

Received June 05, 2024; accepted September 11, 2024; Date of publication September 20, 2024.
The review of this paper was arranged by Associate Editor Montie A. Vitorino and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202435>

Sistema de Controle Preditivo para Mitigação de Correntes Distorcidas da Rede Elétrica: Uma Análise Comparativa entre Preditores

Juan P. Silva¹, Jefferson R. P. de Assis², Darlan A. Fernandes^{1,3}, Nady Rocha^{1,3},
Alfeu J. Sguarezi Filho⁴

¹Universidade Federal da Paraíba, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, João Pessoa – PB, Brasil.

²Universidade Federal de Campina Grande, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Campina Grande – PB, Brasil.

³Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica, João Pessoa – PB, Brasil.

⁴Universidade Federal do ABC, Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas, Santo André – SP, Brasil.

e-mail: juansilvae@gmail.com; jefferson.assis@ee.ufcg.edu.br; darlan@cear.ufpb.br; nadyrocha@cear.ufpb.br; alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br.

RESUMO Neste artigo, o controle preditivo do tipo FCS-MPC (*Finite-Control-Set Model Predictive Control*) é utilizado para controlar a inserção de correntes harmônicas da rede elétrica por meio de um filtro ativo de potência em derivação (FAPD), sendo o propósito atenuar a distorção harmônica total destas correntes e melhorar o fator de potência da rede elétrica. Este tipo de controle preditivo pode ter seu desempenho melhorado a partir de alterações de sua estrutura interna, como o tipo de discretização utilizado para a descrição do preditor. Sendo assim, o objetivo deste trabalho é de realizar uma análise comparativa de desempenho entre diferentes tipos de discretização do preditor. Para tanto serão apresentadas quatro abordagens diferentes, a saber, Euler Regressivo, Trapezoidal, Forma Centrada e Passo Duplo Progressivo (PDP). Os modelos de interação entre o FAPD e a rede elétrica, a construção do algoritmo do controle FCS-MPC e as discretizações do preditor são apresentados e discutidos. Os resultados de simulação são extraídos a partir de uma plataforma do sistema completo (rede + FAPD + controle) operando de forma *on-line* no Simulink/Matlab. Esta proposta é validada com o uso de um simulador de tempo real OPAL-RT OP5700 disponível no laboratório.

PALAVRAS-CHAVE Controle Preditivo, Discretização, FCS-MPC, Filtro Ativo de Potência, Harmônicos, Inversor.

Predictive Control System for Mitigation of Distorted Currents in the Electrical Grid: Predictor Comparative Analysis

ABSTRACT In this paper, the Finite-Control-Set Model Predictive Control is presented to control the injection of harmonic currents into the power grid through a shunt active power filter (SAPF). The purpose is to mitigate the total harmonic distortion of these currents and improve the power factor of the electrical grid. The performance of this type of predictive control can be enhanced by modifications in its internal structuring, such as the type of discretization used for the predictors' description. Therefore, the objective of this paper is to accomplish a comparative performance analysis among different types of predictor discretizations. Four different approaches will be presented, namely, Backward Euler, Trapezoidal, Centered Difference, and Forward Double Step (FDS). The interaction models between the SAPF and the power grid, the construction of the FCS-MPC control algorithm, and the predictor discretizations are presented and discussed. The simulation results are extracted from a complete system platform (grid + SAPF + control) operating online in Simulink/Matlab. This proposal is validated using an OPAL-RT OP5700 real-time simulator available in the laboratory.

KEYWORDS Active Power Filter, Discretization, FCS-MPC, Harmonics, Inverter, Predictive Control.

I. INTRODUÇÃO

No cenário tecnológico em rápida evolução, a demanda por energia elétrica de alta qualidade tornou-se cada vez mais crucial em diversos setores, incluindo o industrial, comercial e residencial. No entanto, a proliferação de cargas não lineares, como dispositivos eletrônicos de potência e aciona-

mentos de velocidade variável, tem levado à degradação da qualidade da energia, caracterizada por problemas como distorção harmônica, flutuações de tensão e desequilíbrio de potência reativa [1]–[5]. Esses problemas de qualidade de energia podem resultar em efeitos prejudiciais no desempenho dos equipamentos, na eficiência energética e na

confiabilidade geral do sistema [6]. Em resposta a esses desafios, o conceito de filtros ativos de potência (FAP) surgiu como uma solução eficaz para mitigar problemas de qualidade de energia e garantir a entrega de energia elétrica limpa e estável para cargas sensíveis. Ao contrário dos filtros passivos tradicionais, que apenas são capazes de atenuar harmônicos em frequências específicas, os FAP utilizam algoritmos de controle avançados e dispositivos de eletrônica de potência para compensar ativamente uma ampla gama de perturbações de energia em tempo real [7]–[10].

As técnicas usadas para controlar FAPs são de suma importância, pois grande parte da eficácia desse equipamento em mitigar distorções de corrente no lado da rede depende da estratégia de controle empregada e de como ela é configurada para alcançar seu propósito. Nos últimos anos, o FCS-MPC tem surgido como uma variante promissora do controle MPC, e adequado para aplicações com ações de controle discretas e finitas [11]. Quando aplicado aos FAPs, o FCS-MPC oferece várias vantagens, incluindo melhor desempenho, redução da complexidade computacional e robustez contra variações de parâmetros e perturbações [12]. Alguns trabalhos têm apresentado soluções de controle nesse sentido [13]–[18].

Considerando o desenvolvimento do FCS-MPC, os preditores são discretizados em expressões de variáveis do modelo em passos de tempo adiantados, que dependendo de como são modelados, podem influenciar o desempenho final do controle [19]. Mesmo assim, grande parte dos trabalhos que consideram esses tipos de sistemas optam por usar técnicas de discretização simplificadas, o que resulta em erros de discretização inerentes mais elevados. Em [13], a construção do modelo discreto para o controle preditivo do FAP envolve um segurador de ordem zero (zoh), que é equivalente ao uso da técnica de integração numérica de Euler, onde a área entre duas amostras consecutivas é aproximada à de um retângulo. Da mesma forma, em [14], o modelo de espaço de estados construído para o inversor LCL e sistema de filtro também utiliza zoh para discretizar as variáveis de estado. Em [15] e [16], não é utilizado diretamente zoh para discretização das variáveis de estado. Em vez disso, utiliza-se o método de Euler para descrever os horizontes. Outros procedimentos numéricos diferentes para discretizar as variáveis de estado são utilizados, como a discretização de Du Hamel [17], [20], e a extrapolação de Lagrange [18], no entanto, em um número muito limitado de artigos, e também sem indicações de comparações de desempenho dentro do mesmo trabalho.

Na tentativa de reduzir os erros inerentes aos processos de discretização e, conseqüentemente, melhorar o desempenho do controle, este trabalho apresenta quatro técnicas de discretização da corrente inserida pelo FAP na rede, uma das quais é amplamente utilizada e três outras que ainda não foram exploradas nesse tipo de aplicação. A inclusão dessas novas abordagens pode abrir novas perspectivas e possibilidades para melhorar o desempenho do controle do FAP. Métodos de discretização diferentes podem ter várias

vantagens, como melhorar a precisão do controle, reduzir o tempo de processamento necessário para implementar algoritmos em sistemas digitais ou facilitar a integração com outros sistemas de controle. No entanto, é importante conduzir uma análise cuidadosa de cada método proposto para avaliar sua eficácia em relação aos objetivos específicos do sistema de controle.

II. TOPOLOGIA E MODELO DO FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

O modelo de filtro ativo de potência a ser analisado consiste de um inversor trifásico, conectado em série com um filtro RL. Esta configuração é mostrada na Fig. 1.

