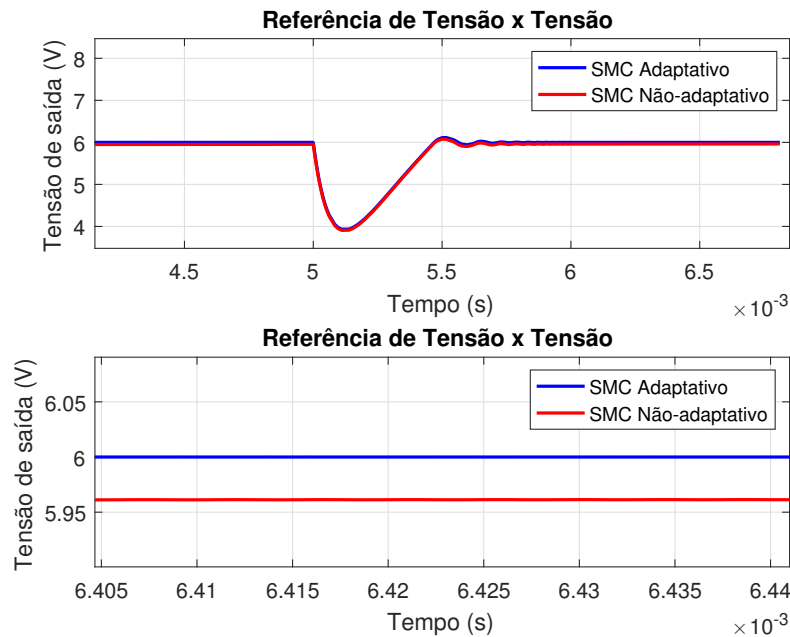


Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.4 Controlador por Modos Deslizantes Adaptativo

Para a simulação do controlador por modos deslizantes adaptativo, a carga nominal do conversor foi $R = 10 \Omega$ com uma mudança para $R = 5 \Omega$ em $t = 0,005 \text{ s}$. Para este caso, considou-se a referência de tensão fixa em 6 V .

Figura 54 – Comparação entre as respostas ao controle de tensão utilizando o controlador por modos deslizantes adaptativo e não-adaptativo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

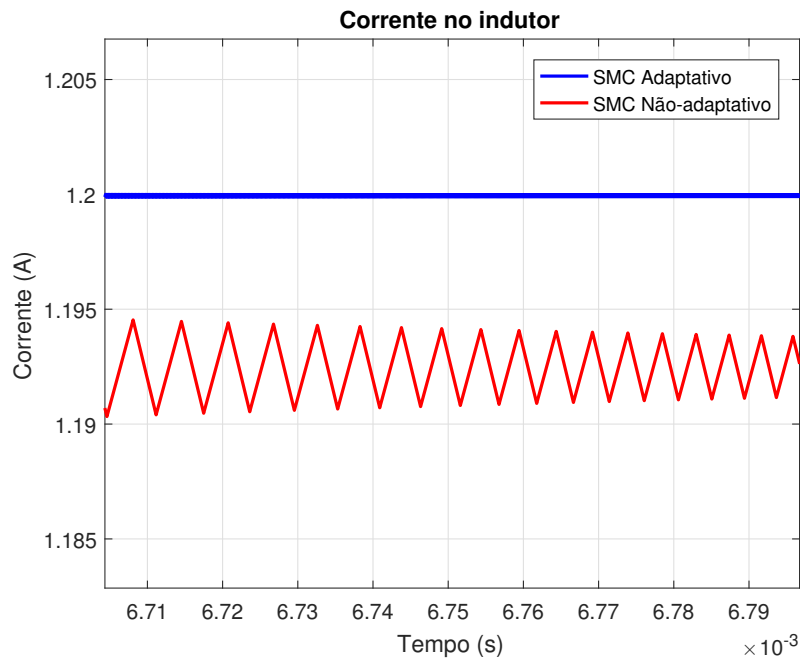
Da Figura 54 pode-se perceber que o transiente durante a mudança de carga foi praticamente idêntica com o controlador adaptativo e o não-adaptativo. De fato o controlador adaptativo possui uma dinâmica ligeiramente mais rápida na mudança, o que é perceptível apenas em uma análise ampliada da resposta. Contudo, utilizando-se o controlador não-adaptativo, a resposta em regime permanente do conversor apresentou um erro de tensão de saída de $0,04 \text{ V}$, enquanto o controlador adaptativo zera o erro de regime mesmo com a mudança na carga.

