

# PROJETO DO CONTROLE PREDITIVO BASEADO NO MODELO COM MODULAÇÃO USANDO O MAPA DE DESEMPENHO DE UM VSC COM FILTRO L CONECTADO A REDE

Jefferson S. Costa<sup>1</sup>, Angelo Lunardi<sup>2</sup>, Alfeu J. Sguarezi Filho<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal do Pará (UFPA), Tucuruí-PA, Brasil.

<sup>2</sup>Universidade Federal do ABC (UFABC), Santo André-SP, Brasil.

e-mail: jeffersonsc@ufpa.br, angelo.lunardi28@gmail.com, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br

**Resumo** – O controle preditivo baseado no modelo é uma técnica muito utilizada para lidar com os desafios do controle de conversores de potência empregados como interface entre energias renováveis e a rede elétrica. Essa técnica combina o controle em malha fechada com minimização do erro e do esforço de controle, mas a sintonia de forma sistemática ainda é um desafio em aberto e pouco se conhece sobre os efeitos dos parâmetros desse controlador no desempenho em malha fechada de conversores fonte de tensão conectados à rede.

Neste artigo um controlador preditivo com modulação é aplicado no referencial síncrono a um conversor de potência com filtro indutivo. Como proposta de sintonia do controlador, primeiro avalia-se os polos de malha fechada para limitar os parâmetros e garantir a estabilidade. Depois o desempenho em malha fechada é refinado mapeando o desempenho do sistema de controle considerando simultaneamente horizontes de tempo do modelo preditivo e os fatores de peso da função custo. Os ajustes propostos para o controlador foram validados experimentalmente em uma bancada de baixa potência e comparados com o preditivo *Finite Control Set*. Os resultados corroboram o projeto do controlado com desempenho comparável e até superior a outras técnicas de controle avançado.

**Palavras-chave** – Controle Preditivo, Controle de Corrente, Conversor CC-CA, Conversor Conectado à Rede, Conversor com Filtro L, Projeto do Controle Preditivo.

## MPC EMPLOYING MODULATION DESIGN CONSIDERING THE PERFORMANCE MAP APPLIED TO VSC-GRID CONVERTER WITH L FILTER

**Abstract** – In this paper a model predictive control with modulation is applied in the synchronous reference to regulate the current in a grid-connected converter with an inductive filter. For controller tuning, first the parameters are constrained to ensure stability and then the performance is fine-tuned using a global closed loop performance map considering simultaneously the controller parameters: time horizons of the predictive model and the weight factors of the cost function. The Experimental results on a low-power bench prove the good performance

of the controller tuning strategy, better than other advanced control techniques.

**Keywords** – Grid-Connected Converter, MPC with Modulation, Model Predictive Control, VSC with L-filter, Weight Factor Design.

### NOMENCLATURA

$V_{cc}$	Tensão no barramento de corrente contínua.
$v_i^{abc}$	Tensão trifásica na saída do VSC.
$v_g^{abc}$	Tensão trifásica da rede.
$i_g$	Corrente injetada na rede pelo VSC.
$\theta_g$	Fase instantânea da rede (rad).
$\omega_g$	Frequência angular da rede (rad/s).
$\vec{v}_{dq}$	Tensão no referencial síncrono $dq$ .
$\vec{i}_{dq}$	Corrente no referencial síncrono $dq$ .
$P$	Potência ativa.
$Q$	Potência reativa.
$L$	Indutância do filtro.
$R$	Resistência interna do filtro.
$T_s$	Tempo de amostragem (s).
$\vec{x}$	Vetor de estados discretos.
$A_{dis}$	Matriz de estados discretos.
$\vec{u}$	Vetor de entrada discreta.
$B_{dis}$	Matriz de entrada discreta.
$\vec{y}$	Vetor de saída discreta.
$C_{dis}$	Matriz de saída discreta.
$n_y$	Horizonte de predição.
$n_u$	Horizonte de controle.
$\vec{\mathcal{Y}}$	Predições da saída até $n_y$ .
$\vec{x}(k)$	Medidas dos estados.
$U$	Predições do sinal de controle até $n_u$ .
$\Psi$	Matriz de estados.
$\mathcal{M}$	Matriz de entrada.
$\mathcal{J}$	Função custo.
$\Gamma_y$	Ponderação do erro de rastreamento.
$\Gamma_u$	Ponderação do esforço de controle.
$\vec{u}_{dq}(k)$	Sinal de controle no horizonte recente.
$V_{ab}$	Tensão Fase-Fase na rede.
$f_g$	Frequência da rede.
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento PWM.

### I. INTRODUÇÃO

A integração de fontes de energia renováveis (RES do inglês *Renewable Energy Sources*) com o sistema de energia elétrica é uma solução essencial para reduzir a dependência de

fontes com altas taxas de emissão de carbono, como derivados de petróleo e carvão, as quais contribuem fortemente para o aquecimento global [1]. A integração de RES alternativas como solar fotovoltaica e eólica é realizada de forma distribuída por meio de conversores de potência e, utilizando o controle e o gerenciamento adequados, as RES podem melhorar a qualidade, estabilidade e confiabilidade do fornecimento de energia nos sistemas de potências atuais [2].

O VSC com um filtro passivo é uma topologia bastante utilizada para interface de RES na rede elétrica em microredes e geração distribuída [2]. O filtro passivo tem o intuito de atenuar as componentes harmônicas geradas pela natureza chaveada e por não linearidades como o *dead time*, aplicado no acionamento das chaves do VSC para evitar um curto-circuito no barramento CC [3]. Embora filtros de ordem superior como o indutivo-capacitivo (LC) ou indutivo-capacitivo-indutivo (LCL) ofereçam vantagens na atenuação de distorções harmônicas, a ressonância característica e a maior complexidade do projeto e implementação do sistema de controle são desvantagens em comparação com o filtro indutivo (L), mais simples, bem estabelecido na literatura e mais confiável, uma vez que requerem um mínimo de sensores [4]. Do ponto de vista do controle, são grandes desafios de implementação, pois o sistema deve lidar simultaneamente com: regulação de potência, correção do fator de potência, restrições físicas, atenuação das distorções harmônicas e outras demandas no ponto de conexão com a rede [1], [2], [5].

O funcionamento adequado do VSC com bom desempenho dinâmico e robustez depende da técnica de controle aplicada, sendo algumas das mais utilizadas: controle proporcional ressonante (PR) [6], controles não lineares por modos deslizantes ou interface Fuzzy [5], realimentação de estados [7] e controle preditivo baseado no modelo (MPC do inglês *Model Predictive Control*) [8]. O MPC é uma técnica bastante aplicada em conversores de potência por reunir características de várias técnicas clássicas e avançadas como controle em malha fechada, minimização do erro a cada instante de tempo, implementação intuitiva para sistemas multivariáveis e a capacidade de incorporar as restrições físicas do sistema [2], [9], [10]. Por ser uma técnica baseada no modelo, o MPC pode perder desempenho por variações paramétricas e também na ocorrência de grandes distúrbios na corrente da carga ou na tensão da rede [5].

O MPC *Continuous Control Set* (CCS-MPC), também conhecido como MPC com modulação, é um subtipo de MPC bastante utilizado para conversores de potência [8]. Esta técnica define o sinal de controle para minimize uma função de custo que considera o erro de rastreamento da referência e esforço de controle [5]. O CCS-MPC tem uma ação de controle linear e Modulação por Largura de Pulso (PWM) para acionamento das chaves do VSC, operando assim com frequência fixa [11]. A sintonia sistemática do controlador CCS-MPC ainda é um desafio em aberto, uma vez que pouco se sabe sobre os efeitos do horizonte de tempo no modelo preditivo e os pesos da função custo na estabilidade e no desempenho do sistema em malha fechada [12], [13]. O método empírico de projeto do CCS-MPC é o mais comumente reportado, como em [14], e, para provar a estabilidade de um conjunto finito de parâmetros de controle, algumas técnicas podem ser aplicadas

como funções de Lyapunov [15], *Linear Matrix Inequalities* (LMI) [16] e a falsa equação algébrica de Riccati [17].

A modelagem do VSC conectado a rede é geralmente referenciado no espaço vetorial pelo reduzido número de variáveis de controle, mas há abordagens onde se utiliza o referencial escalar trifásico como em [18]. No referencial estacionário  $\alpha\beta$  como em [9], [14], as variáveis seguem uma orientação senoidal e há forte acoplamento entre as potências ativa e reativa, dificultando a regulação de potência e do fator de potência de forma individual [5]. Já no referencial síncrono  $dq$  como em [15], é necessário empregar um *Phase-Locked Loop* (PLL) para garantir a sincronização com a rede elétrica, mas tem a vantagem de trabalhar com variáveis constantes, reduzindo o problema de seguir uma referência senoidal a um problema de regulação de corrente [5]. Além disso, é possível realizar o controle individual da potência ativa e reativa pelo fraco acoplamento entre as componentes da corrente injetada na rede.

