

Controlador *Fuzzy* de Corrente de Aplicação em Dispositivo de Iontoforese Utilizando Conversor *Flyback*

Diego F. M. Guarda* Márcio V. R. Campos** Daniel S. Gomes*
Renan F. Bastos*** Anailson Raasch* Rodolpho V. A. Neves*
Leonardo B. Felix*

* Depto. de Eng. Elétrica, Universidade Federal de Viçosa, MG,
(e-mail: {diego.guarda,daniel.d.gomes,anailson.raasch,
rodolpho.neves,leobonato}@ufv.br).

** Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação,
Universidade de São Paulo, SP, (e-mail: marciovonrondow@usp.br)

*** Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas, Universidade Federal de
Ouro Preto, MG (e-mail: renan.bastos@ufop.edu.br)

Abstract: This work analyzes the feasibility of a *wearable* device for iontophoresis, using a *flyback* converter and nonlinear control. Iontophoresis, a technique using electric currents to deliver drugs through the skin, requires precise current control. Comparing PI and *fuzzy* controllers, the *fuzzy* controller showed better performance, with faster response and greater stability under load variations. The results demonstrate the feasibility of nonlinear control for *wearable* devices, providing an effective solution for therapeutic applications.

Resumo: Este trabalho analisa a viabilidade de um dispositivo *wearable* para iontoforese, utilizando um conversor *flyback* e controle não linear. A iontoforese, técnica que usa correntes elétricas para administrar medicamentos pela pele, exige um controle preciso da corrente. Comparando controladores PI e *fuzzy*, o controlador *fuzzy* apresentou melhor desempenho, com resposta mais rápida e maior estabilidade frente a variações de carga. Os resultados indicam a viabilidade do controle não linear para dispositivos *wearable*, oferecendo uma solução eficaz para aplicações terapêuticas.

Keywords: Fuzzy; Linear Control; Flyback; Iontophoresis; Wearable System

Palavras-chaves: Fuzzy; Controle linear; Flyback; Iontoforese; Sistema Vestível

1. INTRODUÇÃO

Grande parte da população sofre com dores crônicas relacionadas a inflamações em articulações, que impactam significativamente a qualidade de vida (Abhishek e Doherty, 2013). Para amenizá-las, muitos recorrem a diferentes formas de tratamento, sendo o uso de anti-inflamatórios não esteroides (AINEs) uma das mais comuns. No entanto, a administração prolongada desses medicamentos pode causar efeitos adversos à saúde, como problemas gastrointestinais e cardiovasculares (Friedewald et al., 2010). Nesse contexto que a iontoforese se destaca, pois permite a administração localizada de fármacos sem os efeitos gastrointestinais dos AINEs, sendo um método indolor e não invasivo (Šćekić e Tomović, 2022).

A iontoforese é uma técnica conhecida há séculos, como evidenciado por seu uso nas antigas civilizações egípcia, grega e romana (Šćekić e Tomović, 2022). Ao longo dos

anos, essa tecnologia tem despertado grande interesse na área médica, sendo aplicada em diversos tratamentos, como hiperidrose palmar e esclerose sistêmica, entre outros (Selim et al., 2015; Little et al., 2015).

Neste trabalho, considerou-se uma corrente na faixa de 1 mA para a iontoforese, a fim de promover o carregamento de fármacos para a pele (Moore et al., 2023). Para isso, é essencial a aplicação de uma tensão suficientemente alta para superar a impedância cutânea, que é da ordem de 70 kΩ (Lee e Park, 2021). Visando aplicações em que o usuário possa utilizar o dispositivo durante atividades cotidianas, é necessário que o equipamento seja do tipo *wearable*.

Dessa forma, em um dispositivo *wearable* alimentado por baterias, é essencial um conversor de tensão que forneça a corrente necessária para a iontoforese, garantindo rejeição a ruídos, adaptação a variações de impedância e resposta rápida na aplicação da corrente desejada.

Dessa forma, uma alternativa viável é o uso de um conversor de tensão de alto ganho, como o *flyback*, que pode atingir grandes valores de tensão de saída a partir de baterias de baixa tensão, viabilizando a iontoforese.

* Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG) e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) processo 2024/00607-7 pelo financiamento da pesquisa e concessão de bolsas.