Além disso, pode-se analisar na Figura 55 que a corrente no indutor em regime permanente utilizando-se o controlador não-adaptativo possui maior oscilação quando comparada ao controlador adaptativo

4.4 Comparação entre as respostas dos controladores em modo de tensão

Na Figura 56 são exibidas as resposta de todos os controladores em modo de tensão para o conversor *buck*. Pode-se perceber que, de modo geral, todos foram capaz

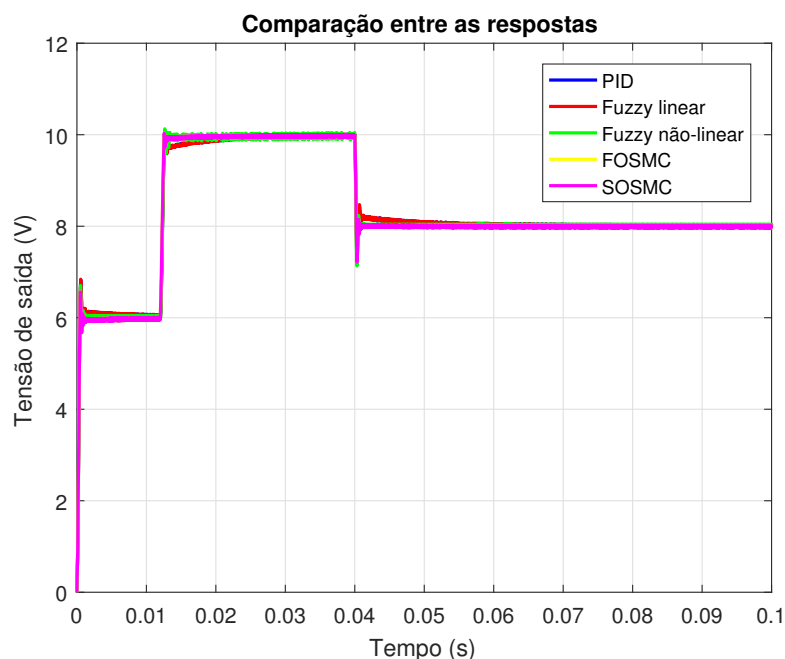
Figura 55 – Comparação da corrente do indutor em regime permanente utilizando o controlador por modos deslizantes adaptativo e não-adaptativo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

de rastrear a tensão de referência conforme projetados. A diferença surge nos parâmetros das respostas dos mesmos, alguns apresentando transientes mais rápidos e com menor *overshoot* que outros. Tais parâmetros são exibidos nas tabelas 8 e 9.

Figura 56 – Comparação das respostas dos controladores.

