

Received August 21, 2023; accepted December 12, 2023; Date of publication March 27, 2024.   
The review of this paper was arranged by Associate Editor Heverton A. Pereira  and Editor-in-Chief Telles Brunelli Lazzarin .

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.2023.4.0025>

# Conjunto de Controle Finito para o Inversor Conectado à Rede Aplicado na Suavização de Distorção

Ramaliano Sanca <sup>1</sup>, Jefferson Souza Costa <sup>1</sup>, Angelo dos Santos Lunardi <sup>1</sup>, Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho <sup>2</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal do ABC, Programa de Pós-Graduação em Energia, Santo André - SP, Brasil.

<sup>2</sup>Universidade Federal do ABC, Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas, Santo André - SP, Brasil.

e-mail: r.sanca@ufabc.edu.br, jeffersonsc@ufpa.br, angelo.lunardi@usp.br, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br

**RESUMO** Neste trabalho é proposto uma alteração no controle preditivo de corrente *finite control set* (FCS) para um inversor trifásico conectado à rede elétrica de forma a possibilitar sua operação com tensão distorcida. O controlador FCS de corrente usa o modelo do sistema em tempo discreto para prever o comportamento futuro da corrente, e uma função custo do erro entre as previsões e as referências. Esta função custo é minimizada pela de seleção direta do sinal de controle ótimo a ser aplicado no inversor. Testes experimentais foram realizados em uma bancada de 2 kW/220 V e comprovam a eficiência do sistema de controle proposto, mostrando-se capaz de manter distorção harmônica total (THD) abaixo de 5%, de acordo com a norma IEEE std 519-2014, mesmo na condição de uma rede com tensão distorcida, para comprovar o desempenho superior do controlador proposto, foi realizado os testes experimentais em comparação com o FCS clássico. Por fim, podemos concluir que as aprimorações implementadas no algoritmo de controle possibilitaram alcançar um desempenho elevado no controle, especialmente em aplicações de conversores conectados à rede elétrica.

**PALAVRAS-CHAVE** Controle Preditivo Baseado no Modelo, Controle de Corrente, Fonte de Energia Renovável, Inversor Conectado à Rede, Rede com Tensão Distorcida.

## Finite Control Set for the Inverter Connected to the Grid Applied in Distortion Smoothing

**ABSTRACT** This paper proposes changing the predictive current control finite control set (FCS) for a three-phase grid-connected inverter to enable it to operate with distorted voltage. The FCS current controller uses the discrete-time system model to predict the future behavior of the current, and a cost function of the error between the predictions and the references. This cost function is minimized by directly selecting the optimal control signal for the inverter. Experimental tests were carried out on a 2 kW/220 V bench and proved the efficiency of the proposed control system, showing that it is capable of maintaining total harmonic distortion (THD) below 5%, in accordance with the IEEE std 519-2014 standard, even in the condition of a network with distorted voltage, to prove the superior performance of the proposed controller, experimental tests were carried out in comparison with the classic FCS. Finally, we can conclude that the improvements implemented in the control algorithm have made it possible to achieve high control performance, especially in grid-connected converter applications.

**KEYWORDS** Current Control, Distorted Grid Voltage, Finite Control Set, Grid-Connected Inverter, Model Predictive Control, Renewable Energy.

### NOMENCLATURA

CA	Corrente Alternada.	$\theta_g$	Fase instantânea da rede (rad).
CC	Corrente Contínua.	$v_{cc}$	Tensão do barramento CC.
$v_i$	Tensão na saída do VSI.	DDSRF	<i>Decoupled Double Synchronous Reference</i>
$v_g$	Tensão da rede elétrica.	Frame	
$i_g$	Corrente injetada na rede pelo VSI.	FCS	<i>Finite Control Set</i>
		GD	Geração distribuída.

LC	Indutivo-capacitivo.
LCL	Indutivo-capacitivo-indutivo.
VSI	<i>Voltage Source Inverter.</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator.</i>
MPC	<i>Model Predictive Control.</i>
$\vec{v}_{\alpha\beta}$	Tensão no referencial estacionário $\alpha\beta$ .
$\vec{i}_{\alpha\beta}$	Corrente no referencial estacionário $\alpha\beta$ .
$P$	Potência ativa.
$Q$	Potência reativa.
$S$	Potência aparente.
$T_s$	Tempo de amostragem.
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
PLL	<i>Phase locked loop</i>

## I. INTRODUÇÃO

A transição energética para fontes renováveis e a redução da dependência dos combustíveis fósseis são passos críticos para alcançar a sustentabilidade no cenário global e mitigar as mudanças climáticas. Neste sentido, muitos países, como destaque para o Brasil, têm direcionado esforços para aumentar a participação em suas matrizes energética de fontes alternativas de energias renováveis como solar, eólica, biocombustível e células de hidrogênio [1]. A integração deste tipo de fonte porém, traz desafios para o controle da geração e operação do sistema de potência, uma vez que a tensão CC intrínseca demanda um inversor de potência como interface para integração com a tensão alternada da rede elétrica [2].

O inversor fonte de tensão (VSI) trifásico de dois níveis com filtro indutivo (L) ou filtro L é a topologia mais simples e consolidada na integração de energias renováveis com a rede elétrica [3]. O filtro passivo é mandatório para atenuar as componentes harmônicas geradas pela tensão chaveada do VSI, as quais podem prejudicar a qualidade da energia na rede local [4]. Outros filtros de maior ordem, como o LC ou LCL, podem ser aplicados para maior atenuação de harmônicos, no entanto há aumento da complexidade e redução da confiabilidade do sistema de controle devido a ressonância característica e ao maior número de sensores [5].

Uma técnica de controle adequada deve ser aplicada ao VSI para garantir a sincronização com a rede, regulação de potência, correção do fator de potência e atenuação da distorção harmônica [2], [3], [6]. Recentes artigos vêm contribuído para o desenvolvimento de técnicas de controle neste tipo de aplicação. Além do clássico controle PI [2], destaca-se o controle proporcional ressonante (PR) [7], modos deslizantes [8], realimentação de estados [9], lógica Fuzzy [10] e controle preditivo baseado no modelo (MPC) [3].

O MPC se baseia no modelo da planta para prever o comportamento futuro das variáveis de estados, usa uma função custo para rastrear a referência desejada e um método de otimização para determinar o sinal de controle ótimo a ser aplicado no sistema [11]. Essa técnica de controle tem

ganhado espaço nas aplicações de conversores de potência por aliar o controle em malha fechada com a minimização de erro de rastreamento da referência, intuitiva implementação em sistemas multivariáveis e a incorporação de restrições de variáveis [12].