Neste artigo é o controlador CCS-MPC é aplicado no referencial síncrono  $dq$  a um VSC com filtro L conectado a rede elétrica. O sistema de controle é orientado para regular a corrente injetada na rede com referência proporcional a potência desejada. Para o projeto do controlador primeiro se restringiu os parâmetros para garantir a estabilidade do sistema discreto analisando os polos de malha fechada. No refinamento do desempenho foi utilizado o mapa de performance do sistema de controle em função dos parâmetros do controlador. Apresenta-se um mapeamento global do desempenho em malha fechada considerando simultaneamente os horizontes de tempo do modelo preditivo e os fatores de peso da função custo. Os resultados foram validados experimentalmente e comparados a outra técnica de controle utilizando uma bancada de baixa potência.

## II. MODELAGEM DO SISTEMA NO REFERENCIAL SÍNCRONO $dq$ .

A Figura 1 ilustra o sistema controle utilizado neste trabalho, um VSC com filtro L conectado a rede elétrica [1]. O VSC injeta energia na rede a partir do barramento CC, modulando a tensão  $V_{cc}$  em uma forma de onda trifásica  $v_i^{abc}$  sincronizada com a tensão da rede  $v_g^{abc}$  [19]. O pleno funcionamento do sistema na Figura 1 depende do acionamento adequado das chaves do VSC e deve garantir os níveis de potência desejados e atenuar das distorções harmônicas na corrente injetada na rede  $i_g$  [20]. O acionamento das chaves do VSC é realizado por um modulador PWM no espaço vetorial (SPWM) a partir de um sinal de referência  $v_i^{ref}$  gerado pelo sistema de controle no espaço vetorial.

O sistema de controle na Figura 1 é orientado no referencial síncrono  $dq$  em relação a tensão da rede por meio de um PLL, uma simples e robusta malha de controle que estima  $\theta_g$  [21]. As correntes e tensões trifásicas no ponto de conexão com a rede são necessárias para o funcionamento da malha de controle (Figura 1), as quais são convertidas primeiro para o referencial estacionário  $\alpha\beta$  usando a transformada de Clarke e depois para o referencial  $dq$  usando a saída  $\theta_g$  do PLL e a transformada de Parke [20]. O PLL orienta o vetor tensão da rede  $\vec{v}_{g,dq}$  em fase com o eixo  $d$  do referencial síncrono  $dq$ , resultando em  $v_{g,q} = 0$  e  $|\vec{v}_{g,dq}| = v_{g,d}$  [21]. Esta estratégia cria um fraco acoplamento

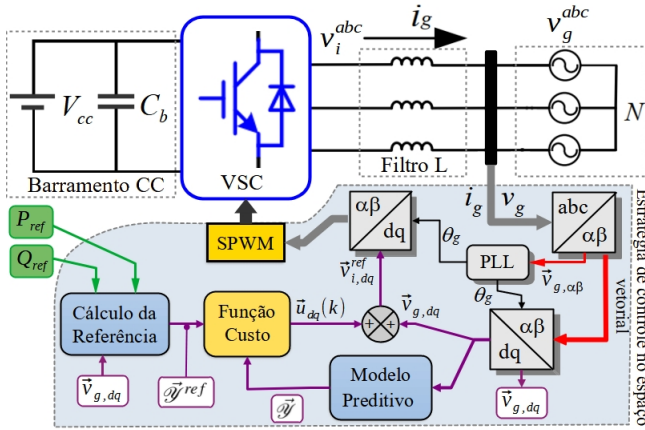


Fig. 1. VSC com filtro L conectado a rede e seu sistema de controle CCS-MPC no referencial síncrono.

entre as componentes  $d$  e  $q$  das variáveis do sistema, permitindo o controle individual da potência ativa  $P$  e reativa  $Q$ , como estabelecido em (1) [20].

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} \Re \left\{ \bar{v}_{g,dq} \bar{i}_{g,dq}^* \right\} = \frac{3}{2} v_{g,d} i_{g,d} \\ Q &= \frac{3}{2} \Im \left\{ \bar{v}_{g,dq} \bar{i}_{g,dq}^* \right\} = -\frac{3}{2} v_{g,d} i_{g,q}. \end{aligned} \quad (1)$$

O modelo em tempo contínuo no referencial  $dq$  para o VSC na Figura 1 é apresentado em (2). O modelo em tempo discreto é obtido pela aproximação da derivada da corrente em (2) por um segurador de ordem zero (ZOH do Inglês *zero-order-hold*) [14]. O resultado da manipulação de fórmula é mostrado em (3), em que colchetes identificam os termos do modelo compacto em (4). Em (3)  $\bar{u}_{dq} = \bar{v}_{i,dq} - \bar{v}_{g,dq}$  é uma variável auxiliar que representa a diferença entre as tensões do VSC e da rede [11]. Em (4)  $C_{dis}$  é uma matriz identidade  $2 \times 2$ .

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{g,d}}{dt} \\ \frac{di_{g,q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega_g \\ \omega_g & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{g,d} \\ i_{g,q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i,d} - v_{g,d} \\ v_{i,q} - v_{g,q} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{x}(k+1) \\ i_{g,d}(k+1) \\ i_{g,q}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L} & -\omega_g T_s \\ \omega_g T_s & 1 - \frac{RT_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{g,d}(k) \\ i_{g,q}(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix}}_{B_{dis}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{i,d} - v_{g,d} \\ v_{i,q} - v_{g,q} \end{bmatrix}}_{\bar{u}_{dq}(k)} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \bar{x}(k+1) &= A_{dis} \bar{x}(k) + B_{dis} \bar{u}_{dq}(k) \\ \bar{y}(k+1) &= C_{dis} \bar{x}(k+1). \end{aligned} \quad (4)$$

### III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE CCS-MPC PARA O VSC

A estratégia de controle CCS-MPC na Figura 1 é baseada na medição das variáveis de estado no instante atual  $x(k)$ , no modelo preditivo do sistema e a minimização da função custo a cada instante de tempo [11]. A função custo considera o erro de rastreamento da referência  $\bar{i}_{g,dq}^{ref}$ , calculada usando (1) e as referências externas  $P_{ref}$  e  $Q_{ref}$ , além do esforço de controle ou amplitude da tensão  $\bar{u}_{dq}$ . O sinal de controle  $\bar{u}_{dq}$  é obtido a partir da

minimização da função custo. Soma-se  $\bar{u}_{dq}$  a tensão da rede para obter a tensão de referência para o VSC  $\bar{v}_{i,dq}^{ref}$  na forma  $\bar{v}_{i,dq}^{ref}(k) = \bar{u}_{dq}(k) + \bar{v}_{g,dq}(k)$ . O sinal  $\bar{v}_{i,dq}^{ref}$  é então convertido para o referencial  $\alpha\beta$  e aplicado ao modulador SPWM para gerar os ciclos de trabalho das chaves do VSC [20].

O modelo preditivo na Figura 1 utiliza o modelo discreto do sistema em (4) para fornecer ao controlador as previsões da saída até o horizonte de previsão  $n_y$  [11]. As sucessivas aplicações de (4) formam o modelo preditivo definido em (5), sendo  $\bar{\mathcal{Y}}$ ,  $U$ ,  $\Psi$  e  $\mathcal{M}$  definidos em (6), (7), (8) e (9), respectivamente.

$$\bar{\mathcal{Y}} = \Psi \bar{x}(k) + \mathcal{M} U \quad (5)$$

$$\bar{\mathcal{Y}} = \begin{bmatrix} \bar{y}(k+1) & \bar{y}(k+2) & \cdots & \bar{y}(k+n_y) \end{bmatrix}^\top \quad (6)$$

$$U = \begin{bmatrix} \bar{u}_{dq}(k+1) & \bar{u}_{dq}(k+2) & \cdots & \bar{u}_{dq}(k+n_u) \end{bmatrix}^\top \quad (7)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} C_d A_d & C_d A_d^2 & C_d A_d^3 & \cdots & C_d A_d^{n_y} \end{bmatrix}^\top \quad (8)$$

$$\mathcal{M} = \begin{bmatrix} C_d B_d & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ C_d A_d B_d & C_d B_d & \cdots & \mathbf{0} \\ C_d A_d^2 B_d & C_d A_d B_d & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_d A_d^{n_y-1} B_d & C_d A_d^{n_y-2} B_d & \cdots & C_d B_d \end{bmatrix}. \quad (9)$$

