

Universidade Federal de Santa Catarina  
Centro de Blumenau  
Departamento de Engenharia de  
Controle e Automação e Computação



Allyson Mateos Freitag Binsfeld

Controle FCS-MPC Aplicado a Inversores com Filtro L  
Conectados à Rede

Blumenau

2022

**Allyson Mateos Freitag Binsfeld**

## **Controle FCS-MPC Aplicado a Inversores com Filtro L Conectados à Rede**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Engenheiro de Controle e Automação.  
Orientador: Prof. Dr. Luiz Antonio Maccari Junior

Universidade Federal de Santa Catarina  
Centro de Blumenau  
Departamento de Engenharia de  
Controle e Automação e Computação

Blumenau  
2022

Allyson Mateos Freitag Binsfeld

# Controle FCS-MPC Aplicado a Inversores com Filtro L Conectados à Rede

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

**Comissão Examinadora**

---

Prof. Dr. Luiz Antonio Maccari Junior  
Universidade Federal de Santa Catarina  
Orientador

---

Prof. Dr. Daniel Martins Lima  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Dr. Ebrahim Samer El Youssef  
Universidade Federal de Santa Catarina

Blumenau, 2 de agosto de 2022



# Agradecimentos

Agradeço à minha mãe pelo suporte e educação dados ao longo de minha vida, à minha noiva Taynara pelo amor e pela ajuda em momentos difíceis e à minha irmã pelo apoio.

Também deixo meus agradecimentos aos professores que fizeram parte de minha formação acadêmica e, principalmente, ao Professor Doutor Luiz Antonio Maccari Junior pela orientação neste trabalho.



# Resumo

Neste trabalho foram realizadas simulações de um importante equipamento presente em sistemas de geração de energias renováveis, tais como eólica e fotovoltaica, o inversor de frequência trifásico com filtro L. Este equipamento recebe a tensão de contínua (CC) provinda de um estágio retificador em sistemas eólicos ou de um estágio elevador em sistemas fotovoltaicos e a transforma em três tensões alternadas (CA), possibilitando a conexão com a rede elétrica. O objetivo principal do trabalho é a simulação de um sistema em malha fechada utilizando controle preditivo baseado em modelo utilizando um conjunto finito de estados de controle ou *Finite Control Set - Model Predictive Control* (FCS-MPC). Foram realizados testes com funções custo diferentes para verificar o comportamento do sistema. A utilização de uma função custo que utiliza as diferenças quadráticas entre os sinais e suas referências mais a adição de um fator integral do erro no MPC se mostrou uma boa alternativa para o controle para inversores trifásicos, com boa resposta em regime transitório e permanente e fácil projeto.

**Palavras-Chave:** 1. Controle preditivo. 2. Inversor. 3. Filtro L.

# Abstract

In this work, simulations were performed of an important equipment present in renewable energy generation systems, such as wind and photovoltaic, the L-filter three-phase frequency inverter. This equipment receives the direct voltage (DC) from a rectifier stage in wind power systems or from an elevator stage in photovoltaic systems and transforms it into three alternating voltages (AC), enabling connection to the electrical grid. The main objective of the work is the simulation of a closed-loop system using model predictive control with a finite set of control states or Finite Control Set - Model Predictive Control (FCS-MPC). Tests were performed with different cost functions to verify the behavior of the system. The use of a cost function that uses the squared differences between the signals and their references with a error integral factor in the MPC proved to be a good alternative for the control of three-phase inverters, with good transient and steady-state response and easy design.

**Keywords:** 1. Predictive control. 2. Inverter. 3. L-filter.

# Lista de figuras

Figura 1 – Inversor trifásico conectado à rede com filtro L. . . . .	14
Figura 2 – Estrutura básica de um controlador MPC. Fonte: [14] . . . . .	18
Figura 3 – Esquema de controle aplicado ao inversor. . . . .	21
Figura 4 – Representação espacial da transformada de Clarke. Fonte: [6] . . . . .	23
Figura 5 – Representação espacial da transformada de Park. Fonte: [6] . . . . .	24
Figura 6 – Comparativo entre $abc$ , $\alpha\beta$ e $dq$ . . . . .	25
Figura 7 – Chaves do inversor trifásico. . . . .	28
Figura 8 – Vetores de tensão do inversor trifásico. Fonte: [7] . . . . .	30
Figura 9 – Fluxograma do controlador preditivo. Fonte: [7]. . . . .	32
Figura 10 – Referências em coordenadas $dq$ . . . . .	36
Figura 11 – Referências em coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	36
Figura 12 – Referências em coordenadas $abc$ . . . . .	36
Figura 13 – FCS-MPC tradicional. Superior: $i_d$ (verde) e $i_q$ (vermelho). Centro: $i_\alpha$ (verde) e $i_\beta$ (vermelho). Inferior: $i_a$ (verde), $i_b$ (azul) e $i_c$ (vermelho). . . . .	38
Figura 14 – FCS-MPC tradicional sem aferir distúrbio da rede. Superior: $i_d$ (verde) e $i_q$ (vermelho). Centro: $i_\alpha$ (verde) e $i_\beta$ (vermelho). Inferior: $i_a$ (verde), $i_b$ (azul) e $i_c$ (vermelho). . . . .	39
Figura 15 – FCS-MPC com integrador sem aferir distúrbio da rede. Superior: $i_d$ (verde) e $i_q$ (vermelho). Centro: $i_\alpha$ (verde) e $i_\beta$ (vermelho). Inferior: $i_a$ (verde), $i_b$ (azul) e $i_c$ (vermelho). . . . .	40
Figura 16 – FCS-MPC com integrador e erro de modelagem. Superior: $i_d$ (verde) e $i_q$ (vermelho). Centro: $i_\alpha$ (verde) e $i_\beta$ (vermelho). Inferior: $i_a$ (verde), $i_b$ (azul) e $i_c$ (vermelho). . . . .	41
Figura 17 – Sistema utilizado na simulação em ambiente Simulink. . . . .	42
Figura 18 – Inversor no Simulink. . . . .	42
Figura 19 – Controlador no Simulink. . . . .	42
Figura 20 – Rede elétrica no Simulink. . . . .	43
Figura 21 – FCS-MPC tradicional no <i>Simulink</i> . Superior: $i_d$ (verde) e $i_q$ (verme- lho). Centro: $i_\alpha$ (verde) e $i_\beta$ (vermelho). Inferior: $i_a$ (verde), $i_b$ (azul) e $i_c$ (vermelho). . . . .	43
Figura 22 – FCS-MPC tradicional no <i>Simulink</i> sem aferir distúrbio da rede. Su- perior: $i_d$ (verde) e $i_q$ (vermelho). Centro: $i_\alpha$ (verde) e $i_\beta$ (vermelho). Inferior: $i_a$ (verde), $i_b$ (azul) e $i_c$ (vermelho). . . . .	44

Figura 23 – FCS-MPC com integrador no <i>Simulink</i> sem aferir distúrbio da rede. Superior: $i_d$ (verde) e $i_q$ (vermelho). Centro: $i_\alpha$ (verde) e $i_\beta$ (vermelho). Inferior: $i_a$ (verde), $i_b$ (azul) e $i_c$ (vermelho). . . . .	45
Figura 24 – Amplitudes da Transformada Rápida de Fourier de $i_a$ para $\lambda_d = \lambda_q =$ $0,01$ e $H = 2$ . . . . .	46
Figura 25 – FCS-MPC com integrador para $\lambda_d = \lambda_q = 0,01$ e $H = 2$ . . . . .	48
Figura 26 – FCS-MPC com integrador para $\lambda_d = \lambda_q = 0,1$ e $H = 4$ . . . . .	48

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Estados de acionamento e tensões resultantes. . . . .	30
Tabela 2 – Parâmetros do sistema. . . . .	35
Tabela 3 – Índices de performance para diferentes configurações. . . . .	47

# Lista de Siglas e Abreviaturas

CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
SRFPI	<i>Synchronous Reference Frame Proportional Integral</i>
FCS	<i>Finite Control Set</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
CPBM	<i>Controle Preditivo Baseado em Modelo</i>
DMC	<i>Dynamic Matrix Control</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

# Sumário

1	INTRODUÇÃO . . . . .	13
1.1	Conversores Estáticos de Potência . . . . .	14
1.2	Objetivos . . . . .	16
2	REVISÃO DE LITERATURA . . . . .	17
3	METODOLOGIA . . . . .	21
3.1	Transformações de coordenadas . . . . .	22
3.1.1	Transformada de Clarke . . . . .	22
3.1.2	Transformada de Park . . . . .	23
3.2	Modelagem da Planta . . . . .	25
3.3	<i>Finite Control Set - Model Predictive Control</i> Aplicado a Inversores . . . . .	26
3.4	Implementação do Controlador FCS-MPC . . . . .	31
4	RESULTADOS . . . . .	35
4.1	Simulação em Ambiente Matlab . . . . .	37
4.2	Simulação em Ambiente Simulink . . . . .	41
4.3	Análise dos Parâmetros de Sintonia . . . . .	45
5	CONCLUSÕES . . . . .	50
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS . . . . .	51

# 1 Introdução

A importância da energia para o desenvolvimento sustentável teve grande foco durante a Conferência das Nações Unidas sobre o Meio Ambiente e o Desenvolvimento no Rio de Janeiro em 1992, ou Eco-92, dando início ao programa Agenda 21, que trata sobre padrões sustentáveis de produção, distribuição e uso de energia como fatores cruciais para a continuidade da melhoria da qualidade de vida. Este programa trouxe governos globais ao centro de ações voltadas a utilização de energias renováveis e iniciou maiores investimentos em pesquisas, desenvolvimento e análises de ferramentas para suas implementações [1].

Fontes de energia renovável são capazes de fornecer energia abundante com zero ou quase zero emissão de gases poluentes ou de efeito estufa a partir de recursos auto-renováveis como o sol, o vento e a força da água. Energia geotérmica e energia de biomassa também são exemplos de recursos renováveis. Cada tecnologia de energia renovável passou, e ainda passa, por diferentes estágios de pesquisa, desenvolvimento e comercialização, além de possuir características técnicas e econômicas únicas. Assim, o crescimento do mercado, a inovação e a política pública estão intimamente relacionadas no âmbito do desenvolvimento sustentável e da exploração de recursos renováveis [2] [3].

