# Controlador FCS-MPC com Ação Integral Aplicado a Inversores Conectados à Rede $^\star$

Luiz A. Maccari Jr.\*, Daniel M. Lima\*, Caio R. D. Osório\*\*, Gustavo G. Koch\*\*, Fernanda Carnielutti\*\*, Vinicius F. Montagner \*\*, Humberto Pinheiro\*\*

\* Universidade Federal de Santa Catarina, Blumenau - SC e-mail: luiz.maccari@ufsc.br; daniel.lima@ufsc.br. \*\* Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS e-mail: caio.osorio@gmail.com, gustavoguilhermekoch@gmail.com, fernanda.carnielutti@gmail.com, vfmontagner@gmail.com, humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com.

**Abstract:** This paper presents an alternative implementation of a finite control set model predictive control applied to grid-tied inverters. In comparison to algorithms in the literature, the main modification here is to include in the cost function the prediction of a state vector encompassing the integral of the tracking error in the synchronous reference frame. Thereby, the proposed controller is capable of ensuring zero steady state tracking error in the presence of modeling errors. Furthermore, the proposed modification allows the rejection of grid voltage disturbances without the need to include them in the feedback loop, which is an important practical advantage in comparison to other alternatives. To validate the proposal, simulation results are presented for a three-phase inverter connected to the grid through an L filter, confirming good transient and steady-state performance with the proposed algorithm, and also superior performance when compared to the results obtained with a solution based on the literature under the same conditions.

**Resumo**: Este artigo apresenta uma alternativa para a implementação de um controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito aplicada a inversores conectados à rede elétrica. Em comparação a algoritmos da literatura, a principal modificação consiste em incluir na função custo a predição de um vetor de estados contendo a integral do erro de rastreamento de corrente em coordenadas síncronas. Dessa forma, o controlador proposto permite garantir erro nulo de rastreamento em regime permanente na presença de erros de modelagem sem comprometer o desempenho dinâmico do controlador. Ainda, o controlador proposto permite rejeitar o distúrbio proveniente das tensões da rede sem a necessidade de considerar a realimentação destas tensões na predição das correntes, o que é uma importante vantagem em relação a outras alternativas. Para validar a proposta, resultados de simulação são apresentados para um inversor trifásico conectado à rede por meio de um filtro L, confirmando o bom desempenho transitório e em regime permanente do controlador proposto e a superioridade dos resultados obtidos em comparação com uma solução baseada na literatura, nas mesmas condições.

*Keywords:* Grid-tied inverters; Current control; Model predictive control; Finite control set; Integral action.

*Palavras-chaves:* Conversores conectados à rede; Controle de corrente; Controle preditivo baseado em modelo; Conjunto de controle finito; Ação integral.

# 1. INTRODUÇÃO

O aumento da demanda por energia e a preocupação com questões ambientais são fatores de grande relevância em Engenharia Elétrica. Desta forma, tendo em vista a necessidade de matrizes energéticas mais diversificadas e sustentáveis, sistemas de geração distribuída de energia elétrica baseados em fontes renováveis, como por exemplo eólica e solar, experimentaram um rápido desenvolvimento nas últimas décadas (Willis and Scott, 2000; Blaabjerg et al., 2006; Guerrero et al., 2010). Neste contexto, inversores conectados à rede elétrica (*Grid-Tied Inverters* - GTIs) desempenham papel fundamental, uma vez que permitem integrar as fontes renováveis de energia à rede, garantindo, por meio do controle de corrente, um adequado fluxo de potência (Erickson, 1997; Timbus et al., 2009; Teodorescu et al., 2011).

<sup>\*</sup> O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CA-PES/PROEX) - Código de Financiamento 001, INCT-GD, e Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) (465640/2014-1, 160884/2019-5, 421120/2016-9 e 309536/2018-9), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551-0000517-1), and CAPES-PRINT (88887.465639/2019-00).