O inversor trifásico é um conversor do tipo CC/CA, cujo lado CA se conecta à rede elétrica e o lado CC tem a tensão devidamente regulada para um nível constante, usando reativos, para o funcionamento correto da modulação por largura de pulso (PWM). A partir da análise do circuito usando a lei das tensões de Kirchhoff, é possível definir os modelos de equações para cada fase [21], [22]:

$$e_{gk} = -Ri_{fk} - L \frac{di_{fk}}{dt} + v_{fk}, \quad (1)$$

$$v_{fk} = v_{k0} + v_{0g}, \quad (2)$$

sendo $k = a, b, c$; e_{gk} a tensão da rede elétrica; os elementos R e L são, respectivamente, a resistência e a indutância do filtro passivo; i_{fk} a corrente do filtro ativo de potência paralelo; v_{fk} a tensão do FAPD, v_{k0} a tensão de polo do inversor e v_{0g} representa a diferença de potencial entre o ponto central do barramento CC do inversor “0” e o neutro principal “g”.

Para realizar a descrição do sistema de controle, a equação (1) é transformada do seu referencial trifásico para o referencial $\alpha\beta$. Como resultado:

$$e_{g\alpha\beta} = -Ri_{f\alpha\beta} - L \frac{di_{f\alpha\beta}}{dt} + v_{f\alpha\beta}. \quad (3)$$

As tensões de comutação do inversor e o nível de tensão E do barramento CC também podem ser expressos em suas referências $\alpha\beta$, de acordo com (4) e (5):

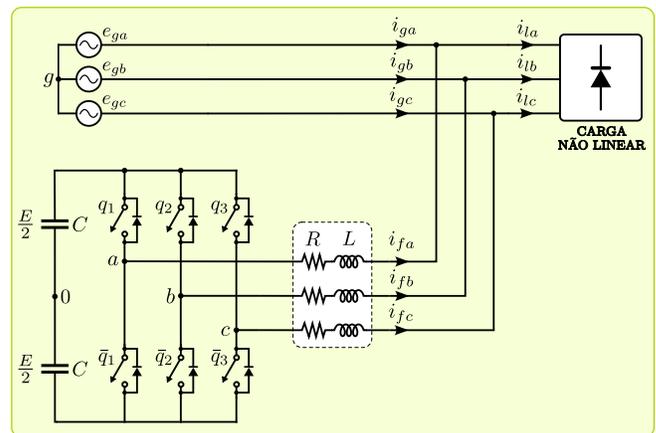


FIGURA 1. Filtro ativo de potência em derivação.

$$v_{f\alpha} = E\sqrt{\frac{2}{3}}\left(q_1 - \frac{q_2}{2} - \frac{q_3}{2}\right), \quad (4)$$

$$v_{f\beta} = \frac{E}{\sqrt{2}}(q_2 - q_3). \quad (5)$$

III. MÉTODOS PARA DISCRETIZAÇÃO DOS PREDITORES

Nesta seção serão apresentados os procedimentos numéricos necessários para a realização da discretização dos métodos utilizados para os preditores do controle preditivo que regula a corrente inserida na rede para mitigação das distorções.

A. EULER REGRESSIVO

O primeiro passo no desenvolvimento do algoritmo de controle consiste em discretizar o modelo de FAPD definido em (1). Especificamente, a dinâmica de corrente deste modelo é que será tratada. O método de Euler Regressivo consiste em aproximar a derivada pelo cálculo da área sob a curva em função do tempo, que é aproximada pelo retângulo formado entre duas amostras consecutivas, sendo uma a amostra atual, e a outra, a do passo de tempo anterior, da seguinte forma [23], [16]:

$$\frac{di(k)}{dt} = \frac{i(k) - i(k-1)}{T_s}, \quad (6)$$

sendo T_s o período de amostragem. Substituindo adequadamente (6) em (3), fazendo o desenvolvimento e isolando a corrente do filtro para o primeiro horizonte:

$$i_{f\alpha\beta}(k+1) = \frac{1}{L + RT_s} [Li_{f\alpha\beta}(k) - T_s e_{g\alpha\beta}(k+1) + T_s v_{f\alpha\beta}(k+1)]. \quad (7)$$

A partir desta representação, a descrição para o segundo horizonte consiste em incrementar um passo de tempo a mais da seguinte forma:

$$i_{f\alpha\beta}(k+2) = \frac{1}{L + RT_s} [Li_{f\alpha\beta}(k+1) - T_s e_{g\alpha\beta}(k+2) + T_s v_{f\alpha\beta}(k+2)]. \quad (8)$$

B. MÉTODO TRAPEZOIDAL

A solução de uma equação diferencial pode em alguns casos ser resolvida numericamente por uma integração, pois existe a possibilidade de se obter a primitiva da variável do termo diferencial. A integral definida em um intervalo de uma curva pode ser geometricamente interpretada como o valor da área sob esta curva dentro deste intervalo. No caso de se utilizar uma aproximação linear entre duas amostras consecutivas da curva, a integral definida neste intervalo quantifica a área de um trapézio. Esta ideia pode ser replicada para as duas amostras consecutivas seguintes, e assim até alcançar o intervalo estabelecido para a curva. Esta integração numérica é denominada de trapezoidal. Este método pode ser aplicado

ao termo diferencial da corrente do filtro em (3). Isolando este termo, obtém-se a expressão:

$$\frac{di_{f\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L} [-Ri_{f\alpha\beta} - e_{g\alpha\beta} + v_{f\alpha\beta}]. \quad (9)$$

Aplicando a integral definida em ambos os lados de (9) no intervalo de um período de amostragem e utilizando o método trapezoidal, a corrente de filtro sob a perspectiva do primeiro horizonte torna-se:

$$i_{f\alpha\beta}(k+1) = \frac{T_s}{2L + RT_s} [v_{f\alpha\beta}(k+1) - e_{g\alpha\beta}(k+1) + v_{f\alpha\beta}(k) - e_{g\alpha\beta}(k) + \left(\frac{1}{T_s} - R\right)i_{f\alpha\beta}(k)]. \quad (10)$$

De forma similar ao realizado no método de Euler, o segundo horizonte é expresso por:

$$i_{f\alpha\beta}(k+2) = \frac{T_s}{2L + RT_s} [v_{f\alpha\beta}(k+2) - e_{g\alpha\beta}(k+2) + v_{f\alpha\beta}(k+1) - e_{g\alpha\beta}(k+1) + \left(\frac{1}{T_s} - R\right)i_{f\alpha\beta}(k+1)]. \quad (11)$$

C. FORMA CENTRADA

A forma centrada é uma discretização que calcula uma aproximação para a derivada tomando como referência a amostra atual, porém, o cálculo é feito com a amostra posterior e anterior. Dessa forma, naturalmente o primeiro horizonte de predição fica evidente. A aproximação da derivada é dada por:

$$\frac{di(k)}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k-1)}{2T_s}. \quad (12)$$

Substituindo (12) como a derivada da corrente do filtro para o modelo sob análise e isolando o termo com a amostra posterior, obtém-se o primeiro horizonte:

$$i_{f\alpha\beta}(k+1) = i_{f\alpha\beta}(k-1) - \left[\frac{2R}{L}T_s\right]i_{f\alpha\beta}(k) + \frac{2T_s}{L} [v_{f\alpha\beta}(k) - e_{g\alpha\beta}(k)]. \quad (13)$$

O segundo horizonte é obtido a partir de (13) com um passo de tempo posterior, que resulta:

$$i_{f\alpha\beta}(k+2) = i_{f\alpha\beta}(k) - \left[\frac{2R}{L}T_s\right]i_{f\alpha\beta}(k+1) + \frac{2T_s}{L} [v_{f\alpha\beta}(k+1) - e_{g\alpha\beta}(k+1)]. \quad (14)$$

D. PASSO DUPLO PROGRESSIVO (PDP)

O desenvolvimento deste método é feito a partir da série de Taylor. Assim como na forma centrada, utiliza-se também três amostras unilaterais. Fazendo-se algumas considerações e manipulações, é possível chegar em (15) para a aproximação da derivada:

$$\frac{di(k)}{dt} = \frac{1}{2T_s} [-3i(k) + 4i(k+1) - i(k+2)]. \quad (15)$$

Nesta aproximação, uma das parcelas naturalmente já evidencia o segundo horizonte de predição, sem a necessidade

de se ter uma expressão de recorrência do primeiro horizonte. Então, substituindo a derivada no modelo sob análise, e isolando a parcela do segundo horizonte:

$$i_{f\alpha\beta}(k+2) = 4i_{f\alpha\beta}(k+1) + \left[\frac{2T_s}{L} - 3\right]i_{f\alpha\beta}(k) + \frac{2T_s}{L}[e_{g\alpha\beta}(k) - v_{f\alpha\beta}(k)]. \quad (16)$$

IV. SISTEMA DE CONTROLE

Neste trabalho, os métodos de discretização para preditores apresentados na seção II são embarcados em um controle preditivo do tipo FCS-MPC a ser aplicado a um FAPD. Esta estratégia de controle é ilustrada em diagrama de blocos na Fig. 2.