A preocupação crescente com questões ambientais e sustentáveis fez com que muitas empresas passassem também a investir em fontes de energia renovável não apenas para reduzir custos de operação e utilizar recursos renováveis, mas também como diferencial competitivo em seu posicionamento estratégico. Programas de apoio governamental também proporcionaram uma expansão deste tipo de geração de energia em unidades consumidoras menores conectadas à rede elétrica [4] [5].

Um importante equipamento utilizado em aproveitamentos de energia renovável são os conversores estáticos de potência. Devido a isso, nas últimas décadas, a utilização de conversores e *drivers* de acionamento rápido de alta performance vem crescendo rapidamente, muito devido à larga gama de aplicações em que estão presentes e também ao crescimento da demanda energética do planeta, aumentando a importância das fontes de energia renovável e da eficiência dos equipamentos. Um importante problema de engenharia para sistemas de energia renovável é a conexão com a rede elétrica. Devido a estes fatores, o setor de energias renováveis têm recebido cada vez mais investimentos buscando novas tecnologias e melhorias em processos e equipamentos existentes [6].

## 1.1 Conversores Estáticos de Potência

Conversores de potência são elementos capazes de fornecer potência a sistemas elétricos. Existem muitos tipos de conversores de potência que podem ser classificados de diversas maneiras, porém, um jeito simples e útil de classificar estes componentes considera o tipo de conversão entre entrada e saída em termos de corrente alternada (CA) e corrente contínua (CC). Deste modo, os conversores podem alterar o tipo de tensão e corrente fornecidas ou apenas ajustar os níveis entre tensões de mesmo tipo, como os conversores CC-CC Buck e Boost que geram uma saída de tensão CC a partir de outra entrada CC [7], ou ajustar níveis de tensão CA a partir de tensões CC, como os inversores de frequência.

Os inversores de frequência são conversores de potência do tipo CC-CA, que recebem uma entrada de tensão CC e retornam uma tensão CA controlada. Essa conversão é feita a partir do acionamento de interruptores (transistores) e filtragem das tensões, realizada por indutores (filtro L), conforme apresentado na Figura 1, onde  $v_g$  é um distúrbio, que pode ser, por exemplo, uma força contraeletromotriz quando acionando uma máquina ou a rede elétrica em aplicações de inversores conectados à rede.

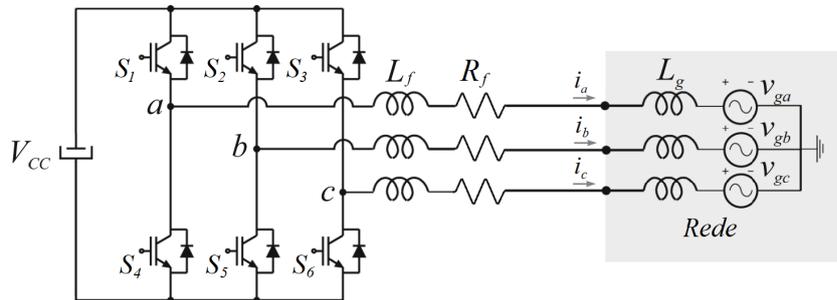


Figura 1 – Inversor trifásico conectado à rede com filtro L.

Uma aplicação típica de inversores é na geração de energia fotovoltaica, que necessita obrigatoriamente de um inversor de frequência para conexão com a rede elétrica, devido a este sistema gerar uma tensão constante e a rede ser senoidal. O correto funcionamento destes inversores é fundamental, pois os operadores da rede elétrica impõem normas à conexão de sistemas geradores de energia com a rede. Estas normas buscam manter a estabilidade e a qualidade da rede, exigindo com que plantas de energias renováveis sejam capazes de realizar funções avançadas como controle dinâmico de potência ativa e reativa, operação estacionária entre uma faixa de tensão e frequência, inserção de corrente reativa durante falhas, etc. Assim, é possível prever o papel central que esta tecnologia terá em sistemas de potência futuros baseados em redes inteligentes ou *smart grids*, as quais demandam cada vez mais controle e confiabilidade dos inversores que operam no sistema de geração.

No passado, retificadores tiristorizados eram utilizados para conexão com a rede elétrica e sua saída era ajustada regulando o ângulo dos pulsos de disparos dos tiristores em relação à rede. Os circuitos de controle para este conversor de potência detectavam o cruzamento com o zero da tensão da rede e geravam os pulsos de disparo de acordo com o ângulo desejado.

A introdução de transistores de potência como o IGBT permitiu maior frequência de acionamento, surgindo os diversos conversores que são utilizados até hoje. O controle destes dispositivos usava circuitos analógicos compostos por amplificadores operacionais e componentes passivos. Posteriormente, foram introduzidos os circuitos digitais juntamente com os circuitos analógicos. Recentemente, o uso de microprocessadores para o controle de sistemas de controle de potência tem sido a solução mais frequente, pois torna o sistema completamente digital e permite esquemas mais inteligentes.

Por isso, o controle destes sistemas é fundamental. O objetivo de controle principal é o seguimento de uma referência senoidal desejada e a rejeição de perturbações provenientes da rede. Para isso, é necessário definir uma modelagem matemática e uma abordagem a ser adotada para a implementação do controle.

Existem vários métodos de controle aplicados em inversores, conversores de potência e sistemas de acionamento, como controle por histerese [8], controle por modos deslizantes [9], controle preditivo [10], com inteligência artificial [11] e controle linear [12]. O controle linear proporcional integral em eixos de referência síncrona ou *Synchronous Reference Frame Proportional Integral* (SRFPI) [13] é o mais amplamente utilizado, bem estabelecido e simples, porém, métodos mais recentes melhoram o comportamento do sistema ao custo de serem mais complexos ou demandarem maior capacidade computacional do sistema de controle.

Um método de controle que se destaca é o *Model Predictive Control* (MPC). Este método não designa uma estratégia específica de controle mas remete a uma ampla gama de algoritmos que utilizam um modelo do processo para obter o sinal de controle minimizando uma função objetivo [14]. Esta abordagem tem por base o uso explícito de um modelo para prever a saída do processo até um horizonte de tempo e o cálculo da sequência de controle que minimiza uma função objetivo. Os métodos de aplicação do MPC se diferenciam pelo modelo utilizado para representar o sistema e pela função custo a ser minimizada. O controle preditivo MPC vem sendo estudado para aplicações de energia renováveis como pode-se ver em [15], [16] e [17].

Uma maneira de realizar o controle preditivo de inversores é definindo todos os possíveis estados de acionamento de seus interruptores e suas relações com as variáveis do sistema, criando um conjunto finito de possibilidade de controle. Essa abordagem é determinada de *Finite Control Set - Model Predictive Control* (FCS-MPC). Na próxima seção será detalhado o funcionamento do controlador MPC.

## 1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é:

- Desenvolver o projeto e simulação de um sistema de controle FCS-MPC para inversores conectados à rede com filtro L.

Com os seguintes objetivos específicos:

1. Desenvolver simulação do sistema em ambiente MATLAB/SIMULINK;
2. Realizar estudo de diferentes configurações de função custo e analisar os resultados;
3. Expandir os resultados e análises encontrados em Maccari *et al* (2020).

## 2 Revisão de Literatura

A aplicação de um controlador em inversores busca obter correntes adequadas para a conexão à rede elétrica. O controlador deve ser capaz de seguir referências de corrente senoidais e rejeitar perturbações provenientes da rede a partir do acionamento dos interruptores do inversor.

Este controle vêm sendo realizado de diversas formas ao longo do tempo. Algumas estratégias clássicas para o problema incluem o controle proporcional-integral (PI) no referencial síncrono, e o controle proporcional-ressonante (PR) no referencial estacionário [18]. A vantagem da utilização destas técnicas está na base teórica consolidada e na possibilidade de integração com outros métodos para implementação [19] [20]. Porém, o surgimento de técnicas de controle preditivo, aliado ao avanço de tecnologias de processadores digitais, têm apresentado uma alternativa viável para o controle de corrente de inversores conectados a rede elétrica.

Uma técnica recente para o controle de inversores é o controle preditivo, que consiste na utilização de um modelo do sistema para prever o comportamento futuro de algumas de suas variáveis. Um dos primeiros algoritmos de controle preditivo baseado em modelo, o DMC surgiu na indústria nos anos de 1970 [21], assim, o controle preditivo é utilizado para diversas aplicações industriais tais como colunas de destilação, indústria do cimento, controle de robôs, entre outras. No entanto sua aplicação para inversores é recente e vem sendo amplamente estudada. O controlador preditivo computa o melhor sinal de controle a ser aplicado ao sistema com base nos dados de comportamento futuro previstos pelo modelo. Existem diversas divisões de controle preditivo com base na técnica a ser utilizada para prever o sistema, as mais comuns são controle *deadbeat*, baseado em histerese, baseado na trajetória e baseado em modelo ou *Model Predictive Control*. Uma grande vantagem do controle preditivo são os conceitos simples e intuitivos de controle, porém, algumas implementações podem ser complexas e custosas computacionalmente [22].

As técnicas deste tipo de controle se diferenciam pelo tipo de modelo utilizado para representar o processo, as perturbações presentes no sistema e pelas funções objetivos [14].

Essas características permitem que o MPC seja utilizado para controlar uma grande gama de processos, incluindo sistemas com grande atraso, fase não-mínima e instáveis. Cada aplicação implica em diferentes requisitos e restrições de controle como, por exemplo, controle de corrente, controle de torque aplicado, controle de potência, baixa frequência de chaveamento, etc. Estes requisitos podem ser tratados na função objetivo utilizada, como uma função custo a ser minimizada.

A função custo mais simples é definida como uma medida do erro entre uma referência

e uma predição de certa variável. Porém, uma das vantagens dos métodos de controle preditivo é a possibilidade de controlar diferentes tipos de variáveis e incluir restrições na própria função custo. As diferenças de grandezas e unidades físicas podem ser ajustadas pela multiplicação por fatores que controlam a importância de cada termo na função custo. É importante lembrar que, ao construir um modelo matemático para o sistema, as variáveis a serem controladas devem ser consideradas para que o modelo obtido em tempo discreto seja capaz de prever o comportamento destas variáveis. Também é importante definir quais são as variáveis medidas e quais não são, pois, frequentemente, algumas variáveis não medidas são necessárias para o modelo de predição, sendo, então, necessária uma forma de estimar seu valor [7].