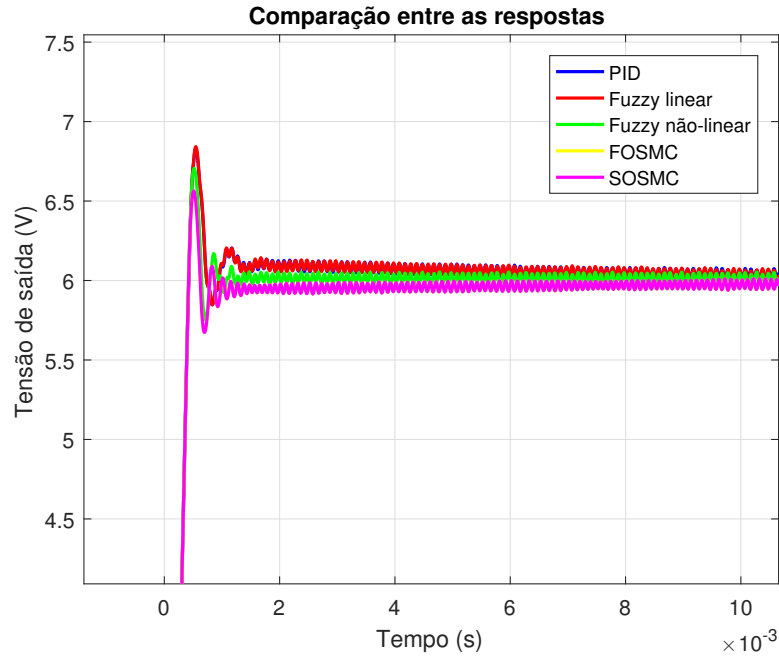


Fonte: Elaborado pelo autor.

O transitório de tensão entre 0 e 6 V pode ser analisado de forma mais detalhada

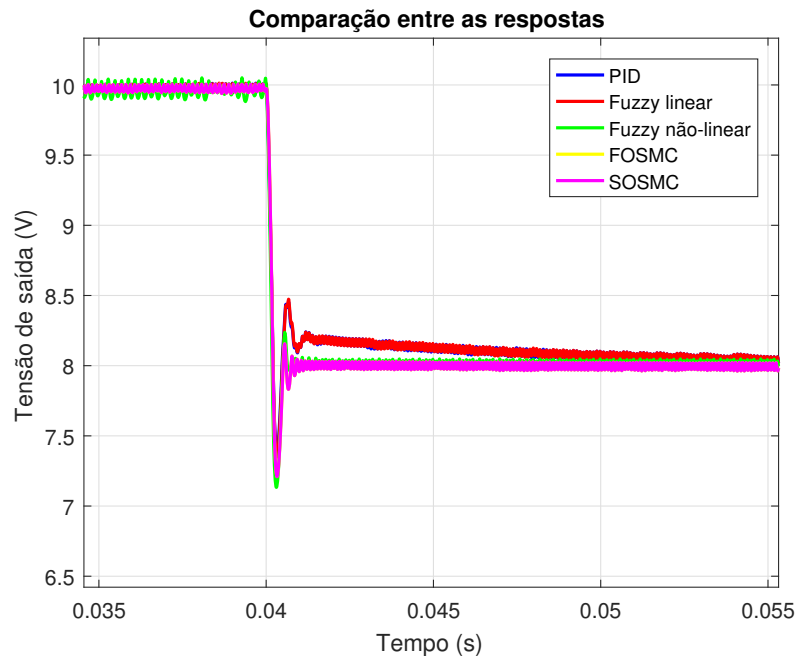
na Figura 57.

Figura 57 – Comparação das respostas dos controladores no transitório entre 0 e 6 V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 58 – Comparação das respostas dos controladores no transitório entre 10 e 8 V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando um transitório de carga no conversor de 10 Ω para 5 Ω em $t = 0.06s$, todas as metodologias de controle foram capazes de manter a tensão de saída controlada, como mostra a Figura 59.

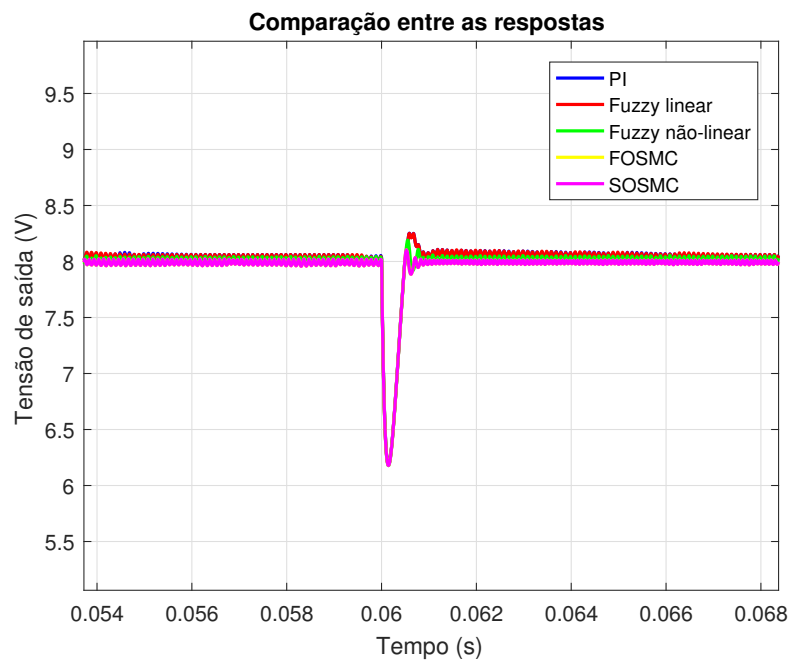
Tabela 8 – Tempo de pico (ms) dos transitórios dos controladores em modo de tensão.