De acordo com o diagrama apresentado, o sistema de controle tem como entradas as seguintes variáveis monitoradas: tensão da rede, tensão do barramento CC, corrente da carga e a corrente inserida pelo FAPD. O valor de referência para a tensão do barramento CC (E^*) é comparado com o valor medido desta tensão (E). O erro resultante é processado por um controlador proporcional-integral (PI) que tem como saída a amplitude de referência para a corrente da rede (I^*).

A malha de captura de fase (PLL) gera o ângulo de referência θ para a corrente da rede, sendo um objetivo do controle deixar esta corrente em fase com a tensão também da rede, o que implica em um fator de potência unitário. O bloco G_i monta as correntes senoidais de referência para rede (i_{gabc}^*), a partir da amplitude entregue pelo PI ($k_p + \frac{k_i}{s}$) e a fase determinada pelo PLL. Em seguida são levadas para o sistema de referência síncrono, tornando-se i_{gdq}^* , sendo esta a primeira entrada da função custo.

As correntes das fases- ab da carga (i_{lab}) e do filtro ativo de potência em derivação (i_{fab}) são medidas, e quando levadas ao sistema de referência síncrono são denominadas de i_{ldq} e i_{fdq} , respectivamente. O bloco “Modelo Preditivo” contém o modelo discretizado do FAPD, com a intenção de determinar as correntes a serem inseridas ($i_{fdq}(t_k+2)$) para cada um dos oito possíveis estados de chaveamento do conversor. A diferença entre i_{ldq} e i_{fdq} resulta na corrente da rede $i_{gdq}(t_k+2)$, sendo esta a segunda entrada da função custo.

TABELA 1. Estados de chaveamento do FAPD.

Vetor	q_1	q_2	q_3	v_{fd}	v_{fq}	v_f
v_0	0	0	0	0	0	0
v_1	0	0	1	$-0,41E$	$-0,71E$	$0,82\angle-120^\circ$
v_2	0	1	0	$-0,41E$	$0,71E$	$0,82\angle120^\circ$
v_3	0	1	1	$-0,82E$	0	$0,82\angle180^\circ$
v_4	1	0	0	$0,82E$	0	$0,82\angle0^\circ$
v_5	1	0	1	$0,41E$	$-0,71E$	$0,82\angle-60^\circ$
v_6	1	1	0	$0,41E$	$0,71E$	$0,82\angle60^\circ$
v_7	1	1	1	0	0	0

Os oito estados possíveis de chaveamento para o FAPD são apresentados na Tabela 1. Cada um destes vetores é testado pela função custo, e aquele que produz o menor erro entre as correntes esperadas para cada estado de chaveamento e suas correspondentes referências é aplicado no próximo período de PWM. A saída da função custo são os sinais de gatilho que serão aplicados ao conversor (q_{123}).

A rotina de sequência de tarefas, variáveis de entrada e variáveis de saída do sistema de controle preditivo descrito podem ser representadas em forma de fluxograma conforme apresentado na Fig. 3. Pode-se observar que a partir da construção da função em “Primeiro Horizonte”, é indicado um valor inicial elevado para a função custo “ $gotimo$ ” antes de entrar no laço de teste do estado ótimo de chaveamento do inversor. Isso é para garantir que o algoritmo não atenda a condição de parada no primeiro laço. Após esta primeira execução, “ $gotimo$ ” é atualizada para o valor imediatamente calculado da função custo, que será utilizado no próximo laço. Assim sucede até que sejam testados os oito estados possíveis de chaveamento. O que tiver menor valor na função custo, é escolhido como o estado de chaveamento.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações realizadas no ambiente Simulink/MATLAB, obtidos a partir dos quatro métodos de discretização aplicados no controle preditivo do filtro ativo de potência discutidos na seção III.

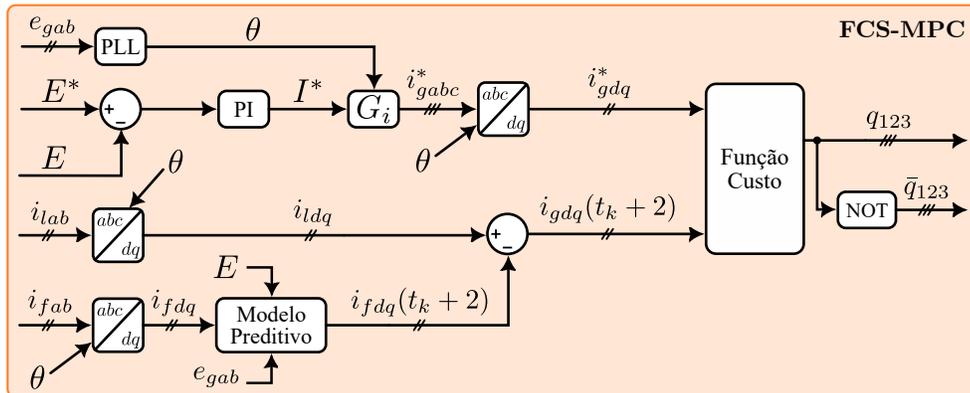


FIGURA 2. Sistema de controle preditivo.

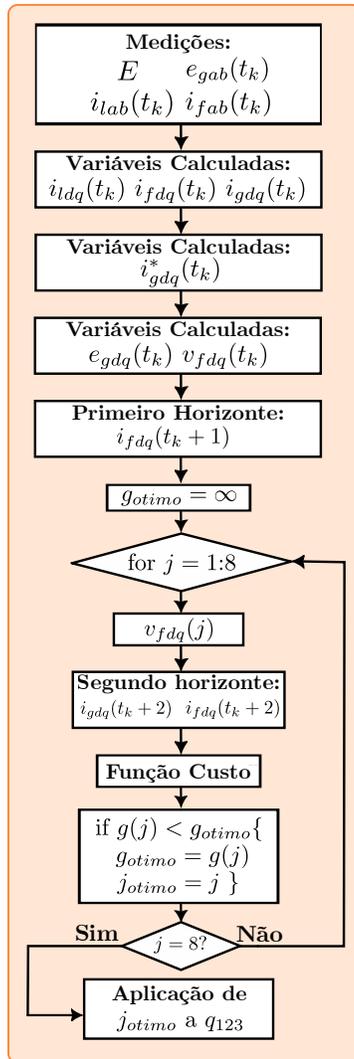


FIGURA 3. Fluxograma do FCS-MCP.

O sistema completo foi utilizado para as devidas análises e está ilustrado na Fig. 4. Todos os parâmetros do sistema estão mostrados na Tabela 2.

TABELA 2. Parâmetros de Simulação.

Parâmetros	Valor
e_g	Tensão de pico da rede 140 V
E^*	Tensão do barramento CC 300 V
C	Capacitância do barramento CC 2200 μF
R	Resistência do filtro 0,5 Ω
L	Indutância do filtro 7 mH
f	Frequência da rede 60 Hz
k_p	Constante proporcional 0,1
k_i	Constante integral 0,8

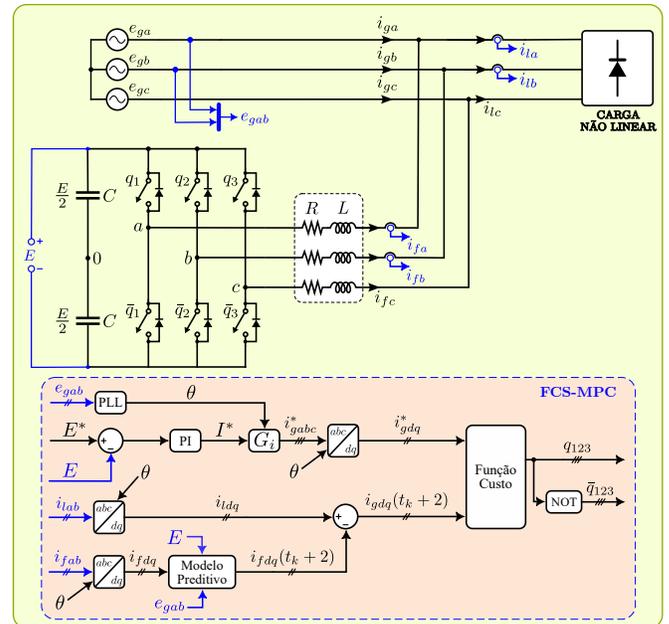


FIGURA 4. Sistema completo.