A metodologia de aplicação dos controladores MPC é caracterizada pela estrutura básica apresentada na Figura 2.

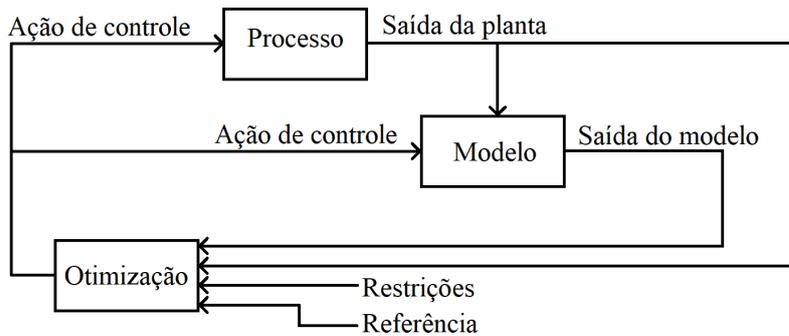


Figura 2 – Estrutura básica de um controlador MPC. Fonte: [14]

Modelos no espaço de estados podem ser usados para formulação do problema de controle preditivo, uma vez que esta representação possui uma teoria bem estabelecida e que o MPC pode ser formulado no contexto do espaço de estados. Assim, o sistema dinâmico pode ser representado por um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem da forma:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) \tag{2.1}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) \tag{2.2}$$

onde  $\mathbf{x}(t)$  é o vetor de estados do sistema ( $\mathbf{x}(t) \in R^n$ ),  $\dot{\mathbf{x}}(t)$  é o vetor das derivadas dos estados do sistema ( $\dot{\mathbf{x}}(t) \in R^n$ ),  $\mathbf{u}(t)$  é o vetor de entrada do sistema ( $\mathbf{u}(t) \in R^m$ ) e  $\mathbf{y}(t)$  é o vetor de saída do sistema ( $\mathbf{y}(t) \in R^r$ ). Para sistemas lineares invariantes no tempo, as funções  $\mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t)$  e  $\mathbf{g}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t)$  podem ser descritas como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \tag{2.3}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (2.4)$$

onde  $\mathbf{A}$  é a matriz dinâmica ( $\mathbf{A} \in R^{n \times n}$ ),  $\mathbf{B}$  é a matriz de entrada ( $\mathbf{B} \in R^{n \times m}$ ),  $\mathbf{C}$  é a matriz de saída e  $\mathbf{D}$  é a matriz de transferência direta ( $\mathbf{D} \in R^{r \times m}$ ).

Este sistema também pode ser representado em tempo discreto, com um tempo de amostragem  $T_s$ , essa representação é dada por:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_D\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_D\mathbf{u}(k) \quad (2.5)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_D\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}_D\mathbf{u}(k) \quad (2.6)$$

onde  $\mathbf{A}_D$ ,  $\mathbf{B}_D$ ,  $\mathbf{C}_D$  e  $\mathbf{D}_D$  são, respectivamente, a matriz dinâmica, a matriz de entrada, a matriz de saída e a matriz de transferência direta discretizadas.

As saídas futuras do processo são determinadas por meio do modelo até um horizonte  $H$ , chamado de horizonte de predição, para cada instante de tempo  $k$ . Esses valores futuros da saída do sistema  $y(t+k|t)$  para  $k = 1, \dots, H$  dependem dos valores passados de entradas e saídas e dos valores futuros dos sinais de controle, que são calculados e enviados ao sistema.

A sequência de sinais de controle futuros é calculada pela otimização da função custo definida com base nas referências e restrições do sistema. O primeiro sinal de controle da sequência calculada é enviado ao processo enquanto os próximos valores são rejeitados, pois, no próximo instante de tempo, a sequência é recalculada para os novos valores obtidos.

Neste cenário, é possível destacar a estratégia de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) que é objeto de diversos estudos nos últimos anos [23] [24] [25] [26] [17]. Estes controladores utilizam um modelo do sistema para prever o comportamento das variáveis controladas, neste caso, a corrente injetada na rede pelo inversor, considerando apenas um conjunto finito de possibilidades de controle.

O controlador FCS-MPC é baseado na solução de um problema de otimização com restrições, que é solucionado a cada período de amostragem  $T_s$ , expresso geralmente por meio da minimização de uma função custo. O algoritmo de controle computa os valores da função custo para cada vetor de comutação do inversor e, então, escolhe e implementa o vetor que resulta no menor valor. Este funcionamento faz com que o FCS-MPC seja flexível, capaz de rastrear referências mesmo para sistemas sujeitos a não-linearidades e com restrições práticas como, por exemplo, variações paramétricas e dinâmicas não modeladas. A função custo do problema pode englobar diversos parâmetros como, por exemplo, o erro de rastreamento da referência, a minimização de perdas de comutação, o equilíbrio de tensões de capacitores em topologias multiníveis, etc [27].

O fato do controlador FCS-MPC ser implementável sem a utilização de um modulador PWM resulta em uma frequência de comutação variável, representando um desafio no projeto do filtro do sistema [28]. Uma análise detalhada da influência causada pela presença de erros de modelagem provenientes de incertezas paramétricas ou distúrbios foi realizada por Young *et al* (2016) [29], observando como incertezas paramétricas alteram resultados no controlador FCS-MPC aplicado no controle de corrente de um inversor trifásico de dois níveis. Os resultados obtidos apontam para um desempenho em regime permanente prejudicado pelas variações de parâmetros reais e de modelo, enquanto o desempenho dinâmico não sofre influência muito significativa.

Para contornar o problema de desempenho para sistemas com variações paramétricas, algumas abordagens já foram propostas, como a amostragem síncrona da corrente no inversor, permitindo boa aproximação da variável de controle e, assim, uma minimização do erro em regime permanente [30]. Porém, a abordagem aplicada e estudada neste trabalho incorpora dois estados adicionais no cálculo da função custo que representam a integral do erro de rastreamento em cada eixo do referencial síncrono, que foi apresentada por Maccari *et al* (2020) [27]. Este método apresentou uma melhora de desempenho em regime permanente para o controlador FCS-MPC com erros de modelagem e na presença de distúrbios provenientes da rede.

### 3 Metodologia

Os objetivos de controle do trabalho podem ser definidos como o rastreamento de referências senoidais, rastreamento de referências na presença de distúrbios da rede e a análise de quais valores de ponderação resultam em um melhor desempenho.

Para isso, são aplicadas transformações espaciais de coordenadas nas correntes do sistema para implementação da técnica de controle FCS-MPC, conforme apresentado na Figura 3.

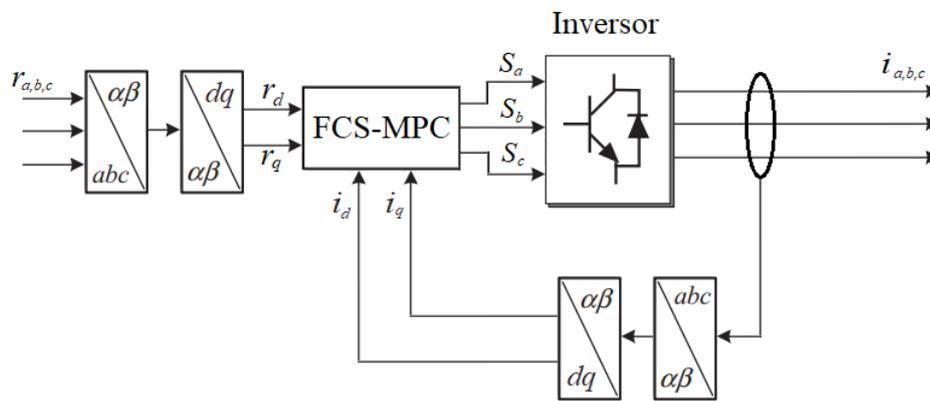


Figura 3 – Esquema de controle aplicado ao inversor.

Neste trabalho será adotada a abordagem que utiliza um modelo aumentado para predição, adicionando dois estados que representam a integral do erro de rastreamento em cada eixo do referencial síncrono. O acréscimo de estados integradores no sistema já é uma abordagem conhecida no contexto de controle por espaço de estados e corrige erros constantes que aparecem em regime permanente. Desta forma, os estados acrescidos no sistema são dados por:

$$\xi_d(k) = \xi_d(k-1) + r_d(k) - i_d(k) \quad (3.1)$$

$$\xi_q(k) = \xi_q(k-1) + r_q(k) - i_q(k) \quad (3.2)$$

onde  $r_d$  e  $r_q$  são as referências em coordenadas  $dq$  e  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes do sistema transformadas para coordenadas  $dq$ .

Estes valores são inseridos na função custo, juntamente com ponderações ( $\lambda_d$  e  $\lambda_q$ ), fazendo com que o problema de otimização minimize tanto o erro de rastreamento, quanto as integrais dos erros. É possível notar que  $\xi_d$  e  $\xi_q$  só convergem se o erro de rastreamento for nulo [27].

Também serão calculadas algumas métricas para análise da influência dos parâmetros de ponderação dos sinais de integral do erro na função custo  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$  e do horizonte  $H$ .

## 3.1 Transformações de coordenadas

As mudanças de coordenadas consistem em transformações espaciais das variáveis de um sistema e são introduzidas para obter representações mais elegantes e mais facilmente interpretáveis de suas variáveis. A utilização de transformações matemáticas de coordenadas aplicadas a circuitos trifásicos têm auxiliado na simplificação da análise deste tipo de sistemas.

A primeira transformação de redes polifásicas ficou conhecida como método de componentes simétricas e consiste, matematicamente, de um sistema de coordenadas Lagrangianas seguindo as diferentes sequências existentes no sistema polifásico [31]. O método permite a decomposição dos fasores de regime permanente de um sistema trifásico desbalanceado em componentes sequenciais chamadas de positiva, negativa e zero [32]. A partir desta transformada de coordenadas, estudos com maior embasamento matemático e físico das características destes sistemas foram possíveis e, com o tempo, novas transformações foram surgindo.