#### A. Função Custo

A função custo quadrática definida em (10) utiliza as previsões das referências  $\bar{\mathcal{Y}}^{ref}$ , da saída do sistema em (5) e do sinal de controle  $U$  em (7) [11]. Os termos  $\Gamma_y$  e  $\Gamma_u$  em (10) são matrizes diagonais de ponderação do erro rastreamento e o esforço de controle, respectivamente.

$$\mathcal{J} = \left( \bar{\mathcal{Y}}^{ref} - \bar{\mathcal{Y}} \right)^\top \Gamma_y \left( \bar{\mathcal{Y}}^{ref} - \bar{\mathcal{Y}} \right) + U^\top \Gamma_u U. \quad (10)$$

O vetor  $\bar{\mathcal{Y}}^{ref}$  é definido a partir do sinal de referência  $\bar{i}_{g,dq}^{ref}(k) = \bar{y}^{ref}(k)$  em (11), sendo  $I_{2 \times 2}$  a matriz identidade repetida  $n_y$  vezes [8]. Neste mesmo sentido, considera-se a tensão da rede constante dentro do horizonte de previsão  $n_y$ , estratégia conhecida como MPC persistente [22], condizente com o estado da variável no referencial síncrono  $dq$  para qualquer  $n_y$ . Em [14] esta estratégia é utilizada para formular o CCS-MPC no referencial estacionário  $\alpha\beta$ , porém a aproximação é restrita a curtos intervalos de tempo [20]. Os fatores de peso  $\Gamma_y \in \Re^{2n_y \times 2n_y}$  e  $\Gamma_u \in \Re^{2n_u \times 2n_u}$  são matrizes definidas positivas em (12) e (13) [8]. O conjunto de parâmetros críticos para a performance do controlador CCS-MPC é formado por  $\gamma_y$ ,  $\gamma_u$ ,  $n_y$  e  $n_u$ , cujo refinamento é complexo e geralmente realizado de forma empírica [11].

$$\bar{\mathcal{Y}}^{ref} = \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} & \cdots & I_{2 \times 2} \end{bmatrix}^\top \bar{y}^{ref}(k) \quad (11)$$

$$\Gamma_y [2n_y \times 2n_y] = \gamma_y \text{diag}([1 \ 1 \ 1 \ \cdots \ 1]) \quad (12)$$

$$\Gamma_u [2n_u \times 2n_u] = \gamma_u \text{diag}([1 \ 1 \ 1 \ \cdots \ 1]). \quad (13)$$

#### B. Lei de Controle Linear CCS-MPC

Neste artigo não se assume restrições *a priori* para as variáveis do sistema, o que permite minimizar a função custo

(10) de forma analítica resolvendo  $\partial \mathcal{J} / \partial U = 0$  para obter a lei de controle em (14) [11]. O primeiro elemento da série de predições  $U$  em (14) é o sinal de controle para o horizonte recente  $\bar{u}_{dq}(k+1)$  a ser aplicado na planta, obtido na forma  $\bar{u}_{dq}(k+1) = \mathcal{W} U$ , onde  $\mathcal{W} = [I_{2 \times 2} \ \mathbf{0} \ \mathbf{0} \ \cdots \ \mathbf{0}]_{[2 \times 2n_u]}$ . A lei de controle (14) pode ser reescrita em (15), onde  $\mathcal{K} = \mathcal{W} (\mathcal{M}^\top \Gamma_y \mathcal{M} - \Gamma_u)^{-1} \mathcal{M}^\top \Gamma_y$  é uma matriz independente das variáveis do sistema e, portanto, pode ser obtida fora da malha de controle em tempo real [11].

$$U = (\mathcal{M}^\top \Gamma_y \mathcal{M} - \Gamma_u)^{-1} \mathcal{M}^\top \Gamma_y [\bar{\mathcal{Z}}_{ref} - \Psi \bar{x}(k)] \quad (14)$$

$$\bar{u}_{dq}(k+1) = \mathcal{K} [\bar{\mathcal{Z}}_{ref} - \Psi \bar{x}(k)]. \quad (15)$$

A lei de controle (15) tem custo computacional semelhante a simples realimentação de estados [18], porém implementa a minimização do erro e do esforço de controle a cada instante de tempo quando atualizada a referência e estão disponíveis novas medidas das variáveis de estados [11].

#### IV. PROJETO DO CONTROLADOR CCS-MPC

##### A. Análise da Estabilidade do Controlador CCS-MPC

O projeto do controlador CCS-MPC demanda o ajuste de múltiplos parâmetros que afetam sensivelmente a estabilidade e o desempenho em malha fechada [17]. Nesta secção analisa-se teoricamente a estabilidade do sistema de controle por meio do clássico critério de estabilidade do lugar geométrico das raízes (LGR) para sistemas lineares discretos, segundo o qual os polos de malha fechada devem estar dentro do círculo unitário no plano  $z$  para assegurar a estabilidade [23]. Esse conceito foi aplicado ao sistema de controle do VSC conectado a rede para impor restrições aos parâmetros do controlador CCS-MPC e, assim, garantir a estabilidade. Segundo [24], os polos de malha fechada do controlador CCS-MPC são os autovalores obtidos a partir de (16), expressão definida a partir da lei de controle (15) quando substituída no modelo em tempo discreto (4). Para esta análise foram utilizados os parâmetros do VSC apresentados na Tabela I [14].

$$|A_{dis} - B_{dis} \mathcal{K} \Psi - zI| = 0. \quad (16)$$

A Figura 2 mostra com marcadores em “x” os polos de

**TABELA I**  
**Parâmetros de Configuração do VSC Conectado a Rede**

Usado em	Parâmetro	Valor
VSC conectado a rede	$P$ nominal	750 W
	$Q$ nominal	300 var
	Potência Nominal	1 kVA
	$V_{ab}$	$\sim 110 V_p$
	$f_g$	60 Hz
	$V_{cc}$	300 V
Filtro L	$f_{sw}$	20 kHz
	$L$	13,2 mH
	$R$	0,5 $\Omega$

malha fechada do sistema discreto para diferentes sintonias

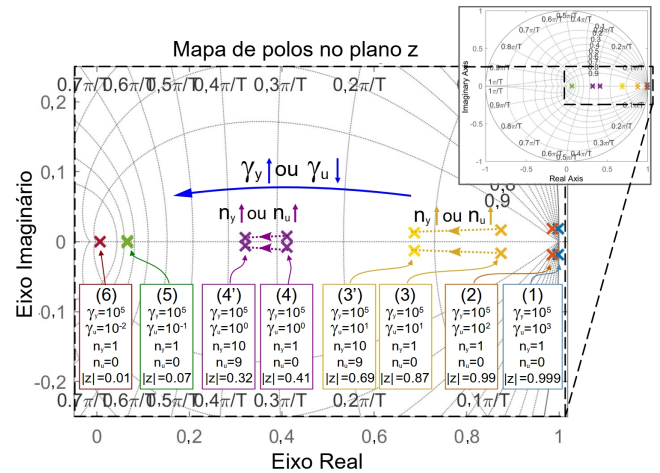


Fig. 2. LRG dos polos de malha fechada em função dos parâmetros do controlador CCS-MPC destacados nas caixas de diálogo. Valores de  $t_s$  em milissegundos.

do controlador CCS-MPC, como destacados nas caixas de texto os ajuste de  $\gamma_y$ ,  $\gamma_u$ ,  $n_y$  e  $n_u$ . Note nas caixas de diálogo da Figura 2 os valores de  $|z|$  são o módulo dos autovalores de (16), os quais obedecem ao critério de estabilidade  $|z| < 1$ , ou seja, estão dentro do círculo unitário [23]. Em geral, para qualquer horizonte  $n_y$  e  $n_u$ , ajustes com  $\gamma_y = 10^5$  fixo e grandes  $\gamma_u$  (p.e.  $\gamma_u = 10^3$  ou  $\gamma_u = 10^2$ ), resultam em polos próximos ao limite do círculo unitário que, embora estáveis ( $|z| < 1$ ), devem ser evitados pelo fraco desempenho dinâmico indicado pelo grande tempo de assentamento  $t_s$  [23]. Os valores de  $t_s$  na Figura 2 foram calculados por aproximação a um sistema ideal de segunda ordem e considerando o critério de assentamento de 5% [23]. Na análise dos polos de malha fechada na Figura 2, o valor de  $\gamma_y = 10^5$  foi escolhido arbitrariamente, pois de acordo com [25], o ponto de mínimo da função custo (10) não muda com os valores absolutos dos ganhos  $\gamma_y$  e  $\gamma_u$ , mas sim em função da razão  $\gamma_u/\gamma_y$ . Observe na Figura 2 que os polos de malha fechada são deslocados para o centro do círculo unitário, melhorando o desempenho teórico  $t_s$ , a medida que  $\gamma_u$  diminui e  $\gamma_y$  permanece fixo, isto é, quando a razão  $\gamma_u/\gamma_y$  diminui.