Existem diversas maneiras de se realizar o controle de corrente de GTIs. Dentre as estratégias lineares clássicas, podem-se citar os controladores proporcional-integral (PI), no referencial síncrono, e os controladores proporcionalressonante (PR), no referencial estacionário (Dannehl et al., 2010; Teodorescu et al., 2006). Por outro lado, considerando o avanço na tecnologia dos processadores digitais de sinais e microcontroladores, estratégias de controle preditivo têm se mostrado uma alternativa viável para o controle digital de corrente em GTIs, com destaque para o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (Finite Control Set Model Predictive Control - FCS-MPC) (Rodriguez et al., 2013; Yaramasu et al., 2013; Rivera et al., 2013; Wu, 2017; Maccari Jr. et al., 2020). Estes controladores utilizam um modelo do sistema para predizer o comportamento das variáveis controladas, neste caso, a corrente injetada na rede pelo inversor.

Ao contrário dos controladores lineares, como PI e PR, o FCS-MPC clássico pode ser implementado sem modulador. A cada período de amostragem  $T_s$ , um problema de otimização com restrições é solucionado. Este problema geralmente é expresso por meio de uma função custo, que pode englobar diversos objetivos como, por exemplo, o erro de rastreamento da referência, minimização de perdas de comutação, equilíbrio de tensões de capacitores em topologias multiníveis, etc. Para cada vetor de comutação do inversor, a função custo é calculada e o vetor que a minimiza é então escolhido e implementado por meio do inversor. Isto torna o FCS-MPC um controlador flexível, capaz de prover alto desempenho dinâmico e rastreamento da referência, mesmo em GTIs sujeitos a não-linearidades e diferentes restrições práticas, como, por exemplo, variações paramétricas e dinâmicas não modeladas (Panten et al., 2016; Osório et al., 2017; Donoso et al., 2018; Dragičević et al., 2020; Rodriguez and Cortes, 2012).

Entretanto, uma desvantagem bem conhecida dos controladores FCS-MPC, quando não utilizam moduladores, é o fato de que esta estratégia geralmente resulta em frequência de comutação variável, o que representa um desafio adicional no projeto do filtro (Hu et al., 2015; Panten et al., 2016). Outra limitação importante destes controladores é a dificuldade de garantir erro nulo em regime permanente quando o sistema está sujeito a erros de modelagem provenientes de incertezas paramétricas ou distúrbios. Esta característica é analisada em detalhes em (Young et al., 2016), onde é apresentado um método analítico para examinar a influência das variações paramétricas no erro de predição de um FCS-MPC, tomando como exemplo um inversor de dois níveis trifásico com carga RL. Por meio dos resultados, é demonstrado que o erro de regime permanente é determinado pela diferença entre os parâmetros nominais do modelo e os reais, e pelos valores instantâneos das medidas das tensões e correntes do inversor. Contudo, o desempenho dinâmico do controlador não é afetado de maneira significativa pelas variações paramétricas.

A fim de corrigir o erro de regime permanente e compensar possíveis erros nos parâmetros do modelo, em (Aguilera et al., 2013) é proposta uma modificação do FCS-MPC através da amostragem síncrona da corrente do inversor. Esta abordagem permite uma boa aproximação da variável de controle, ou seja, a corrente, minimizando o erro de regime permanente. Resultados experimentais são apresentados para um inversor monofásico em ponte completa com carga RL. Por outro lado, em (Norambuena et al., 2019) é apresentada uma estratégia de FCS-MPC em que o erro no instante de amostragem passado é incorporado na ação de controle, através da adição de um novo termo na função custo, com peso variável, que depende da magnitude do erro. Resultados experimentais são apresentados para um conversor *Flying Capacitor* com carga RL, demonstrando que, além de melhorar o desempenho em regime permanente, o FCS-MPC proposto também apresenta resposta transitória similar ao FCS-MPC convencional.