A abordagem mais tradicional para esse controle é o uso de um controlador proporcional-integral (PI), amplamente empregado em diversas aplicações (Dong et al., 2012). No entanto, seu desempenho pode ser inferior ao de controladores não lineares, como o *fuzzy*. Esse controlador se destaca como alternativa ao PI por não depender de um modelo matemático preciso, proporcionando melhor desempenho em sistemas não lineares e sujeitos a incertezas. Enquanto o PI pode ter dificuldades em lidar com variações dinâmicas, o *fuzzy* ajusta suas ações com base em regras heurísticas, oferecendo uma resposta mais adaptativa e robusta.

Como forma de implementação do *fuzzy* temos o controlador *fuzzy* PD+I, que apresenta vantagens significativas sobre o PI clássico, especialmente em plantas com dinâmicas complexas e não lineares. Sua característica intrinsecamente não linear permite uma ação de controle adaptativa, ajustando a resposta de forma suave em regiões operacionais críticas e lidando com mais eficácia com as não linearidades do sistema, como saturação ou variações de carga. Adicionalmente, sua ação derivativa baseada em regras é inerentemente menos suscetível à amplificação de ruídos de medição. Esse comportamento resulta em um controle com maior robustez prática, que evita oscilações e garante um desempenho mais estável em condições reais de operação.

Assim, este trabalho tem como objetivo desenvolver um controlador não linear baseado em lógica *fuzzy* PD+I, projetado para superar o desempenho de um controlador PI ajustado por métodos analíticos, viabilizando a aplicação de fármacos.

2. CONTROLE DE UM CONVERSOR *FLYBACK* PARA APLICAÇÕES EM IONTOFORESE

Para a utilização da iontoforese com a carga estimada na pele de 70 kΩ, em um dispositivo *wearable* alimentado por baterias de 3,7 V e capaz de entregar uma tensão na ordem de 70 V, é necessário um conversor que ofereça ganhos próximos a 20 V/V. Esse valor é alcançável por um conversor *flyback*, que, devido à presença do transformador de alta razão, pode atingir altos ganhos.

O conversor *flyback* mostrado na Figura 1 é um conversor chaveado isolado, amplamente utilizado devido à sua simplicidade e à capacidade de fornecer múltiplas saídas com diferentes tensões. Seu funcionamento baseia-se no armazenamento de energia em um indutor acoplado (transformador) enquanto o interruptor está ligado, e na transferência dessa energia para a carga quando o interruptor é desligado. O conversor pode operar em modo de condução contínua (CCM) ou descontínua (DCM), dependendo da relação entre a carga e a frequência de chaveamento (f_s) (Kewei et al., 2009). Sua modelagem matemática envolve equações diferenciais não lineares, exigindo técnicas específicas para análise e controle (Zhang et al., 2015).

A dinâmica do conversor *flyback* é não linear devido à comutação da chave M e às variações de corrente e tensão nos componentes, o que torna o projeto do controle um desafio, exigindo técnicas robustas para garantir estabilidade e desempenho adequado. Seu funcionamento é descrito por

dois modos de operação que dependem do estado ligado e desligado de M .

2.1 Modelagem do conversor *flyback*

O primeiro modo de operação é ilustrado na Figura 2. A chave M é fechada durante o tempo t_h , fazendo com que a tensão de entrada seja aplicada sobre o enrolamento primário do transformador, que possui uma relação de transformação $n = (\frac{N_s}{N_p})$. Isso faz com que a corrente aumente, armazenando energia no campo magnético do núcleo por meio de sua indutância L . Durante essa fase, a polaridade da tensão no enrolamento secundário impede a condução do diodo D . Durante esse processo, a carga R é alimentada pelo capacitor C . Diante disso, no modo de operação em que o circuito permanece com M fechado, as equações a diferenças da corrente do indutor i_L e a tensão do capacitor v_C são dadas por:

$$i_L[k] = i_L[k-1] + \left(\frac{V_s}{L} - \frac{R_m i_L[k-1]}{L} \right) T_s, \quad (1)$$

$$v_C[k] = v_C[k-1] + \left(-\frac{v_C[k-1]}{RC} \right) T_s, \quad (2)$$

sendo k o índice do contador e T_s o tempo de amostragem.