Controlador	0-6 V	6-10 V	10-8 V
PID	0,50	12,67	40,32
<i>Fuzzy linear</i>	0,50	12,67	40,32
<i>Fuzzy não-linear</i>	0,50	12,65	40,30
<i>Sliding mode</i> de 1 ^a ordem	0,52	12,57	40,32
<i>Sliding mode</i> de 2 ^a ordem	0,51	12,11	40,35

Tabela 9 – *Overshoot* (%) dos transitórios dos controladores em modo de tensão.

Controlador	0-6 V	6-10 V	10-8 V
PID	13,77	0,60	7,64
<i>Fuzzy linear</i>	13,77	0,60	7,64
<i>Fuzzy não-linear</i>	11,77	1,30	10,84
<i>Sliding mode</i> de 1 ^a ordem	9,42	0,30	10,08
<i>Sliding mode</i> de 2 ^a ordem	8,33	0,39	4,41

Figura 59 – Comparação das respostas dos controladores no transitório de carga.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 10 – Comparação geral dos controladores

Controlador	Praticidade	Rejeição a distúrbio	Custo computacional	<i>Overshoot</i>	Tempo de pico
PID	++	-	++	-	+
<i>Fuzzy linear</i>	+	-	+	-	+
<i>Fuzzy não-linear</i>	+	+	+	-	+
FOSMC	+	++	+	+	+
SOSMC	+	++	-	++	+

As vantagens e desvantagens de cada uma das metodologias propostas neste trabalho são exibidas na Tabela 10. Os controladores serão avaliados em diversos aspectos de acordo seguinte simbologia (-), (+) e (++), em ordem crescente, variando de um desempenho ruim, bom e ótimo, respectivamente.

5 Considerações finais

Este trabalho tratou das aplicações de controladores lineares e não-lineares em modo de tensão para o conversor CC-CC *buck*, com ênfase nos controladores não-lineares por modos deslizantes de 1ª e 2ª ordem.

Sendo o conversor *buck* um sistema não-linear chaveado cujo fluxo de potência é controlado pela abertura e fechamento de uma chave, é fundamental neste trabalho o desenvolvimento de uma modelagem adequada para posteriormente realizar a sintonia dos controladores lineares clássicos. A modelagem feita no capítulo 2 baseia-se na análise em pequenos sinais e apresentou-se adequada para o conversor em estudo, permitindo uma correta sintonia do controlador PID.

O uso da lógica *fuzzy* permite a obtenção de um sistema de controle com resposta idêntica ao sistema com um controlador PID, evidenciando a possibilidade de um desempenho igual em termos dos parâmetros de resposta desejados. Todavia, deve-se notar que a utilização de um controlador *fuzzy* não-linear possibilita melhorias na resposta controlada de tensão do conversor. Pode-se perceber o maior número de graus de liberdade de ajuste dos controladores *fuzzy* em relação ao PID. Enquanto neste último pode-se alterar basicamente o valor dos ganhos, nos controladores *fuzzy* pode-se alterar as funções de pertinência (em quantidade e forma), além dos próprios valores dos ganhos. A implementação de um sistema de controle *fuzzy* pode ser realizada com o uso de busca em tabela para a tomada de decisão do controlador por meio de suas regras de inferência.