Tendo em vista o exposto, o presente trabalho apresenta como contribuição uma alternativa para a implementação de controladores FCS-MPC aplicados a inversores trifásicos conectados à rede por meio de filtro L. A proposta baseia-se em aumentar o modelo utilizado para a predição adicionando dois estados adicionais que representam a integral do erro de rastreamento em cada eixo do referencial síncrono. Desta forma, é possível corrigir erros de rastreamento em regime permanente causados por distúrbios externos e erros de modelagem. Para validar a proposta, o sistema é simulado considerando erros de modelagem devido a incertezas paramétricas na planta (indutâncias do filtro e da rede) e à presença de distúrbios (tensões da rede). Os resultados confirmam que o FCS-MPC proposto permite mitigar o erro de rastreamento em regime permanente sem a necessidade de realimentação do distúrbio, provendo correntes injetadas na rede com bom desempenho dinâmico.

O texto a seguir está dividido da seguinte forma: na Seção 2, a modelagem de um GTI trifásico com filtro L é apresentada. Um algoritmo FSC-MPC tradicional e o algoritmo proposto são apresentados nas Seções 3 e 4, respectivamente. Na Seção 5 são apresentados resultados de simulações, incluindo comparações da técnica proposta com a técnica tradicional. Finalmente, na Seção 6, as conclusões são apresentadas.

### 2. MODELAGEM

Considere o inversor trifásico conectado à rede no ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling* – PCC), por meio de um filtro L, dado na Figura 1. A impedância da rede é considerada puramente indutiva, representada pelo indutor  $L_q$ .



Figura 1. Inversor trifásico conectado à rede por meio de filtro L.

A partir das leis de Kirchhoff, a planta da Figura 1 pode ser modelada e representada no referencial estacionário (coordenadas  $\alpha\beta$ 0). Assumindo que o sistema é equilibrado e que não há caminho para circulação de correntes de eixo-0, tem-se que:

$$\frac{d}{dt}i_{\alpha}(t) = \frac{1}{L_f + L_g} \left(-R_f i_{\alpha}(t) + u_{\alpha}(t) - v_{\alpha}(t)\right)$$

$$\frac{d}{dt}i_{\beta}(t) = \frac{1}{L_f + L_g} \left(-R_f i_{\beta}(t) + u_{\beta}(t) - v_{\beta}(t)\right)$$
(1)

em que  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  são as variáveis controladas, dadas pelas correntes injetadas na rede,  $u_{\alpha}$  e  $u_{\beta}$  são as entradas de controle, dadas pelos vetores de tensão do inversor, e  $v_{\alpha}$  e  $v_{\beta}$  são os distúrbios, dados pelas tensões da rede.

Assumindo um período de amostragem  $T_s$  suficientemente pequeno e considerando a aproximação de Euler, o modelo em tempo discreto é dado por

$$i_{\alpha}(k+1) = i_{\alpha}(k) + \frac{T_s}{L_t}(-R_f i_{\alpha}(k) + u_{\alpha}(k) - v_{\alpha}(k))$$
  

$$i_{\beta}(k+1) = i_{\beta}(k) + \frac{T_s}{L_t}(-R_f i_{\beta}(k) + u_{\beta}(k) - v_{\beta}(k))$$
(2)

em que  $L_t$  é a soma das indutâncias do filtro e da rede, dada por  $L_t = L_f + L_g$ .

O modelo dado em (2) pode ser representado por um sistema em espaço de estados, dado por

$$x_{\alpha\beta}(k+1) = Ax_{\alpha\beta}(k) + Bu_{\alpha\beta}(k) + Fv_{\alpha\beta}(k) \qquad (3)$$

em que  $x_{\alpha\beta}(k) = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T$ ,  $u_{\alpha\beta}(k) = [u_{\alpha} \ u_{\beta}]^T$ ,  $v_{\alpha\beta}(k) = [v_{\alpha} \ v_{\beta}]^T$ , e as matrizes são dadas por

$$A = \left(1 - \frac{R_f T_s}{L_t}\right) \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \frac{T_s}{L_t} \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix}, F = -\frac{T_s}{L_t} \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(4)