Em 1950, Edith Clarke propôs uma transformação de coordenadas para simplificar a análise de circuitos trifásicos que se popularizou devido à sua utilidade nestas aplicações e ficou conhecida como Transformada de Clarke, ou, ainda, transformada  $\alpha\beta 0$  [33]. Sua grande contribuição está no fato de permitir a representação das variáveis desacopladas e reduzir o sistema trifásico para duas variáveis quando estes são balanceados.

Outra transformação de coordenadas importante para o estudo de sistemas trifásicos é a Transformada de Park, ou  $dq0$  (*direct-quadrature-zero*), que possui um conceito similar à Transformada de Clarke, porém, com projeção geométrica de valores trifásicos em um plano rotacional ao invés de estacionário [34].

### 3.1.1 Transformada de Clarke

A Transformada de Clarke é realizada partir da matriz de transformação apresentada na equação 3.4.

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta 0} = [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}] \mathbf{v}_{abc} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$



matriz de transformação de coordenadas  $\alpha\beta 0$  para  $dq0$ , como mostrado na equação 3.7.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Essa transformação é baseada em dois eixos ortogonais  $dq$ , rotacionando a uma frequência  $\omega$ , posicionados na posição angular  $\theta = \omega t$  do plano  $\alpha\beta$ , conforme representado na Figura 5.

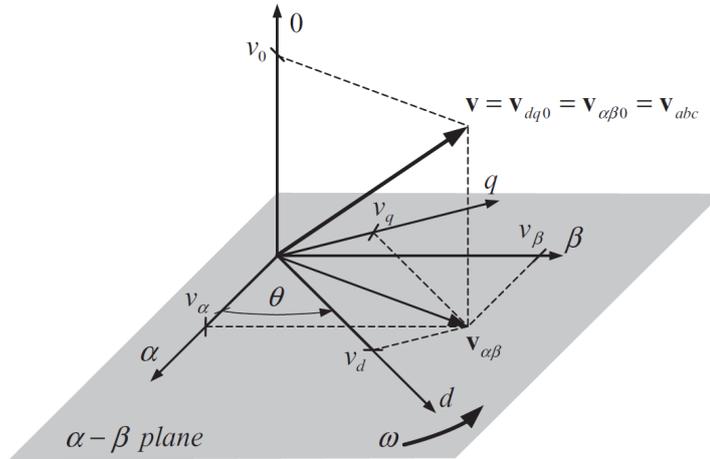


Figura 5 – Representação espacial da transformada de Park. Fonte: [6]

A grande simplificação inserida pela utilização da transformada  $dq$  é a possibilidade de representar sinais de onda senoidais, como os sinais de corrente alternada (AC), em valores constantes, como um sinal de corrente contínua (CC), facilitando cálculos e permitindo a aplicação de técnicas de controle mais simples como o controlador PI [6].

A Figura 6 apresenta um comparativo entre a representação de variáveis trifásicas em coordenadas  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$  para facilitar o entendimento da transformação.

Os sinais trifásicos considerados  $x_a$ ,  $x_b$  e  $x_c$  são senoides de mesma amplitude e frequência, porém com uma defasagem de  $120^\circ$  entre si. Os eixos  $dq$  rotacionam na mesma frequência das senoides, possibilitando a representação como duas constantes  $x_d = 20$  e  $x_q = 10$ .

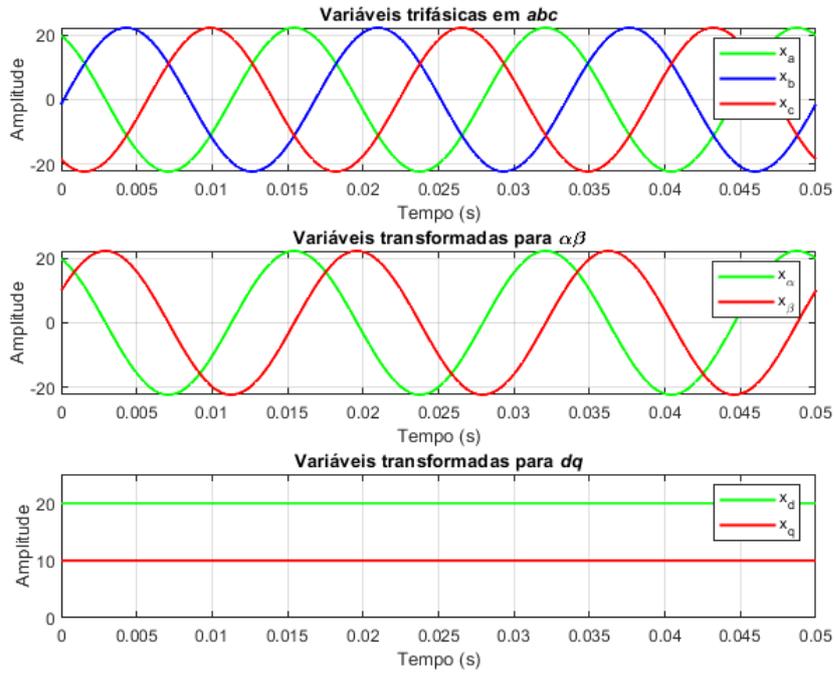


Figura 6 – Comparativo entre  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$ .

## 3.2 Modelagem da Planta

Considerando o inversor trifásico apresentado na Figura 1, a planta do sistema é dada pelo filtro  $L$  que conecta o inversor à rede elétrica, os sinais de controle são as tensões do inversor nos pontos  $a$ ,  $b$  e  $c$  e as saídas do sistema são as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  injetadas na rede. As tensões da rede  $v_g$  são consideradas entradas de distúrbios no sistema e podem conter harmônicas. Para obter um modelo matemático da planta, são consideradas as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  como variáveis de estado, e as tensões nos pontos  $a$ ,  $b$  e  $c$  ( $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ ) como sinais de controle dependentes do acionamento das chaves do inversor. Assume-se a rede elétrica como predominantemente indutiva, sendo modelada como uma indutância  $L_g$  com uma fonte de tensão em cada fase e o filtro  $L$  com uma indutância  $L_f$  e uma resistência  $R_f$ .

Para a obtenção do modelo do sistema, as chaves do conversor foram consideradas como ideais, ou seja, não apresentam perda de carga e comutam de estado instantaneamente.

Desta forma, a corrente em cada fase pode ser obtida como:

$$-v_a + L_{fa} \frac{di_a}{dt} + R_{fa} i_a + L_{ga} \frac{di_a}{dt} + v_{ga} = 0 \quad (3.8)$$

$$-v_b + L_{fb} \frac{di_b}{dt} + R_{fb} i_b + L_{gb} \frac{di_b}{dt} + v_{gb} = 0 \quad (3.9)$$

$$-v_c + L_{fc} \frac{di_c}{dt} + R_{fc} i_c + L_{gc} \frac{di_c}{dt} + v_{gc} = 0 \quad (3.10)$$

Obtendo as seguintes equações de estado:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_{fa} + L_{ga}} (-R_{fa}i_a + v_a - v_{ga}) \quad (3.11)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_{fb} + L_{gb}} (-R_{fb}i_b + v_b - v_{gb}) \quad (3.12)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_{fc} + L_{gc}} (-R_{fc}i_c + v_c - v_{gc}) \quad (3.13)$$

Considerando  $L_{fa} + L_{ga} = L_a$ ,  $L_{fb} + L_{gb} = L_b$ ,  $L_{fc} + L_{gc} = L_c$  e  $R_{fa} = R_{fb} = R_{fc} = R_f$ , é possível escrever as equações como:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a} (-R_f i_a + v_a - v_{ga}) \quad (3.14)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_b} (-R_f i_b + v_b - v_{gb}) \quad (3.15)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_c} (-R_f i_c + v_c - v_{gc}) \quad (3.16)$$

Assim, a representação do sistema no espaço de estados será dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_f}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Este modelo pode ser representado em tempo discreto utilizando o método de Euler com tempo de amostragem  $T_s$  conforme apresentado pela equação 3.18:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_a(k+1) \\ i_b(k+1) \\ i_c(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f T_s}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_f T_s}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_f T_s}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(k) \\ i_b(k) \\ i_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{T_s}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(k) \\ v_b(k) \\ v_c(k) \end{bmatrix} + \dots \\ &\dots + \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{T_s}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{T_s}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga}(k) \\ v_{gb}(k) \\ v_{gc}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.18)$$

### 3.3 *Finite Control Set - Model Predictive Control* Aplicado a Inversores

Uma maneira de tratar os inversores e outros sistemas de acionamento para o controle MPC é identificando todos os possíveis estados de acionamento das chaves e suas relações

com as tensões e correntes do sistema, de modo a obter a melhor configuração possível com base na minimização de uma função custo. Esta abordagem com um conjunto finito de estados da entrada é denominada de *Finite Control Set - Model Predictive Control* (FCS-MPC). O modelo mais simples para estes sistemas considera interruptores ideais com apenas dois estados: aberto e fechado. Assim, o número de estados possíveis de acionamento é igual ao número de diferentes combinações entre os estados de cada chave. Algumas combinações ainda podem ser eliminadas por não serem possíveis na prática por causarem um curto circuito na fonte de tensão CC do sistema. O número de possíveis estados de acionamento das chaves é dado por:

$$N = x^y \quad (3.19)$$

onde  $x$  é o número de estados possíveis para cada par de interruptores de acionamento de uma fase do sistema e  $y$  é o número de pares.

Então, um inversor trifásico com chaveamento lógico de dois níveis, como o da Figura 1, possui  $N = 2^3 = 8$  possíveis estados de acionamento.

Um parâmetro importante na implementação de um controlador FCS-MPC é o horizonte de controle  $H$ . Nas estratégias de controle MPC, é possível definir um horizonte  $N$ , chamado de horizonte de predição, que determina a quantidade de saídas futuras obtidas de uma planta através do modelo do processo. Estas saídas futuras  $y(t+k|t)$  para  $k = 1, \dots, N$  dependem de valores de entradas e saídas conhecidos no instante  $t$  e dos sinais de controle futuros  $u(t+k|t)$  para  $k = 0, \dots, N-1$ , que serão enviados ao sistema. O conjunto de sinais de controle futuros é calculado minimizando um determinado critério, definido como a função custo ou objetivo, para manter o processo o mais próximo possível de sua referência e o número de sinais de controle futuros neste conjunto é determinado pelo horizonte de controle  $H$ . Apesar do controlador obter um conjunto de sinais de controle ótimos  $u(t+k|t)$ ,  $k = 0, \dots, H-1$ , apenas o primeiro sinal é efetivamente enviado para o processo, enquanto os demais são rejeitados para que no próximo passo este conjunto seja calculado novamente dados novos valores de entradas e saídas.