O FCS-MPC é um subtipo de MPC que utiliza os estados finitos do VSI para determinar diretamente a tensão ótima que deve ser aplicada pelo conversor para atingir a referência desejada [11]. Sua principal desvantagem é a operação sem modulador que gera uma frequência de chaveamento variável. Além disso, pelo fato de depender do modelo do sistema, o FCS-MPC pode perder desempenho diante de distúrbios paramétricos ou distorções na tensão da rede [12]. Merece destaque positivo o fato do FCS-MPC de mandar pouco ou nenhum projeto ou ajuste, já que em alguns casos a função custo pode ser definida em termos com ponderações diferentes [3].

Com o aumento da integração de fontes renováveis por meio de inversores e o uso cada vez maior de cargas eletrônicas não lineares por consumidores locais, é comum que os VSI conectados a rede operem em condição de tensão da rede distorcida [13]–[15]. Para melhorar a qualidade da energia injetada na rede, o sistema de controle do VSI deve ser capaz de reduzir o impacto da distorção harmônica total na corrente elétrica [3].

Um artigo que pretende contribuir com este tema que tem sido discutido na literatura recente está apresentado em [16] onde um MPC, que utiliza o modelo em espaço de estado com modulação PWM é proposto para um VSI com filtro L conectado a rede com tensão distorcida. Os autores demonstram que o sistema é capaz de atenuar as componentes harmônicas e atender a norma IEEE std 519-2014, mantendo o THD abaixo de 5%. A desvantagem da proposta está no custo computacional e no ajuste empírico aplicado ao controlador.

Neste presente artigo, os autores optaram por empregar um controlador FCS-MPC aplicado no referencial estacionário  $\alpha\beta$  a um VSI de dois níveis, com filtro L conectado à rede sob tensão distorcida devido à presença de componentes harmônicas. O sistema de controle regula a corrente  $\alpha\beta$  injetada na rede, referenciada por uma onda senoidal, em função da potência ativa e reativa desejadas. Um *Phase locked loop* (PLL), capaz de decompor as componentes de sequência positiva e negativa, é aplicado para sincronização com a rede elétrica. A função custo adotada considera o erro de rastreamento das componentes  $\alpha$  e  $\beta$  ou real e imaginário da corrente injetada na rede, sem a necessidade de ajuste empírico na ponderação de termos. Como solução para o problema da frequência de chaveamento variável do FCS-MPC, aplica-se uma técnica de modulação com três vetores virtuais para construção de uma forma de onda com frequência fixa.

A principal contribuição deste artigo está na forma de se utilizar o ângulo gerado pela PLL para produzir referências de corrente sem distorção, e obter diferentes objetivos de controle, sendo um de corrente suavizada e outro para a

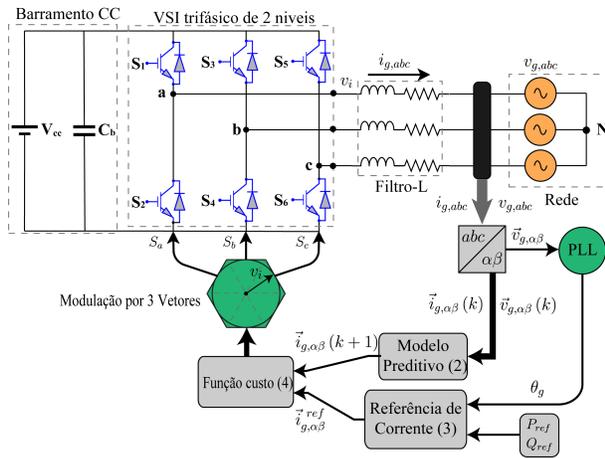


FIGURA 1. Diagrama em bloco do controle FCS-MPC proposto para VSI conectado à rede

potência suavizada. Com a corrente suavizada é possível trabalhar com dispositivos que requerem uma baixa distorção harmônica, possibilitando também diminuir o tamanho do filtro para a conexão com a rede. Já quando se utiliza a potência suavizada dispositivos que demandam uma baixa oscilação de potência, como por exemplo painéis solares para o rastreamento do máximo ponto de potência, é necessário um controle rígido de potência mesmo sobre distorção. Junto a aplicação se utiliza o controlador FCS-MPC com frequência fixa de chaveamento para operação em condições de tensão da rede distorcidas. Com isso a eficiência do sistema de controle proposto, mostrando-se capaz de manter distorção harmônica total (THD) abaixo de 5%, de acordo com a norma IEEE std 519-2014, mesmo operando com tensão distorcida.

Testes experimentais foram realizados em uma bancada de 2 kVA/230 V para fundamentar o elevado grau de regulação de potência e qualidade da energia injetada na rede a partir do sistema de controle proposto.

## II. MODELO DO CONVERSOR CONECTADO A REDE E FCS-MPC

### A. Modelo do Conversor Conectado a Rede no Referencial $\alpha\beta$

A Figura 1 apresenta um diagrama de bloco do sistema de controle FCS-MPC para o VSI trifásico com filtro L conectado à rede. O inversor está conectado à rede elétrica através de um filtro L e a sincronização do sistema de controle é realizada por um PLL para gerar as tensões trifásicas em fase com a rede e rastrear as possíveis mudanças abruptas de frequências [17].

No diagrama de controle (Figura 1):  $v_{cc}$  é tensão do barramento CC,  $\vec{v}_i$  é o vetor tensão do inversor,  $\vec{i}_g$  é o vetor corrente injetada na rede,  $\vec{v}_g$  é o vetor tensão da rede,  $L$  e  $R$  são a indutância e a resistência interna do filtro L. Além de apresentar as numerações referente as equações utilizadas em cada bloco, fornecendo maior clareza para o diagrama.

O sistema de energia é considerado equilibrado em estrela e o modelo dinâmico no referencial estacionário  $\alpha\beta$  é apresentado em (1), como demonstrado em [6], [11].

$$\vec{v}_{i,\alpha\beta} = R\vec{i}_{g,\alpha\beta} + L\frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \vec{v}_{g,\alpha\beta} \quad (1)$$

sendo que os sub-índices  $\alpha$  e  $\beta$  representam as partes real e imaginária do respectivo vetor.

### B. Estratégia de Controle FCS-MPC para o VSI

A estratégia de controle FCS-MPC para o controle das correntes apresentada neste artigo, se baseia na predição do sistema da corrente injetada na rede e na otimização do sinal de controle a partir da função do erro de rastreamento da referência. Em (2) é utilizada para predição do comportamento futuro das correntes para todas as possíveis saídas do VSI  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(j)$ .