É importante destacar o ajuste (1) na Figura 2 ( $\gamma_y = 10^5$  e  $\gamma_u = 10^3$ ) que gera polos de malha fechada muito próximos ao limite do círculo unitário, por isso considera-se aqui o ajuste (1) ou  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-2}$  como o máximo ajuste dos ganhos da função custo para garantir a estabilidade do sistema de controle CCS-MPC. Além disso, a Figura 2 mostra que o aumento dos horizontes  $n_y$  e  $n_u$  também desloca os polos em direção ao centro do círculo unitário, como ocorre para os ajustes (3) e (4) quando os horizontes mudam de  $n_y = n_u = 1$  para  $n_y = n_u = 10$ .

##### B. Refinamento do Controlador CCS-MPC

A partir da análise de estabilidade foi possível restringir os parâmetros do controlador CCS-MPC, assim como apontou um sentido de ajuste fino que teoricamente deve melhorar o desempenho dinâmico do sistema de controle. Nesta seção avalia-se em simulação o desempenho do VSC conectado a rede em busca dos melhores ajustes para o controlador CCS-MPC. Esta análise foi realizada no toolbox SimPowerSystems do Matlab/Simulink®, utilizando as métricas tempo de assentamento e erro quadrático integral (ISE do Inglês *Integral*

*Square Error*), como definido em (17) [16], para analisar a resposta transitente e em regime permanente da dinâmica de regulação de potência. O termo  $\vec{e} = [P - P_{ref}, Q - Q_{ref}]^T$  em (17) é o vetor de erro de rastreamento das referências de potência ativa e reativa calculadas a partir de (1). A distorção harmônica total (THD do Inglês *total harmonic distortion*) da corrente injetada na rede foi utilizada para avaliar a qualidade da energia, a qual não deve ser inferior a 5% como recomendado pela norma internacional IEEE 1547.2-2008 [26].

$$ISE = \|\vec{e}(t)\|_2 = \sqrt{\int_0^\infty |\vec{e}(\tau)|^2 d\tau}. \quad (17)$$

O ponto de partida para o refinamento do controlador MPC-DPC são os ajustes (3) e superiores apresentados na Figura 2, ou seja, ajustes para qualquer horizonte de tempo e  $\gamma_u/\gamma_y \leq 10^{-4}$ , uma vez que o desempenho transitório ( $t_s$ ) esperado para o ajuste (2) é muito mais lento do que outras técnicas avançadas de controle, por exemplo, em [14] onde o tempo de assentamento é de aproximadamente 2 ms. O desempenho simulado do sistema de controle foi estimado a partir das curvas de corrente injetada na rede em  $dq$  e a corrente CA em uma das fases do sistema, como mostram as Figuras 3 e 4 obtidas com o ajuste (6). Neste caso, o erro de regime permanente é pequeno com desempenho  $ISE = 10,58$  dB (Figura 3) e, através da análise espectral da corrente  $i_{g,a}$  (Figura 4.b), o desempenho da qualidade de energia foi estimado em 0,93%. Para comparar o desempenho dos ajustes (3)–(6) do controlador CCS-MPC, a Figura 5.a mostra o regime transitório das curvas de corrente  $i_{g,d}$  simuladas e a Figura 5.b apresenta as performances ISE e THD.

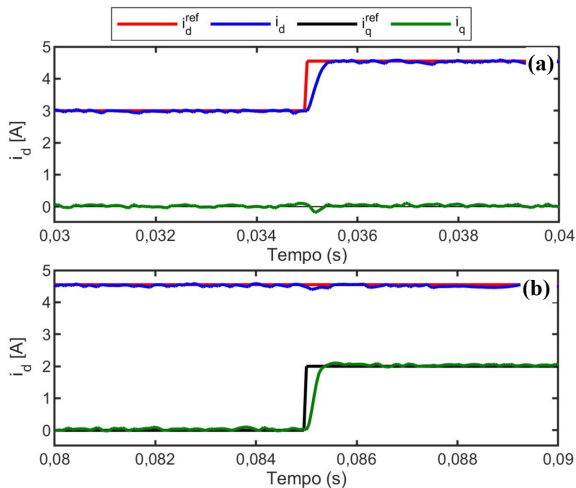


Fig. 3. Corrente  $i_{g,dq}$  injetada na rede para o ajuste (6) da Figura 2.

Observe na Figura 5.a que o desempenho transitório da corrente  $i_{g,d}$  melhora do ajuste (3) para (4) e ligeiramente do ajuste (4) para (5), isto é, quando a razão  $\gamma_u/\gamma_y$  é reduzida, a mesma tendência observada nos valores teóricos de  $t_s$  mostrados na Figura 2. No entanto, do ajuste (5) para (6) há pouca diferença no desempenho transitório, o que pode indicar uma saturação do desempenho para ajustes  $\gamma_u/\gamma_y \leq 10^{-6}$ . Juntando a fato da performance com o ajuste (3) ser muito inferior aos demais ajustes avaliados (Figura 5), os resultados simulados indicam que um possível melhor ajuste para  $\gamma_u/\gamma_y$  possa estar entre (4) e (6). Embora na Figura 5 os ajustes (4)–

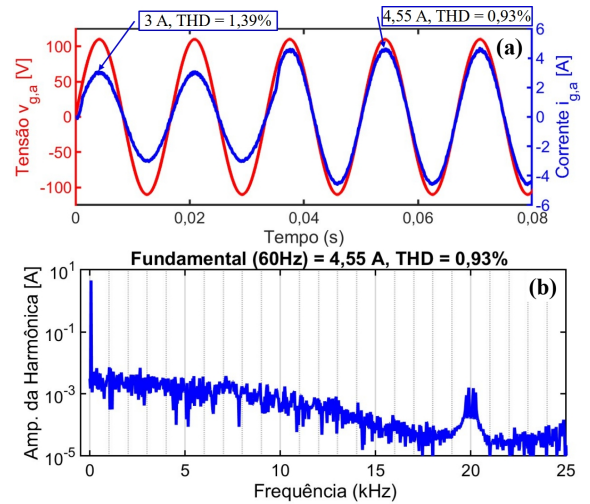


Fig. 4. (a) Comparação de  $i_{g,a}$  e  $v_{g,a}$  para  $i_{d,ref} = 0$  A e degrau em  $i_{d,ref}$  de 3 A para 4,55 A; (b) Componentes espectrais de  $i_{g,a}$  para  $i_{d,ref} = 4,55$  A e  $i_{q,ref} = 0$  A.

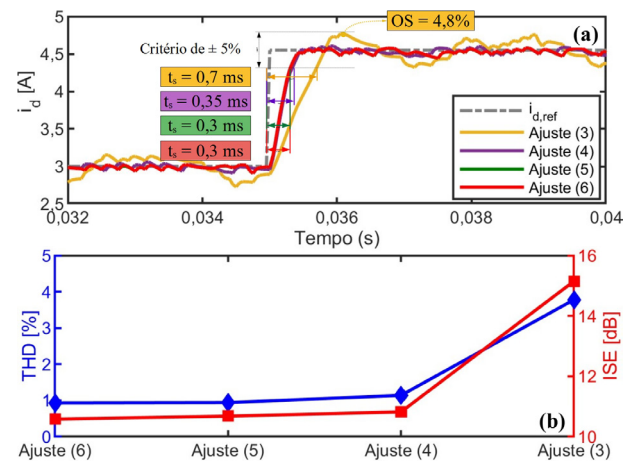


Fig. 5. Comparação da performance simulada dos ajustes (3)–(6) do controlador CCS-MPC: (a) Resposta da corrente  $i_{g,d}$ , as inserções destacam o tempo de assentamento  $t_s$  e a ultrapassagem percentual (OS); (b) regulação de potência ISE e qualidade de energia THD.

(6) apresentem desempenhos  $t_s$ , ISE e THD bem próximos, o ajuste (6) apresentou o melhor desempenho ISE (10,58 dB) e o THD (0,93%). Como THD é uma medida relativa a componente fundamental de  $i_{g,a}$ , é esperado uma redução na qualidade da energia para referências de potência menores que o valor nominal do VSC [2]. Com o ajuste (5), a mínima potência injetada na rede para atender ao *benchmark* de qualidade é 20% da potência nominal ( $\sim 200$  VA).

### C. Efeito do Horizontes de Predição e Controle

Nesta secção avalia-se isoladamente o efeito dos horizontes  $n_y$  e  $n_u$  no desempenho em malha fechada do VSC conectado a rede, considerando fixos os ajustes  $\gamma_y = 10^5$  e  $\gamma_u = 10^0$  ou  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-5}$  (ajuste (4) da Figura 2). Os desempenhos em regime permanente ISE e THD foram avaliados para vários pares de  $n_y$  e  $n_u$  e os resultados são apresentado na Figura 6 como mapa de cores. Observe na Figura 6 que ajustes do controlador CCS-MPC com valores crescentes  $n_y$  e  $n_u$  melhoram a performance do VSC conectado a rede, o que é devido a melhoria na predição das variáveis do sistema [20].