## 3. CONTROLADOR FCS-MPC TRADICIONAL

Os controladores FCS-MPC sem modulador partem do pressuposto de que existe um número finito de vetores de comutação que podem ser sintetizados pelo conversor. Por exemplo, no caso do inversor trifásico de dois níveis mostrado na Figura 1, o vetor  $u_{\alpha\beta}(k)$  pode assumir 7 valores distintos, dados por  $u_{\alpha\beta}^{j}$ , com  $j = 1, \dots, 7$ .

Para este caso, o diagrama de blocos da Figura 2 ilustra o algoritmo para implementação de um controlador FCS-MPC, obtido com base em Wang et al. (2015), e denominado aqui de FCS-MPC tradicional.

Neste algoritmo, primeiramente as correntes e tensões de rede são amostradas, e os sinais são então transformados para o referencial estacionário, obtendo-se  $x_{\alpha\beta}(k) e v_{\alpha\beta}(k)$ . A partir destas medidas, com base em (3), calcula-se as predições dos estados em k + 1.

Na sequência, considerando o atraso de implementação digital, para cada um dos possíveis vetores de comutação a serem aplicados,  $u_{\alpha\beta}^{j}(k+1)$ , prediz-se o valor das variáveis controladas em k + 2, de modo que:

$$x_{\alpha\beta}^{j}(k+2) = Ax_{\alpha\beta}(k+1) + Bu_{\alpha\beta}^{j}(k+1) + Fv_{\alpha\beta}(k+1)$$
(5)

Com base nestas predições, o vetor de comutação escolhido é determinado por meio de um problema de otimização,



Figura 2. Fluxograma para implementação do controlador FCS-MPC tradicional.

sendo  $u^*_{\alpha\beta}(k+1)$  o vetor que minimiza o valor de uma determinada função custo.

Conforme mencionado anteriormente, diferentes funções custo podem ser consideradas (Rodriguez and Cortes, 2012). No presente artigo, para o FCS-MPC tradicional, esta função é definida com base no erro de rastreamento das correntes injetadas na rede, tal que:

$$g_{dq}^{j} = (r_{d}(k+2) - x_{d}^{j}(k+2))^{2} + (r_{q}(k+2) - x_{q}^{j}(k+2))^{2} \quad (6)$$

em que o erro é obtido no referencial síncrono, e  $r_d e r_q$  são as referências nos eixos síncronos d e q, respectivamente. Para tanto, a transformação dos sinais das variáveis preditas é dada por:

$$x_{dg}^{j}(k+2) = T_{\theta}(k+2) x_{\alpha\beta}^{j}(k+2)$$
(7)

no qual  $T_{\theta}(k+2)$  é a matriz de transformação de  $\alpha\beta$  para dq, e  $x_{dq}^{j} = [x_{d}^{j} x_{q}^{j}]^{T}$ .

Para a implementação do controlador de forma simples, conforme ilustra a Figura 2, as seguintes hipóteses são levadas em consideração: i) considerando que a frequência de amostragem é suficientemente maior do que a frequência das tensões da rede, assume-se que  $v_{\alpha\beta}(k+1) = v_{\alpha\beta}(k)$ ; ii) considerando que as referências são conhecidas e que, em eixos síncronos, são dadas por sinais constantes, de forma que  $r_d(k+2) = r_d(k)$  e  $r_q(k+2) = r_q(k)$ . Cabe observar que, se as referências de corrente forem provenientes de uma malha externa (por exemplo, controle de tensão), os valores futuros em k + 2 podem ser estimados utilizando, por exemplo, extrapolação (Rodriguez and Cortes, 2012).