O segundo modo de operação é mostrado na Figura 3, quando M é aberta durante o tempo t_l , a energia armazenada no indutor é liberada para o enrolamento secundário, e parte da energia é dissipada na resistência parasita R_m . A inversão da polaridade da tensão permite que o diodo conduza, transferindo a energia armazenada para a carga e para o capacitor de saída. O ciclo se repete, garantindo uma conversão eficiente de energia.

Durante o período em que a chave está desligada, a corrente i_L , em DCM, torna-se nula devido à polarização reversa do diodo. Dessa forma, é necessário representar esse comportamento não linear no modelo. Para isso, foi inserida uma função característica sigmoide para modelar o comportamento da tensão no diodo, resultando nas seguintes equações a diferenças:

$$i_L[k] = i_L[k-1] + \dots \left(-\frac{R_m i_L[k-1]}{L} - \frac{nv_C[k-1]}{L(1 + e^{-10000i_L[k-1]})} \right) T_s, \quad (3)$$

$$v_C[k] = v_C[k-1] + \left(\frac{ni_L[k-1]}{C} - \frac{v_C[k-1]}{RC} \right) T_s. \quad (4)$$

Com os estados dinâmicos do sistema em chave fechada e aberta, as equações a diferenças foram combinadas para que o modelo dinâmico respondesse conforme o estado da chave fosse aplicado. Dessa forma, as equações a diferenças do modelo foram obtidas da seguinte maneira:

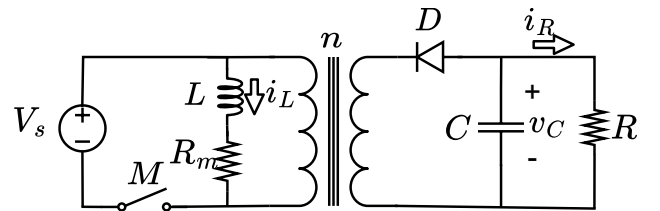


Figura 1. Circuito de um conversor *flyback*

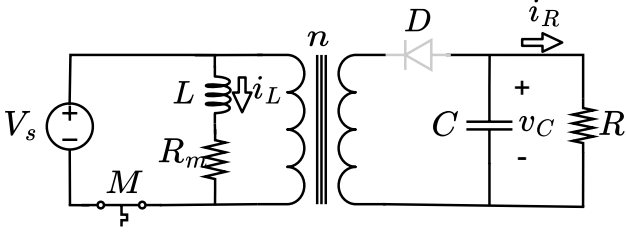


Figura 2. Chave fechada no período t_h

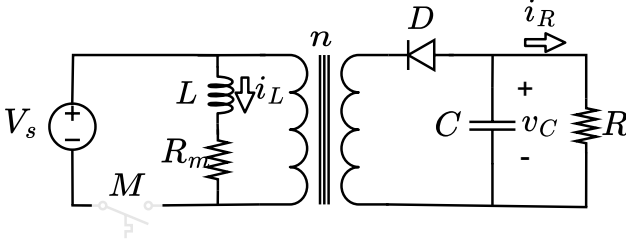


Figura 3. Chave aberta no período t_l

$$i_L[k] = i_L[k-1] + \dots \left(\frac{V_s d[k-1] + V_{np} - R_m i_L[k-1]}{L} \right) T_s, \quad (5)$$

$$v_C[k] = v_C[k-1] + \dots \left(\frac{i_L[k-1]n(1-d[k-1]) - \frac{v_C[k-1]}{R}}{C} \right) T_s, \quad (6)$$

$$i_R[k] = \frac{v_C[k]}{R}, \quad (7)$$

$$\text{onde } V_{np} = -\frac{v_C[k-1] \cdot n \cdot (1-d[k-1])}{1 + e^{(-10000 \cdot i_L[k-1])}},$$

e $d[k-1]$ representa o ciclo de trabalho discreto, de pulso unitário, onde é nível alto durante t_h e baixo durante t_l , amostrado em um tempo $T_s \ll t_h + t_l$.

2.2 Sintonia de um controlador linear convencional

A Figura 4 apresenta o sistema em malha fechada e em pequenos sinais, utilizado para controlar i_R do conversor *flyback*, que representa a corrente fluindo pela pele. A referência de corrente $\hat{i}_{ref}$ é fornecida conforme a necessidade para o tratamento. A comparação entre $\hat{i}_{ref}$ e $\hat{i}_R$ gera o erro, definido por $\hat{e}$, usado pelo controlador discreto $C(z)$. Nesse diagrama de blocos, a saída de $C(z)$ é o ciclo de trabalho médio em pequenos sinais $\hat{d}$, que é a referência da modulação por largura de pulso (*PWM*), utilizado para ajustar o sinal digital em implementação prática. Por fim, $\hat{d}$ é inserido na planta discretizada $G(z)$, que representa o *flyback* em série com a pele. A realimentação de $\hat{i}_R$ completa o fechamento da malha do sistema, controlando a referência imposta.