Deve-se evitar as regiões vermelhas na Figura 5 onde há pior desempenho ISE e THD do sistema de controle, para isso, uma escolha adequada para os horizontes de tempo pode ser  $n_u = n_y$ .

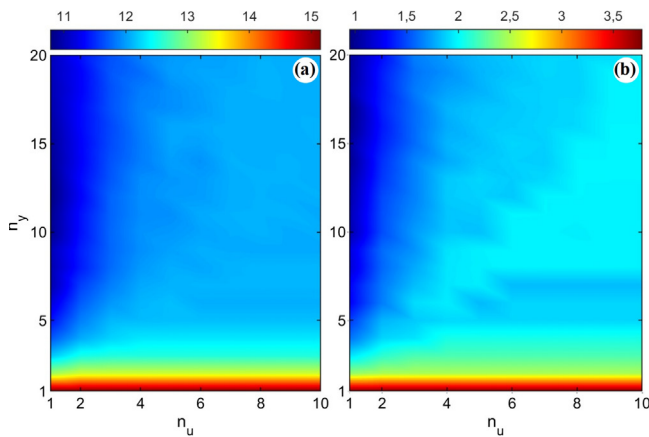


Fig. 6. Mapa de performance em malha fechada para  $n_y$  e  $n_u$ : (a) regulação de potência (ISE); e (b) qualidade da energia (THD).

#### D. Efeito dos Pesos da Função Custo

Considera-se agora os ajustes fixos  $n_y = n_u = 1$  para analisar o efeito no desempenho ISE e THD em malha fechada para diferentes ajustes dos ganhos da função custo  $\gamma_y$  e  $\gamma_u$ , como mostrado na Figura 7. Em comparação aos horizontes de tempo (Figura 6), os resultados na Figura 7 mostram maiores variações do desempenho ISE e THD para  $\gamma_y$  e  $\gamma_u$ , o que é coerente com a análise teórica na Figura 2 onde os parâmetros  $\gamma_y$  e  $\gamma_u$  controlam de forma mais importante a posição dos polos em malha fechada. Observe na Figura 7 que com uma escolha não adequada (p.e.  $\gamma_y = 10^2$  e  $\gamma_u = 10^0$ ), o desempenho pode piorar bastante em relação aos ajustes (4)–(6). É importante destacar na Figura 7 que as linhas brancas e pretas seguem uma tendência semelhante, já que são praticamente paralelas, mantendo constante o desempenho ISE e THD independente dos valores absolutos de  $\gamma_y$  e  $\gamma_u$ . Por exemplo, o ajuste  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-5}$  (ajuste (5) com  $\gamma_y = 10^5$  e  $\gamma_u = 10^0$ ) garante um desempenho superior ao *bechmack* de qualidade de energia (THD < 5%). Em [13] é utilizado um ajuste dos pesos da função custo equivalente a  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-6}$  e seu bom desempenho em malha fechada é consistente com os resultados da Figura 7.

#### E. Mapa Global da Performance para os Parâmetros do CCS-MPC

O efeito individual dos parâmetros do controlador CCS-MPC já foi avaliado para outras aplicações, como em [17] aplicado a um gerador de indução duplamente alimentado ou em [25] que avalia apenas os ganhos da função custo para regulação de tensão e potência em uma microrrede. Nesta secção avalia-se os efeitos simultâneos do horizonte de tempo e dos fatores de peso no desempenho em malha fechada do VSC com filtro L conectado a rede, para o qual não foram encontrados registros utilizando o CCS-MPC no referencial síncrono  $dq$ . O intuito dessa análise simulada (Figura 8) é definir uma orientação para o refinamento dos parâmetros do controlador MPC com modulação para o sistema de controle estudado. O mapa global de performance mostrado na Figura 8 foi construído a partir das variáveis independentes  $n_y$  e a razão

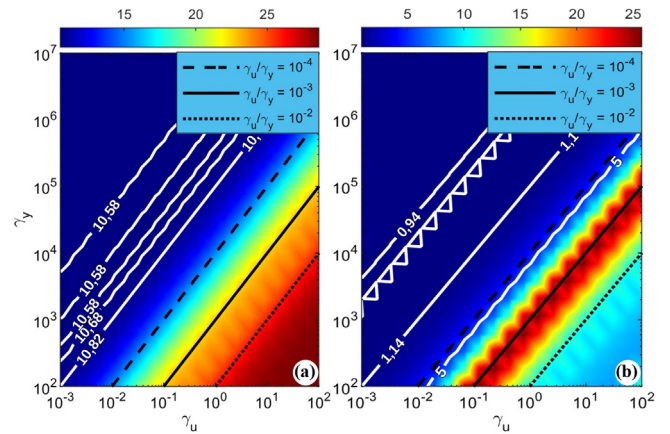


Fig. 7. Mapa da performance em malha fechada para  $\gamma_y$  e  $\gamma_u$ : (a) ISE e (b) THD. Linhas pretas: ajustes com valores constantes da razão  $\gamma_u/\gamma_y$ ; e Linhas brancas: linhas de contorno do desempenho ISE e THD dos ajustes (4)–(6) (Figura 2).

$\gamma_u/\gamma_y = c$ , onde  $c$  é um valor constante, enquanto os demais parâmetros são definidos na forma:  $n_u = n_y$ ,  $\gamma_y = 10^5$  and  $\gamma_u = c\gamma_y$ .

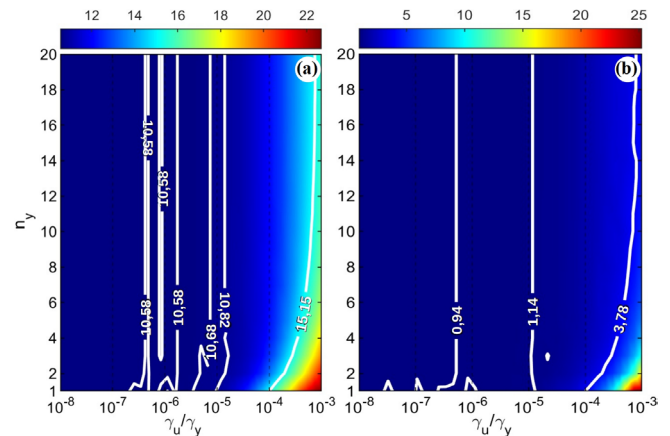


Fig. 8. Mapa global do efeito dos parâmetros do controlador CCS-MPC no desempenho em malha fechada do VSC conectado a rede: (a) ISE; e (b) THD. Linhas brancas: linhas de contorno do desempenho ISE e THD dos ajustes (4)–(6) (Figura 2).

Os resultados na Figura 8 sugerem que a razão entre os ganhos da função custo  $\gamma_u/\gamma_y$  é predominante no refinamento do controlador CCS-MPC (linhas de grade verticais) em comparação aos horizontes de previsão e controle, como apontado na secção D. A Figura 8 mostra que um ajuste adequado, p.e.  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-6}$ , pode garantir um bom desempenho ISE e THD para qualquer horizonte de tempo. Note que o desempenho do sistema de controle com o ajuste  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-6}$  varia pouco em função do horizonte de previsão  $n_y$  (Figura 8), enquanto que com o ajuste  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-5}$  o horizonte de tempo  $n_y$  afeta de forma mais importante, melhorando significativamente o ISE e o THD. Desta forma, a influência de  $n_y$  diminui conforme se reduz o ajuste de  $\gamma_u/\gamma_y$ , sendo que para ajustes  $\gamma_u/\gamma_y \ll 10^{-5}$  o mínimo horizonte deslizante  $n_y = n_u = 1$  é o suficiente para garantir um bom desempenho em malha fechada.

Outro ponto que merece destaque é a saturação desempenho em malha fechada para ajustes  $\gamma_u/\gamma_y \ll 10^{-6}$  (Figura 8), independentemente do horizonte  $n_y$ . A amplitude do sinal de

controle pode estar associada a este fenômeno, já que valores muito pequenos de  $\gamma_u/\gamma_y$  reduzem a penalização na função custo para o esforço de controle [27] e, no limite  $\gamma_u/\gamma_y \rightarrow 0$ , demandaria potência infinita a partir do VSC. Para melhor estudar esse fenômeno, foi realizada uma análise do nível de sinal de controle produzido em função do ajuste dos parâmetros do controlador, como mostrado na Figura 9 o módulo do sinal de referência do modulador PWM  $\vec{v}_{i,dq}$  (descrito na seção III.), dado pela soma do sinal de controle  $\vec{u}_{dq}(k)$  em (15) com a tensão da rede  $\vec{v}_{g,dq}$ . A Figura 9 mostra que a saturação do ISE e THD para ajustes muito pequenos da razão  $\gamma_u/\gamma_y$  (Figura 8) está relacionada com a operação do modulador PWM fora da região linear, definida nesta aplicação para a faixa entre 0 e 150 V ( $V_{cc}/2$ ) [28]. Note na Figura 9 que, embora o valor médio seja menor que 150 V, pontualmente o sinal  $\vec{v}_{i,dq}$  ultrapassa o nível de 150 V, onde o PWM opera na região de saturação e gera distorções na forma de onda da corrente que degradam o THD, como descrito por [19].