#### 4. CONTROLADOR FCS-MPC PROPOSTO

A técnica FCS-MPC tradicional, apresentada na seção anterior, tem problemas para tratar plantas sujeitas a incertezas paramétricas e distúrbios não modelados. Isto ocorre pois as predições dos estados são calculadas com base em um modelo nominal. Portanto, na presença de erros de modelagem, os estados preditos podem divergir dos estados reais da planta, levando a soluções equivocadas para o problema de otimização, o que prejudica as respostas dinâmicas e o rastreamento em regime permanente (Wang et al., 2015).

Assumindo a utilização de um referencial síncrono para o cômputo do erro de rastreamento, conforme mostrado na Figura 2, erros de regime permanente na frequência fundamental, em coordenadas abc, são transformados em erros constantes, em coordenadas dq.

Dessa forma, para corrigir erros constantes em regime permanente, propõe-se aqui uma alternativa baseada na adição de estados integradores, em coordenadas dq. Essa proposta segue uma metologia já tradicional no contexto de controle por espaço de estados, mas que não foi utilizada no contexto do FCS-MPC, considerando a pesquisa na literatura feita pelos autores <sup>1</sup>.

O diagrama de blocos do controlador FCS-MPC proposto é mostrado na Figura 3, considerando as mesmas hipóteses mencionadas ao final da Seção 3.

No algoritmo proposto, o vetor de estados contendo a integração dos erros de rastreamento  $\xi_{dq}$  é dado por:

$$\xi_{dq}(k) = \xi_{dq}(k-1) + (r_{dq}(k) - x_{dq}(k)), \qquad (8)$$
em que  $\xi_{dq} = [\xi_d \ \xi_q]^T$  e  $r_{dq} = [r_d \ r_q]^T.$ 

Em relação ao algoritmo FCS-MPC tradicional, a principal modificação consiste em incluir a predição dos estados

integradores,  $\mathcal{E}_{i}^{j}$  (k+2), na função custo, de modo que:

$$g_{dq}^{j} = (r_{d}(k) - x_{d}^{j}(k+2))^{2} + \lambda_{\xi_{d}} \left(\xi_{d}^{j}(k+2)\right)^{2} + (r_{q}(k) - x_{q}^{j}(k+2))^{2} + \lambda_{\xi_{q}} \left(\xi_{q}^{j}(k+2)\right)^{2}$$
(9)

Ressalta-se que o valor futuro dos estados integradores  $\xi_{dq}(k+2)$  também é obtido através das predições do sistema, como mostrado no fluxograma da Figura 3.

Assim, o problema de otimização a ser resolvido consiste em minimizar tanto a predição do erro de rastreamento, quanto a predição do vetor de estados contendo os erros integrados. Note que  $\xi_{dq}$  só converge se o erro de rastreamento for nulo. Portanto, esta condição precisa ser garantida para minimizar a função custo do FCS-MPC proposto.

Cabe observar que o algoritmo proposto traz dois novos parâmetros de ajuste  $\lambda_{\xi_d}$  e  $\lambda_{\xi_q}$ , que definem o peso dos estados integradores na função custo. A resposta tende a ser mais agressiva (tempo de assentamento menor mas com maior sobressinal) ao se aumentar essas ponderações, e o contrário acontece ao diminuí-las. No caso limítrofe,



Figura 3. Fluxograma para implementação do controlador FCS-MPC proposto.

se esses pesos são escolhidos iguais a 0, recupera-se o algoritmo FCS-MPC tradicional, conforme mostrado na Figura 2.

## 5. RESULTADOS

Para demonstrar que a estratégia de controle proposta é adequada, realizaram-se simulações em ambiente Simulink/Simscape. Foi considerado um inversor conectado na rede por meio de um filtro L, como o apresentado na Figura 1, utilizando os parâmetros da Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros do filtro.

