

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
PRO-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PÓS-GRADUAÇÃO LATO SENSU AUTOMAÇÃO E CONTROLE DE PROCESSOS
AGRÍCOLAS E INDUSTRIAS

Vinicius Murilo Lima Rodrigues

**CONTROLADOR PID FUZZY APLICADO A UM CONVERSOR TIPO
BOOST**

Viçosa, MG
2019

Vinicius Murilo Lima Rodrigues

CONTROLADOR PID FUZZY APLICADO A UM CONVERSOR TIPO BOOST

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como pré-requisito para obtenção do título de Especialista em Automação e Controle de Processos Agrícolas e Industrias da Universidade Federal de Viçosa.

Orientador: Prof. MSc. Daniel Khede Dourado Villa

Viçosa, MG
2019

Vinicius Murilo Lima Rodrigues

CONTROLE COM ESTRUTURA PID FUZZY APLICADO À UM CONVERSOR TIPO BOOST

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como pré-requisito para obtenção do título de Especialista em Automação e Controle de Processos Agrícolas e Industriais da Universidade Federal de Viçosa. Defendida em 31 de maio de 2019 e avaliada pela seguinte banca examinadora:

Prof. MSc. Daniel Khede Villa Dourado
Orientador / Universidade Federal de Viçosa

Prof. M.Sc. André Luís Carvalho Mendes
Universidade Federal de Viçosa

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

VINICIUS MURILO LIMA RODRIGUES

**CONTROLADOR PID FUZZY APLICADO A UM
CONVERSOR TIPO BOOST**

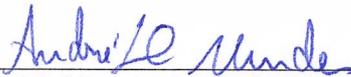
Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 554 - Trabalho de Conclusão de Curso e cumprimento do requisito parcial para obtenção do Certificado de Especialista em Automação e Controle de Processos Agrícolas e Industriais.

Aprovada em 31 de maio de 2019.

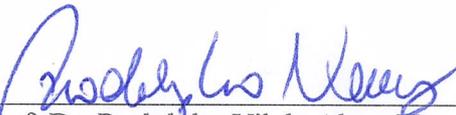
COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. M.Sc. Daniel Khéde Dourado Villa - Orientador
Universidade Federal de Viçosa



Prof. M.Sc. André Luís Carvalho Mendes - Membro
Universidade Federal de Viçosa



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

CONTROLE COM ESTRUTURA PID FUZZY APLICADO À UM CONVERSOR TIPO BOOST

Vinicius M. L. Rodrigues¹, Daniel K.D. Dourado²

RESUMO

O presente estudo propõe a implementação de um controlador *Fuzzy* proporcional, integral e derivativo (PID) e o compara com o sistema de controle PID clássico, ambas aplicadas em um conversor *chopper* do tipo *Boost*. A estrutura PID *Fuzzy* consegue realizar um mapeamento da planta através das bases de regras de forma a garantir a regulação da tensão de saída, com o objetivo de controlar a tensão para diferentes referências objetivando o melhor desempenho do sistema. Utiliza-se o software MATLAB® 2016 com a ferramenta *Simulink* para simular o comportamento da planta e a *toolbox Fuzzy* para projetar o controlador. O resultado confronta o desempenho entre as estruturas PID *Fuzzy* e PID clássico sintonizado por *Ziegler-Nichols*, sendo, ao final, demonstrado o desempenho superior do controlador que é proposto no estudo.

Palavras-chave: *Fuzzy PID. Conversor Boost. Eletrônica de Potência.*

ABSTRACT

The current study proposes the implementation of a proportional, integral and derivative Fuzzy controller (PID) and compares it to a classic PID control system, both applied on a Boost chopper converter. The PID Fuzzy structure can perform a mapping of the plant through the rule bases, guaranteeing the regulation of the output voltage, with the objective of controlling the voltage for different references aiming at the best performance of the system. MATLAB® 2016 software is used with the Simulink tool to simulate plant behavior and the Fuzzy toolbox to design the controller. The result confronts the performance between the Fuzzy PID and the classical PID structure, tuned by Ziegler-Nichols, and, in the end, is verified the higher performance of the controller proposed in the study.

Keywords: *Fuzzy PID. Boost Converter. Power Electronics.*

1 INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CC, como por exemplo os tipos *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, têm sido utilizados em larga escala pelas indústrias tradicionais em equipamentos como: fontes de alimentação ininterrupta (UPS), sistemas de energia, motores de corrente contínua, entre outros. Com o aumento da utilização de fontes de energia renováveis se torna de suma importância a utilização de conversores, já que a variação de tensão é facilmente influenciada pela variação de carga, que é eminente desses sistemas (SUNDARESWARAN, 2009).

¹ Eng. Eletricista. vinicius.murilo@engenharia.ufjf.br.

² Orientador. Universidade Federal de Viçosa. danielkdv@gmail.com.

Nesses sistemas em geral, a voltagem de saída é controlada a partir da variação do ciclo de trabalho do PWM (*pulse width modulation*), e este controle depende das variáveis de entrada, correntes de carga, ciclos de trabalho, sinal de controle e valores dos componentes do circuito. O objetivo do conversor é produzir uma tensão que permaneça dentro de um intervalo específico frente as possíveis variações que possam ocorrer. Dentre essas variações podemos citar as variações na tensão de entrada e mudanças de carga. Para atingir o objetivo, é utilizado um sistema de malha fechado com *feedback* negativo para que o sistema ajuste automaticamente o ciclo de trabalho do PWM (ANG, 2005).

O controlador PID é largamente utilizado nos controles de processos com realimentação, sendo citado que esse tipo de estrutura seja utilizada em até 90% dos sistemas de controle. Esse tipo de controle funciona com base em três variáveis: o erro, derivada do erro e integral do erro. O controlador PID tem mostrado alto nível de aceitação em termos de tensão de saída regulada sobre tensão de alimentação estável e pequenas variações de carga (ASTROM, 2001).

Segundo ASAD (2014), devido ao baixo desempenho do controlador PID quando aplicado a sistemas não lineares, tornou-se necessário o surgimento de alternativas, como o controle inteligente, a fim de lidar com determinados problemas de conversão de energia. Dentro do controle inteligente, o controlador lógico *Fuzzy* em um sistema de malha fechada funciona primariamente como um sistema não linear entre a entrada e a saída, e que pode ser ajustado para coincidir com o desempenho desejado (JANTZEN, 2007) (YUAN, 2001) (ZADEH, 1965).

Neste trabalho, o controle proposto é resultado da junção do controlador PID clássico com a lógica *Fuzzy*, resultando no controlador PID *Fuzzy*. As simulações realizadas comparam a estruturas de controle PID *Fuzzy* com a estrutura do PID clássico sintonizado por *Ziegler- Nichols*, ambos aplicados em um conversor do tipo *Boost*. Os resultados demonstram os ganhos obtidos com a variação da estrutura PID *Fuzzy* proposta neste trabalho.

O artigo está dividido nas seguintes seções: na Seção 2 temos a descrição do sistema a ser controlado, na Seção 3 é descrita a estrutura do controlador, na Seção 4 descreve-se as simulações realizadas e os resultados obtidos, e na Seção 5 encerra-se o artigo com as conclusões atingidas.

2 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CC BOOST

O conversor *Boost* é um sistema utilizado para se obter uma tensão de saída superior à tensão de entrada, sendo composto por pelo menos um interruptor de alimentação por semicondutor (MOSFET, Q1), um diodo e um indutor (L) como armazenamento de energia. Um filtro capacitivo (C) é adicionado para remover a ondulação na tensão de saída. O conversor CC-CC *Boost* é operado em dois modos de condução, modo contínuo e descontínuo dependendo da corrente que circula pelo indutor. A Figura 1 mostra o circuito básico de um conversor *Boost* (CHAPMAN,2013).