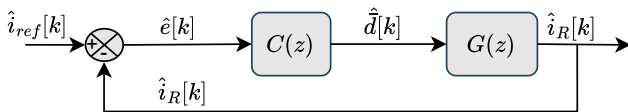


Figura 4. Malha de controle com o controlador linear $C(z)$.

Com o objetivo de encontrar a função de transferência (FT), foi utilizado o modelo em pequenos sinais em torno do ponto de operação, onde $i_R = i_{ref}$. Como a planta contém não-linearidades devido à função sigmoide, é necessário determinar seus pontos de equilíbrio, nos quais as derivadas das variáveis de estado são nulas no ponto de operação desejado. Isso foi feito a partir do código *fsolve* do MATLAB.

Como o cruzamento de ganho ocorre em uma frequência muito inferior à frequência de chaveamento e o modelo está em pequenos sinais, a interferência do *PWM* foi desconsiderada na resposta em malha aberta. Assim, a $G(z)$ que relaciona a saída de corrente $\hat{i}_R$ com a entrada $\hat{d}$ foi obtida e representada por (9), onde $\hat{(\cdot)}$ indica a variação em pequenos sinais do estado/entrada.

Para sintonizar o controlador linear, uma análise criteriosa da resposta em frequência da planta discreta $G(z)$ foi realizada. De acordo com as respostas em frequência exibidas na Figura 5, $G(z)$ possui limitações para a implementação de um controlador linear pelas seguintes razões: platô nas baixas frequências; ganho cc de -48 dB; sistema de fase não mínima.

Tendo em vista as limitações listadas acima, o controlador linear $C(z)$ torna-se bem restrito. Assim, foi necessário adicionar um integrador com ganho acima de 80 dB para melhorar o tempo de resposta e anular o erro em regime permanente. No entanto, ganhos ainda mais elevados e a adição de zeros podem deixar a resposta com baixa margem de ganho nas frequências em torno de 500 rad/s, deixando o sistema muito sensível ou até instável. Além disso, o uso de um derivativo com ganho não anula o efeito da fase não mínima.

Portanto, controlador $C(z)$ foi conservador no quesito de robustez e sensibilidade, sintonizado com a margem de ganho (MG) de 7 dB e a margem de fase (MF) de 88 °. O valor de MG e MF garante a estabilidade das respostas para compensar o atraso de fase provocado pelo zero fora do círculo unitário.

Aplicando os métodos descritos, o controlador integrador discretizado pelo método de *Backward Euler* foi obtido com os seguintes parâmetros:

$$C(z) = \frac{11z}{500z - 500}. \quad (8)$$

3. CONTROLADOR FUZZY PD+I PROPOSTO

A lógica *fuzzy* é uma abordagem de controle que lida bem com sistemas não lineares sem a necessidade de um modelo matemático preciso. Essa abordagem utiliza regras linguísticas para tomar decisões, aumentando a adaptabilidade e a robustez em comparação com controladores convencionais, como os controladores lineares (Samantaray et al., 2013). Ela é composta por três etapas principais: fuzzificação, que converte as variáveis de entrada em conjuntos *fuzzy*; inferência, onde regras predefinidas determinam a saída do controlador; e defuzzificação, que transforma o resultado *fuzzy* em um valor numérico aplicável ao sistema.

Frente ao controlador linear projetado na seção anterior, o *fuzzy* PD+I inclui as seguintes vantagens: ação cautelosa

$$G(z) = \frac{-2.2 \times 10^{-7} z^4 + 4.4 \times 10^{-7} z^3 - 6.5 \times 10^{-10} z^2 - 4.4 \times 10^{-7} z + 2.2 \times 10^{-7}}{z^4 - 4z^3 + 6z^2 - 4z + 1} \quad (9)$$

perto do zero fora do círculo unitário; atuação como um derivativo suave, sem amplificar ruído; adaptabilidade e; robustez. Essas vantagens estão associadas à não-linearidade do controlador devido às regras na inferência *fuzzy*, desenhadas para reduzir ganho e não forçar a planta com excesso de sinal de controle (Barara et al., 2013).