Tensão do barramento	$V_{dc}$	400 V
Tensão da rede	$v_g$	127 Vrms
Indutância da rede	$L_g$	1  mH
Indutância do filtro	$L_f$	4 mH
Resistência do filtro	$R_f$	0.1 Ω
Indutância total no modelo	$L_m$	10 mH
Resistência do modelo	$R_m$	$0.1 \ \Omega$
Frequência de amostragem	$f_s$	20 kHz

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Uma abordagem similar poderia ser feita em coordenadas  $\alpha\beta$ 0, mas seria necessário a adição de estados ressonantes na frequência de trabalho do sistema. A desvantagem neste caso está no fato de que o número de estados do sistema aumenta, o que pode dificultar a sintonia pode se obter um sistema em malha fechada estável.



Figura 4. FSC-MPC tradicional sem distúrbio na rede. Superior:  $i_{\alpha}$  (verde) e  $i_{\beta}$  (vermelho). Centro:  $i_{d}$  (verde) e  $i_{q}$  (vermelho). Inferior:  $i_{a}$  (verde),  $i_{b}$  (azul) e  $i_{c}$  (vermelho).

É importante salientar que todos os resultados a seguir foram obtidos em situação onde há erro de modelagem. As simulações foram realizadas considerando uma planta com indutância total  $L_t = L_g + L_f = 5 \ mH$ , enquanto o modelo de predição utilizado considera uma indutância total  $L_m = 10 \ mH$ . Esta situação foi escolhida para ilustrar o desempenho das estratégias FCS-MPC em um cenário de incerteza da indutância da rede elétrica, cenário comum em aplicações de inversores conectados à rede pois a indutância desta raramente é conhecida. Nas simulações das Figuras 4 a 7 foram utilizadas as seguintes referências em coordenadas dq:

$r_d(t) = 10,$	$r_q(t) = 0,$	se $0.00 \le t < 0.02$
$r_d(t) = 20,$	$r_q(t) = 0,$	se $0.02 \le t < 0.06$
$r_d(t) = 0,$	$r_q(t) = 10,$	se $0.06 \le t < 0.08$
$r_d(t) = 0,$	$r_q(t) = 20,$	se $0.08 \le t < 0.12$

Estas referências foram escolhidas pois representam transitórios de potência ativa e reativa comuns à aplicação.

Na Figura 4, apresentam-se as correntes de saída nos três eixos de coordenadas de interesse para o caso da implementação do FCS-MPC tradicional em uma situação sem rede elétrica ( $v_g = 0 V$ ) e sem considerar distúrbios no modelo de predição (matriz F=0 em (3)). Esta situação foi escolhida por representar uma estrutura de controle em que não é necessária a medição da rede elétrica e para servir como caso de referência. É possível verificar que nesta situação o controlador tradicional consegue rastrear as referências com um rápido tempo de acomodação, mesmo na presença de erros de modelagem.

No entanto, o mesmo não se observa no caso da presença da rede elétrica ( $v_g = 127$  Vrms). Na Figura 5, é possível verificar que a implementação do controlador FCS-MPC tradicional sem considerar a tensão da rede, ou seja, sem a realimentação do distúrbio  $v_{\alpha\beta}$  no modelo de predição, não consegue rastrear a referência de forma adequada,



Figura 5. FSC-MPC tradicional com distúrbio na rede e sem o considerar no modelo. Superior:  $i_{\alpha}$  (verde) e  $i_{\beta}$  (vermelho). Centro:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

apresentando erro de regime permanente na corrente  $i_q$ .

Nesse cenário, uma forma de minimizar o erro de regime permanente é a inclusão do distúrbio  $v_{\alpha\beta}$  no modelo de predição, utilizando então o sinal das tensões das três fases da rede elétrica. A Figura 6 apresenta o resultado obtido com o controlador FCS-MPC tradicional para esta situação. É possível verificar que o controlador FSC-MPC tradicional consegue neste caso apresentar bom rastreamento de referência e baixo tempo de acomodação. A desvantagem deste método é a necessidade de se obter a medição das tensões nas três fases da rede. Além disso, deve-se ressaltar que caso os erros de modelagem sejam consideráveis, somente a leitura do distúrbio da rede não será suficiente para eliminar totalmente o erro de regime permanente. Isso acontece devido à predição incorreta feita pelo controlador, que utiliza um modelo nominal que não reflete corretamente o sistema real.