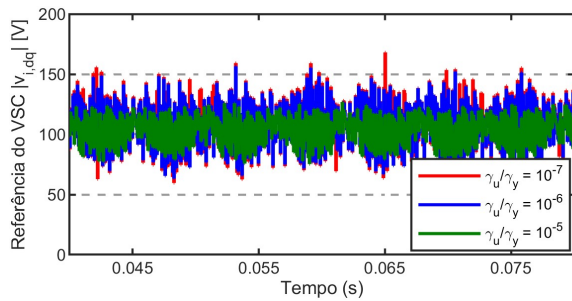


Fig. 9. Sinal de referência do modulador PWM  $\vec{v}_{i,dq}$  para os ajustes (4)–(6).

## V. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO PROJETO DO CCS-MPC

Os resultados experimentais apresentados neste artigo foram obtidos a partir da bancada experimental mostrada na Figura 10. Seus principais componentes são: placa para condicionamento dos sinais trifásicos medidos; DSP Texas Instruments modelo TMS320F28335; conversor de potência trifásico de 1 kVA/500 Vcc/230 Vca; banco de indutores 13.5 mH/5 A (filtro L); e fonte trifásica programável modelo SUPPLIER FCATHQ 4500VA/380V/500Hz para emular a rede elétrica [14]. A bancada foi configurada com os parâmetros da Tabela I.

Os teste de validação experimental para os ajustes proposto para o controlador CCS-MPC partem da avaliação da performance com os ajustes (3)–(6). A Figura 11 mostra as medidas das componentes  $i_{g,d}$  e  $i_{g,q}$  da corrente injetada na rede para o ajuste (6) do controlador CCS-MPC e, para o mesmo ajuste, a Figura 12.a compara a corrente e a tensão CA medidas no ponto de conexão com a rede. O desempenho experimental ISE do ajuste (4) foi estimado em 11,74 dB e o THD de 0,52% foi calculado a partir do espectro de amplitude da corrente  $i_{g,a}$  na Figura 12.b. A Figura 13 mostra os resultados experimentais para o ajuste (3) ( $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-4}$  e  $n_y = n_u = 1$ ), onde se observa um desempenho ISE e THD bem inferior aos resultados das Figuras 11 e 12, coerente com o resultados teóricos da seção IV. e os resultados simulados na seção E. Observe na Figura 13 que o ajuste (3) não é capaz de garantir a qualidade de energia (THD abaixo de 5%) para potência em 50% do valor nominal

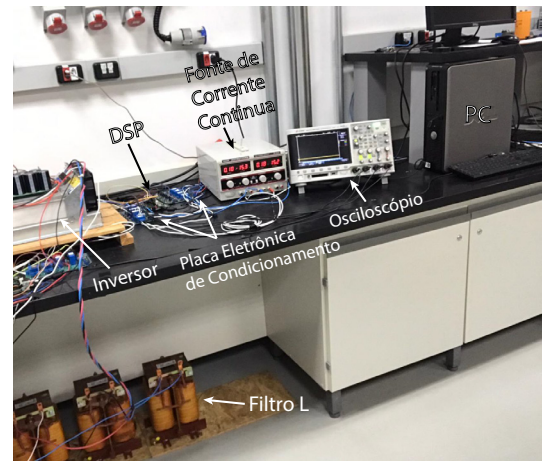


Fig. 10. Bancada de baixa potência usada para validação experimental.

da bancada.

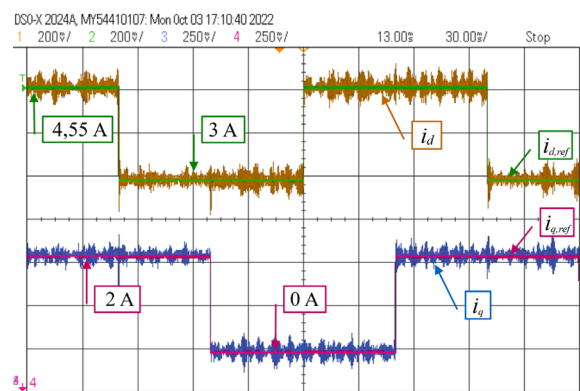


Fig. 11. Medidas experimentais das componentes de corrente  $i_{g,d}$  e  $i_{g,q}$  para o ajuste (6) do controlador CCS-MPC:  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-5}$  e  $n_y = n_u = 1$ .

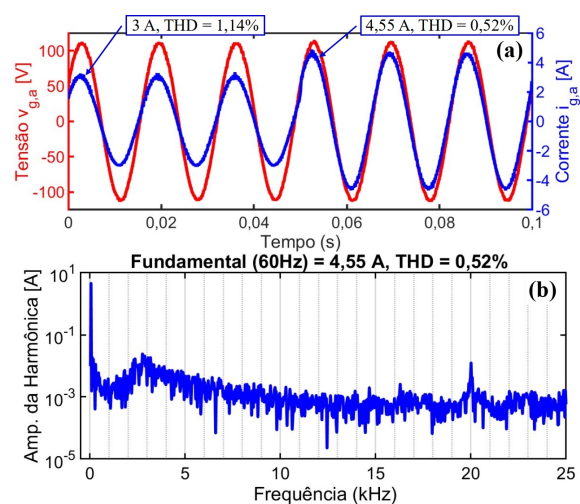


Fig. 12. Medidas experimentais para o ajuste (6): (a) Comparação de  $i_{g,a}$  e  $v_{g,a}$  para as referências  $i_{q,ref} = 0$  A e  $i_{d,ref}$  saltando de 3 A para 4,55 A; (b) Espectro de amplitude da corrente  $i_{g,a}$  para  $i_{d,ref} = 4,55$  A e  $i_{q,ref} = 0$  A.

A Figura 14 compara o regime transitório das curvas de corrente  $i_{g,d}$  e o desempenho ISE e THD para os ajustes de (3) a (6). Embora o desempenho transitório dos ajustes (4)–(6) sejam muito próximo (Figura 14.a), o ajuste (4),

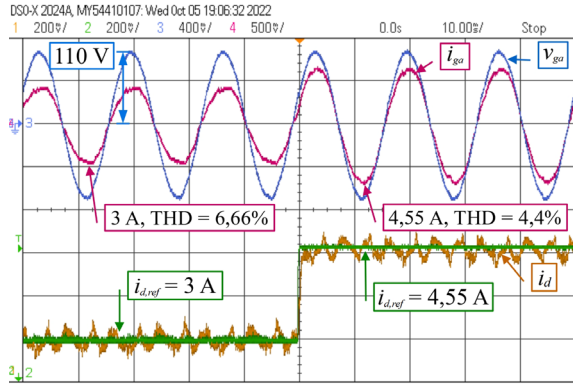


Fig. 13. Medidas experimentais da corrente  $i_{g,d}$  comparada a referência e da corrente CA  $i_{g,a}$  comparada a tensão da rede  $v_{g,a}$  para o ajuste (3) do controlador CCS-MPC.

mesmo com *overshoot* de 5%, se destaca pela resposta mais rápida, já o ajuste (3) apresenta um desempenho transitório significativamente mais lento que os demais ajustes. Uma observação importante é o desempenho transitório do ajuste (4) com  $t_s = 0,41$  ms, resultado compatível e até superior ao desempenho experimental relatado para o VSC com filtro L [14]. Os resultados na Figura 14.b sugerem que o melhor desempenho THD e ISE pode estar em torno do ajuste (4), já que o ISE é mínimo no ajuste (4) e o THD se mantém a baixo de 5% do ajuste (4) até (6), embora haja uma sutil melhora de desempenho. As análises simuladas da seção E apontam uma tendência semelhante ao observado na Figura 14.b, mas neste caso sugerindo um possível melhor desempenho do sistema de controle CCS-MPC entre os ajustes (4) e (5).