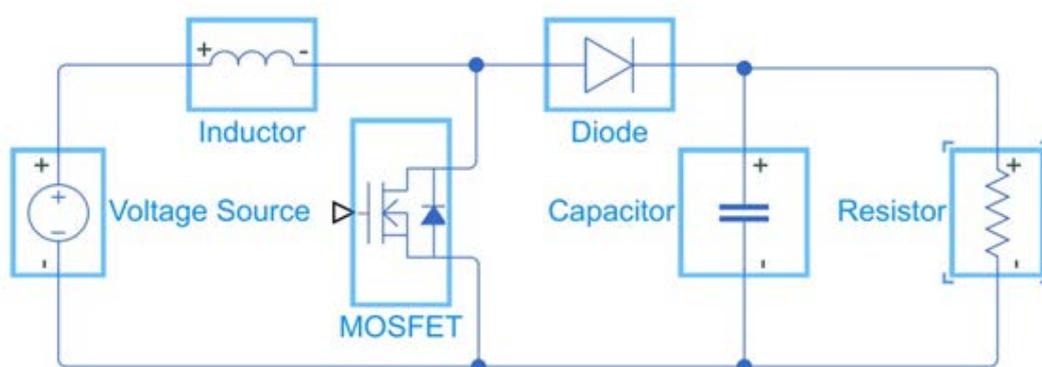


Figura 1 - Esquema Elétrico de Conversor *Boost*.

O estágio de potência com variação PWM tem o estágio ligado “*on*” e estágio desligado “*off*”, ambos representados na Figura 2, por a e b respectivamente. No modo de condução contínua a duração total do estado ligado T_{on} é igual ao ciclo de trabalho do PWM, representando o tempo em que o interruptor se encontra ligado, enquanto o estado desligado T_{off} é representado pela diferença entre 1 e T_{on} , tempo o qual o interruptor se encontra desligado.

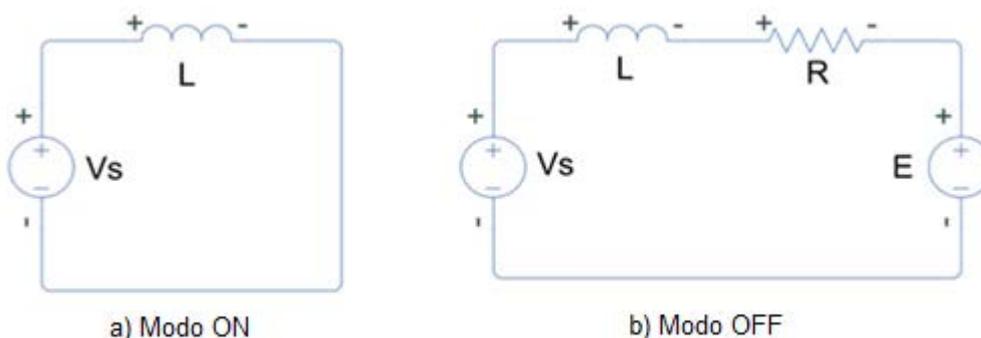


Figura 2 - Estágios de Funcionamento

Em modo de condução contínua a corrente do indutor nunca atinge o valor zero, sendo que, em regime permanente o valor médio da tensão no indutor tende a zero, uma vez que o valor médio da corrente do indutor não se altera. As Equações 1 e 2 demonstram que a variação líquida na corrente do indutor é zero.

$$(\Delta i_L)_{on} + (\Delta i_L)_{off} = 0 \quad (1)$$

$$\frac{V_S T_{on}}{L} + \frac{(V_S - E) T_{off}}{L} = 0 \quad (2)$$

A Equação 3 demonstra o valor médio da tensão.

$$V_S \cdot T_{on} + (V_S - E) \cdot T_{off} = 0 \quad (3)$$

Dividindo a equação pelo tempo de ciclo do PWM, T, encontra-se o valor do ciclo de trabalho, como mostrado na Equação 4, onde D é o valor do *Duty Cycle*.

$$\frac{E}{V_S} = \frac{T_{on}}{T} = \frac{1}{1 - D} \quad (4)$$

Para a obtenção do valor do indutor, as correntes máximas e mínimas devem ser calculadas previamente, conforme demonstrado pelas Equações 5 e 6, onde D é o valor do *Duty Cycle*.

$$i_{L_{max}} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = V_S \left[\frac{1}{(1 - D)^2 R} + \frac{D}{2Lf} \right] \quad (5)$$

$$i_{L_{min}} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = V_S \left[\frac{1}{(1 - D)^2 R} - \frac{D}{2Lf} \right] \quad (6)$$

A partir da Equação 6 é possível encontrar o valor mínimo da indutância, considerando que no modo de condução contínua a corrente mínima no indutor precisa ser positiva. Logo, a indutância mínima no modo de condução contínua em um conversor *Boost* pode ser dada pela Equação 7.

$$L_{min} = \frac{D(1 - D)^2 R}{2f} \quad (7)$$

O capacitor utilizado deve ser grande o suficiente para garantir o mínimo de *ripple* possível na saída do conversor, deixando a tensão com o mínimo de flutuação. A equação 8 expressa a capacitância em termos da tensão de ondulação na saída.

$$C = \frac{D}{R(\Delta E / E) f} \quad (8)$$

A modelagem no espaço de estado foi usada para modelar um conversor CC-CC considerando parâmetros parasitas dos componentes do sistema. Essa técnica fornece um modelo completo com estado estacionário CC e dinâmica AC, facilitando a obtenção da função de transferência para análise da dinâmica do sistema (ANG, 2005) (IBRAHIM, 2015).

A partir das equações de estado do conversor *Boost* é possível realizar a linearização do modelo a partir das equações de estado médio. O modelo de linearização é realizado a partir da média dos períodos de chaveamento de acordo com o *duty cycle* da chave (REDDY, 2015).

Geralmente a representação por variáveis médias no espaço de estado de um conversor é expressa pelas Equações 9 e 10, sendo que x e y representam as variáveis de estado, e A e B o valor médio dentro de um período de chaveamento (OGATA, 1990).

$$\dot{x}(t) = \bar{A}x(t) + \bar{B}u(t) \quad (9)$$

$$\dot{y}(t) = \bar{C}x(t) \quad (10)$$

Onde que:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_l}{dt} \\ \frac{dE}{dt} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_l \\ E \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

O modelo no espaço de estado definido pelo sistema é obtido segundo as equações (14), (15), (16) e (17). As equações representam de forma matemática o comportamento em cada etapa. As duas primeiras equações são referentes ao sistema quando a chave estática conduz e o diodo está em bloqueio, representado pela Figura 2a. As duas equações posteriores são referentes ao sistema quando a chave estática está em bloqueio e o diodo conduzindo, representado pela Figura 2b.

$$L \frac{di_l}{dt} = V_S - r_L i_L \quad (14)$$

$$C \frac{dE}{dt} = -\frac{E}{R} \quad (15)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_S - i_L r_L - E \quad (16)$$

$$C \frac{dE}{dt} = -\frac{E}{R} + i_L \quad (17)$$

As matrizes A_1 , B_1 e C_1 são definidas no intervalo dT e as A_2 , B_2 e C_2 estabelecidas em $(1 - d)T$. A matriz de estado é representada pela Equação 18, mostrada abaixo:

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A_1 D + A_2 (1 - D) \\ \bar{B} &= B_1 D + B_2 (1 - D) \\ \bar{C} &= C_1 D + C_2 (1 - D) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\text{onde, } A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = [0 \quad 1],$$

$$C_2 = [0 \quad 1].$$

Para o cálculo da função de transferência que possibilite encontrar uma relação entre a razão cíclica e a tensão de saída, foi utilizado o modelo de pequenos sinais. De acordo com BARBI(2000), formula-se a função de transferência no domínio da frequência, a partir da substituição dos parâmetros obtidos pelas matrizes de estado. Desta forma a função de transferência $G(s)$ é apresentada em (19).

$$\frac{\tilde{x}(s)}{\tilde{d}(s)} = G(s) = \frac{\alpha s + \beta}{\delta s^2 + \gamma s + \rho} \quad (19)$$

De acordo com ROSEMBACK(2004), têm-se:

$$\alpha = -VsRL \quad (20)$$

$$\beta = Vs(-r_L R + R^2 - 2R^2 D + R^2 D) \quad (21)$$

$$\delta = RLC(r_L + R - 2RD + RD^2) \quad (22)$$

$$\gamma = (r_L + R - 2RD + RD^2)(L + r_L CR) \quad (23)$$

$$\rho = (r_L + R - 2RD + RD^2)^2 \quad (24)$$

Para executar as análises dinâmicas e o projeto do controlador para o conversor CC-CC, foi utilizado os parâmetros de estado estacionário do conversor *Boost* apresentados na Tabela 1. Os parâmetros foram encontrados a partir das equações mostradas anteriormente juntamente com outras variáveis de projeto, as quais são: potência de saída ($P_{out} = 100w$) e tensão de ondulação ($\Delta E/E = 0,5mV$).

Tabela 1 – Parâmetros do Conversor Boost.

Parâmetros	Simbologia	Valores
Tensão de entrada	V_{in}	12 [V]
Tensão de saída	V_{out}	48 [V]
Resistência de carga	R	23 [Ω]
Ciclo de trabalho	D	0.75
Indutor	L	40 [μ H]
Capacitor de saída	C	25 [μ F]
Frequência chaveamento	f_s	100 [kHz]
ESR Indutor	R_L	10 [m Ω]
Potência de saída	P_{out}	100 [w]
Tensão de ondulação	ΔV_0	0,5 [mV]

A partir dos parâmetros do conversor, e aplicando os mesmos na Equação 19 encontramos a função de transferência do sistema, demonstrada pela Equação 25.

$$G(s) = \frac{-0.01104s^2 + 394}{3.329e^{-08}s^2 + 6.622e^{-05}s + 2.095} \quad (25)$$

3 PROJETO DOS CONTROLADORES

3.1 Controlador PID

O controlador PID é uma combinação linear das ações proporcional, integral e derivativa, sendo reconhecida como a estrutura padrão da teoria de controle clássico. O controlador PID calcula a princípio o erro entre a sua variável controlada e o seu *setpoint*, e em função deste erro gera um sinal de controle, de maneira que elimine a diferença. A Figura 3 ilustra este processo através de um diagrama de blocos.

Matematicamente o controlador PID ideal no tempo contínuo é dado pela Equação 26.

$$u = (K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de}{dt}) \quad (26)$$

O parâmetro K_p é o ganho proporcional, K_I é o ganho integral e K_D é o ganho derivativo. Nos controladores digitais, a equação deve ser aproximada, substituindo o termo derivativo por uma diferença atrasada e a integral por uma soma usando integração retangular, e um tempo de amostragem T_s . A aproximação mais simples pode é dada pela Equação 27, onde o índice n refere-se ao instante de tempo.

$$u(n) = (K_P e(n) + K_I \sum_{j=1}^n e(j) T_S + K_D \frac{e(n) - e(n-1)}{T_S}) \quad (27)$$

A respeito a sintonia do controlador PID, existem vários métodos conhecidos para se obter os valores de ganho. No entanto, os testes realizados para sintonizar os ganhos do controlador foram feitos com base no método heurístico de *Ziegler e Nichols* (ZN), uma metodologia que não depende de um modelo matemático representativo do sistema para ser feito.

Para a sintonia dos parâmetros do controlador PID foram utilizados o método da sensibilidade limite. Este método foi proposto por Ziegler e Nichols (1994), e é baseado na determinação do ganho crítico (K_u) e período crítico (P_u). O ganho crítico é o máximo valor de ganho para um controlador com ação proporcional, o período obtido para este valor de ganho é denominado período crítico. Com a obtenção destes valores, pode-se obter os parâmetros do controlador PID, como mostrado na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do Controlador PID.

Controlador	Ganho Proporcional	Tempo Integral	Tempo Derivativo
P	$K_p = 0,5 * K_u$	-----	-----
PI	$K_p = 0,45 * K_u$	$T_i = P_u / 1,2$	-----
PID	$K_p = 0,6 * K_u$	$T_i = P_u / 2$	$T_d = P_u / 8$

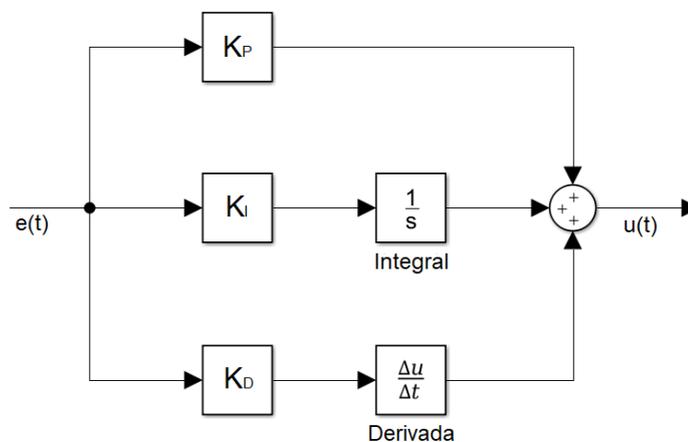


Figura 3 – Diagrama de blocos típico de um PID.

3.2 Lógica Fuzzy

A lógica *Fuzzy* foi proposta por Zadeh (Zadeh,1965). Sua principal característica é a utilização de variáveis linguísticas em substituição as variáveis numéricas. A lógica *Fuzzy* fundamenta-se na teoria de conjuntos, cuja teoria dos conjuntos *Fuzzy* afirma que dado um determinado elemento que pertence a um domínio, é verificado o grau de pertinência do elemento em relação ao conjunto. Com o auxílio dos conjuntos *Fuzzy* e as definições das regras, pode-se traduzir para termos matemáticos as informações imprecisas, expressas por um conjunto de regras linguísticas (JANTZEN, 2013).

A característica da utilização das variáveis linguísticas permite que essa lógica utilize um modo de raciocínio aproximado que se assemelha à decisão que seria realizada por um especialista, a qual expressa o conhecimento através de regras intuitivas. O controlador *Fuzzy* possui grande adaptabilidade, incorporando conhecimento que outros sistemas nem sempre conseguem adaptar (ZADEH,1965).

Na Figura 4 mostra-se uma arquitetura geral para um controlador baseado na lógica *Fuzzy*. Os elementos principais são fuzzyficação, regras, inferência e defuzzyficação.