Neste contexto, o modelo sistema no qual é realizado a predição do comportamento da correntes é obtido aplicando-se a discretização pelo método de Euler [6], [11] como pode ser verificado em (1) considerando o tempo de amostragem  $T_s$ , que resulta em (2).

$$\vec{i}_{g,\alpha\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)\vec{i}_{g,\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L}[\vec{v}_{i,\alpha\beta}(j) - \vec{v}_{g,\alpha\beta}(k)] \quad (2)$$

sendo que:  $\vec{i}_{\alpha\beta}(k+1)$  é a predição de corrente para próximo instante de tempo,  $\vec{i}_{\alpha\beta}(k)$  e  $\vec{v}_{g,\alpha\beta}(k)$  são, respectivamente, a corrente e a tensão da rede medidas no instante atual, e  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(j)$ , com  $j \in \mathbb{N} \mid 0 \leq j \leq 7$ , representa cada um dos sete possíveis vetores de tensão do inversor.

É importante destacar que na técnica FCS-MPC o VSI é acionado diretamente aplicando um dos vetores finitos  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(j)$ . O inversor trifásico de dois níveis apresentado na Figura 1 possui oito estados de acionamentos das suas seis chaves, estes geram sete vetores de tensão diferentes no referencial  $\alpha\beta$ . Isso é devido a dois dos oito estados gerarem os vetores de tensão nulos  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(0)$  e  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(7)$ , como demonstrado na Tabela 1.

TABELA 1. Estados de Comutação Possíveis e Vetores de Tensão para Inversor Trifásico

$S_a$	$S_b$	$S_c$	Vetor de tensão $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(j)$
0	0	0	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(0) = 0$
1	0	0	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(1) = \frac{2}{3}v_{cc}$
1	1	0	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(2) = \left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)v_{cc}$
0	1	0	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(3) = \left(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)v_{cc}$
0	1	1	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(4) = -\frac{2}{3}v_{cc}$
0	0	1	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(5) = \left(-\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)v_{cc}$
1	0	1	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(6) = \left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)v_{cc}$
1	1	1	$\vec{v}_{i,\alpha\beta}(7) = 0$

### C. Cálculo das Referências de Correntes no Referencial $\alpha\beta$

A detecção da fase  $\theta_g$  pelo PLL (Seção III.A) é utilizada para gerar uma referência de corrente  $\alpha\beta$  sincronizada com a rede elétrica, etapa fundamental para o funcionamento do sistema de controle em condição de tensão distorcida [6]. A referência  $\vec{i}_{g,\alpha\beta}^{ref}$  é calculada em função dos níveis desejados de potência ativa  $P_g^{ref}$  e reativa  $Q_g^{ref}$ , conforme (3).

$$\begin{bmatrix} i_{g,\alpha}^{ref} \\ i_{g,\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \frac{2}{3V_g} \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \sin \theta_g \\ \sin \theta_g & -\cos \theta_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_g^{ref} \\ Q_g^{ref} \end{bmatrix} \quad (3)$$

sendo que  $V_g$  e  $\theta_g$  são o valor de pico e a fase instantânea, respectivamente, da componente fundamental de sequência positiva da tensão da rede, estimadas por meio da malha de controle do PLL como descrita na seção B. Esta informação aliada à capacidade de rejeição de distúrbios do FCS-MPC torna possível sua operação quando a tensão da rede elétrica estive contaminada por componente harmônicas.

Para (3), quando utilizado o ângulo  $\theta_g$  estimado pelo PLL, a referência de corrente  $\vec{i}_{g,\alpha\beta}^{ref}$  do sistema de controle apresenta apenas a componente fundamental de sequência positiva. Quando aplicado no sistema de controle, o controlador FCS-MPS força a saída a seguir a referência  $\vec{i}_{g,\alpha\beta}^{ref}$ , o que na prática atenua no vetor corrente as componentes de distorção harmônica provenientes da tensão da rede elétrica [6].

### D. Função Custo

O processo de otimização no sistema do FCS-MPC determina o vetor  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(j)$  a ser aplicado no VSI que minimiza a função custo apresentada em (4). Note que os valores de  $g$  em (4) são dados pelo erro entre a referência desejada  $\vec{i}_{g,\alpha\beta}^{ref}$  e as previsões da corrente de saída do sistema  $\vec{i}_{g,\alpha\beta}(k+1)$ , um para cada vetor tensão  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(j)$ .

$$g = |i_{g,\alpha}^{ref} - i_{g,\alpha}(k+1)| + |i_{g,\beta}^{ref} - i_{g,\beta}(k+1)|. \quad (4)$$

## III. ALGORITMO PLL E MÓDULAÇÃO APLICADA AO FCS-MPC

### A. Operação com Frequência de Chaveamento Fixa

Como apresentado em [18], a técnica de controle proposta utiliza dois vetores ativos e um nulo de forma a manter frequência de chaveamento fixa. Este método de modulação facilita o projeto do filtro indutivo, conseqüentemente produzindo uma corrente com menor distorção [19].

A função custo (4) é resolvida separadamente para todos vetores de tensão existentes, e de acordo com cada setor do sextante do conversor, esse algoritmo pode ser observado em [18]. O ciclo de trabalho para cada vetor é calculado da seguinte forma:

$$d_0 = \frac{K}{g_0}; d_1 = \frac{K}{g_1}; d_2 = \frac{K}{g_2}; \quad (5)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = T_S \quad (6)$$

onde  $g_0$  é o custo para o erro entre a referência e o vetor nulo,  $g_1$  e  $g_2$  são correspondente ao custo para os vetores adjacentes do setor do sextante. O ciclo de trabalho  $d_0$  corresponde ao vetor nulo ( $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(0)$  ou  $\vec{v}_{i,\alpha\beta}(7)$ ), que é resolvido apenas uma vez. Já  $d_1$  e  $d_2$  são equivalentes ao ciclo de trabalho de vetores adjacentes do setor escolhido. Percebe-se que o tempo de amostragem  $T_s$ , é igual a somatória de todos os ciclos de trabalho ao longo de período de chaveamento do conversor, de modo que o algoritmo seleciona um vetor de tensão durante este processo.

É possível obter a solução para  $K$  resolvendo o sistema de equações em (5), e os resultados após substituição são apresentadas a seguir:

$$\begin{aligned} d_0 &= \frac{T_s g_1 g_2}{(g_0 g_1 + g_0 g_2 + g_1 g_2)} \\ d_1 &= \frac{T_s g_0 g_2}{(g_0 g_1 + g_0 g_2 + g_1 g_2)} \\ d_2 &= \frac{T_s g_0 g_1}{(g_0 g_1 + g_0 g_2 + g_1 g_2)}. \end{aligned} \quad (7)$$

As ações de predição são empregadas na função custo para selecionar os vetores de tensão que permitem a modulação, conforme apresentado na equação (8):

$$g(k+1) = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (8)$$

em que  $g_1$  e  $g_2$  são funções custo com os menores custo para cada vetor de tensão adjacente do setor escolhido. As variáveis  $d_1$  e  $d_2$  correspondem ao ciclo de trabalho que cada vetor adjacente do setor escolhido, calculados pela equação (7).