Para avaliar o desempenho de cada um dos métodos de discretização foram elencadas as seguintes figuras de mérito:

- Distorção harmônica total (DHT) da corrente da rede;
- Tempo de assentamento (T_{as1}) para o alcance do erro nulo de regime permanente da tensão do barramento CC quando o sistema parte de condições iniciais nulas;
- Tempo de assentamento (T_{as2}) para o alcance do erro nulo de regime permanente da tensão do barramento CC quando a referência (E^*) é alterada de 300 V para 290 V;
- Evolução da função custo do controle preditivo.

Os resultados obtidos para os quatro métodos de discretização discutidos são apresentados nas Figuras 5 a 8.

A partir das Figs. 5(a), 6(a), 7(a) e 8(a), notou-se que para todos os métodos de discretização a rede apresentou fator de potência aproximadamente unitário, sendo este objetivo de controle atingido.

De acordo com o resultado mostrado na Fig. 5(b), observou-se que para o método Euler Regressivo, a tensão do barramento CC (E) levou 530 ms para entrar em regime permanente a partir de condições iniciais nulas. Em 5(c), é mostrado que no instante 1 segundo a tensão de referência do barramento CC (E^*) é alterada de 300 para 290 V. Após essa mudança, a tensão do barramento teve um tempo de assentamento de 64 ms. Na Fig. 5(d), é apresentada a evolução da função de custo do controle preditivo. Pode-se observar que o menor valor é alcançado em 230 ms. A partir desse instante, a função permanece inalterada, atendendo aos propósitos de controle especificados. Nas Figs. 5(e) e 5(f), são mostradas as componentes harmônicas das correntes de carga e rede, respectivamente. Notou-se que a carga possui 19,41%, 5,4%

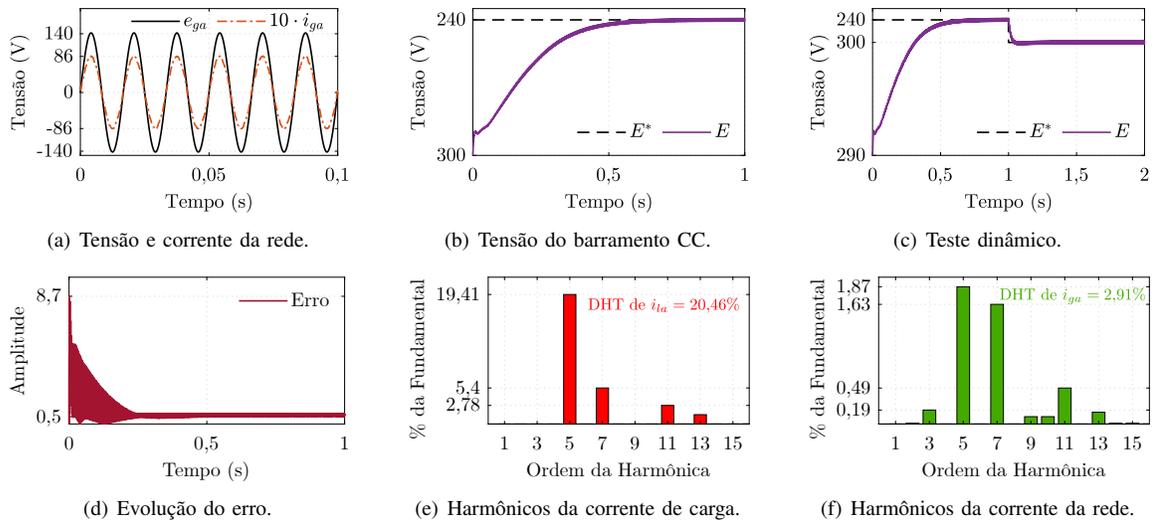


FIGURA 5. Resultados de simulação para o método de discretização Euler Regressivo.

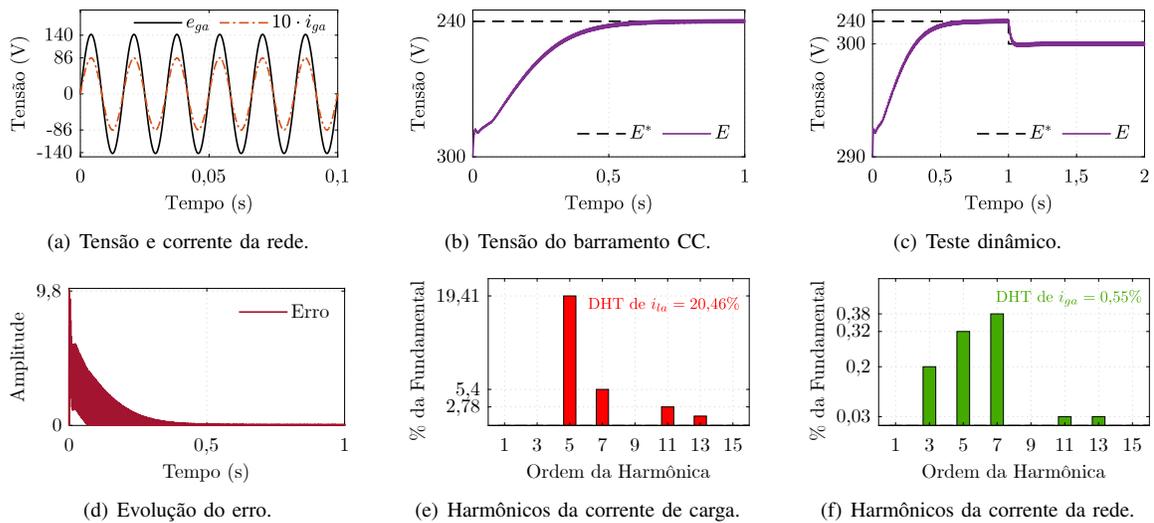


FIGURA 6. Resultados de simulação para o método de discretização Trapezoidal.

e 2,78% de componentes harmônicas de ordem cinco, sete e onze, em relação a fundamental, respectivamente. Pode-se observar da Fig. 5(f) que a ação do FAPD foi capaz de mitigar significativamente estas componentes na corrente da rede, mais precisamente, houve uma redução de 90,36%, 69,81% e 82,37%, na quinta, sétima e décima primeira ordem. A DHT da corrente da rede foi de 2,91%.

Do resultado da Fig. 6(b) para o método Trapezoidal, pode-se visto que a tensão do barramento CC (E) levou 530 ms para entrar em regime permanente a partir de condições iniciais nulas. Na Fig. 6(c), nota-se que após a alteração na tensão de referência do barramento CC de 300 para 290 V, a tensão do barramento teve um tempo de assentamento de 64 ms. A partir da evolução da função de custo para o método trapezoidal mostrada na Fig. 6(d), observou-se que o menor valor foi alcançado em 400 ms, um pouco antes em comparação com o método de Euler. No entanto,

ao observar o nível de erro alcançado, o método trapezoidal atinge um valor menor, refletindo um desempenho melhor para os propósitos de controle. Nas Figs. 6(e) e 6(f), são mostradas, respectivamente, as componentes harmônicas da corrente da carga e da rede para o método Trapezoidal. Pode-se observar da Fig. 6(f) que a ação do FAPD mitigou em 98,35%, 92,96% e 98,92%, harmônias de quinta, sétima e décima primeira ordem, respectivamente. A DHT da corrente da rede registrada para este método foi de apenas 0,55%.