O erro proveniente da realimentação em sistemas de malha fechada pode ser corrigido pela ação integradora do controlador, permitindo que o sistema siga o sinal de referência mesmo diante de perturbações. Dessa maneira, foi projetado um controlador *fuzzy* PD com uma ação integradora clássica, resultando no controlador *fuzzy* PD+I, cuja configuração típica é apresentada na Figura 6. O controlador foi configurado de tal forma que, com somente 9 regras, seja possível obter a referência desejada.

A presença do filtro passa-baixa no ramo derivativo faz com que o derivativo evite respostas com picos na presença de ruídos de alta frequência (Jantzen, 2007). Os ganhos K_i , K_p , K_d , K_u , K_s e T_b do controlador *fuzzy* foram sintonizados a partir de um controlador PI, conforme a transferência de ganho definida por (Jantzen, 2007).

O bloco K_i determina a velocidade de integração do erro, enquanto os ganhos do controlador *fuzzy*, K_p e K_d , normalizam os sinais de entrada do erro proporcional eP e do erro derivativo eD para o universo de discurso da lógica *fuzzy*, que foi limitado ao intervalo $[-1, 1]$.

As variáveis linguísticas são representadas por funções de pertinência. Essas funções podem ter diferentes formatos, como triangulares e gaussianas. A Figura 7 ilustra as funções de pertinência das entradas, e a Figura 8 apresenta

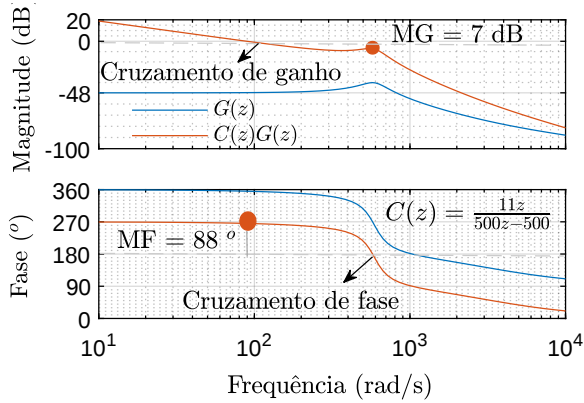


Figura 5. Resposta em frequência de $G(z)$ e de $C(z)G(z)$.

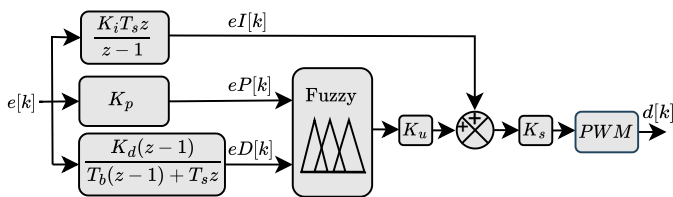


Figura 6. Topologia Fuzzy PD+I no domínio discreto.

a função de pertinência da saída do controlador. A entrada eD possui as mesmas funções de pertinência e variáveis linguísticas de eP .

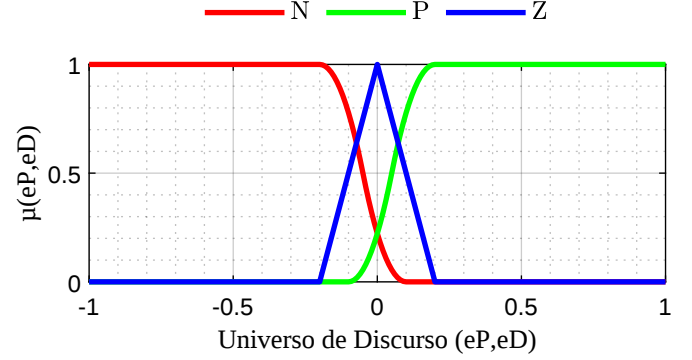


Figura 7. Funções de pertinência da entrada.