O fluxograma na Figura 2 apresenta o processo para definir a função custo para cada setor do sextante, os quais serão utilizados para realizar a otimização da modulação com a frequência de chaveamento fixa.

### B. Sincronização com a Rede com Tensão Distorcida

Os algoritmos PLL são técnicas bem estabelecidas para detecção da fase e frequência da tensão da rede elétrica [3].

A Figura 3 apresenta o algoritmo DDSRF-PLL empregado neste artigo para sincronização do VSI com a rede em condição de tensão distorcida [20]. O DDSRF-PLL recebe a tensão trifásica da rede e usa um algoritmo de decomposição duplo, além das transformadas de Clark e Park, para separar as componentes de sequência positiva e negativas no referencial síncrono  $dq$ . A partir da componente fundamental de sequência positiva ( $\vec{v}_{g1,dq}^+$ ), a malha fechada com controle PID e oscilador controlado por tensão (VCO) corrige a posição angular  $\theta_g$  de forma que a componente no eixo em quadratura ( $v_{g1,q}^+$ ) seja nula e rejeite as componente harmônicas com emprego de filtros passa-baixa [21].

### C. Algoritmo de Controle do FCS-MPC

A estratégia FCS-MPC para o VSI conectado à rede deve seguir as seguintes etapas:

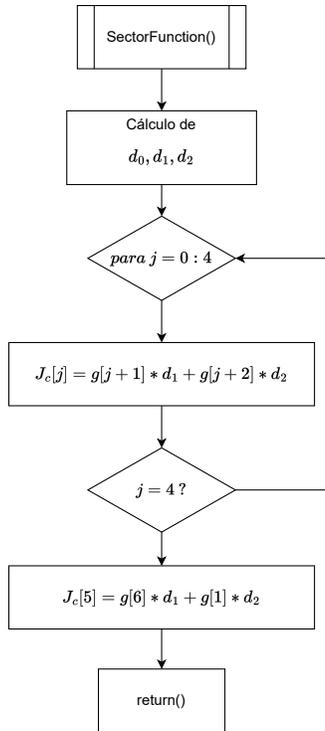


FIGURA 2. Fluxograma da função custo de cada setor para a modulação com frequência de chaveamento fixa.

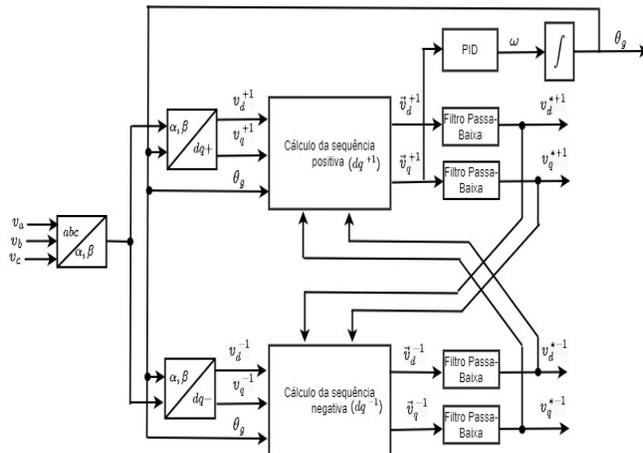


FIGURA 3. Diagrama do DDSRF-PLL.

- (i) Medir os sinais de entrada ( $\vec{i}_{g,abc}(k)$  e  $\vec{v}_{g,abc}(k)$ );
- (ii) Conversão das variáveis para o referencial  $\alpha\beta$ ;
- (iii) Ativação do PLL para detecção da fase da rede elétrica;
- (iv) Cálculo da referência de corrente  $\alpha\beta$ ;
- (v) Predição da corrente injetada na rede para o próximo instante de amostragem;
- (vi) Seleção do setor do sextante;
- (vii) Minimizar a função custo;
- (viii) finalmente aplicar os estados do conversor ( $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$ ) correspondentes ao vetor de saída otimizado.

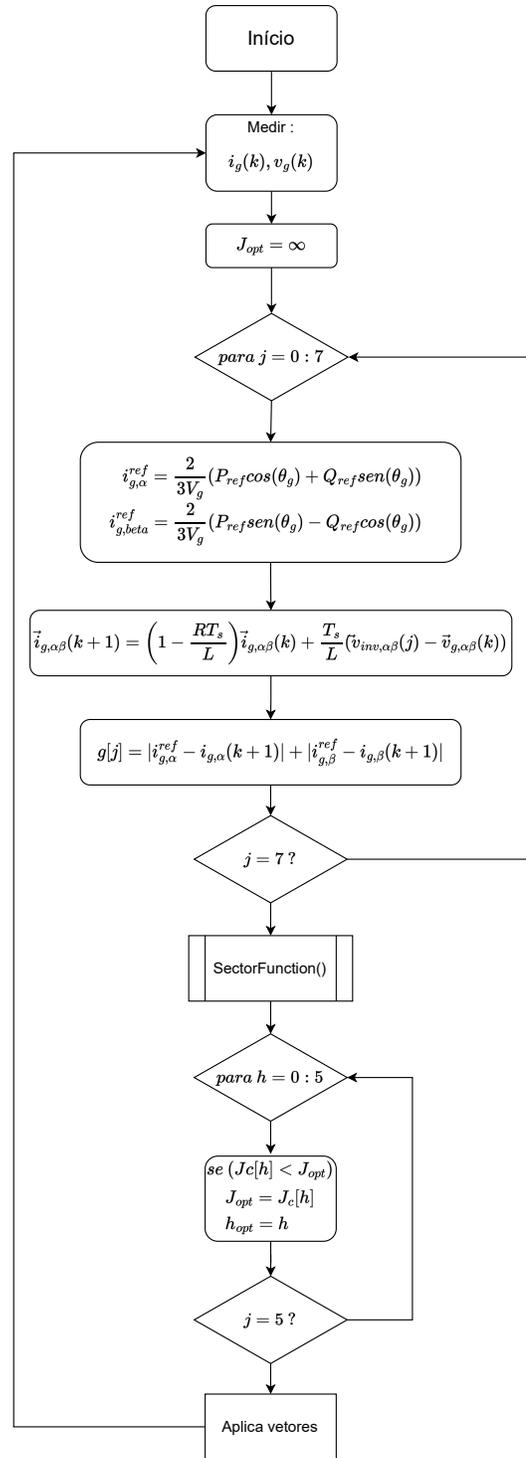


FIGURA 4. Fluxograma do FCS-MPC para correntes do conversor conectado à rede elétrica.