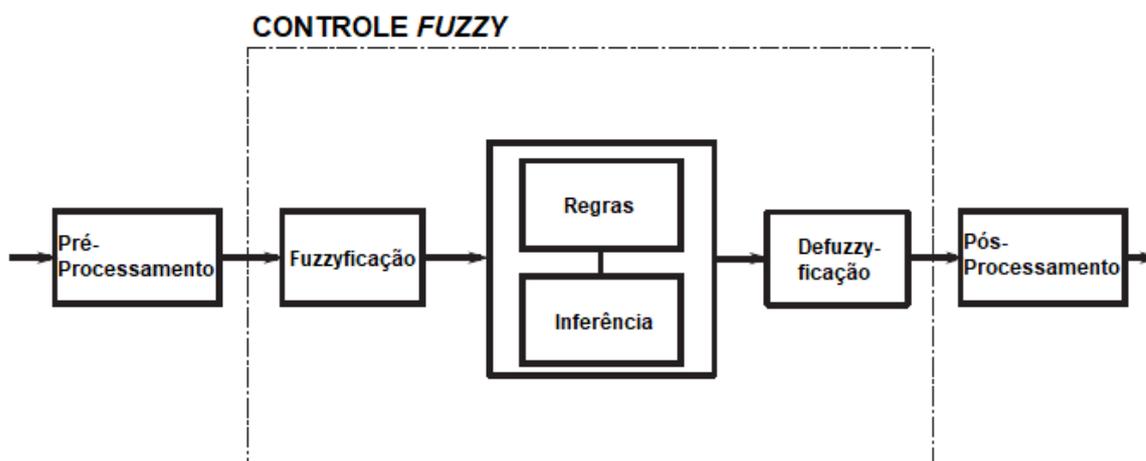


Figura 4 – Arquitetura geral de um controlador *Fuzzy*.

O primeiro bloco dentro do controlador é a fuzzyficação, que é uma pesquisa nas funções de associação, de forma a transformar os valores físicos das entradas em suas correspondentes variáveis linguísticas. O segundo bloco é a base de regras, que em um sistema de lógica *Fuzzy* é construída para controlar a variável de saída. Uma regra *Fuzzy* é uma regra *IF-THEN* com uma condição e conclusão. O bloco de

inferência é onde ocorre a tomada de decisão, baseando-se no conjunto de regras pré-estabelecidas. O bloco final do controle *Fuzzy* é a defuzzificação, nela ocorre a conversão do valor linguístico para um valor discreto.

3.3 Controlador PID *Fuzzy*

Neste estudo, foi utilizado o controlador PID *Fuzzy* com dupla entrada, conforme apresentado na Figura 5. Os controladores PID *Fuzzy* são similares aos controladores PID quando parâmetros adequados são escolhidos. Quando utilizado um algoritmo de defuzzificação linear, e considerando as regiões *Fuzzy* uniformemente distribuída, aliado a uma base de regras adequadas, é gerado uma superfície de controle *Fuzzy* linear (WU,1996) (GALICHET,1995).

Este controlador PID *Fuzzy* consiste em um controlador lógico *Fuzzy* e um controlador PI convencional, conectado em série. O controlador *Fuzzy* possui dois sinais de entrada, o erro (E) e a derivada da saída (CE). A saída do controlador *Fuzzy* (U) alimenta a entrada do controlador PI clássico. Finalmente, o sinal de saída do controlador PI, chamado de sinal de controle (u), é usado para estabilizar a tensão no conversor. A Figura 6 ilustra o sistema de controle em malha fechada.

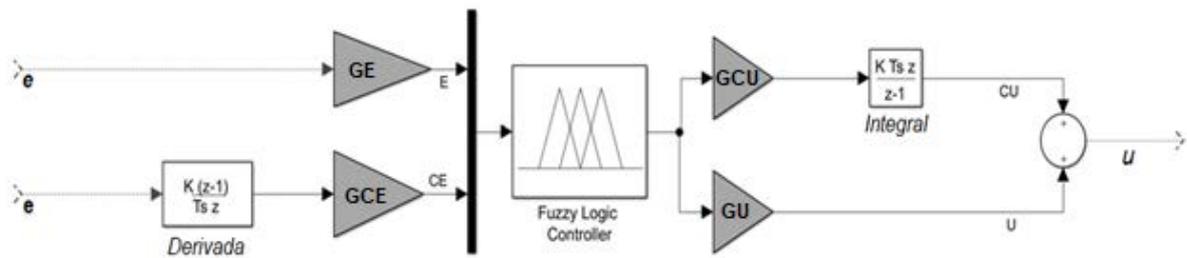


Figura 5 – Controlador PID *Fuzzy*.

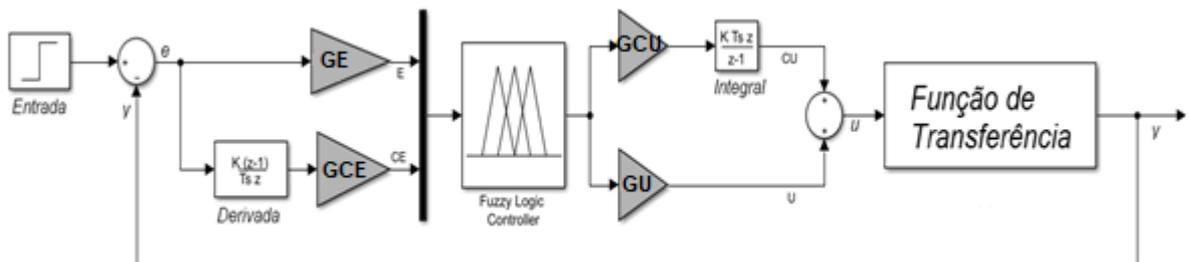


Figura 6 – Controlador PID *Fuzzy* em malha fechada.

A partir da saída do sistema, o sinal de controle do PID *Fuzzy* dado pela Equação 28:

$$u = GU * U + GCU \int U dt \quad (28)$$

Utilizando a integração por retângulos, encontramos:

$$u(n) = GU * U + GCU \sum_{j=1}^n U(j)T_s \quad (29)$$

O sinal de controle U denota o resultado do mapeamento das regras, que geralmente possui comportamento não linear. Contudo, com uma escolha favorável das funções de pertinência é possível realizar uma aproximação linear, conforme demonstrado na Equação 30 (WU,1996).

$$U(n) \approx \left[GE * e(n) + GCE * \dot{e}(n) \right] \quad (30)$$

Logo, a saída do controlador pode ser dada pela Equação 31.

$$u(n) = (GU * GE + GCU * GCE) * e(n) + GU * GCE * \dot{e}(n) + GCU * GE \sum_{j=1}^n e(j)T_s \quad (31)$$

Assim, os componentes de controle equivalentes do controlador PID *Fuzzy* são obtidos com os seguintes ganhos:

- Ganho Proporcional: $GU * GE + GCU * GCE$
- Ganho Integral: $GCU * GE$
- Ganho Derivativo: $GU * GCE$

Os parâmetros de ajuste são os ganhos GE, GU, GCU e GCE. Os ganhos do controlador PID *Fuzzy* são ajustados a partir dos ganhos encontrados no PID sintonizado por *Ziegler-Nichols*. Os objetivos do controle é assegurar um baixo sobressinal, assim como um tempo de acomodação mínimo.

4 SINTONIA DOS CONTROLADORES

4.1 Controlador PID

A partir da função de transferência, demonstrada pela Equação 25, foi utilizado a resposta em frequência de modo a encontrar a frequência de cruzamento Wc e o ganho crítico Kc , a partir do gráfico de Nyquist, demonstrado na figura 7. Os parâmetros são encontrados com base na regra universal de margem de fase e margem de ganho.

A partir do gráfico de Nyquist, e substituindo os resultados na Tabela 2, encontramos os ganhos do controlador, conforme mostrado na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros do Controlador PID.