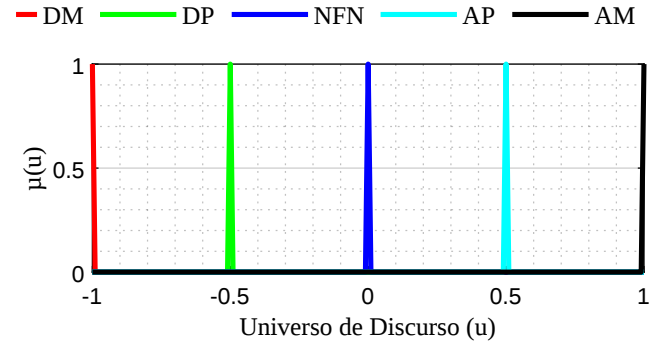


Figura 8. Funções de pertinência da saída.

O controlador *fuzzy* atua rapidamente para corrigir perturbações no sistema. Para isso, suas funções de pertinência devem ser não lineares. Foram escolhidas funções gaussianas para acelerar a resposta do controlador, enquanto a função triangular da entrada "Zero" limita o erro permitido. Assim, quanto menor a base da função triangular, menor o intervalo considerado zero. No entanto, se for muito pequena, pode gerar ações desnecessárias e dificultar a convergência.

Para garantir o comportamento não linear das ações de controle, foram utilizadas funções de pertinência do tipo *singleton* na saída. Essas funções refletem as não linearidades das entradas no universo de discurso. A Figura 8 apresenta as variáveis linguísticas da saída: "Diminui Muito" (DM), "Diminui Pouco" (DP), "Não Faz Nada" (NFN), "Aumenta Pouco" (AP) e "Aumenta Muito" (AM). O universo de discurso foi normalizado entre $[-1, 1]$ para permitir a aplicação do sistema *fuzzy* em diferentes controladores, ajustados por ganhos específicos.

O processo de inferência *fuzzy* segue um conjunto de 9 regras, baseado no conhecimento heurístico do sistema (Jantzen, 2007). A Tabela 1 apresenta todas as regras utilizadas no sistema *fuzzy*.

Tabela 1. Regras do sistema fuzzy

		eP		
		N	Z	P
eD	N	DM	DP	NFN
	Z	DP	NFN	AP
	P	NFN	AP	AM

O controlador *fuzzy*, com as regras mostradas, foi implementado na *toolbox fuzzy* em MATLAB e obteve a superfície apresentada na Figura 9.

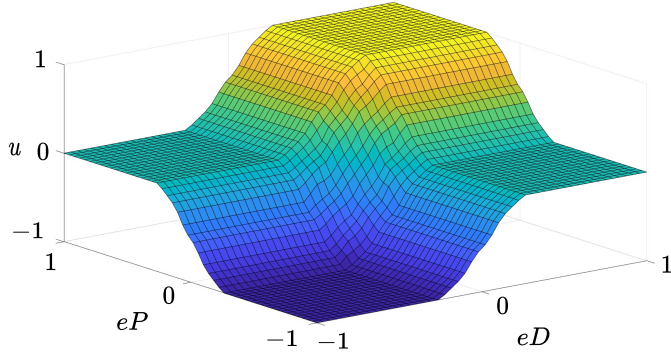


Figura 9. Superfície do Fuzzy

Para sua implementação, os ganhos da topologia *fuzzy* PD+I, sintonizados na transferência de ganhos de Jantzen (2007), são exibidos na Tabela 2.

Tabela 2. Ganhos do controlador Fuzzy

Parâmetro	Valor
K_p	1500
K_i	100000
K_d	3
K_u	0.9
T_b	0.001s

4. RESULTADOS

Por meio de simulações em MATLAB/SIMULINK, o circuito do conversor *flyback* foi simulado. Foram realizadas simulações em malha aberta nos pontos de operação, além de testes com os controladores em malha fechada no ponto de operação, variando a carga. Os parâmetros do conversor são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3. Parâmetros do conversor *flyback*

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
C	71.43 nF	R_m	0.1 Ω
V_s	3.7 V	I_R	1 mA
L	28 mH	R	70 k Ω
f_s	20 kHz	T_s	1 μ s
n	18.91	d_{op}^*	0.5

* Ciclo de trabalho médio do teste em malha aberta.

4.1 Validação do modelo de equações a diferenças

O circuito do conversor *flyback* foi simulado no ponto de operação definido para o dispositivo. Assim, utilizando

as equações a diferenças e o circuito chaveado em MATLAB/SIMULINK, os dois modelos foram comparados para verificar se o modelo matemático desenvolvido representava os mesmos modos internos do circuito chaveado. Além disso, também foi comparada a FT linearizada no ponto de operação. As respostas são exibidas na Figura 10.