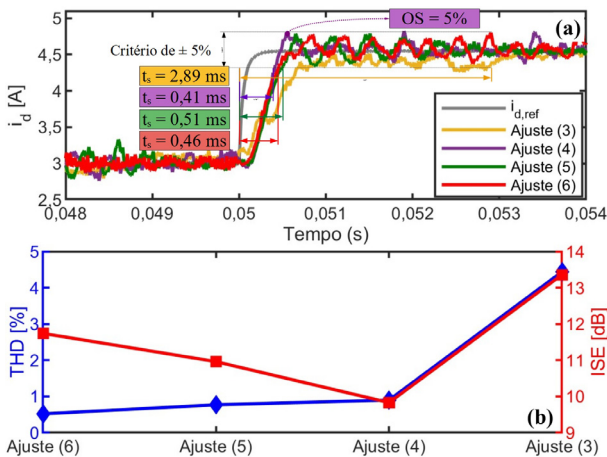


Fig. 14. Comparação do desempenho experimental dos ajustes (3)–(6): (a) curvas de corrente  $i_{g,d}$  no regime transitório, as inserções destacam o tempo de assentamento; (b) desempenho ISE e THD.

Para avaliar experimentalmente o efeito dos horizontes de tempo no desempenho do sistema de controle do VSC conectado a rede, a Figura 15 compara o desempenho ISE e THD para os mesmos valores de  $\gamma_u/\gamma_y$  dos ajustes de (3) a (6), porém com horizontes de tempo  $n_y = n_u = 1, 5$  e 10. Assim como previsto nas análises simuladas na seção E, há uma expressiva melhoria de desempenho experimental ISE e THD para o ajuste (3) entre  $n_y = 1$  e  $n_y = 10$ , enquanto que o impacto do horizonte de tempo para o ajuste (6) é muito menor (Figura 15). Observe na Figura 15 que, independente

do horizonte de tempo, o ajuste (4) apresenta o melhor desempenho ISE e ainda, para  $n_y = n_u = 10$  o ajuste (4) tem desempenho THD (0,52%) igual aos ajustes (5) e (6). É importante destacar que a saturação do desempenho THD apresentado na Figura 15.a também foi prevista na Figura 8, validando os resultados da seção E. Desta forma, o ajuste  $\gamma_u/\gamma_y = 10^{-5}$  e  $n_y = n_u = 10$  alcançou o melhor desempenho experimental ISE e THD entres os ajustes avaliados.

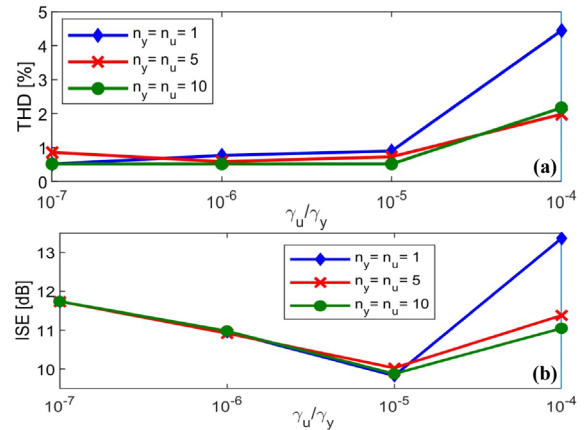


Fig. 15. Comparação do desempenho (a) THD e (b) ISE para os ajustes (3)–(6) do controlador CCS-MPC com horizontes de tempo  $n_y = n_u = 1, 5$  e 10.

## VI. COMPARAÇÃO COM OUTRAS TÉCNICAS DE CONTROLE AVANÇADO

Nesta seção compara-se o desempenho do melhor ajuste do controlador CCS-MPC proposto neste artigo com o controlador *Finite Control Set* MPC (FCS-MPC) no referencial síncrono  $dq$  [8]. O FCS-MPC utiliza o modelo do sistema em (3) e um comparador com o sinal de referência para definir diretamente os estados das chaves do VSC dentre as oito possibilidades [20]. Este controlador gera uma ação de controle não-linear e opera com frequência de chaveamento variável, o aqui seu valor médio foi ajustado próximo a 20 kHz para melhor comparação. A Figura 16 mostra os resultados experimentais para o FCS-MPC em  $dq$  utilizando as mesmas condições de contorno da Tabela I e os mesmos níveis de referência de corrente da Figura 12. A Tabela II e a Figura 17 resumem a comparação entre os controladores.

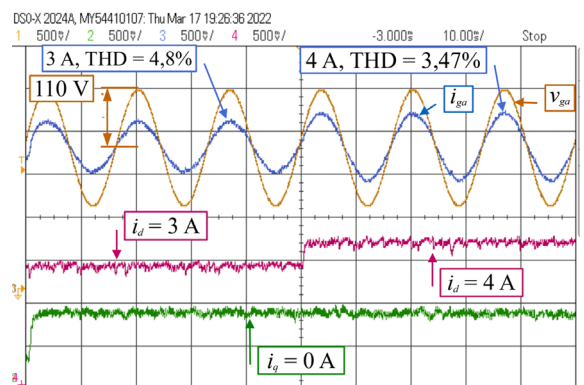


Fig. 16. Resposta do controlador FCS-MPC: corrente  $i_{g,d}$  comparada a referência e corrente CA  $i_{g,a}$  comparada a tensão da rede  $v_{g,a}$ .



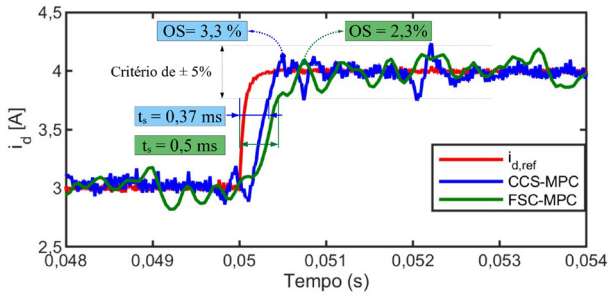


Fig. 17. Comparação do transiente da corrente  $i_{g,d}$  experimental entre o melhor ajuste do CCS-MPC e o FCS-MPC.

**TABELA II**  
**Comparação do Desempenho Experimental do Melhor Ajuste do CCS-MPC e o FCS-MPC.**

	$t_s$	OS	THD (4 A)	ISE
CCS-MPC	0,37 ms	3,3%	1,05%	9,83 dB
FCS-MPC	0,5 ms	2,3%	3,47%	11,5 dB

Os dados de desempenho destacados na Figura 16 e na Tabela II mostram que o ajuste do controlador CCS-MPC proposto aqui superou o FCS-MPC, tanto no erro de rastreamento da referência (ISE) quanto na qualidade de energia (THD). A Figura 16 mostra ainda que o desempenho THD do controlador FCS-MPC é comparável ao ajuste (3) na Figura 15 para a referência  $i_{g,d} = 3$  A, equivalente a 50% do valor nominal de potência injetada na rede pelo VSC. O desempenho transitório do controlador CCS-MPC também superou o FSC no tempo de assentamento (Figura 17), embora o controlador FSC tenha apresentado um *overshoot* ligeiramente menor (2,3%).

## VII. CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentada uma proposta de ajuste para o controlador CCS-MPC aplicado a um VSC com filtro L conectado a rede. Foi realizada uma análise de estabilidade e foram avaliados os efeitos dos parâmetros do controlador CCS-MPC no desempenho em malha fechada do VSC, resultando em mapas de desempenho que ajudam na sintonia fina do sistema de controle. Os resultados teóricos, simulados e experimentais mostraram que a performance em malha fechada do CCS-MPC é muito mais impactada pelo ajuste dos ganhos da função custo ( $\gamma_u/$  e  $\gamma_y$ ) do que pelos horizontes de predição e controle. As análises mostraram que uma escolha adequada para a razão  $\gamma_u/\gamma_y$  em torno de  $10^{-5}$ , independente do horizonte de tempo, pode garantir a estabilidade e bom desempenho tanto na regulação de potência quanto na qualidade da energia injetada na rede.

Os ajustes propostos para o controlador CCS-MPC foram validados experimentalmente a partir de uma bancada experimental de baixa potência. O ajuste que alcançou o melhor desempenho em todas as métricas de regime transitório e permanente avaliadas neste trabalho foi  $\gamma_u/\gamma_y \approx 10^{-5}$ , independente da escolha individual de  $\gamma_y$  e  $\gamma_y$ , e  $n_y = n_u = 10$ . Os resultados também mostraram degradação no rastreamento da referência e saturação da qualidade da energia para ajustes  $\gamma_u/\gamma_y \ll 10^{-5}$ , o que é devido a saturação do modulador PWM. Na comparação com o controlador FCS-MPC, o melhor ajuste

proposto para o CCS-MPC superou a performance tanto na regulação de potência quanto na qualidade da energia, além de ter apresentado desempenho transitório compatível e até superior a outras técnicas de controle avançado aplicadas ao mesmo tipo de sistema.