A Figura 4 apresenta o fluxograma com mais detalhes para a implementação do controlador FCS-MPC.

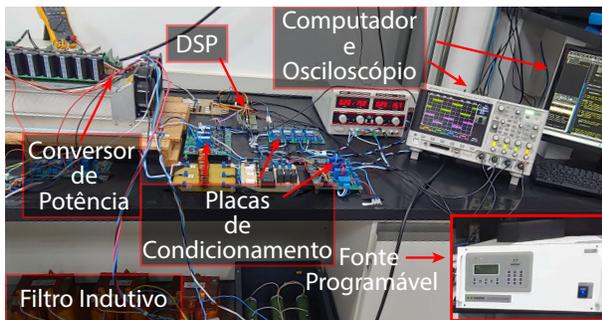
#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para avaliar o funcionamento FCS-MPC acionando o VSI apresentado na Figura 1 foi realizado o teste em uma

**TABELA 2. Parâmetros Elétricos do Circuito do Inversor Trifásico Conectado a Rede**

Parâmetros	Símbolos	Valores	Unidades
Tempo de amostragem	$T_s$	50	$\mu s$
Frequência de rede	$f$	60	$Hz$
Tensão da rede	$V_g (RMS)$	78,65	$V$
Tensão do barramento	$V_{cc}$	350	$V$
Resistência	$R$	0,1	$\Omega$
Indutância	$L$	13,2	$mH$
Capacitância	$C_b$	1000	$\mu F$

bancada experimental com emprego dos parâmetros elétricos listados na Tabela 2. A Figura 5 apresenta a bancada de teste, sendo composta por uma placa para condicionamento dos sinais trifásicos captados; um processador DSP modelo TMS320F28335 da Texas Instruments; um conversor de potência trifásico de 2 kVA, com saída de 500 Vcc e entrada de 220 Vca; um conjunto de indutores de banco de 13,5 mH/5 A, desempenhando a função de filtro-L. Adicionalmente, uma fonte trifásica programável da SUPPLIER FCATHQ 4500VA/380V/500Hz, a qual foi projetada para emular a rede elétrica, os parâmetros de distorção na tensão são apresentados na Tabela 3.



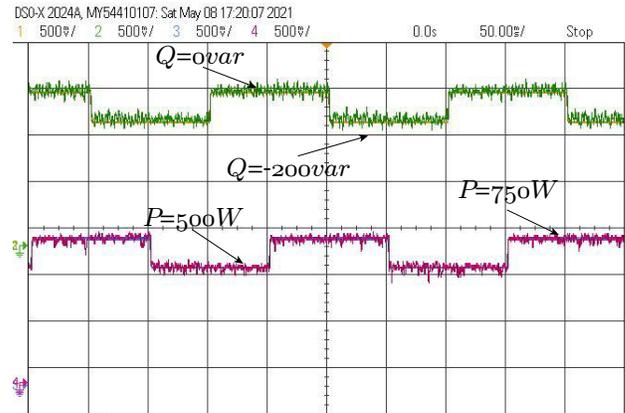
**FIGURA 5. Bancada de baixa potência usada para validação experimental.**

**TABELA 3. Valores de Distorção Harmônica**

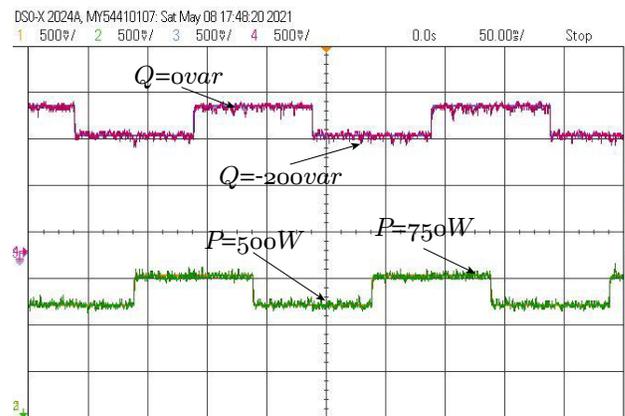
Harmônica	Magnitude	Percentual da Fundamental
1 <sup>a</sup>	110 V	100%
5 <sup>a</sup>	4,33 V	3,94%
7 <sup>a</sup>	3,46 V	3,15%
11 <sup>a</sup>	2,59 V	2,36%
13 <sup>a</sup>	1,65 V	1,50%
17 <sup>a</sup>	1,21 V	1,10%
19 <sup>a</sup>	0,77 V	0,70%

As Figuras 6 e 7, apresentam os degraus que foram aplicados nos testes para o VSI conectado à rede elétrica. Esse resultado apresenta o sinal de referência utilizado e o sinal de potência medido, sendo as potência ativa e reativa conforme detalhado nas figuras. De início é possível observar que quando o objetivo do controlador está para corrente suavizada a distorção harmônica presente na tensão da rede

é refletida no sinal de potência, em contra partida, com o objetivo de potência suavizada a ondulação na potência é reduzida porém irá produzir uma corrente mais distorcida conforme será apresentado nas próximas seções.



**FIGURA 6. Degraus de variação de potência para o objetivo de corrente suave.**



**FIGURA 7. Degraus de variação de potência para o objetivo de potência suave.**

**A. Teste para a Corrente Suavizada**

Quando o foco do sistema de controle é a corrente suavizada em condições de tensão da rede distorcida, o objetivo é rastrear a referência de corrente senoidal, reduzindo ao máximo as componentes de distorção harmônica injetadas na rede [3]. Isso implica em minimizar as variações na forma de onda da corrente, proporcionando uma injeção de corrente na rede mais senoidal possível. No entanto, essa abordagem pode resultar em oscilações na potência ativa e reativa injetadas na rede.

As Figuras 8 e 9 mostram os resultados experimentais do sistema de controle FCS com objetivo de suavizar a corrente injetada na rede pelo conversor de potência. A Figura 8 mostra os sinais de tensão, corrente e potência ativa e reativa para quando é aplicado uma degrau de potência ativa de 500 W para 750 W enquanto a potência reativa é mantida em 0 var. A Figura permite observar o transitório de potência,

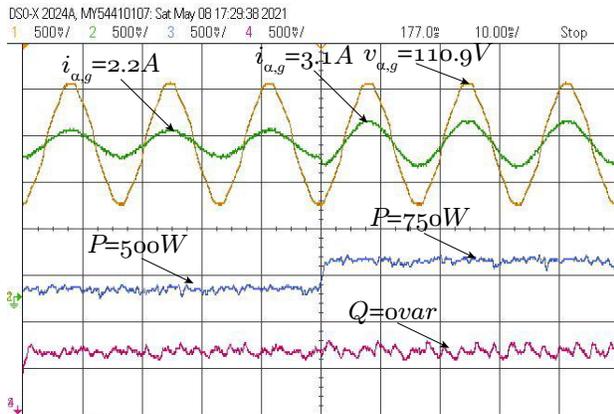


FIGURA 8. Potência ativa para o objetivo de corrente suave.