Controlador	Ganho Proporcional	Tempo Integral	Tempo Derivativo
P	0,0027	-----	-----
PI	0,0024	0,0037	-----
PID	0,0032	0,0022	0,00053

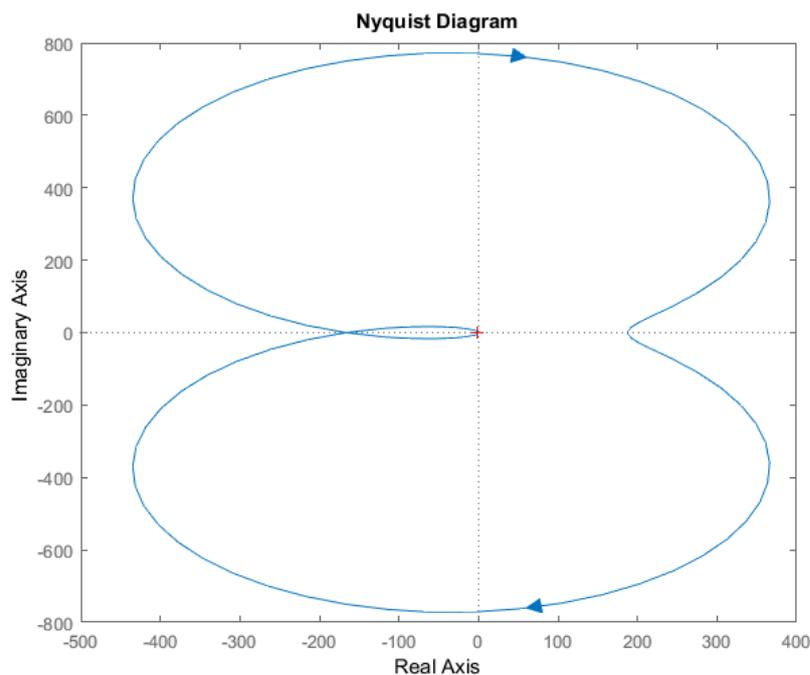


Figura 7 – Diagrama de Nyquist.

4.2 Controlador PID *Fuzzy*

O modelo *Fuzzy* foi desenvolvido através da *toolbox* do software Matlab para este fim. Neste trabalho foi utilizado o controlador PID *Fuzzy* com o sistema de inferência de Takagi-Sugeno, como proposto por Li and Gatland(1996).

Foram utilizadas três variáveis linguísticas, duas de entrada: erro e variação do erro; e uma de saída: ação de controle. Cada uma foi dividida em sete funções de pertinência. Para as entradas serão utilizadas funções de pertinência do tipo triangulares, como mostrado na Figura 8. Para a saída serão utilizadas funções do tipo singleton. O intervalo foi definido para -1 a 1 em todas as entradas/saídas, uma vez que se torna mais fácil trabalhar dentro dessa taxa de valores.

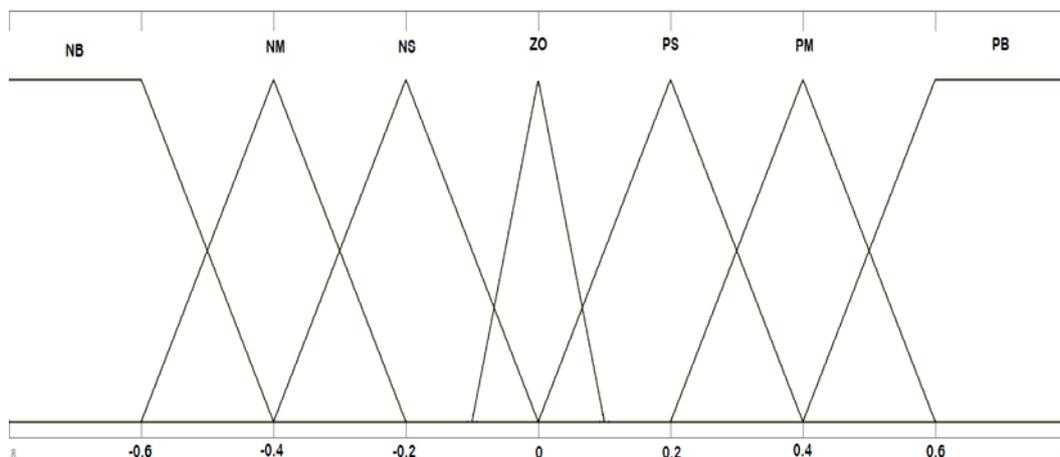


Figura 8 – Função de pertinência das variáveis de entrada.

Durante a inferência, a tomada de decisão se baseia nas regras que serão determinadas a partir das seguintes vertentes: se a tensão controlada está abaixo da referência, ou seja, se o erro está positivo, deve-se aumentar a ação de controle, se a tensão controlada está acima da referência, ou seja, se o erro está negativo, deve-se diminuir a ação de controle. O uso da variação do erro é uma forma de antecipar o comportamento do sistema, e assim obter uma ação de controle mais efetiva.

Com duas entradas e sete termos linguísticos para cada entrada, a base de regras completa consiste em $7 \times 7 = 49$ regras. As relações entre as entradas para a saída do sistema *Fuzzy* são mostradas pela base de regras na Tabela 4. Qualquer valor possível das duas entradas, existe uma saída baseada nas regras. As variáveis linguísticas utilizadas foram: NB (negativo grande), NM (negativo médio), NS (negativo pequeno), ZO (zero), PS (positivo pequeno), PM (positivo médio), PB (positivo grande).

Tabela 4 – Operações *Fuzzy* do controlador.

E/CE	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	-1	-1	-1	-0.6	-0.6	-0.3	0
NM	-1	-1	-0.6	-0.6	-0.3	0	0.3
NS	-1	-0.6	-0.6	-0.3	0	0.3	0.6
ZO	-0.6	-0.6	-0.3	0	0.3	0.6	0.6
PS	-0.6	-0.3	0	0.3	0.6	0.6	1
PM	-0.3	0	0.3	0.6	0.6	1	1
PB	0	0.3	0.6	0.6	1	1	1

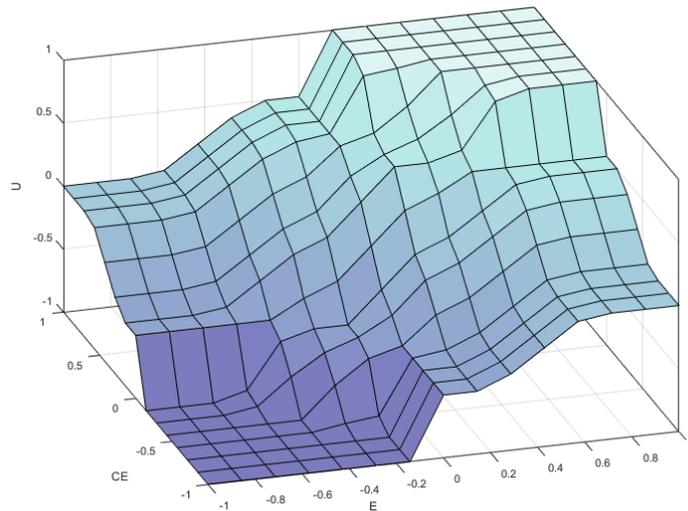


Figura 9 – Superfície de entrada e saída das operações *Fuzzy*.

A partir da base de regras definida, é obtido o gráfico representado pela Figura 9 que mostra a superfície *Fuzzy* associada a base de regras demonstradas na Tabela 2. A superfície descreve os efeitos causados pelas variáveis de entrada Erro (E) e variação do erro (CE) sobre o sinal de saída (U).