## AGRADECIMENTOS

Este trabalho recebeu financiamento externo do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), Processos n° 405757/2018-2 e 407867/2022-8, e da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), Processo n° 2022/00323-3.

## REFERÊNCIAS

- [1] J. Hu, Y. Shan, J. M. Guerrero, A. Ioinovici, K. W. Chan, J. Rodriguez, "Model predictive control of microgrids – An overview", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 136, Feb. 2021, doi: 10.1016/j.rser.2020.110422.
- [2] L. Meegahapola, A. Sguarezi, J. S. Bryant, M. Gu, E. R. C. D., R. B. A. Cunha, "Power System Stability with Power-Electronic Converter Interfaced Renewable Power Generation: Present Issues and Future Trends", *Energies*, vol. 13, p. 3441, Jul. 2020, doi:10.3390/en13133441.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications and Design*, third ed., John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- [4] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, C. L. Bak, "A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 54–69, Mar. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2507203.
- [5] T. Dragicevic, S. Vazquez, P. Wheeler, "Advanced Control Methods for Power Converters in DG Systems and Microgrids", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 5847–5862, Jul. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2994857.
- [6] C. Xie, K. Li, J. Zou, D. Liu, J. M. Guerrero, "Passivity-Based Design of Grid-Side Current-Controlled LCL-Type Grid-Connected Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, pp. 9813–9823, Sept. 2020, doi:10.1109/TPEL.2020.2971380.
- [7] D. Perez-Esteviz, J. Doval-Gandoy, A. G. Yepes, O. Lopez, F. Baneira, "Generalized Multifrequency Current Controller for Grid-Connected Converters With LCL Filter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 4537–4553, Sept. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2829459.
- [8] A. J. S. Filho, *Model Predictive Control for Doubly-Fed Induction Generators and Three-Phase Power Converters*, Elsevier, 2022, doi:10.1016/C2020-0-01024-8.
- [9] A. Lunardi, A. S. Filho, "Model-Based Predictive Control For Wind System Using Squirrel Cage Induction Generator", *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, pp. 1–9, Jul. 2018, doi:10.18618/rep.2018.3.2788.

- [10] R. B. F. Figueiredo, A. Lunardi, A. J. S. Filho, A. Pelizari, “Robust Finite Control Set Predictive Control For Induction Machine Drives”, *Eletrônica de Potência*, vol. 27, no. 03, pp. 208–215, Sept. 2022, doi: 10.18618/rep.2022.3.0027.
- [11] A. J. S. Filho, E. R. Filho, “Model-Based Predictive Control Applied to the Doubly-Fed Induction Generator Direct Power Control”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, pp. 398–406, Jul. 2012, doi: 10.1109/TSTE.2012.2186834.
- [12] T. Dragičević, M. Novak, “Weighting Factor Design in Model Predictive Control of Power Electronic Converters: An Artificial Neural Network Approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8870–8880, Nov. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2875660.
- [13] L. L. Rodrigues, O. A. C. Vilcanqui, A. J. S. Filho, “Impact of Receding Horizon Length Under MBPC Applied to DFIG Based Wind Turbine”, *Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 4, pp. 434–441, Oct. 2018, doi: 10.18618/rep.2018.4.2803.
- [14] A. Lunardi, E. R. C. D. J. de Assis, D. A. Fernandes, A. J. S. Filho, “Model Predictive Control with Modulator Applied to Grid Inverter under Voltage Distorted”, *Energies*, vol. 14, Aug. 2021, doi: 10.3390/en14164953.
- [15] C. Alfaro, R. Guzman, L. G. D. Vicuna, J. Miret, M. Castilla, “Dual-Loop Continuous Control Set Model-Predictive Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, pp. 1447–1460, Feb. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3107221.
- [16] L. A. Maccari, D. M. Lima, G. G. Koch, V. F. Montagner, “Robust Model Predictive Controller Applied to Three-Phase Grid-Connected LCL Filters”, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 31, pp. 447–460, Apr. 2020, doi:10.1007/s40313-019-00546-y.
- [17] L. L. Rodrigues, O. A. C. Vilcanqui, A. L. L. F. Murari, A. J. S. Filho, “Predictive Power Control for DFIG: A FARE-Based Weighting Matrices Approach”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 2, pp. 967–975, Jun. 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2898924.
- [18] M. G. Judewicz, S. A. Gonzalez, J. R. Fischer, J. F. Martinez, D. O. Carrica, “Inverter-Side Current Control of Grid-Connected Voltage Source Inverters With LCL Filter Based on Generalized Predictive Control”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, pp. 1732–1743, Dec. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2826365.
- [19] N. Vázquez, J. V. López, “Inverters”, in *Power Electronics Handbook*, pp. 289–338, Elsevier, 2018, doi:10.1016/b978-0-12-811407-0.00011-8.
- [20] J. Rodriguez, P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, Wiley - IEEE, Wiley, 2012.
- [21] R. Panigrahi, S. K. Mishra, S. C. Srivastava, A. K. Srivastava, N. N. Schulz, “Grid Integration of Small-Scale Photovoltaic Systems in Secondary Distribution Network—A Review”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 3178–3195, May 2020, doi:10.1109/tia.2020.2979789.
- [22] H. Tu, H. Feng, S. Srdic, S. Lukic, “Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 861–878, Dec. 2019, doi:10.1109/tte.2019.2958709.
- [23] G. F. Franklin, J. D. Powell, A. Emami-Naeini, J. D. Powell, *Feedback control of dynamic systems*, vol. 4, Prentice hall Upper Saddle River, 2002.
- [24] R. Guzman, L. G. de Vicuna, A. Camacho, J. Miret, J. M. Rey, “Receding-Horizon Model-Predictive Control for a Three-Phase VSI With an LCL Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 6671–6680, Sept. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2877094.
- [25] J. Liu, Y. Miura, T. Ise, “Cost-Function-Based Microgrid Decentralized Control of Unbalance and Harmonics for Simultaneous Bus Voltage Compensation and Current Sharing”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 7397–7410, Aug. 2019, doi:10.1109/TPEL.2018.2879340.
- [26] C. Bordons, F. Garcia-Torres, M. A. Ridao, *Model Predictive Control of Microgrids*, Springer International Publishing, 2020, doi:10.1007/978-3-030-24570-2.
- [27] J. Rossiter, *Model-based predictive control: a practical approach.*, Taylor & Francis, 7 2004, doi: 10.1201/9781315272610.
- [28] M. Yazdani, A. Mehrizi-Sani, “Internal Model-Based Current Control of the RL Filter-Based Voltage-Sourced Converter”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, pp. 873–881, Dec. 2014, doi: 10.1109/TEC.2014.2353035.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Jefferson S. Costa** recebeu os títulos de Bacharel e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Pará (UFPA), Tucuruí, Pará, Brasil, em 2013 e 2016, respectivamente. Desde 2021 cursa o Doutorado em Energia pela Universidade Federal de ABC (UFABC), Santo André, Brasil. De 2014 a 2016, ele colaborou com o departamento de física da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio), Rio de Janeiro, RJ, Brasil, onde trabalhou no desenvolvimento de nanossensores fotônicos. Atualmente é professor da UFPA, Tucuruí, Pará, Brasil, ensinando cálculo, eletromagnetismo e materiais elétricos. Seus interesses de pesquisa incluem controle aplicado a acionamentos de máquinas, conversores de potência, veículos elétricos e energia fotovoltaica e eólica.

**Angelo Lunardi** é graduado em Engenharia Eletrônica em 2015 pelo Instituto Mauá de Tecnologia, onde durante o curso realizou trabalho científico como iniciação científica em 2013 com foco em simulação computacional e controle multivariável, obteve em 2017 o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal Universidade do ABC(UFABC) em pesquisa de controle aplicado a geração de energia eólica. Em 2022 obteve o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela

Universidade de São Paulo (USP) com a tese intitulada Controle Preditivo Robusto Aplicado ao Conversor Conectado à Rede. Atualmente bolsista FUCAMP pós-doutorado com pesquisa em Micro-redes pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

**Alfeu J. Sguarezi Filho** recebeu o título de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Faculdade Área 1, Salvador, Brasil, em 2005 e os títulos de Mestrado e Doutorado pela Universidade de Campinas, Campinas, Brasil, em 2007 e

2010, respectivamente. De 2010 a 2011, foi Pesquisador da Universidade de Campinas, sob o Programa de Pós-Doutorado da FAPESP. Ele é membro sênior do IEEE e membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência. Atualmente é Professor da Universidade Federal de ABC (UFABC), Santo André, Brasil, lecionando nas áreas de máquinas elétricas, eletrônica de potência e acionamentos elétricos. Seus interesses de pesquisa incluem acionamentos de máquinas, geradores de indução duplamente alimentados, controle de potência e sistemas de energia elétrica.