Para o controlador FCS-MPC, deseja-se obter as configurações de controle que minimizam a função custo utilizada, assim, é considerado apenas o horizonte de controle  $H$ . Caso deseja-se utilizar um horizonte maior, para cada possibilidade de acionamento no instante  $t+1$  existem mais oito possibilidades no próximo momento  $t+2$ , então o cálculo da predição do sinal de controle ótimo cresce exponencialmente em relação ao horizonte e é dado por:

$$N_T = 2^{3H} = 8^H \quad (3.20)$$

Desta forma, é necessário definir um valor adequado de  $H$  para que não ocorra perdas de desempenho do sistema tanto no tempo de processamento pela utilização de um

horizonte muito grande com muitas possibilidades a serem testadas, inviabilizando a aplicação do controlador, quanto no seguimento das referências por utilizar um horizonte muito pequeno que não é capaz de obter o melhor sinal de controle a médio e longo prazo.

A implementação do controlador MPC no inversor deve seguir as seguintes tarefas:

1. Prever o comportamento das variáveis controladas para todos os possíveis estados de chaveamento.
2. Calcular a função custo para cada uma dessas previsões
3. Selecionar o estado de chaveamento que minimiza a função custo

Dependendo da complexidade do sistema, o número de cálculos a serem realizados durante o processo de controle pode ser significativo, limitando o tempo de amostragem. Para selecionar o estado de chaveamento que minimiza a função custo, todos os possíveis estados devem ser testados, então, o número de estados de chaveamento do sistema interfere diretamente no tempo de cálculo do sinal de controle. Por isso, esta técnica de controle pode exigir uma grande capacidade de processamento para a implementação.

Um aspecto importante na modelagem de conversores é a relação entre os estados de chaveamento e os níveis de tensão em cada fase. Para conversores trifásicos ou multifásicos, os níveis de tensão estão associados a valores onde, muitas vezes, diferentes estados de chaveamento resultam em um mesmo valor de tensão.

Para o inversor estudado, é possível definir três sinais de chaveamento  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$ , considerando que cada par de chaves em uma fase do inversor atua em conjunto para evitar curto-circuito na fonte de tensão CC, conforme mostrado na Figura 7.

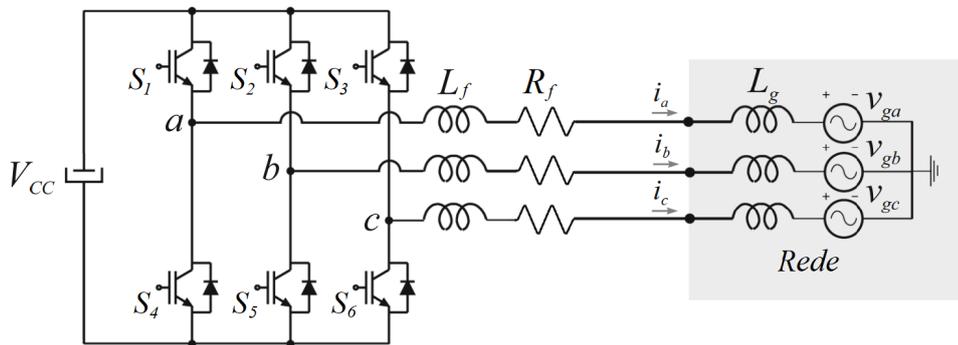


Figura 7 – Chaves do inversor trifásico.

Então, os sinais de chaveamento são definidos como:

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{se } S_1 \text{ está fechado e } S_4 \text{ está aberto} \\ 0 & \text{se } S_4 \text{ está fechado e } S_1 \text{ está aberto} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{se } S_2 \text{ está fechado e } S_5 \text{ está aberto} \\ 0 & \text{se } S_5 \text{ está fechado e } S_2 \text{ está aberto} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{se } S_3 \text{ está fechado e } S_6 \text{ está aberto} \\ 0 & \text{se } S_6 \text{ está fechado e } S_3 \text{ está aberto} \end{cases}$$

De modo que as tensões de saída são:

$$v_{aN} = S_a V_{in} \quad (3.21)$$

$$v_{bN} = S_b V_{in} \quad (3.22)$$

$$v_{cN} = S_c V_{in} \quad (3.23)$$

Com  $V_{in}$  sendo a fonte de tensão CC do sistema. Considerando o vetor unitário  $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\sqrt{3}/2$ , que representa uma diferença de  $120^\circ$  entre as fases, a tensão de saída pode ser definida por um vetor como:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (v_{aN} + \mathbf{a}v_{bN} + \mathbf{a}^2v_{cN}) \quad (3.24)$$

Onde  $v_{aN}$ ,  $v_{bN}$  e  $v_{cN}$  são as tensões de fase para neutro do inversor. Na representação da equação 3.24, a tensão de saída  $\mathbf{v}$  está relacionada com as tensões do sistema em coordenadas  $\alpha\beta$  de modo que:

$$v_\alpha = \text{real}(\mathbf{v}) \quad (3.25)$$

$$v_\beta = \text{imag}(\mathbf{v}) \quad (3.26)$$

Se o estado das chaves for  $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$  por exemplo, o vetor da tensão de saída será dado por:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (0 + \mathbf{a}0 + \mathbf{a}^20) = 0 \quad (3.27)$$

Já se o estado das chaves for  $(S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 0)$ , o vetor da tensão de saída será:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (V_{in} + \mathbf{a}0 + \mathbf{a}^20) = \frac{2}{3} V_{in} \quad (3.28)$$

Se o estado das chaves for  $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 0)$ , o vetor da tensão de saída será:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} (V_{in} + \mathbf{a}V_{in} + \mathbf{a}^20) = \frac{2}{3} \left( V_{in} + \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_{in} \right) = \frac{V_{in}}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3} V_{in} \quad (3.29)$$

Ou ainda:

$$v_\alpha = \frac{V_{in}}{3} \quad (3.30)$$

$$v_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}V_{in} \quad (3.31)$$

Cada estado de acionamento das chaves será responsável por gerar diferentes configurações de tensão de saída. Considerando todos os possíveis estados de  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  temos oito possíveis combinações e então oito vetores de tensão, como mostrado na Tabela 1.

$S_a$	$S_b$	$S_c$	Vetor de saída $\mathbf{v}$
0	0	0	$\mathbf{V}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3}V_{in}$
1	1	0	$\mathbf{V}_2 = \frac{1}{3}V_{in} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{in}$
0	1	0	$\mathbf{V}_3 = -\frac{1}{3}V_{in} + j\frac{\sqrt{3}}{3}$
0	1	1	$\mathbf{V}_4 = -\frac{2}{3}V_{in}$
0	0	1	$\mathbf{V}_5 = -\frac{1}{3}V_{in} - j\frac{\sqrt{3}}{3}$
1	0	1	$\mathbf{V}_6 = \frac{1}{3}V_{in} - j\frac{\sqrt{3}}{3}$
1	1	1	$\mathbf{V}_7 = 0$

Tabela 1 – Estados de acionamento e tensões resultantes.

Os oito possíveis estados de chaveamento do sistema no plano complexo são apresentados na Figura 8, onde também é possível reparar que  $\mathbf{V}_0 = \mathbf{V}_7$ . Essa característica define um conjunto de controle finito (*Finite Control Set*) FCS-MPC, que parte do pressuposto que existe um número finito de vetores de comutação que podem ser sintetizados pelo conversor.

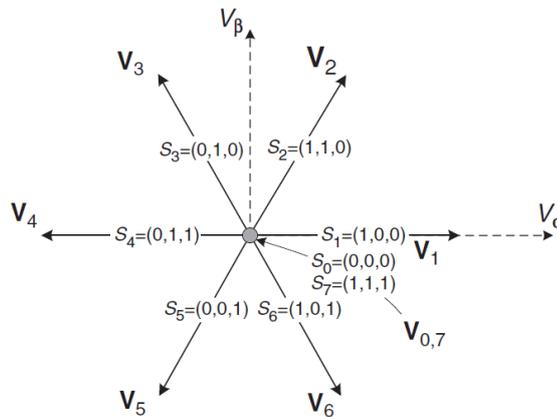


Figura 8 – Vetores de tensão do inversor trifásico. Fonte: [7]

A partir do modelo da planta (3.17) e considerando os parâmetros do filtro como  $L_a = L_b = L_c$  e as tensões da rede como  $v_{ga} = e_a$ ,  $v_{gb} = e_b$  e  $v_{gc} = e_c$  para facilitar as notações, é possível definir um modelo vetorial para o sistema:

$$\mathbf{v} = R\mathbf{i} + L\frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{e} \quad (3.32)$$

onde  $\mathbf{v}$  é o vetor de tensões produzido pelo inversor,  $\mathbf{i}$  são as correntes do inversor, e  $\mathbf{e}$  é vetor de distúrbios da rede.

### 3.4 Implementação do Controlador FCS-MPC

O processo de obtenção de valores de corrente em instantes futuros do processo necessita de um modelo de tempo discreto da planta para um determinado tempo de amostragem  $T_s$ . Existem diversos métodos de transformação de plantas contínuas em discretas, como a aproximação de Euler da derivada em tempo contínuo apresentada na equação 3.33.

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)}{T_s} \quad (3.33)$$

Substituindo a equação 3.33 na equação 3.32, obtém-se uma expressão para a corrente no filtro no instante  $k+1$ :

$$\mathbf{i}(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)\mathbf{i}(k) + \frac{T_s}{L}\mathbf{v}(k) \quad (3.34)$$

O distúrbio não foi considerado no modelo para testes da estratégia de controle sem a realimentação das tensões da rede.