Para os cálculos dos ganhos do controlador PID *Fuzzy* foram utilizando as equações demonstradas na Seção 3.3, com os valores dos parâmetros do controlador PID encontrados na Seção 4.1. O fator de normalização do erro K_e é fixado a partir do máximo erro que possa aparecer na entrada, conforme a Equação 32 e os outros parâmetros são mostrados nas Equações 33 – 35.

$$GE = \frac{1}{\max.erro} = \frac{1}{100} = 0,01 \quad (32)$$

$$GCE = 1,3571e^{-06} \quad (33)$$

$$GCU = 139 \quad (34)$$

$$GU = 0,1801 \quad (35)$$

4 RESULTADOS

Nesta seção serão apresentados os resultados encontrados nas simulações e os resultados experimentais. Na simulação foi considerado a função de transferência definida na Seção 2, e dada pela Equação 25.

Para simulação, assim como projeto dos ganhos dos controladores, foi utilizado o software MATLAB®. Inicialmente foi projetado o controlador PID clássico, de modo a estabilizar o sistema em malha fechada e ajustá-lo a um desempenho satisfatório. O método de sintonia de *Ziegler-Nichols* foi utilizado para realizar os ajustes do controlador. Utilizando os ganhos encontrados no controlador PID, foram utilizados estes para descobrir os ganhos do controlador PID *Fuzzy*.

As seguintes simulações foram realizadas para avaliação comparativa no controle do conversor *Boost*:

- Um PID tradicional sintonizado pelo método clássico de *Ziegler-Nichols*;
- Um controlador PID *Fuzzy* com a estrutura proposta na Seção 3.3.

A Figura 10-11 exibe as respostas no ponto de operação definido pela Tabela 1, objetivando mostrar o comportamento dos controladores PID sintonizado por ZN e o PID *Fuzzy*. Na Figura 12 é demonstrado a resposta transitória de ambos os controladores. A resposta mostra que ambos os controladores são capazes de estabilizar na tensão desejada. Observa-se que há uma melhoria ao se utilizar o controlador PID *Fuzzy*, visto que o *overshoot* foi reduzido, e diminuindo o tempo de estabilização em comparação com o PID ZN.

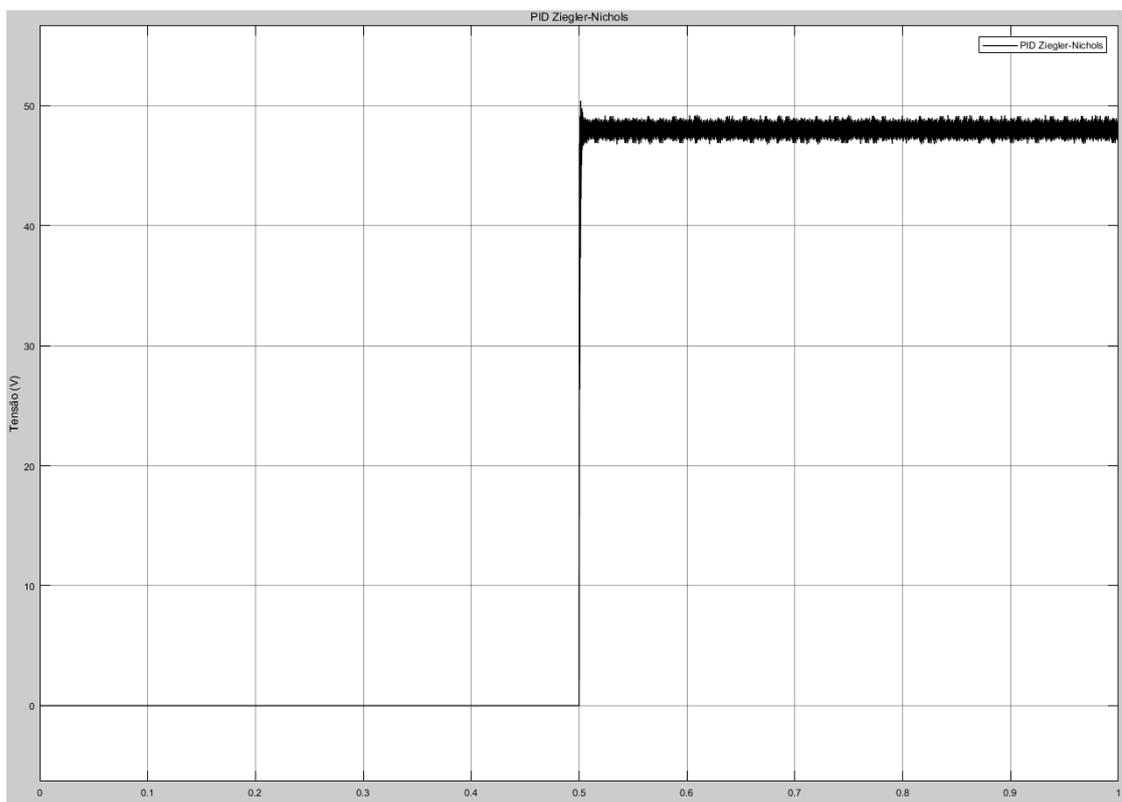


Figura 10 – Resposta do conversor com o controlador PID ZN.

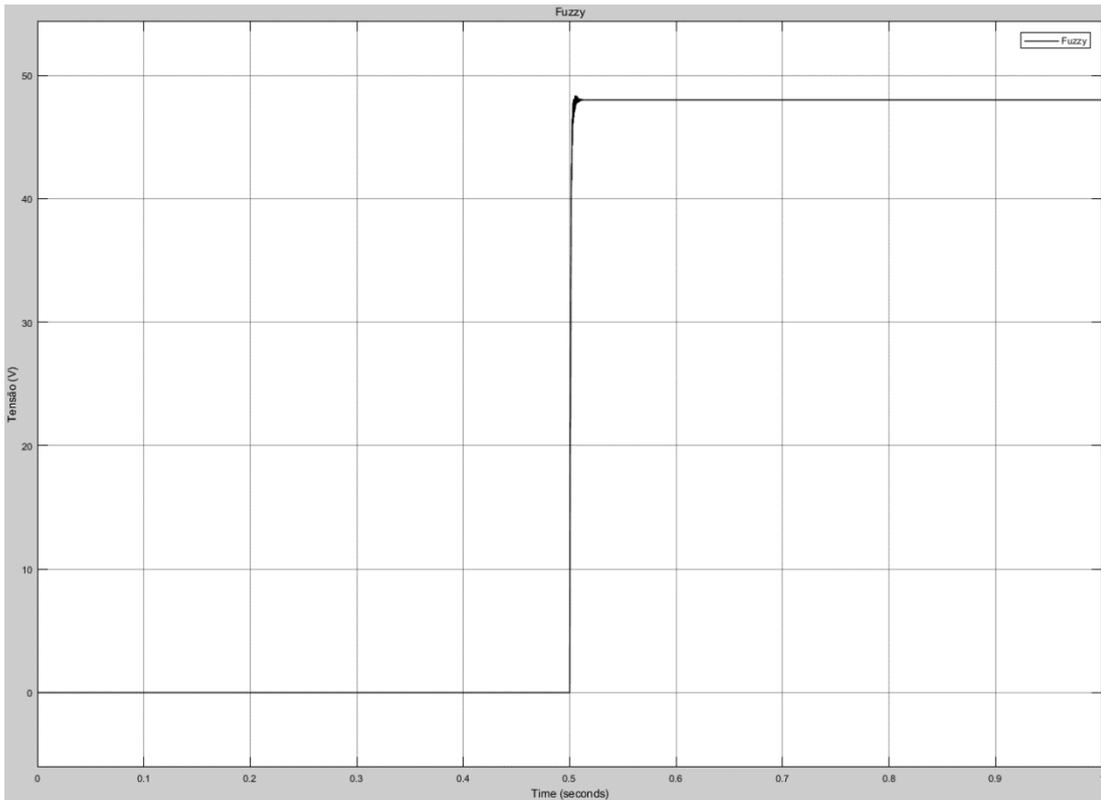


Figura 11 – Resposta do conversor com o controlador PID *Fuzzy*.