A abordagem do controle por modos deslizantes mostrou-se uma técnica eficiente de controle de sistemas que apresentam alguma não-linearidade, como o caso deste trabalho em questão. A grande robustez frente às perturbações externas, praticidade do projeto e dependência mínima ou zero dos parâmetros da planta são algumas das vantagens desta metodologia, que possibilitou a obtenção de respostas mais rápidas e com menor *overshoot* quando comparada às outras metodologias aplicadas. Um dos problemas inerentes ao uso do controle por modos deslizantes é a presença do *chattering*, que pode ser contornado por meio do uso da camada limite, mantendo-o dentro de limites aceitáveis. Como visto, o projeto da superfície de deslizamento ideal para o conversor *buck* leva em consideração o valor da carga do mesmo. Assim, em um transitório de carga a resposta desejada com o controlador de 1ª ordem pode ser afetada. Tal problema foi contornado com aplicação do controlador por modos deslizantes adaptativo. Apesar do transitório ter apresentado uma melhoria pouco significativa em relação ao controlador não-adaptativo, a resposta em regime permanente apresentou erro nulo apenas no uso do controlador adaptativo, se mostrando uma vantagem deste.

A aplicação do controlador por modos deslizantes de segunda ordem permitiu uma redução do *chattering* sem afetar os parâmetros de desempenho do controlador. Com esta metodologia, obteve-se respostas mais rápidas e precisas em comparação com o controlador por modos deslizantes de 1ª ordem, bem como em relação à metodologia de controle PID e *fuzzy*, o que pode ser comprovado pela análise dos tempos de pico e *overshoot*. Um ponto a ser destacado é que a implementação do algoritmo de controle por modos deslizantes de 2ª ordem apresentado necessita da informação da derivada de primeira ordem da superfície de deslizamento em seu desenvolvimento, isto é, um número maior de informações quando comparado ao controle por modos deslizantes de 1ª ordem. Além disso, o sistema fica mais sensível a ruídos, necessitando de uma técnica de derivação mais robusta.

Referências

- AFUSO, S. K. et al. **Controlador digital aplicado a robótica móvel embarcada**. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, 2011.
- AGNOLETTI, E. J. **Análise dos tempos máximos de chaveamento dos modos de operação de um grupo gerador diesel após ilhamento**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2015.
- ALBARELLO, L. Guia para a implantação de pequenas centrais hidrelétricas-pchs. Universidade Federal de Santa Maria, 2014.
- ANEEL, A. N. d. E. E. Atlas de energia elétrica do Brasil. **ANEEL, Brasília, Brasil. 3aEd**, 2008.
- BEM, L. G. de. Estudo de viabilidade da reativação e repotenciação da central geradora hidrelétrica do casquinha pertencente à universidade federal de viçosa. **Universidade Federal de Viçosa**, 2018.
- CAVALCANTI, J. H. F. et al. Lógica fuzzy aplicada as engenharias. **João Pessoa PB**, 2012.
- DIAS, M. S. G. et al. Contribuição ao estudo do acionamento avançado do motor síncrono de ímãs permanentes: abordagem baseada nos modos deslizantes de ordem superior. Universidade Federal de Santa Maria, 2009.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. Sistemas de controle modernos, 11a edição. **Rio de Janeiro, LTC**, 2009.
- EPE. **Projeção da demanda de energia elétrica para os próximos 10 anos (2017 - 2026)**. Ministério de Minas e Energia. Rio de Janeiro, 2017.
- EPE. **Matriz Energética e Elétrica**. Ministério de Minas e Energia. Rio de Janeiro, 2019.
- FABRO, J. A. **Redes Neurais Artificiais. Curso de Especialização em Inteligência Computacional**. [S.l.: s.n.], 2001.
- GERAIS, C. E. D. M. Alternativas energéticas: uma visão cemig. **Belo Horizonte: Cemig**, 2012.
- GOMIDE, F.; GUDWIN, R. R.; TANSCHKEIT, R. Conceitos fundamentais da teoria de conjuntos fuzzy, lógica fuzzy e aplicações. In: **Proc. 6 th IFSA Congress-Tutorials**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 59, p. 1–38.
- HEVERTON, A.; CUPERTINO, A. Desenvolvimento, modelagem e controle de conversores estáticos de potência: Conversor boost. **Universidade Federal de Viçosa. Viçosa**, 2011.
- HUNG, J. Y.; GAO, W.; HUNG, J. C. Variable structure control: A survey. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 40, n. 1, p. 2–22, 1993.