A implementação da estratégia de controle preditivo de corrente quanto as diferentes tarefas executadas pelo controlador pode ser exemplificada como mostrado no fluxograma da Figura 9, onde  $i_\alpha^*$  e  $i_\beta^*$  são as referências em coordenadas  $\alpha\beta$ . O distúrbio não foi considerado no modelo para testes da estratégia de controle sem a realimentação das tensões da rede.

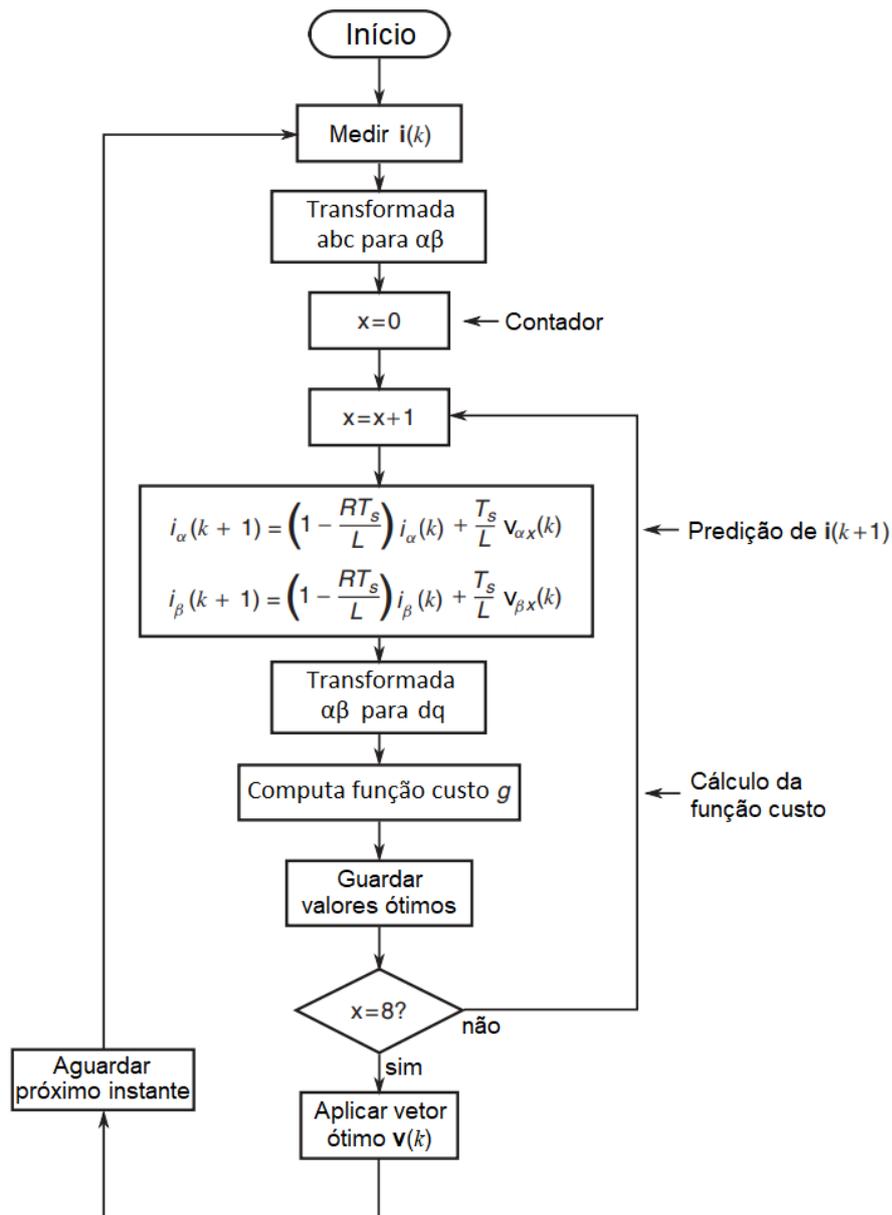


Figura 9 – Fluxograma do controlador preditivo. Fonte: [7].

Neste exemplo, o horizonte de previsão é unitário, porém se o horizonte for maior,  $H$  laços de repetição são adicionados logo após a previsão de  $\mathbf{i}(k+1)$  e anteriormente ao cálculo da função custo com um novo contador de 0 a 8 e a realização da previsão de  $\mathbf{i}(k+n)$  com  $n = 2, \dots, H$ . Nestes casos, a função custo é mensurada apenas no laço de repetição mais interno, ou seja, são realizados  $8^H$  cálculos da função custo.

O cálculo da função custo e o armazenamento dos valores ótimos é descrito pelo seguinte algoritmo:

---

```

ek = v(xot1) - L/Ts * ik - (R - L/Ts) * ik1
got ← inf
for i = 1 : 7H do
    ik1 = (1 - R * Ts/L) * ik + Ts/L * v(i)
    g1 = (ikcref - ik1α)2 + (ikβref - ik1β)2
    if g < got then
        got = g
        xot = i ;
    end
end
xot1 = xot
xot = xot

```

---

O desempenho computacional do controlador está intimamente relacionado com o horizonte de predição aplicado, visto que, cada unidade adicional no horizonte implica em um incremento exponencial do número de repetições para o cálculo das predições do sistema.

O modelo do sistema segue as equações 3.35, 3.36 e 3.37, porém transformadas para o sistema de coordenadas de Clarke.

$$i_a(k+1) = \left(1 - \frac{R_F T_s}{L}\right) i_a(k) + \frac{T_s}{L} v_a(k) \quad (3.35)$$

$$i_b(k+1) = \left(1 - \frac{R_F T_s}{L}\right) i_b(k) + \frac{T_s}{L} v_b(k) \quad (3.36)$$

$$i_c(k+1) = \left(1 - \frac{R_F T_s}{L}\right) i_c(k) + \frac{T_s}{L} v_c(k) \quad (3.37)$$

Como a transformação de coordenadas é apenas uma modificação geométrica da representação das variáveis, o modelo que define o comportamento do sistema não se altera, de modo que o modelo utilizado na predição é dado por:

$$i_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R_F T_s}{L}\right) i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L} v_\alpha(k) \quad (3.38)$$

$$i_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{R_F T_s}{L}\right) i_\beta(k) + \frac{T_s}{L} v_\beta(k) \quad (3.39)$$

Essa representação é utilizada para facilitar a obtenção das tensões de entrada  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , já que  $v_\alpha = \text{real}(\mathbf{v})$  e  $v_\beta = \text{imag}(\mathbf{v})$ , conforme discutido anteriormente.

Já a função custo é calculada a partir do sistema de coordenadas de Park. Assim, após a predição das correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ , ambas são convertidas para o referencial síncrono  $i_d$  e  $i_q$ , para que seja calculada a função custo.

Foram utilizadas duas funções custos principais, uma considerando a soma das diferenças quadráticas dos erros de seguimentos, conforme mostrado na equação 3.40, enquanto a outra contava com o acréscimo do quadrado de dois estados adicionais  $\xi_d$  e  $\xi_q$ .

$$g_1 = (i_{dref} - i_d)^2 + (i_{qref} - i_q)^2 \quad (3.40)$$

Os estados adicionais são referentes às integrais do erro de seguimento de referência, conforme apresentado nas equações 3.41 e 3.42.

$$\xi_d(k) = \xi_d(k-1) + r_d(k) - i_d(k) \quad (3.41)$$

$$\xi_q(k) = \xi_q(k-1) + r_q(k) - i_q(k) \quad (3.42)$$

Com essa adição, a segunda função custo utilizada é apresentada na equação 3.43, onde  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$  são parâmetros de ajuste.

$$g_2 = (r_d - i_d)^2 + (r_q - i_q)^2 + \lambda_d \xi_d^2 + \lambda_q \xi_q^2 \quad (3.43)$$

A partir desta função custo foram realizados testes e alterações de parâmetros para verificar influência dos valores de ajuste e encontrar a melhor configuração.

## 4 Resultados

Para verificar o funcionamento e os resultados obtidos com a técnica FCS-MPC, foram realizadas simulações em ambiente Matlab, ou seja, com modelo e valores ideais, e Simulink com adição de incertezas do modelo físico do inversor conectado à rede elétrica por um filtro L utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 2.

Tensão do barramento	$V_{dc}$	400 V
Tensão da rede	$v_g$	127 Vrms
Indutância da rede	$L_g$	1 mH
Indutância do filtro	$L_f$	4 mH
Resistência do filtro	$R_f$	0,1 $\Omega$
Frequência de amostragem	$f_s$	20 kHz

Tabela 2 – Parâmetros do sistema.

A primeira função custo escolhida considera a soma das diferenças quadráticas dos erros de seguimento de referência. As referências utilizadas, em coordenadas  $dq$ , foram as seguintes:

$$r_d(t) = 10 \quad r_q(t) = 0 \quad \text{para } 0,00 \leq t < 0,02$$

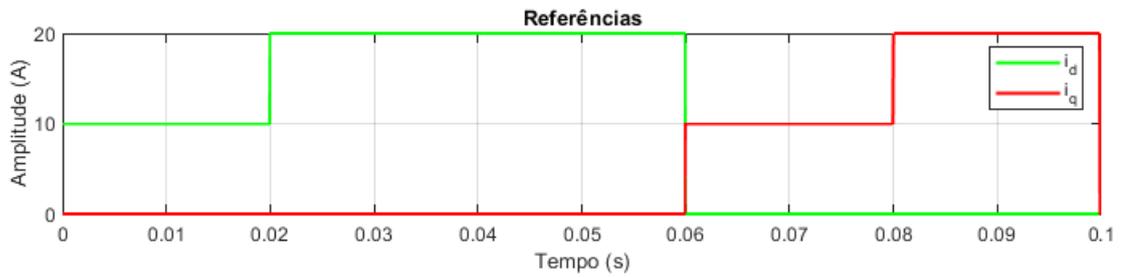
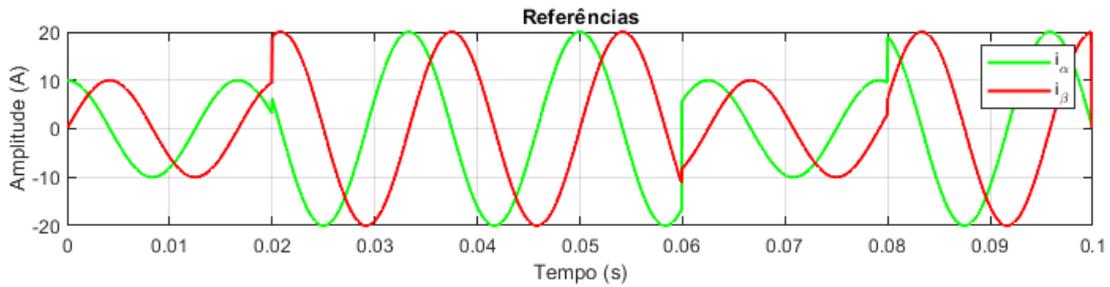
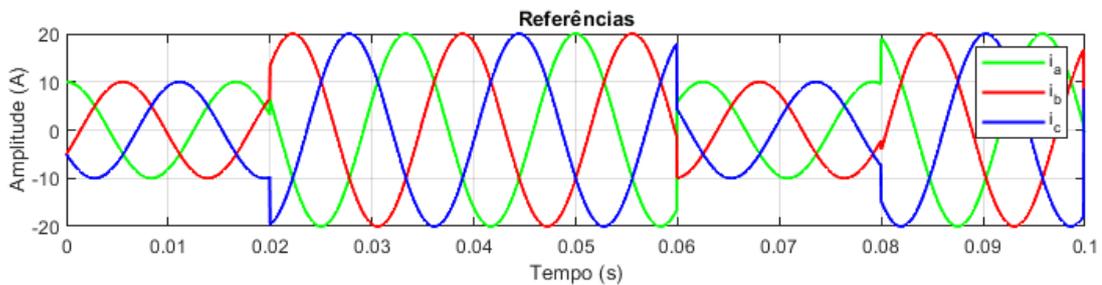
$$r_d(t) = 20 \quad r_q(t) = 0 \quad \text{para } 0,02 \leq t < 0,06$$

$$r_d(t) = 0 \quad r_q(t) = 10 \quad \text{para } 0,06 \leq t < 0,08$$

$$r_d(t) = 0 \quad r_q(t) = 20 \quad \text{para } 0,08 \leq t < 0,10$$

Com variações representativas para transitórios comuns de potência ativa e reativa do sistema. A Figura 10 apresenta as referências e seus transitórios no período simulado em coordenadas  $dq$ . As referências em coordenadas  $\alpha\beta$  são mostradas na Figura 11 e em coordenadas  $abc$  na Figura 12.

As simulações foram realizadas sem a adição dos valores de distúrbio da rede no modelo, a fim de analisar o sistema nesta condição. Então, os cenários de simulação foram os seguintes:

Figura 10 – Referências em coordenadas  $dq$ .Figura 11 – Referências em coordenadas  $\alpha\beta$ .Figura 12 – Referências em coordenadas  $abc$ .

1. FCS-MPC tradicional (3.40) sem adição do distúrbio da rede na planta.
  - a)  $V_g = 0$ ;
  - b)  $g = g_1$ ;
  - c)  $L_m = L_f + L_g$ .
2. FCS-MPC tradicional (3.40) com o distúrbio da rede na planta.
  - a)  $V_g = 127V$  RMS;
  - b)  $g = g_1$ ;
  - c)  $L_m = L_f + L_g$ .
3. FCS-MPC com integrador (3.43) com o distúrbio da rede na planta.
  - a)  $V_g = 127V$  RMS;
  - b)  $g = g_2$ ;

$$c) L_m = L_f + L_g.$$

4. FCS-MPC com integrador (3.43) na presença de erros de modelagem.

$$a) V_g = 127V \text{ RMS};$$

$$b) g = g_2;$$

$$c) L_m = 1,5(L_f + L_g).$$

Após a realização de alguns testes, o horizonte de controle escolhido para as simulações foi  $H = 2$ . Outro fator considerado na simulação é o atraso de implementação do método FCS-MPC, que precisa de um tempo para realizar os cálculos necessários ao receber os valores atuais dos sensores de corrente e, então, retorna o valor ótimo de controle com uma amostra de atraso. Este atraso pode ser inserido no modelo de predição do sistema, porém, para o controlador aqui estudado, o atraso foi desconsiderado no modelo de predição. Contudo, cabe ressaltar que o atraso, mesmo que não modelado, está presente como parte da simulação em todos os resultados obtidos neste trabalho. A opção de não inserir atraso no modelo de predição foi feita para manter a simplicidade do mesmo.

Para uma comparação inicial do método utilizado em dois diferentes cenários foi calculada uma métrica dada pela integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto  $ITAE$  considerando a componente  $i_q$ , dada por:

$$ITAE = \sum_0^k k |erro[k]| \quad (4.1)$$

## 4.1 Simulação em Ambiente Matlab

Simulando o sistema em ambiente Matlab com um horizonte de predição  $H = 2$  e com a função custo igual a equação 3.40 é obtido um resultado conforme mostrado na Figura 13.

Essa simulação foi realizada sem nenhum erro de modelagem, ou seja, a planta e o modelo de predição são exatamente os mesmos. Vale salientar que distinções entre estes é comum neste tipo de aplicação devido à incerteza da indutância da rede elétrica. A simulação demonstra o desempenho do controlador em uma situação ideal, sem incertezas e sem conexão com a rede,  $V_g = 0$ . Neste caso o sistema apresentou erro de rastreamento nulo e um rápido tempo de acomodação, com  $ITAE = 99,51$ .

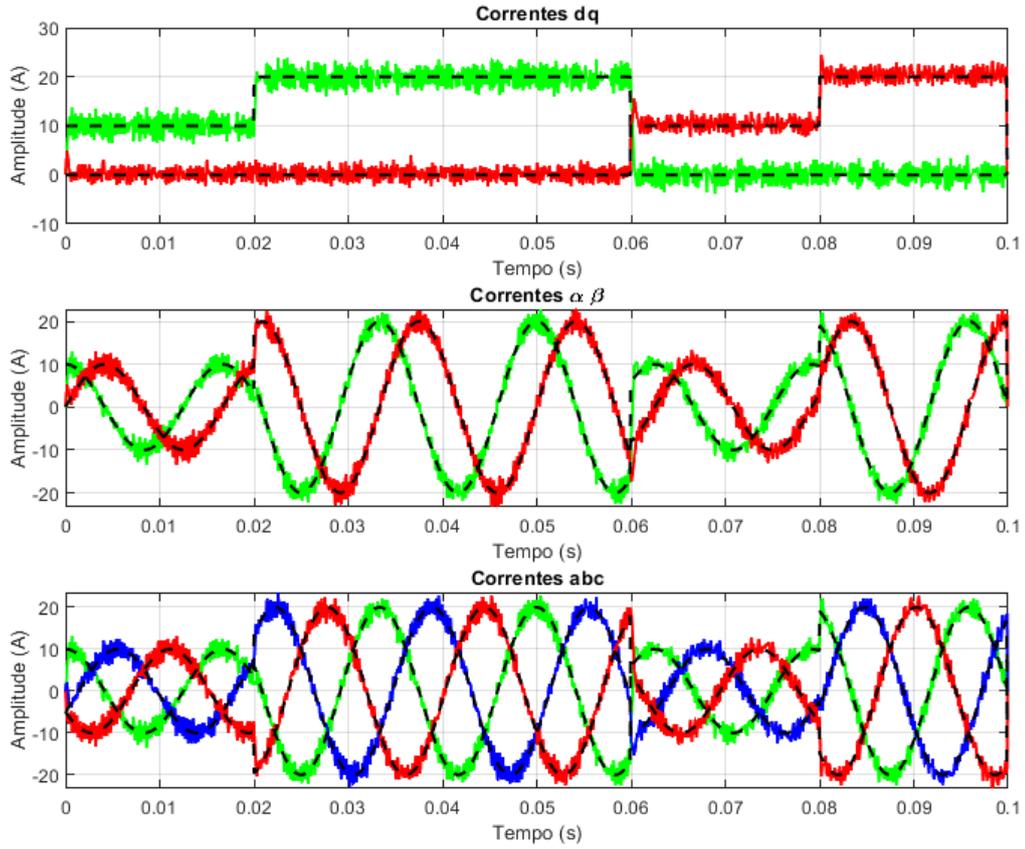


Figura 13 – FCS-MPC tradicional. Superior:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Centro:  $i_\alpha$  (verde) e  $i_\beta$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

Contudo, o resultado utilizando o controlador FCS-MPC tradicional (função custo 3.40) não é tão satisfatório na presença da rede elétrica, conforme mostrado na Figura 14, onde é possível notar que o seguimento das referências não é adequado. Neste cenário, a métrica de comparação obteve valor de  $ITAE = 221,47$ , sendo 122,56% maior que a obtida no cenário anterior, atestando uma perda grande de desempenho.

Neste cenário, para minimizar o erro em regime permanente devido a distúrbios não medidos, é possível adicionar variáveis ( $\xi_d$  e  $\xi_q$ ) correspondentes a integral do erro de seguimento de referência na função custo, de modo que:

$$g = (r_d - i_d)^2 + (r_q - i_q)^2 + \lambda_d \xi_d^2 + \lambda_q \xi_q^2 \quad (4.2)$$