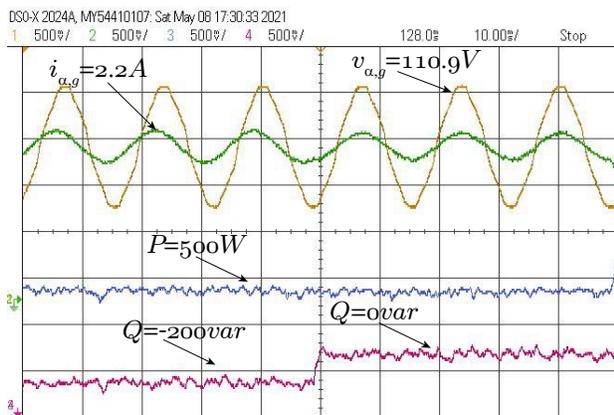


FIGURA 9. Potência reativa para o objetivo de corrente suave.

consequentemente um aumento na amplitude da corrente, é notável que existem distorções na tensão porém a corrente produzida está com o formato senoidal com baixa distorções.

Outro teste foi a variação da potência reativa de  $-200 \text{ var}$  para  $0 \text{ var}$ , enquanto a potência ativa é mantida em  $500 \text{ W}$ , o resultado é apresentado na Figura 9. De forma similar ao teste anterior a corrente produzida com baixa distorção e o efeito do degrau de potência reativa é visto com a corrente adiantada em relação a tensão no período de potência reativa igual a  $-200 \text{ var}$ .

Para concluir os testes com corrente suavizada foi realizado o *Fast Fourier Transform* (FFT) para obter a distorção harmônica total (THD) da corrente produzida pelo conversor. Foi obtido o valor de THD igual a 4,85%, o que está de acordo com a norma da IEEE std 519-2014 de que a corrente injetada na rede deve ter um THD inferior a 5%. Outro ponto importante a destacar é que como a corrente tem baixa distorção, está distorção aparece no sinal de potência, por este motivo existe o segundo objetivo para o controlador onde será focado reduzir a ondulação no sinal de potência.

### B. Teste para a Potência Suavizada

Neste caso o sistema de controle visa a potência suavizada, isto é, o sistema é projetado para forçar a injeção de

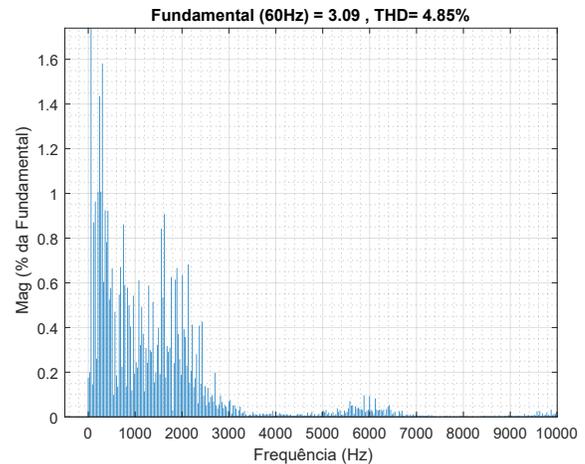


FIGURA 10. FFT da corrente injetada na rede com o objetivo de corrente suave.

potência ativa e reativa constante na rede [22]. A busca por uma potência constante pode introduzir variações na forma de onda da corrente, resultando em distorções devido às componentes harmônicas presentes na rede elétrica.

Os testes experimentais foram realizados para o controlador com o objetivo de suavizar a potência. As Figuras 11 e 12 mostram os resultados para os mesmos níveis de potência ativa e reativa aplicados nos testes com o objetivo de suavizar a corrente. Primeiro foi aplicado um degrau de potência ativa de  $500 \text{ W}$  pra  $750 \text{ W}$ , e mantendo a potência reativa em  $0 \text{ var}$ , no segundo teste o degrau de potência reativa de  $-200 \text{ var}$  pra  $0 \text{ var}$ , mas agora mantendo a potência ativa em  $750 \text{ W}$ .

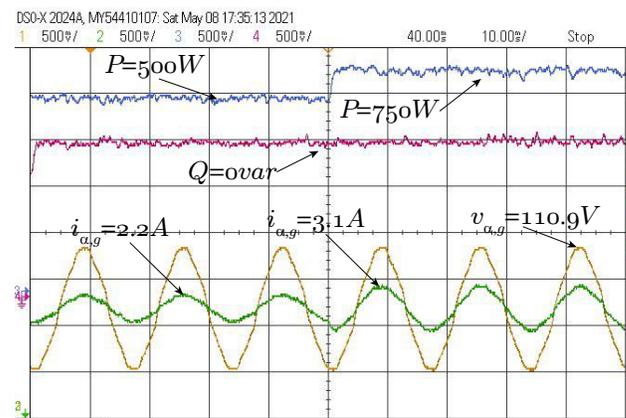


FIGURA 11. Potência ativa para o objetivo de potência suave.

Percebe-se que o controlador é capaz de alterar a potência ativa e reativa de sistema, manipulando a amplitude e fazer da corrente produzida. O que deve ser destaca é que quando o objetivo do controlador é a potência suavizada a corrente gerada possui harmônicos para compensar as harmônicas na tensão, assim quando é realizada a multiplicação da tensão pela corrente para o calculo das potência, as ondulações em torno da referência são mitigadas. O maior benefício em

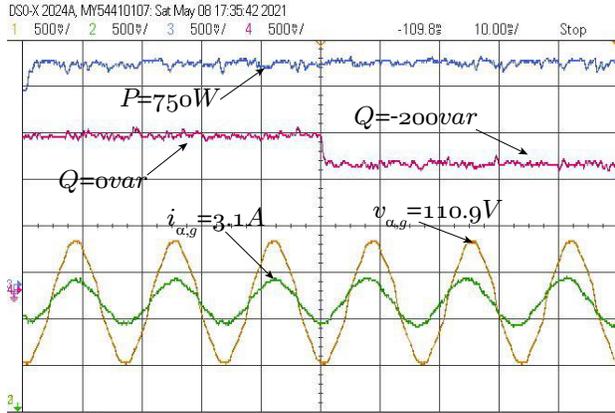


FIGURA 12. Potência reativa para o objetivo de potência suave.

um controlador que gera um sinal de potência suavizada está quando o sistema deve operar em modo de potência constate, assim seguindo a referência do controlador com menor ondulação. A distorção presente na corrente foi obtida pelo FFT do sinal, o qual é igual a 5,42% sendo muito próximo do valor estipulado pela norma IEEE std 519-2014, uma vez que não é possível atingir ambos objetos de potência suave a corrente suave para o sistema conectado à rede elétrica.