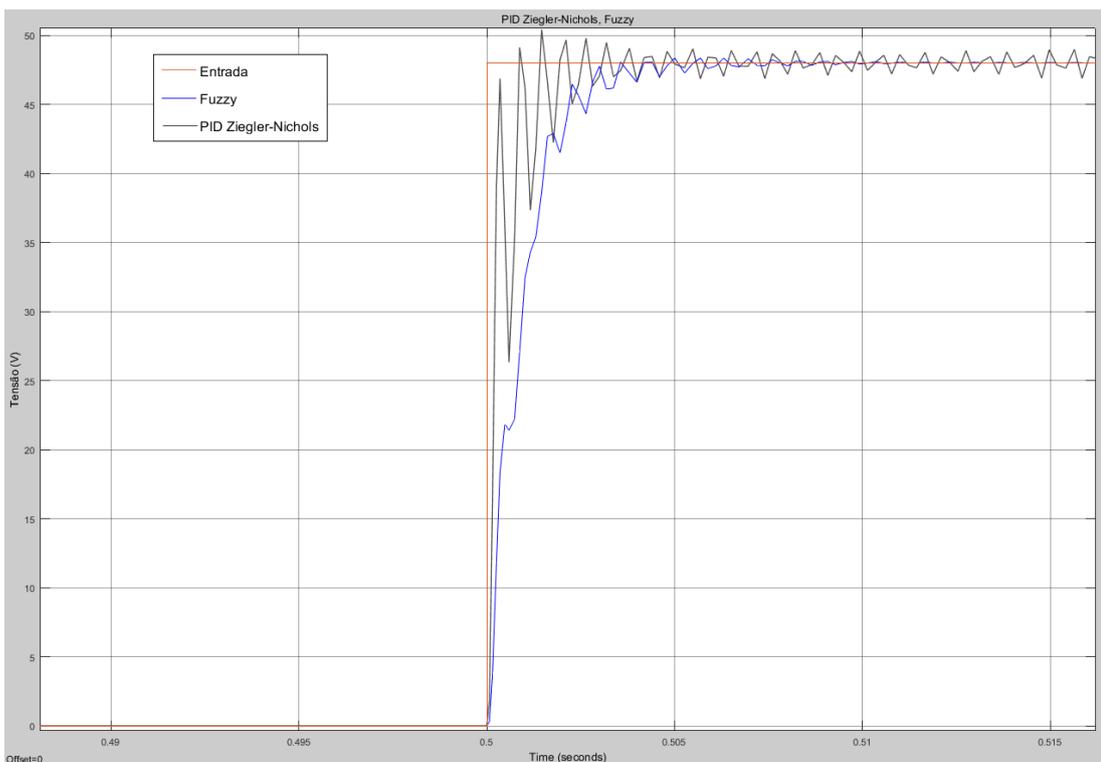


Figura 12 – Resposta transitória do controlador PID e PID *Fuzzy*.

Para analisar o desempenho de ambos os controladores, o sistema que compreende o conversor e os controladores estão sujeitos a mudança do valor de

setpoint para 35V, 50V e finalmente 45V. As respostas estão apresentadas na Figura 12-13 para ambos os controladores. A Tabela 5 mostra o resultado quantitativo para cada um dos controladores, em termos de porcentagem de overshoot e tempo de estabilização para as diferentes entradas.

Na entrada de 35V, a resposta transitória mostra que o controlador PID ZN possui um tempo maior de estabilização em relação ao PID *Fuzzy*, em relação ao *overshoot* o PID ZN possui 6,79%, enquanto o PID *Fuzzy* apresentou 1,53% de sobressinal. Para a entrada de 50V, o PID ZN manteve o tempo de estabilização, e com uma diminuição do *overshoot* para 4,2%, o PID *Fuzzy* apresentou um sobressinal de 6,5%, e com um tempo de estabilização de 7,433ms.

Tabela 5 – Respostas para entrada de 35V, 50V e 45V.

Controlador	35V	50V	45V	35V	50V	45V
	Overshoot (%)			Estabilização (ms)		
PID	6,79	4,20	2,56	5,891	5,828	5,014
PID <i>fuzzy</i>	1,53	6,5	0,37	4,232	7,433	4,271

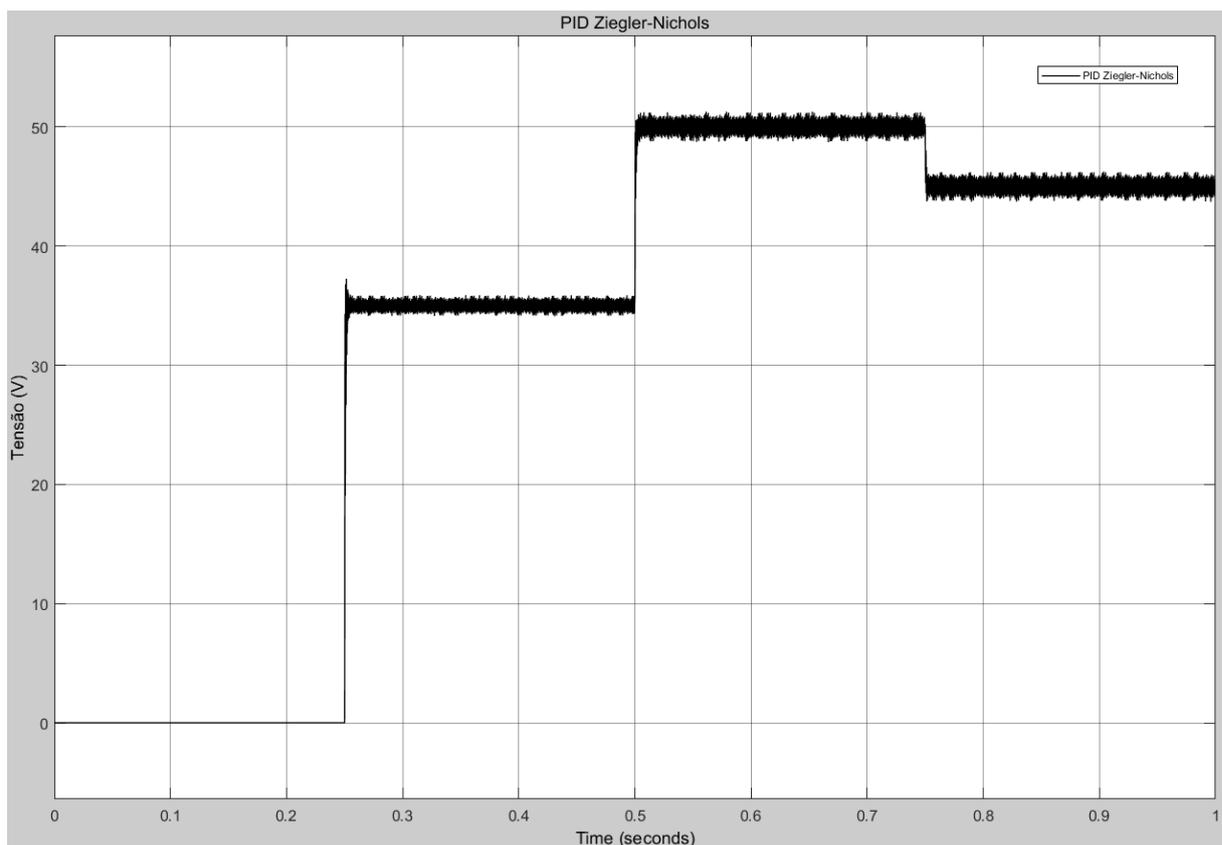


Figura 12 – Resposta do conversor com o controlador PID sintonizado por ZN para as entradas de 35V, 50V e 45V