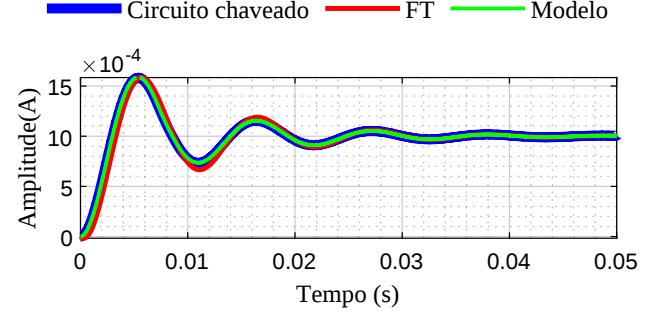


Figura 10. Comparação do circuito chaveado, função de transferência e o modelo matemático em malha aberta

Pode-se observar, que o modelo matemático das equações diferenciais corresponde com exatidão ao circuito chaveado, enquanto a FT apresenta um transiente semelhante, mas não igual, visto que ela representa o circuito em torno do ponto de operação. Além disso, a FT apresentou um ganho de corrente contínua (CC) de 0,004, equivalente a -48 dB, conforme identificado na resposta em frequência de $G(z)$. Esse ganho indica que uma pequena variação de 0,1 no *duty cycle* implica em uma variação de 0,4 mA em i_R .

4.2 Comparação PI e Fuzzy

Com o objetivo de comparar os dois controladores, ambos foram submetidos ao teste de aplicar a carga no ponto de operação para verificar o transiente. Em seguida, a carga foi variada de 70 k Ω a 65 k Ω para avaliar a capacidade de adaptação/robustez dos controladores. A Figura 11 exibe os resultados comparados.

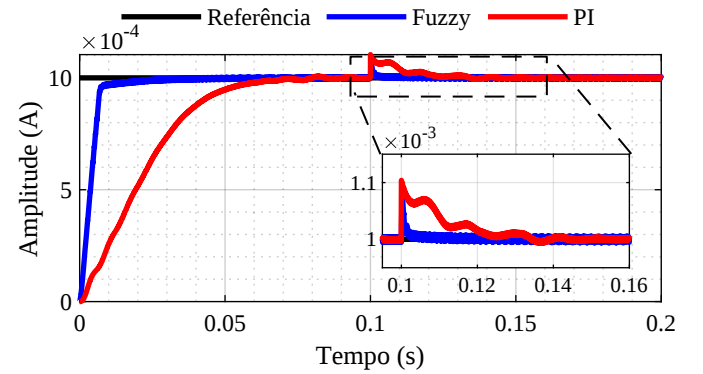


Figura 11. Comparação do desempenho do controlador *fuzzy* e do controlador linear a uma entrada degrau e distúrbio na carga.

Os parâmetros de desempenho e robustez de cada resposta são apresentados na Tabela 4 e na Tabela 5, a qual exibe o sobressinal e o tempo de acomodação no transiente, bem como o tempo de reação e a amplitude da resposta frente aos distúrbios de carga.

Tabela 4. Desempenho no transiente de inicialização *Fuzzy* e PI

Parâmetro	Fuzzy	PI
Tempo de subida	0.01 s	0.06 s
Tempo de acomodação	0.04 s	0.065 s
Sobressinal	0 mA	0.03 mA

Ao comparar a resposta dos controladores frente a uma variação na carga do conversor, de 70 k Ω para 65 k Ω , ambos apresentaram uma pequena oscilação inicial. No entanto, o controlador *fuzzy* conseguiu corrigir a corrente sem oscilações adicionais, ao contrário do controlador PI, que continuou a apresentar oscilações.

Tabela 5. Desempenho no transiente *Fuzzy* e PI na variação de carga

Parâmetro	Fuzzy	PI
Tempo de acomodação	5 ms	40 ms
Oscilação	Não	Sim
Variação máxima da resposta	0.1 mA	0.11 mA

5. CONCLUSÃO

O objetivo deste trabalho foi analisar a viabilidade de um dispositivo *wearable* com conversor *flyback*, buscando um controlador não linear com desempenho superior ao controlador linear tradicional, com ênfase em velocidade de resposta e adaptação a variações de carga.