Para o método da Forma Centrada, registrou-se no resultado da Fig. 7(b) um tempo de assentamento de 640 ms, enquanto que, após a variação na referência da tensão do barramento CC, observa-se pela Fig. 7(c), um tempo de assentamento de 117 ms. Em relação à função de custo mostrada na Fig. 7(d), observa-se que o nível mais baixo foi rapidamente alcançado após 180 ms do início da simulação. No entanto, o nível da função é mais alto do que os

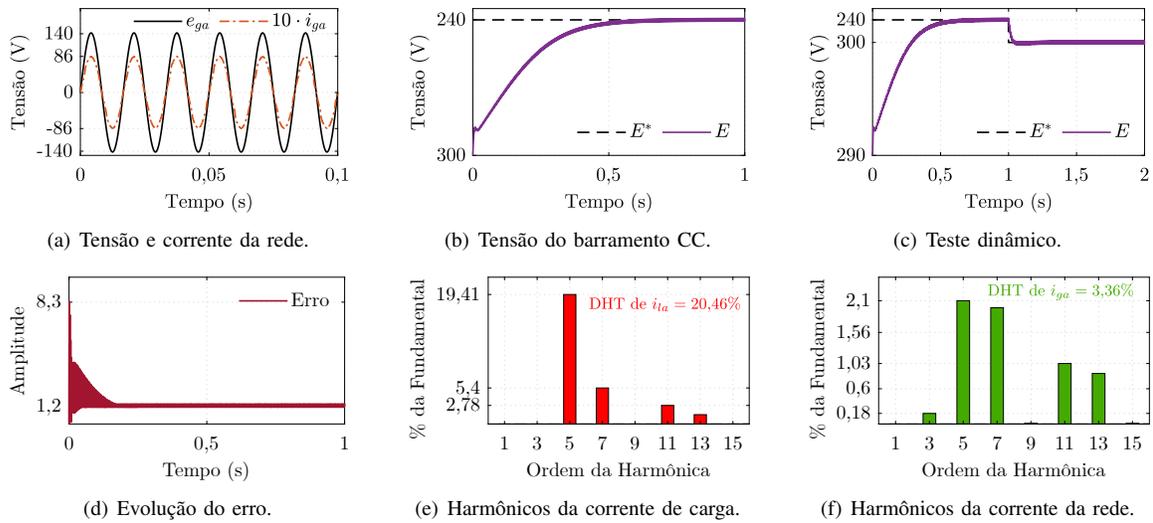


FIGURA 7. Resultados de simulação para o método de discretização Forma Centrada.

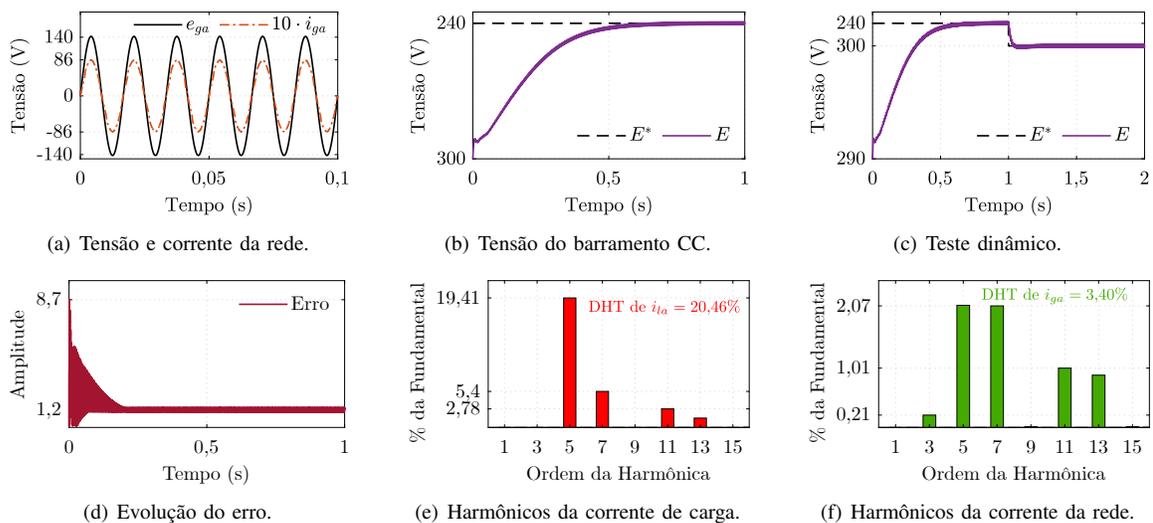


FIGURA 8. Resultados de simulação para o método de discretização Passo Duplo Progressivo.

outros métodos apresentados. Ainda assim, os resultados das variáveis controladas são satisfatórios, como pode ser observado. Quando foi utilizado o método de discretização da Forma Centrada, notou-se por meio dos resultados das Figs. 7(e) e 7(f) que o FAPD reduziu as harmônicas de corrente da rede de quinta, sétima e décima primeira ordens em 89,18%, 63,33% e 62,94%, respectivamente. Além disso, foi registrada um DHT de 3,36% para a corrente da rede.

Para o método do Passo Duplo Progressivo, extrai-se dos resultados das Figs. 8(b) e 8(c), os tempos de assentamento de 690 ms e 142 ms, respectivamente. Em relação ao método da Forma Centrada, este método apresentou a evolução da função de custo com similaridade, tanto para o instante de alcançar o valor mínimo quanto para o nível em que a função se estabiliza, como pode ser visto na Fig. 8(d). Utilizando o método do Passo Duplo Progressivo registrou-se uma mitigação de 89,33%, 61,85% e 63,66%, para as

harmônicas de quinta, sétima e décima primeira ordens da corrente da rede, respectivamente. A DHT da corrente da rede observada durante a utilização deste método foi de 3,4%. Estes resultados são mostrados nas Figs. 8(e) e 8(f).

Na Tabela 3 é apresentado um resumo dos resultados obtidos, considerando as figuras de mérito elencadas.

VI. VALIDAÇÃO EM TEMPO REAL

Para validar os resultados obtidos na seção anterior, foram realizadas simulações em tempo real usando um simulador OP5700 da OPAL-RT Technologies. A plataforma utilizada está mostrada na Fig. 9. Os parâmetros mostrados na Tabela 2 foram mantidos. Os mesmos cenários, figuras de mérito e metodologia de análise foram considerados durante a validação em tempo real. O período de amostragem para as medições foi de 20 μ s. Os resultados obtidos para os quatro

TABELA 3. Sumário dos Resultados de Simulação.

Método de Discretização	Figura de Mérito			Função Custo Erro
	DHT	T_{as1}	T_{as2}	
Euler Regressivo	2,91%	0,53 s	64 ms	0,5
Trapezoidal	0,55%	0,53 s	64 ms	0
Forma Centrada	3,36%	0,64 s	117 ms	1,2
Passo Duplo Progressivo	3,40%	0,69 s	142 ms	1,2

Legenda:

DHT - Distorção Harmônica Total da corrente da rede
 T_{as1} - Tempo de assentamento a partir de condições iniciais nulas
 T_{as2} - Tempo de assentamento após alteração de E^* de 300 para 290 V

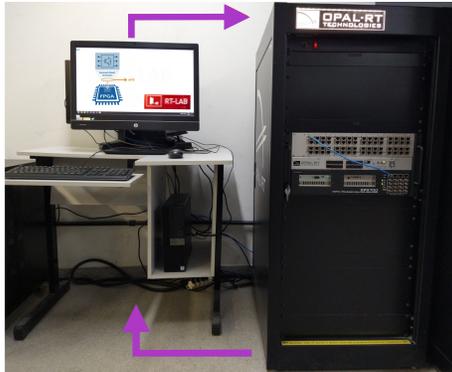


FIGURA 9. Plataforma de validação em tempo real.

métodos de discretização em tempo real estão apresentados nas Figs. 10 a 13.

A partir das Figs. 10(a), 11(a), 12(a) e 13(a), nota-se que, para todos os métodos de discretização, a rede apresentou fator de potência aproximadamente unitário. Assim, esse objetivo de controle foi alcançado.