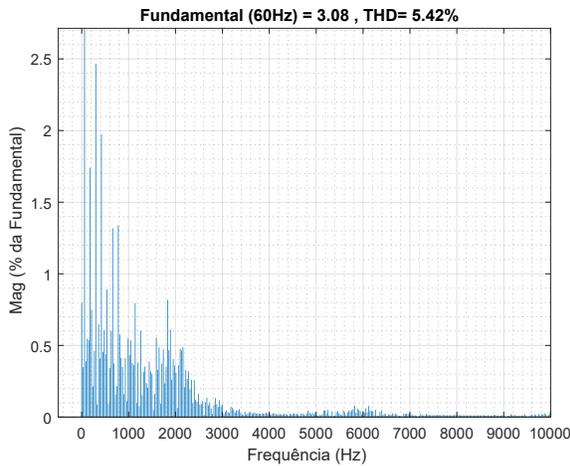


FIGURA 13. FTT da corrente injetada na rede com o objetivo de potência suave.

**C. Análise Comparativa do Erro entre os Objetivos de Controle em Corrente Suavizada e Potência Suavizada**

O índice utilizado para a comparação do erro entre os objetivos de controle é o ISE (do inglês *Integral Square Error*), o qual o quadrado do erro é continuamente integrado, assim os erros maiores são mais penalizados do que os que os menores erros. Este índice é calculado conforme a equação apresentada a seguir.

$$ISE = \|\vec{e}(t)\|_2 = \sqrt{\int_0^\infty |\vec{e}(\tau)|^2 d\tau} \quad (9)$$

A Tabela 4 apresenta os valores de THD e ISE para critério de comparação dos objetivos de controle.

TABELA 4. Índices de Comparação

Objetivo do Controlador	THD	ISE
Objetivo Corrente	4,00%	0,0288
Objetivo Potência	5,33%	0,0189

**D. Comparação com o Clássico FCS-MPC**

Nesta seção apresenta-se a comparação do controlador proposto com o clássico controle de corrente FCS-MPC no referencial estacionário  $\alpha\beta$ , como descrito em [6]. O objetivo desta comparação é mostrar experimentalmente a melhoria da técnica proposta neste artigo para o conversor com filtro L funcionando em condição da tensão da rede distorcida. O clássico FCS-MPC não utiliza uma estratégias de modulação para acionamentos das chaves do conversor [11]. Este aciona diretamente as chaves aplicando um dos vetores tensão discretos da Tabela 1, o qual minimiza a função custo em (4).

Para tornar a comparação mais justa, o algoritmo implementado para o clássico FCS-MPC foi orientado para suavizar a corrente injetada na rede, isto é, rastrear a referência de corrente descrita na seção C. Além disso, foi utilizada a mesma configuração da bancada experimental descrita na Tabela 2. Os resultados experimentais para o clássico FCS-MPC são mostrados nas Figuras de 14 a 16.

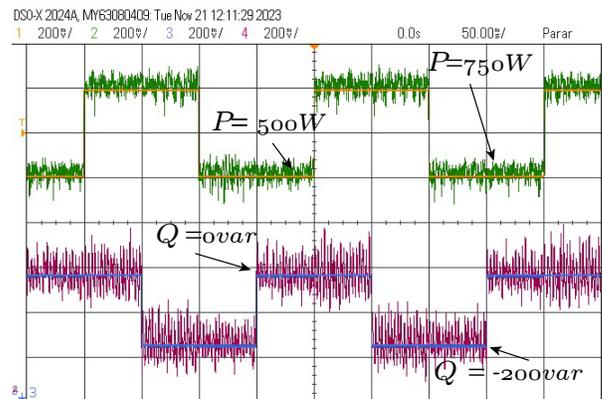


FIGURA 14. Medição da potência ativa e reativa do clássico FCS-MPC.

Os resultados para o clássico FCS-MPC mostram maior oscilação da potência ativa e reativa na Figura 14 em comparação ao controlador proposto neste artigo (Figura 6). Uma comparação objetiva é apresentada na Tabela 5 com o cálculo do ISE, onde fica claro o melhor desempenho na regulação de potência para o controlador proposto. O clássico FCS-MPC também apresentou desempenho inferior no nível de distorção da corrente injetada na rede

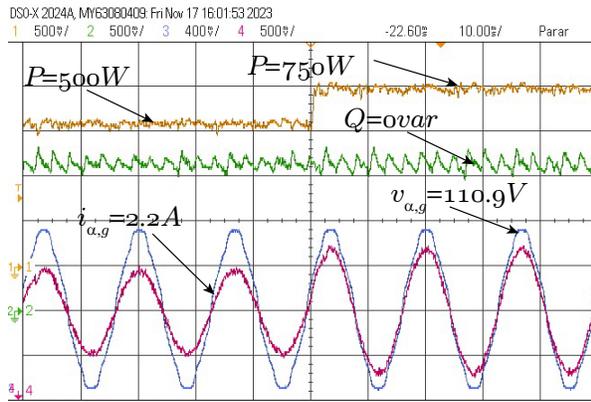


FIGURA 15. Medição da componente  $\alpha$  da corrente e tensão na rede para o clássico FCS-MPC.

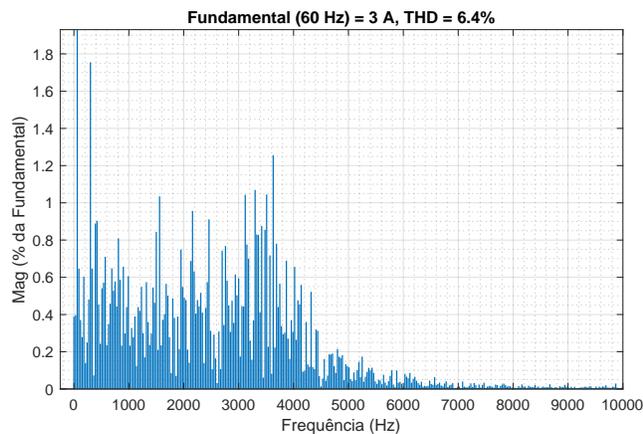


FIGURA 16. FTT da corrente injetada na rede para o clássico FCS-MPC.