Agora, para ilustrar uma vantagem da técnica proposta, utiliza-se o cenário em que o distúrbio da rede  $v_{\alpha\beta}$  não é considerado no modelo de predição. Dessa forma, o controlador precisa corrigir tanto os efeitos dos erros de modelagem quanto do distúrbio, utilizando apenas a informação da saída. Na Figura 7, são apresentadas as correntes de saída para o controlador FCS-MPC proposto. Observase que o mesmo é capaz de garantir rastreamento de referência com rápidos transitórios e com erro de regime permanente nulo, ao contrário da técnica tradicional sob as mesmas condições. Os parâmetros de sintonia dos estados integradores foi  $\lambda_{\xi d} = \lambda_{\xi q} = 0,01$ . Estes valores foram encontrados após algumas simulações do sistema e resultaram em um bom compromisso entre velocidade e sobressinal na resposta transitória. Vale ressaltar ainda que com essa nova abordagem o número de sensores pode ser reduzido, o que é vantajoso do ponto de vista prático, sendo necessário a medição de apenas uma fase para fins de sincronismo.



Figura 6. FSC-MPC tradicional com distúrbio na rede, considerando-o no modelo e com medição das três fases da rede. Superior:  $i_{\alpha}$  (verde) e  $i_{\beta}$  (vermelho). Centro:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).



Figura 7. FSC-MPC com integrador, com distúrbio na rede e sem modelo do distúrbio na predição. Superior:  $i_{\alpha}$ (verde) e  $i_{\beta}$  (vermelho). Centro:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

Para reafirmar a adequação da proposta de controle apresentada, efetuaram-se testes diante de afundamentos de 50% na tensão da rede elétrica. Percebe-se pela Figura 8 que o controlador FCS-MPC proposto consegue garantir bom desempenho nesse cenário, mesmo sem a realimentação do distúrbio, com respostas transitórias rápidas e erros de rastreamento em regime permanente desprezíveis.

## 6. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma contribuição para a técnica FCS-MPC aplicada ao controle de corrente em inversores conectados à rede elétrica. A proposta baseiase em incluir, no cálculo da função custo, a predição de



Figura 8. FSC-MPC com integrador na presença de afundamentos de tensão. Superior:  $V_{ga}$  (verde),  $V_{gb}$  (azul) e  $V_{gc}$  (vermelho). Centro:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

um vetor de estados contendo as integrais dos erros de rastreamento em coordenadas dq. Em comparação com algoritmos tradicionais para implementação do FCS-MPC, supondo o sistema de malha fechada estável, esta modificação garante que qualquer distúrbio ou erro de modelagem que gere uma perturbação constante em coordenadas dqseja rejeitado, melhorando o desempenho de regime permanente do controlador e mantendo o bom desempenho dinâmico. Dessa forma, uma importante vantagem em termos de aplicação prática é permitir obter erro de rastreamento de corrente nulo em regime permanente, sem a necessidade de realimentação das tensões de rede para a predição das correntes, o que possibilita reduzir o número de sensores e evitar problemas associados à realimentação das tensões no ponto de acoplamento comum para o cômputo do controlador. Uma desvantagem é que, como são adicionados estados integradores, estes podem levar o sistema a uma condição de instabilidade caso as ponderações não sejam escolhidas de forma adequada, essa situação é comparável à adição da parcela integral (ou ressonante) a um controlador proporcional tradicional. Perspectivas futuras deste trabalho incluem avaliação de desempenho em diferentes condições de rede, como por exemplo, rede desbalanceada e/ou com harmônicas. Além disso, o estudo da proposta em diferentes topologias de inversores e filtros, bem como a validação em protótipo experimental.