- JANTZEN, J. **Foundations of fuzzy control**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2007. v. 209.
- LING, R.; MAKSIMOVIC, D.; LEYVA, R. Second-order sliding-mode controlled synchronous buck dc–dc converter. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 31, n. 3, p. 2539–2549, 2015.
- MME. **Energia Eólica no Brasil e Mundo. Ano de referência - 2016**. Rio de Janeiro, 2017.
- NEVES, R. V. A. **Controle de tensão terminal e potência reativa de um grupo motor gerador diesel conectado à rede de distribuição**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2013.
- NISE, N. S. **Control system engineering**, John Wiley & Sons. Inc, New York, 2011.
- NUNES, E. V. L. **Controle por modos deslizantes de ordem superior com estabilidade global**. Tese (Doutorado) — Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2004.
- PERONDI, E. A.; GUENTHER, R. Controle de um servoposicionador pneumático por modos deslizantes. In: **Congresso Nacional de Engenharia Mecânica**. [S.l.: s.n.], 2000.
- PETRY, C. A. **Introdução aos conversores cc-cc**. 2001.
- PINTO, J. E. M. G. **Aplicação prática do método de sintonia de controladores PID utilizando o método do relé com histerese**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2014.
- POMILIO, J. A.; PAREDES, H. K. M.; DECKMANN, S. M. Eletrônica de potência para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. **São Paulo**, v. 23, p. 1–3, 2013.
- ROEL, O. et al. Acoplamento de conversores estáticos com malha de controle e dispositivos eletromagnéticos não-lineares. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 13, n. 1, p. 77–83, 2002.
- ROSSETO, F. R. **Controlador fuzzy para um sistema de aplicação de herbicidas a taxa variável**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2008.
- SANTOS, R. P. dos; GARCIA, L. S. Controle do conversor cc-cc buck utilizando comunicação entre o arduino e simulink. **XIII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente**, 2017.
- SILVA, M. M. d. et al. Controlador por modos deslizantes de segunda ordem aplicado a um compensador síncrono estático de distribuição. Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- SILVEIRA, B. M. Design and assembling of a buck converter. **Trabalho de Monografia, Universidade Federal de Viçosa**, 2012.
- SPIAZZI, G.; MATTAVELLI, P. Sliding-mode control of switched-mode power supplies. **The Power Electronics Handbook**, CRC, 2002.

- SPURGEON, S. Sliding mode control: a tutorial. In: IEEE. **2014 European Control Conference (ECC)**. [S.l.], 2014. p. 2272–2277.
- TAJIRI, L. L. Proposição de um controlador digital para conversores buck e boost usando a teoria de conjuntos aproximados. 2009.
- TAN, S.-C. et al. An adaptive sliding mode controller for buck converter in continuous conduction mode. In: IEEE. **Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04**. [S.l.], 2004. v. 3, p. 1395–1400.
- UTKIN, V. I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 40, n. 1, p. 23–36, 1993.
- VILELA, A. O. R. Projeto e construção de um conversor boost controlado em modo de tensão. **Universidade Federal de Viçosa**, 2011.
- WATANABE, R. A. et al. Um estudo sobre um método de defuzzificação para eventos fuzzy em sistemas baseados em regras. [sn], 2016.
- ZUBEN, F. J. V.; CASTRO, L. N. de. Redes neurais. **Notas de aula, FEEC, Universidade Estadual de Campinas**, 2003.