De acordo com o resultado mostrado na Fig. 10(b), observa-se que, para o método de Euler Regressivo, a tensão do barramento CC (E) levou 550 ms para entrar em

estado estacionário a partir de condições iniciais nulas. Na Fig. 10(c), é mostrado que, em um instante de 1 s, a tensão de referência do barramento CC (E^*) é alterada de 300 para 290 V. Após essa mudança, a tensão do barramento teve um tempo de estabilização de 72 ms. O perfil da curva de evolução da função de custo é semelhante ao caso simulado, porém, há uma maior variação na amplitude durante o intervalo de acomodação. Nas Figs. 10(e) e 10(f) são mostradas as componentes harmônicas da corrente da carga e da rede, respectivamente. Nota-se que a carga possui 19,38%, 5,42% e 2,76% de componentes harmônicas de ordens cinco, sete e onze, em relação à fundamental, respectivamente. Pode-se ver na Fig. 10(f) que o FAPD é capaz de mitigar significativamente essas componentes na corrente da rede. Mais precisamente, há uma redução de 90,81%, 73,43% e 67,39% nas componentes de quinta, sétima e décima primeira ordens, respectivamente. A DHT da corrente da rede é de 3,96%.

Na Fig. 11(b) para o método Trapezoidal, pode-se ver que a tensão do barramento CC levou 550 ms para entrar em regime permanente a partir de condições iniciais nulas. Na Fig. 11(c), nota-se que, após a alteração da tensão de referência do barramento CC de 300 para 290 V, esta tensão teve um tempo de estabilização de 59 ms. Em relação à função de custo mostrada na Fig. 11(d), a evolução também é semelhante ao caso simulado e com maior amplitude após a estabilização da curva. No entanto, ainda é menor que no método de Euler. Nas Figs. 11(e) e 11(f) são mostradas as componentes harmônicas da corrente da carga e da rede para o método Trapezoidal, respectivamente. Pode-se ver na Fig. 11(f) que o FAPD mitigou em 97,31%, 95,57% e 96,73% os harmônicos de quinta, sétima e décima primeira ordem, respectivamente. A DHT da corrente da rede registrada para este método é de apenas 2,70%.

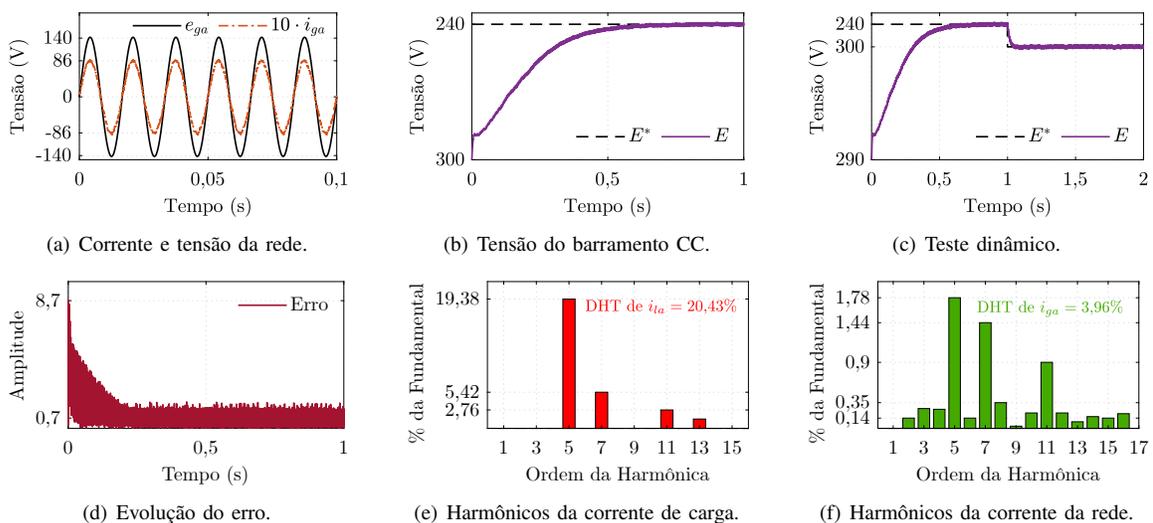


FIGURA 10. Validação dos resultados em tempo real para o método de discretização Euler Regressivo.



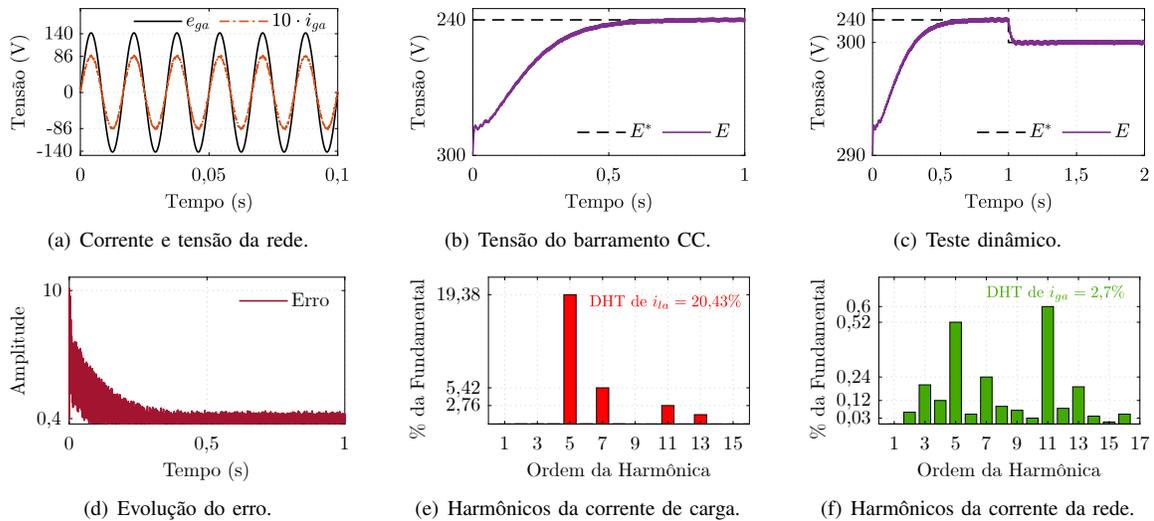


FIGURA 11. Validação dos resultados em tempo real para o método de discretização Trapezoidal.

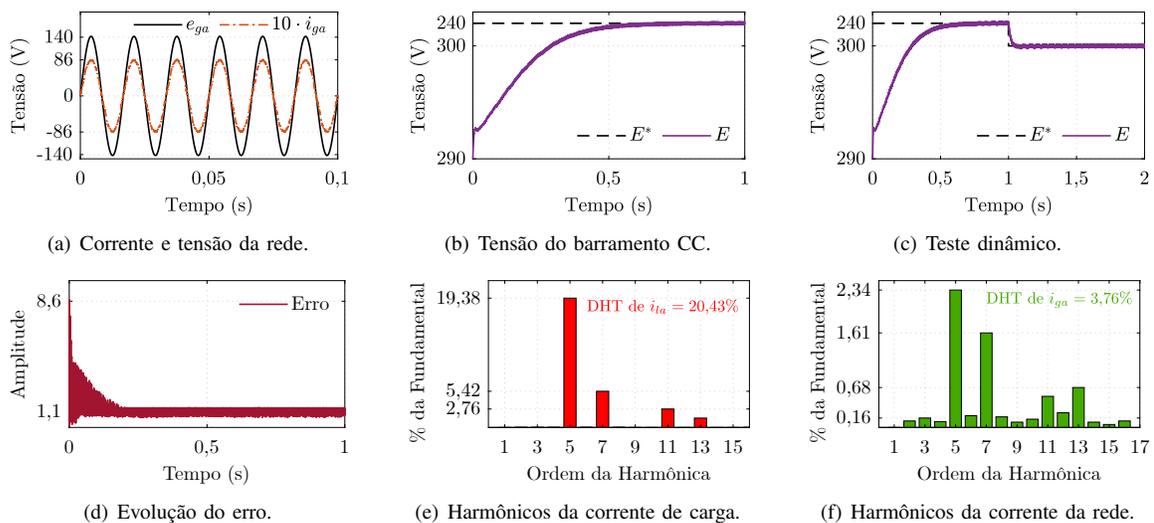


FIGURA 12. Validação dos resultados em tempo real para o método de discretização Forma Centrada.