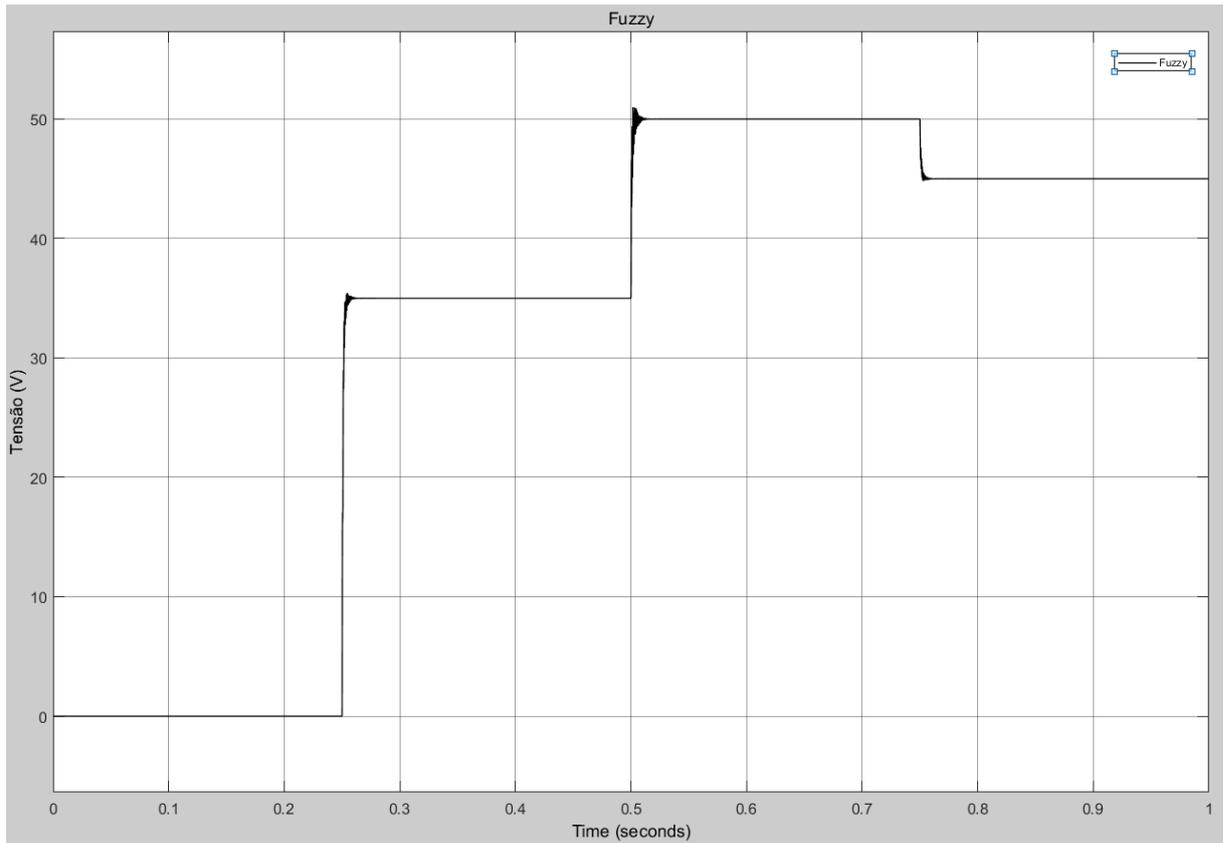


Figura 13 – Resposta do conversor com o controlador PID *Fuzzy* para as entradas de 35V, 50V e 45V.

5 CONCLUSÃO

Neste artigo, foi proposto a implementação de um controlador PID *Fuzzy* para o controle de um conversor. Para a modelagem do conversor *Boost* foi utilizado a técnica média de espaço de estados. As simulações comparam as estruturas PID sintonizado por *Ziegler-Nichols* e a estrutura PID *Fuzzy*. O desempenho do controlador PID *Fuzzy* depende da superfície de controle, e com uma superfície linear o controlador tem um desempenho pelo menos tão bom quanto o PID clássico.

Os resultados encontrados neste trabalho demonstraram um melhor desempenho do controlador PID *Fuzzy* em relação ao *overshoot* e ao tempo de estabilização em relação ao controlador PID ZN. Ainda, através das estruturas PID *Fuzzy*, pode se adaptar a comportamentos não-lineares da planta.

REFERÊNCIAS

- ANG, Simon S. OLIVA, Alejandro R. *Power-switching converters*. 2. ed. Boca Raton: CRC press, 2005.
- ASAD, Muhammad Mujtaba. HASSAN, Razali Bin. SHERWANI, Fahad. An Analytical Comparison between Open Loop, PID and Fuzzy Logic Based DC-DC Boost Converter. *International Journal of Electronics and Communication Engineering*. Malásia, 2014, v. 8, n. 11.
- ASTROM, K. J. HAGGLUND, T. The future of PID control. *Control Engineering Practice*. Suécia, 2001, v.9, p. 1163-1175.
- BARBI, Ivo. MARTINS, D.C. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis: ed. dos autores, 2000.
- CAMPOS, Mario Massa de. SAITO, Kaku. *Sistemas Inteligentes em Controle e Automação de Processos*. 1.ed, Rio de Janeiro, Ciência Moderna, 2004.
- CHAPMAN, Stephen J. *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. 5. ed. Porto Alegre, AMGH Editora, 2013, 684 p.
- GALICHET, S., FOULLOY, L., 1995. Fuzzy controllers: Synthesis and equivalences. *IEEE Trans.Fuzzy Systems* 3, 140-148.
- IBRAHIM, Oladimeji. YAHAYA, Nor Zaihar. SAAD, Nordin. Design and Analysis of a Digital Controller for a Boost Converter with Renewable Energy Sources for a Domestic DC Load. *Applied Mechanics and Materials*. Trans Tech Publications, Suíça, 2015, v.785, p. 141-145.
- JANTZEN, Jan. *Foundations of Fuzzy Control: A Practical Approach*. Willey, 2. ed, Grécia, 2013.
- LI, H. e GATLAND, H.D, Conventional Fuzzy control and its enhancement. *IEEE Transactions on Systems. Man and Cybernetics_part B: Cybernetics*, 26(5) (1996) 791-797.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*, NJ, Englewood Cliffs:Prentice-Hall, 1990.
- REDDY, M.S.K., KALYAMI, C., UTHRA, M., ELANGO VAN, D., “A Small Signal Analysis of DC-DC Boost Converter”, *Indian Journal of Science and Technology*, v. 8, pp. 1-6, 2015.
- ROSEMBACK, R. H. Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost atuando como Controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica): Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2004.

SUNDARESWARAN, Kinattingal. SREEDEVI, V.T. Boost converter controller design using queen-bee-assisted GA. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 56, n. 3, p. 778-783, Itália, 2009.

WU, Zhi.Qiao. MIZUMOTO, M. *PID type fuzzy controller and parameter adaptive method. Fuzzy Sets Syst.* v. 78, p.23-35, 1996.

YUAN, Mingzhe. ZHOU, Haibin Yuyue. Fuzzy PID control implementation in FF Function block. IEEE, p. 388-393, China, 2001.

ZADEH, L. A. Fuzzy Sets. *Information and Control.* v. 8, p. 338-353, Califórnia, 1965.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimal settings for automatic controllers. *Transactions of the Asme*, v. 64, p. 759-768, 1942.