Para uma comparação justa, o controlador linear foi ajustado com base na função de transferência discreta, considerando uma aproximação das não linearidades do sistema, enquanto o controlador *fuzzy* foi projetado com base nos critérios da transferência de ganho de (Jantzen, 2007). Ambos os controladores foram testados em uma simulação representando a iontoforese. Dessa maneira, o controlador linear demandou uma modelagem matemática mais complexa para sua sintonia, enquanto o controlador *fuzzy* dispensou essa análise detalhada e apresentou desempenho superior, atingindo a acomodação mais rapidamente e mantendo a corrente estável mesmo com variações de carga. O controlador *fuzzy* possui maior adaptabilidade às variações paramétricas de plantas com dinâmicas complexas, porém exige maior esforço computacional. No entanto, essa desvantagem se torna pouco relevante frente à evolução dos microcontroladores e sistemas digitais.

Em trabalhos futuros, recomenda-se a realização de testes desta aplicação via sistema *hardware in the loop* com microcontroladores. Também seria interessante explorar outros efeitos sobre a impedância da pele, como o impacto de correntes chaveadas.

REFERÊNCIAS

Abhishek, A. e Doherty, M. (2013). Mechanisms of the placebo response in pain in osteoarthritis. *Osteoarthritis and Cartilage*, 21(9), 1229–1235.

Barara, M., Abbou, A., Akherraz, M., Bennaser, A., e Taibi, D. (2013). "comparative study of pi and fuzzy dc voltage control for a wind energy conversion system".

International Review on Modelling and Simulations (I. RE. MO. S.), 6(2), 396–401.

Dong, W., Bai, X., Zhu, N., e Wang, H. (2012). Active power filter based on pidnn controller. Em *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, 1–4. doi:10.1109/ISGT-Asia.2012.6303343.

Friedewald, V.E., Bennett, J.S., Christo, J.P., Pool, J.L., Scheiman, J.M., Simon, L.S., Strand, V., White, W.B., Williams, G.W., e Roberts, W.C. (2010). Ajc editor's consensus: Selective and nonselective nonsteroidal anti-inflammatory drugs and cardiovascular risk. *American Journal of Cardiology*, 106(6), 873–884.

Jantzen, J. (2007). *Foundations of fuzzy control* john wiley & sons ltd.

Kewei, H., Jie, L., Ningjun, F., Yuebin, L., Xiaolin, H., e Luo, W. (2009). Modeling analysis and simulation of high-voltage flyback dc-dc converter. Em *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 813–818. doi:10.1109/ISIE.2009.5218320.

Lee, J. e Park, S.M. (2021). Parameterization of physical properties of layered body structure into equivalent circuit model. *BMC Biomedical Engineering*, 3(1), 9.

Little, J., Murray, A., Dinsdale, G., Wilkinson, J., Moore, T., e Herrick, A.L. (2015). Whole finger iontophoresis of sodium nitroprusside to increase blood flow in patients with systemic sclerosis: influence of concentration. *International Journal of Pharmaceutics*, 490(1-2), 446–449.

Moore, K., Reeksting, S.B., Nair, V., Pannakal, S.T., Roy, N., Eilstein, J., Grégoire, S., Delgado-Charro, M.B., e Guy, R.H. (2023). Extraction of phytochemicals from the pomegranate (*punica granatum l.*, *punicaceae*) by reverse iontophoresis. *RSC advances*, 13(17), 11261–11268.

Samantaray, D., Pattnaik, D., e Sahu, B. (2013). *Microcontroller based implementation of a fuzzy knowledge based controller*. Tese de doutorado.

Šćekić, A. e Tomović, K. (2022). Iontophoresis device: A review of technologies and limitations. *WiPiEC Journal-Works in Progress in Embedded Computing*, 8(1).

Selim, A.O., Ghafar, M.A.A., Ali, R.R., e Abdel-Mageed, S.M. (2015). Efficacy of pulsed direct current in tap water iontophoresis in treating primary palmar hyperhidrosis in pediatrics. *International Journal of Therapies and Rehabilitation Research*, 4(2), 15.

Zhang, Y., Hendrix, M.A.M., Duarte, J.L., e Lomonova, E.A. (2015). Flyback converter using an observer-based digital controller. Em *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 1–10. doi:10.1109/EPE.2015.7309223.