Para o método da Forma Centrada mostrado na Fig. 12(b), registrou-se um tempo de estabilização de 670 ms. Após a variação na referência de tensão do barramento CC, a Fig. 12(c) mostra um tempo de estabilização de 156 ms. A evolução da curva da função custo mostrada na Fig. 12(d) alcança rapidamente a estabilidade, mas ainda em um nível mais alto do que nos casos anteriores, corroborando com o da simulação. Quando o método de discretização Forma Centrada é utilizado, observa-se através das Figs. 12(e) e 12(f) que o FAPD reduziu os harmônicos de quinta, sétima e décima primeira ordens da corrente da rede em 87,92%, 70,29% e 78,26%, respectivamente. Além disso, é registrado uma DHT de 3,76% para a corrente da rede.

Para o método de Passo Duplo Progressivo, as Figs. 13(b) e 13(c) mostram tempos de estabilização de 680 ms e 131 ms, respectivamente. Para a função custo mostrada na Fig. 13(d), o instante em que a estabilização ocorre é

similar ao caso simulado. O nível e a oscilação da função durante esse período também aumentaram. No entanto, o desempenho dos outros parâmetros permanece dentro da faixa esperada. Utilizando este método, uma mitigação de 83,33%, 56,08% e 56,52% é registrada para os harmônicos de quinta, sétima e décima primeira ordens da corrente da rede, respectivamente. A DHT da corrente da rede observada ao usar este método é de 5,39%. Esses resultados são mostrados nas Figs. 13(e) e 13(f).

A Tabela 4 apresenta um resumo dos resultados obtidos, considerando os indicadores de mérito listados para analisar o desempenho de cada um dos quatro métodos de discretização abordados.

VII. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foram descritas quatro técnicas para discretizar a derivada da corrente de um filtro ativo de potência

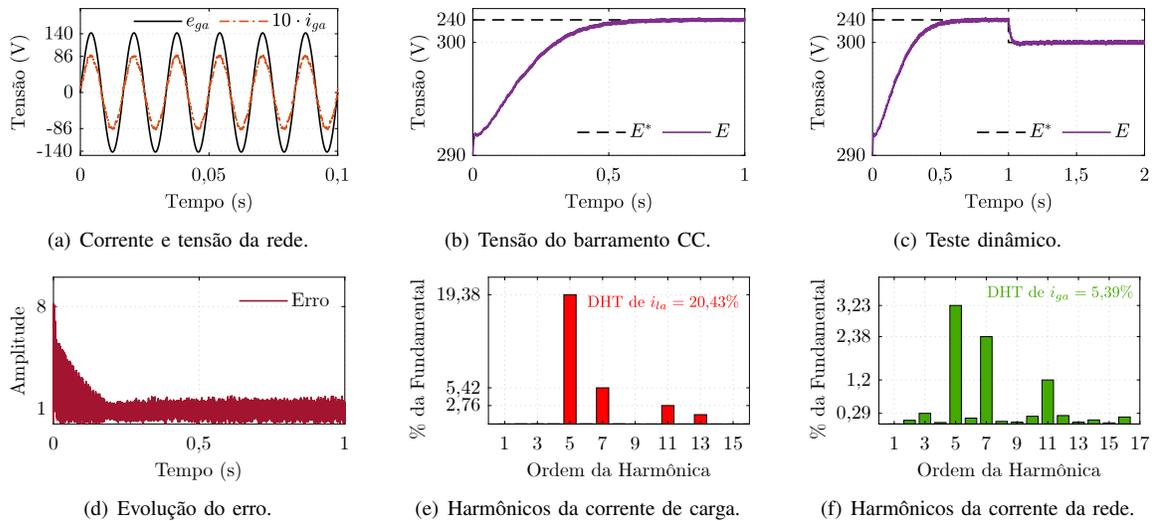


FIGURA 13. Validação dos resultados em tempo real para o método de discretização Passo Duplo Progressivo.

TABELA 4. Sumário dos Resultados da Validação em Tempo Real.

Método de Discretização	Figura de Mérito			Função Custo Erro
	DHT	T_{as1}	T_{as2}	
Euler Regressivo	3,96%	0,55 s	72 ms	0,7
Trapezoidal	2,70%	0,55 s	59 ms	0,4
Forma Centrada	3,76%	0,67 s	156 ms	1,1
Passo Duplo Progressivo	5,39%	0,68 s	131 ms	1

Legenda:

- DHT - Distorção Harmônica Total da corrente da rede
- T_{as1} - Tempo de assentamento a partir de condições iniciais nulas
- T_{as2} - Tempo de assentamento após alteração de E^* de 300 para 290 V

em derivação, com o objetivo de atender ao requisito do controle preditivo FCS-MPC utilizado para regular o barramento CC e a inserção de corrente na rede pelo inversor utilizado para esses fins. Em todas as técnicas foram apresentadas discretizações de até dois horizontes para uma melhor robustez do controle, pois assim o horizonte de previsão pode ser melhor ajustado para antecipar os distúrbios ou as incertezas futuras.

Os resultados de simulação mostraram que todas as técnicas atenderam ao requisito do controle preditivo, e que também cumpriram os objetivos de controle pretendidos, pois a tensão no barramento CC foi estabilizada e a distorção harmônica na corrente da rede foi mitigada com o benefício adicional de um elevado fator de potência, dada a observância da sincronização entre tensões e respectivas correntes. Ainda, a técnica trapezoidal apresentou um desempenho ligeiramente superior em comparação com as outras na maioria das métricas de desempenho utilizadas, como o nível de distorção após a operação do filtro ativo de potência, o tempo de acomodação em ambos os cenários de regulação dinâmica de tensão no barramento CC, começando com condições iniciais nulas e mudança de referência após a estabilização, e a menor amplitude da função de custo, que,

para o controle utilizado, representa uma norma da função erro.

Os resultados foram ainda corroborados pelo sistema de simulação em tempo real. A análise desses resultados leva às mesmas conclusões apresentadas nos casos simulados. Como observado, houve uma leve divergência entre os resultados apresentados pelo dispositivo em tempo real e os simulados, principalmente na análise dos gráficos da função custo. No entanto, como a análise conclusiva das técnicas dentro de cada um dos ambientes utilizados permitiu que elas fossem as mesmas, pode-se então confirmar o melhor desempenho para o método trapezoidal dentre os apresentados.

AGRADECIMENTO

Os autores agradecem ao Auxílio N° 1447/2024, Processo N° 88881.937566/2024-01. Programa PDPG-CONSOLIDACAO-3-4. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPB. Termo de Outorga n° 019/2023, Fundação de Apoio à Pesquisa do Estado da Paraíba (FAPESQ), e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) processo 313855/2021-8, pelo suporte financeiro concedido a este trabalho.

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

SILVA, J.P.: Conceitualização, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Disponibilização de ferramentas, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original. **DE ASSIS, J.R.P.:** Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Disponibilização de ferramentas, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Supervisão, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação - revisão e edição. **FERNANDES, D.A.:** Conceitualização, Curadoria de dados, Análise de dados,

Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Supervisão, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **ROCHA, N.:** Conceitualização, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Supervisão, Validação de dados e experimentos, Redação - revisão e edição. **SQUAREZI FILHO, A.J.:** Conceitualização, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Administração do projeto, Supervisão, Validação de dados e experimentos, Redação - revisão e edição.

PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

REFERÊNCIAS

- [1] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, Dec. 1996, doi:10.1109/28.556633.
- [2] S. R. Naidu, D. A. Fernandes, "Dynamic voltage restorer based on a four-leg voltage source converter", *IET Gen Transm & Distrib*, vol. 3, no. 5, pp. 437–447, May 2009, doi:10.1049/iet-gtd.2008.0411.
- [3] A. G. P. Alves, R. F. S. Dias, L. G. B. Rolim, "Disturbance Rejection Analysis of Grid-Connected VSCs Controlled in the Stationary Reference Frame Under Voltage Harmonic Disturbances", in *Proc. of Braz. Pow. Elect. Conf. (COBEP)*, vol. 1, pp. 1–5, 2023, doi:10.1109/SPEC56436.2023.10407796.
- [4] J. R. S. Martins, D. A. Fernandes, F. F. Costa, M. B. R. Corrêa, E. R. C. da Silva, "Restauração de Fundamentos de Tensão de Curta Duração em Redes Elétricas Não-Senoidais", *Eletrônica de Potência*, vol. 26, no. 4, pp. 360–368, Dec. 2021, doi:10.18618/REP.2021.4.0013.
- [5] S. Jha, B. Singh, S. Mishra, "Rule-Based Power Management and Quality Enhancement in a Standalone Microgrid", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 59, no. 4, pp. 4484–4494, Jul-Aug 2023, doi:10.1109/TIA.2023.3261870.
- [6] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, "Review of active filters for power quality improvement", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct. 1999, doi:10.1109/41.793345.
- [7] P. Verdelho, G. D. Marques, "An active power filter and unbalanced current compensator", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 44, no. 3, pp. 321–328, Jun. 1997, doi:10.1109/41.585829.
- [8] M. Alathamneh, H. Ghanayem, R. M. Nelms, "A Robust Three-Phase Shunt Active Power Filter with Frequency Adaptive PR Controller and Sensorless Voltage Control", in *Proc. of IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meeting (IAS)*, vol. 1, pp. 1–8, Oct./Nov. 2023, doi:10.1109/IAS54024.2023.10406769.
- [9] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 20, no. 3, pp. 625–630, May 1984, doi:10.1109/TIA.1984.4504460.
- [10] D. A. Fernandes, S. R. Naidu, K. P. Medeiros, "Uma Estratégia de Controle Aplicada a Retificadores PWM e Filtros Ativos de Potência em Derivação", *Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 4, pp. 312–319, Nov. 2011, doi:10.18618/REP.2011.4.312319.
- [11] B. Burnak, E. N. Pistikopoulos, "Integrated process design, scheduling, and model predictive control of batch processes with closed-loop implementation", *Aiche Journal*, vol. 66, no. 10, pp. 1–9, Jul. 2020, doi:10.1002/aic.16981.
- [12] N. Panten, N. Hoffmann, F. W. Fuchs, "Finite Control Set Model Predictive Current Control for Grid-Connected Voltage-Source Converters With LCL Filters: A Study Based on Different State Feedbacks", *IEEE Trans Pow Electron*, vol. 31, no. 7, pp. 106–118, Jul. 2016, doi:10.1109/TPEL.2015.2478862.
- [13] W. K. Sou, P. I. Chan, C. Gong, C. S. Lam, "Finite-Set Model Predictive Control for Hybrid Active Power Filter", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 70, no. 1, pp. 52–64, Feb 2022, doi:10.1109/TIE.2022.3146550.
- [14] H. A. Young, V. A. Marin, C. Pesce, J. Rodriguez, "Simple Finite-Control-Set Model Predictive Control of Grid-Forming Inverters With LCL Filters", *IEEE Access*, vol. 8, no. 1, pp. 81246–81256, 2020, doi:10.1109/ACCESS.2020.2991396.
- [15] M. Babaie, K. A.-. Haddad, "Boost Packed E-Cell: A Compact Multilevel Converter for Power Quality Ancillary Services", *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 59, no. 1, pp. 554–566, Jan-Feb 2023, doi:10.1109/TIA.2022.3208221.
- [16] L. L. Souza, N. Rocha, D. A. Fernandes, R. P. R. Sousa, C. B. Jacobina, "Grid harmonic current correction based on parallel three-phase shunt active power filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, p. 1422–1434, 2021, doi:10.1109/TPEL.2021.3107399.
- [17] B. Long, Z. Zhu, W. Yang, K. Chong, J. R. J. M. Guerrero, "Gradient Descent Optimization Based Parameter Identification for FCS-MPC Control of LCL-Type Grid Connected Converter", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 69, no. 3, pp. 2631–2643, Mar 2022, doi:10.1109/TIE.2021.3063867.
- [18] I. Harbi, M. Ahmed, J. Rodriguez, R. Kennel, M. Abdelrahem, "Low-Complexity Finite Set Model Predictive Control for Split-Capacitor ANPC Inverter With Different Levels Modes and Online Model Update", *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 11, no. 1, pp. 506–522, Feb 2023, doi:10.1109/JESTPE.2022.3202238.
- [19] J. P. Silva, J. R. P. Assis, D. A. Fernandes, N. Rocha, A. J. Sguarezzi-Filho, "Performance of Predictive Control Applied to Active Power Filter", in *IEEE Appl. Pow. Electron. Conf. and Expo. (APEC)*, vol. 1, pp. 2888–2894, 2023, doi:10.1109/APEC43580.2023.10131190.
- [20] J. Scoltock, T. Geyer, U. K. Madawala, "Model predictive direct power control for grid-connected NPC converters", *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 62, no. 9, p. 5319–5328, Sep 2015, doi:10.1109/TIE.2015.2410259.
- [21] J. Rodriguez, P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*, John Wiley & Sons, Inc., Valparaiso, Chile, 2012, doi:10.1002/9781119941446.
- [22] B. Boukezata, "Implementation of predictive current control for shunt active power filter", in *Proceedings of IEEE International Conference on Systems and Control (ICSC)*, vol. 1, pp. 133–138, 2017, doi:10.1109/ICoSC.2017.7958726.
- [23] S. R. Naidu, D. A. Fernandes, "Technique for simulating the steady-state response of power electronic converters", *IET Pow Electron*, vol. 4, no. 3, pp. 269–277, 2011, doi:10.1049/iet-pel.2009.0321.

DADOS BIOGRÁFICOS

Juan Pereira Silva recebeu o título de bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Amapá (2016) e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (2022). Seus interesses de pesquisa incluem eletrônica de potência em sistemas de distribuição, otimização de energia, simulação em tempo real. É membro estudante do IEEE.

Jefferson Rafael Pereira de Assis recebeu o título de bacharel (2019) e mestre (2021) em engenharia elétrica pela Universidade Federal da Paraíba. Atualmente é aluno do curso de doutorado em engenharia elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Seus interesses de pesquisa incluem aplicações de eletrônica de potência em sistemas de distribuição, qualidade de energia, integração de energias renováveis, simulações em tempo real e estabilidade de conversores conectados à rede. É membro estudante da SOBRAEP e do IEEE.

Darlan Alexandria Fernandes recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal da Paraíba, em 2002 e os títulos de Mestre e Doutor pela Universidade Federal de Campina Grande, em 2004 e 2008, respectivamente. Entre 2007 e 2011 foi professor do Departamento da Indústria do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte. É Professor Associado do Departamento de Engenharia

Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Entre 2018 e 2019, realizou pós-doutorado no CPES (Center for Power Electronics Systems) na Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Blacksburg, Estados Unidos. Suas áreas de interesse são aplicações de dispositivos eletrônicos de potência em sistemas de distribuição, qualidade de energia, sistemas fotovoltaicos e medições de impedâncias para avaliação da estabilidade de conversores de potência conectados à rede elétrica. É membro da Sobraep e IEEE.

Nady Rocha nasceu em São Gabriel Bahia, recebeu o título de Bacharel, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Campina Grande em 2006, 2008 e 2010, respectivamente. Desde 2011 é professor adjunto da Universidade Federal da Paraíba (UFPB). Entre março de 2013 a março de 2016 foi tutor do PET (Programa de Educação

Tutorial) do grupo Educação Continuada em Engenharia Elétrica - PET elétrica UFPB. Entre Setembro de 2016 a Agosto de 2019 foi coordenador do programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPB. Entre fevereiro de 2021 a setembro de 2023 foi interlocutor dos grupos PET da UFPB. Seus interesses em pesquisa são voltados para as áreas de eletrônica industrial, acionamento de máquinas elétricas, controle preditivo e geração eólica.

Alfeu J. Sguarezi Filho recebeu seu mestrado e seu Doutorado em Eng. Elétrica pela Universidade de Campinas, respectivamente em 2007 e 2010. É professor da Universidade Federal do ABC - UFABC, em Santo André, lecionando nas áreas de Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos. É membro Sênior do IEEE.