#### REFERÊNCIAS

- Aguilera, R.P., Lezana, P., and Quevedo, D.E. (2013). Finite-control-set model predictive control with improved steady-state performance. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 658–667.
- Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., and Timbus, A. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5), 1398-1409.
- Dannehl, J., Fuchs, F., Hansen, S., and Thøgersen, P. (2010). Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected pulse

width modulation converters with LCL filters. *Industry* Applications, *IEEE Transactions on*, 46(4), 1509–1517. doi:10.1109/TIA.2010.2049974.

- Donoso, F., Mora, A., Cárdenas, R., Angulo, A., Sáez, D., and Rivera, M. (2018). Finite-set model-predictive control strategies for a 3l-npc inverter operating with fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(5), 3954–3965.
- Dragičević, T., Zheng, C., Rodriguez, J., and Blaabjerg, F. (2020). Robust quasi-predictive control of *lcl*-filtered grid converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(2), 1934–1946.
- Erickson, R.W. (1997). Fundamentals of Power Electronics. Chapman & Hall, New York, NY.
- Guerrero, J., Blaabjerg, F., Zhelev, T., Hemmes, K., Monmasson, E., Jemei, S., Comech, M., Granadino, R., and Frau, J. (2010). Distributed generation: Toward a new energy paradigm. *Industrial Electronics Magazine*, *IEEE*, 4(1), 52–64. doi:10.1109/MIE.2010.935862.
- Hu, J., Zhu, J., and Dorrell, D.G. (2015). Model predictive control of grid-connected inverters for pv systems with flexible power regulation and switching frequency reduction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(1), 587–594.
- Maccari Jr., L.A., Lima, D.M., Koch, G.G., and Montagner, V.F. (2020). Robust model predictive controller applied to three-phase grid-connected lcl filters. *Journal* of Control, Automation and Electrical Systems, 31, 447– 460.
- Norambuena, M., Lezana, P., and Rodriguez, J. (2019). A method to eliminate steady-state error of model predictive control in power electronics. *IEEE Journal* of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 7(4), 2525–2530.
- Osório, C.R.D., da Silva, G.S., Giacomini, J.C., and Rech, C. (2017). Comparative analysis of predictive current control techniques applied to single-phase gridconnected inverters. In 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 1–6.
- Panten, N., Hoffmann, N., and Fuchs, F.W. (2016). Finite control set model predictive current control for gridconnected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. *IEEE Tran*-

sactions on Power Electronics, 31(7), 5189–5200.

- Rivera, M., Yaramasu, V., Rodriguez, J., and Wu, B. (2013). Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part ii: Experimental implementation and validation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7), 3469–3478.
- Rodriguez, J. and Cortes, P. (2012). Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. John Wiley & Sons.
- Rodriguez, J., Kazmierkowski, M.P., Espinoza, J.R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H.A., and Rojas, C.A. (2013). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions* on Industrial Informatics, 9(2), 1003–1016.
- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., and Loh, P. (2006). Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 153(5), 750–762.
- Teodorescu, R., Liserre, M., and Rodríguez, P. (2011). Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Wiley - IEEE. John Wiley & Sons.
- Timbus, A., Liserre, M., Teodorescu, R., Rodriguez, P., and Blaabjerg, F. (2009). Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(3), 654–664.
- Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., and Ng, K. (2015). PID and predictive control of electrical drives and power converters using MATLAB/Simulink. John Wiley & Sons.
- Willis, H. and Scott, W.G. (2000). Distributed Power Generation: Planning and Evaluation. Power Engineering (Willis). Taylor & Francis.
- Wu, V.Y.B. (2017). Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems. Wiley-IEEE Press.
- Yaramasu, V., Rivera, M., Wu, B., and Rodriguez, J. (2013). Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part i: Concept, algorithm, and simulation analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7), 3459–3468.
- Young, H.A., Perez, M.A., and Rodriguez, J. (2016). Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 3100–3107.