(valores de THD na Tabela 5), como se pode notar nas Figuras 15 e 8. Além disso, na Tabela 5, é apresentado o custo computacional em porcentagem. É notável que a inclusão dos algoritmos para gerar um sinal com frequência de chaveamento fixa resulta em um aumento significativo do custo computacional, porém permanece dentro do período da interrupção, assegurando o acionamento das chaves no tempo correto.

TABELA 5. Comparação do Controlador Proposto e o Clássico FCS-MPC

Controlador	THD	ISE	Custo Comp.
Este trabalho	4,00%	0,0288	79,28% F
Clássico FCS-MPC	6,4%	0,0379	36,93%

## V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a análise do comportamento do FCS operando com frequência de chaveamento fixa com emprego de uma técnica de modulação com dois vetores ativos e um nulo. Analisou-se sua operação com em condições de tensão da rede elétrica distorcida.

As referências das correntes foram calculadas com emprego apenas da componente fundamenta da tensão, o que foi

possível devido ao uso do DDSRF-PLL, resultando em uma sinal de corrente suavizada. A operação sem a DDSRF-PLL fornece um sinal de potência suavizado, porém uma corrente com maior distorção harmônica que implica baixa qualidade da energia injetada na rede. Os resultados apresentados possibilitam concluir que mesmo na presença de distorções harmônicas na tensão da rede o controlador FCS opera com THD menor que 5% para corrente suavizada e próximo aos 5% para potência suavizada, atendendo normas como a IEEE std 519-2014.

## AGRADECIMENTOS

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

## CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

Conceitualização, Curadoria de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: SANCA, R.; Curadoria de dados, Análise de dados, Validação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: COSTA, J. S.; Conceitualização, Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Validação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: LUNARDI, A. dos S.; Conceitualização, Pesquisa, Metodologia, Supervisão: SGUAREZI FILHO, A.J.

## PLÁGIO E SIMILARIDADE

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

## REFERÊNCIAS

- [1] V. Masson-Delmotte, P. Zhai, A. Pirani, S. L. Connors, C. Péan, S. Berger, N. Caud, Y. Chen, L. Goldfarb, M. Gomis, *et al.*, “Climate change 2021: the physical science basis”, *Contribution of working group I to the sixth assessment report of the intergovernmental panel on climate change*, vol. 2, 2021.
- [2] 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.
- [3] A. J. S. Filho, *Model Predictive Control for Doubly-Fed Induction Generators and Three-Phase Power Converters*, 1 ed., Elsevier, 2022.
- [4] 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, Dez. 2014, doi:10.1109/TEC.2014.2353035.
- [5] 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.
- [6] S. A.; Lunardi, *Controle Preditivo Robusto Aplicado ao Conversor Conectado à Rede*, Tese de doutorado, Universidade de São Paulo – USP, 2022.
- [7] 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, Set. 2020, doi:10.1109/TPEL.2020.2971380.

- [8] J. Liu, X. Shen, A. M. Alcaide, Y. Yin, J. I. Leon, S. Vazquez, L. Wu, L. G. Franquelo, "Sliding mode control of grid-connected neutral-point-clamped converters via high-gain observer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 4, pp. 4010–4021, Abr. 2021, doi:10.1109/TIE.2021.3070496.
- [9] D. Perez-Estevez, 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, Set. 2018, doi:10.1109/TIA.2018.2829459.
- [10] M. Dehghani, M. Taghipour, G. B. Gharehpetian, M. Abedi, "Optimized fuzzy controller for MPPT of grid-connected PV systems in rapidly changing atmospheric conditions", *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 9, no. 2, pp. 376–383, Mar. 2020, doi:10.35833/MPCE.2019.000086.
- [11] J. Cortes, P. Rodriguez, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, 1 ed., Wiley-IEEE Press, 2012.
- [12] J. A. Rossiter, *Model-Based Predictive Control: A Practical Approach*, Control Series, 1 ed., CRC Press, 2003.
- [13] 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, Fev. 2021, doi:10.1016/j.rser.2020.110422.
- [14] 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, Ago. 2019, doi:10.1109/TPEL.2018.2879340.
- [15] L. Meegahapola, A. Sgurezi, 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.
- [16] A. Lunardi, E. Conde, J. Assis, L. Meegahapola, D. A. Fernandes, A. J. Sgurezi Filho, "Repetitive Predictive Control for Current Control of Grid-Connected Inverter under Distorted Voltage Conditions", *IEEE Access*, vol. 10, pp. 16931–16941, Jan. 2022, doi:10.1109/ACCESS.2022.3147812.
- [17] 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, Mai. 2020, doi:10.1109/tia.2020.2979789.
- [18] A. J. S. Filho, A. Lunardi, C. E. Capovilla, I. R. S. Casella, *Model Predictive Control for Doubly-Fed Induction Generators and Three-Phase Power Converters*, chap. 6 – A wireless coded modulated FCS-MPC DPC for renewable energy sources in smart grid environment, pp. 67–83, Elsevier, 2022, doi:10.1016/B978-0-32-390964-8.00015-4.
- [19] A. Lunardi, E. R. Conde D, R. M. Monaro, D. A. Fernandes, A. J. Sgurezi Filho, "Robust predictive control with three-vector modulation connected to the power grid", *Energies*, vol. 15, no. 6, p. 1979, Mar. 2022, doi:10.3390/en15061979.
- [20] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions", in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, 2006, doi:10.1109/pesc.2006.1712059.
- [21] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, "Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 765–778, Fev. 2013, doi:10.1109/TPEL.2012.2204276.
- [22] N. F. M. Yusof, D. Ishak, M. A. A. M. Zainuri, "Modified PQ and hysteresis current control in grid-connected single-phase inverter for PV system", *Russ Electr Eng*, vol. 94, no. 3, pp. 212–221, Mar. 2023, doi:10.3103/S1068371223030136.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Ramaliano Sanca** recebeu o título de Bacharel em Engenharia de Energias, pela UNILAB (2021). Atualmente está mestrando em Energia, pela UFABC (desde 2021). Seus interesses de pesquisa se concentram em Energia Solar Fotovoltaica e Controle de Conversores Estático de Potência. Além disso, participou do Programa de Iniciação Científica, denominada Programa de Bolsa de Monitoria pela UNILAB (2021).

**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. 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 pelo Instituto Mauá de Tecnologia (2015), 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 CNPq de pós-doutorado com pesquisa em eletrificação veicular pela Universidade Federal ABC (UFABC).

**Alfeu J. Sgurezi 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.