onde

$$\xi_d(k) = \xi_d(k-1) + r_d(k) - i_d(k) \quad (4.3)$$

$$\xi_q(k) = \xi_q(k-1) + r_q(k) - i_q(k) \quad (4.4)$$

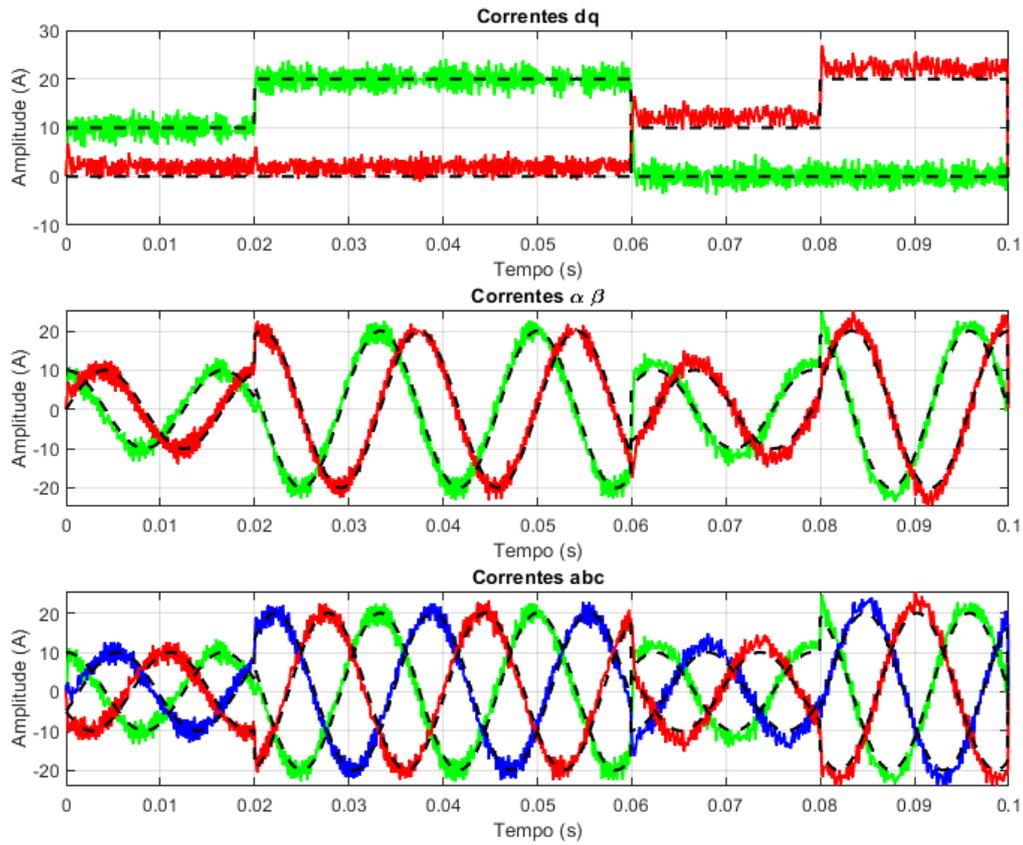


Figura 14 – FCS-MPC tradicional sem aferir distúrbio da rede. Superior:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Centro:  $i_\alpha$  (verde) e  $i_\beta$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

e  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$  são parâmetros de sintonia do controlador. A adição destes dois estados integradores na função custo possibilitou uma melhora no seguimento das referências, como apresentado na Figura 15.

Os valores de sintonia foram definidos como  $\lambda_d = \lambda_q = 0,01$  para esta simulação, mas seu efeito é analisado a fundo na Seção 4.3. Com a utilização dos estados integradores, o número de sensores aplicados no sistema pode ser reduzido, pois a função custo faz a correção para seguimento de referência em regime permanente a partir da própria saída não sendo necessária a realimentação da rede para medição dos distúrbios.

Também foram realizadas simulações considerando erros de modelagem na indutância da rede, para os casos comuns de incertezas paramétricas. A Figura 16 apresenta os resultados obtidos para uma indutância de modelo 50% maior que a indutância da rede juntamente com a indutância do filtro L, ou seja:

$$L_m = 1,5(L_f + L_g) = 0,0075 \quad (4.5)$$

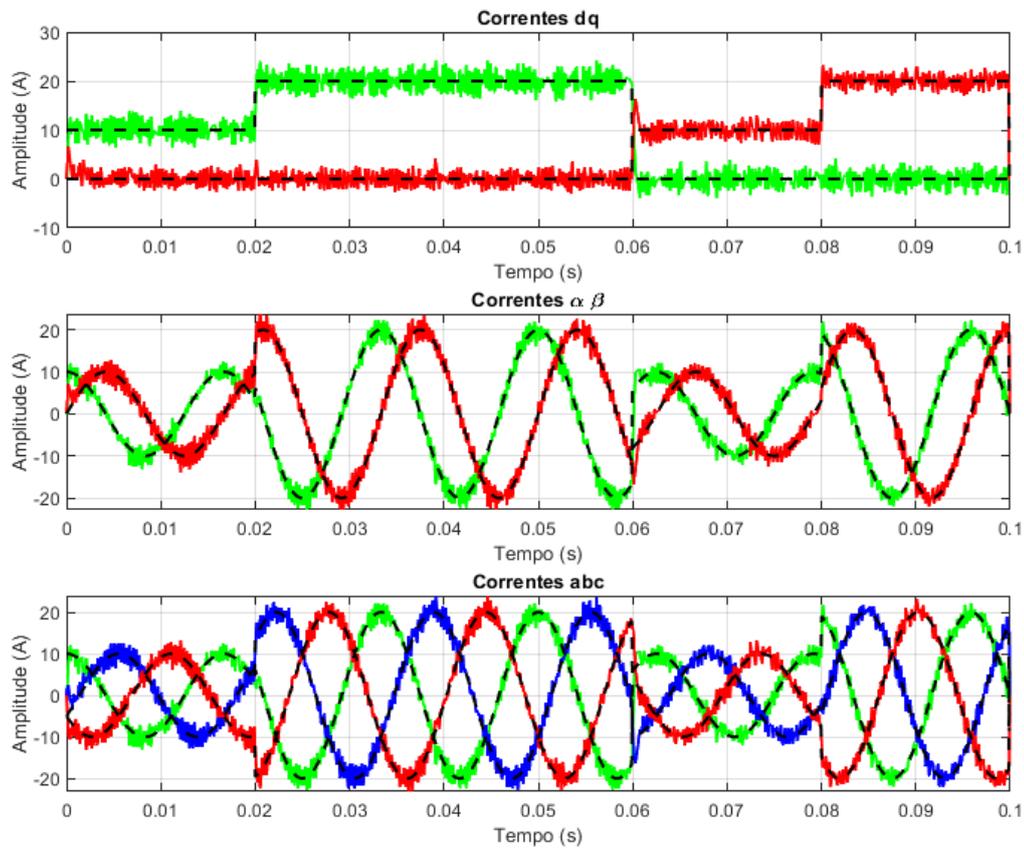


Figura 15 – FCS-MPC com integrador sem aferir distúrbio da rede. Superior:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Centro:  $i_\alpha$  (verde) e  $i_\beta$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

O controlador foi capaz de seguir referência com erro nulo em regime permanente mesmo com a grande diferença de modelagem da indutância aplicada. Esse resultado atesta a eficiência do controlador e do método aplicado, sendo capaz de reagir a situações adversas e manter a saída de acordo com o desejado.

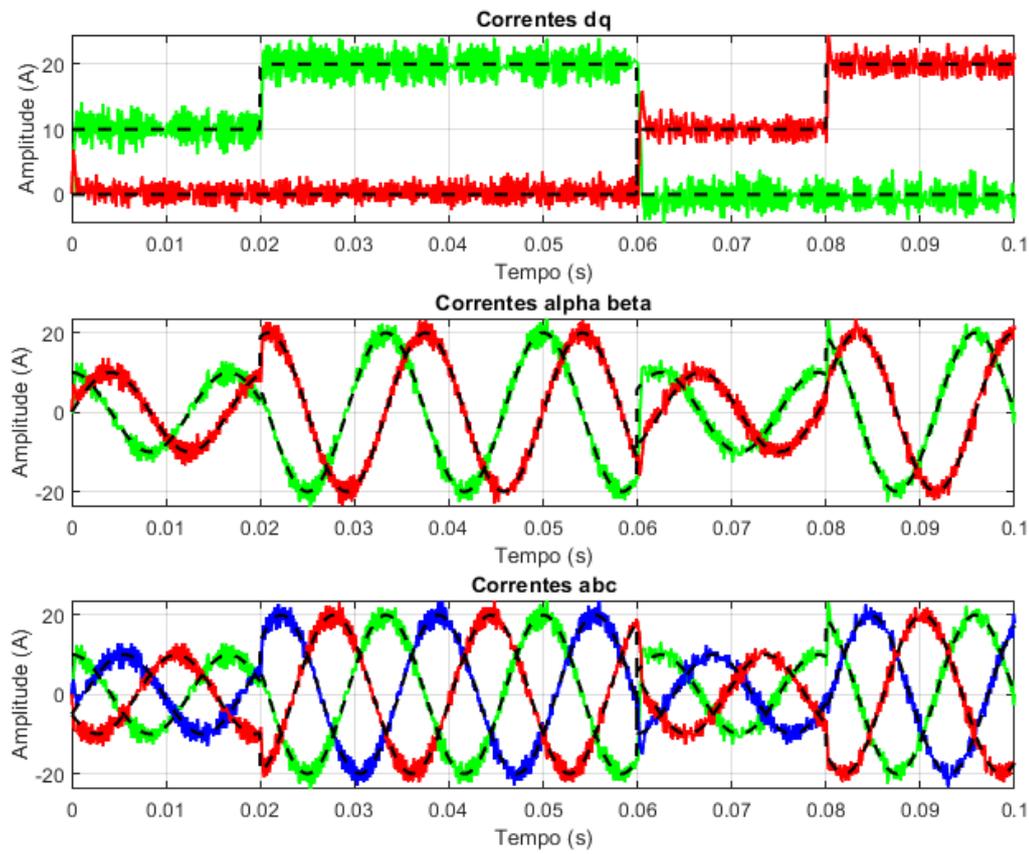


Figura 16 – FCS-MPC com integrador e erro de modelagem. Superior:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Centro:  $i_\alpha$  (verde) e  $i_\beta$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

## 4.2 Simulação em Ambiente Simulink

O inversor trifásico teve sua planta simulada no Simulink (Simscape) a fim de validar resultados obtidos em *script* Matlab e realizar novos testes. A Figura 17 mostra o sistema completo construído no Simulink, que utiliza os parâmetros presentes na Tabela 2. O filtro L conecta as saídas do inversor à rede elétrica e a separação em subsistemas auxilia a visualização e organização do sistema no ambiente de simulação.

O subsistema do inversor possui a fonte de tensão CC e as chaves, conforme a Figura 18. As entradas do inversor são apenas os sinais de acionamento das chaves e as saídas são as correntes de fase enviadas à rede elétrica através do filtro L. No controlador, é encontrada uma função em Matlab que representa o microcontrolador que executa o algoritmo MPC e retorna o sinal de acionamento das chaves, como mostra a Figura 19, além da memória do controlador que armazena valores de variáveis durante o processo e do bloco  $z^{-1}$ , que representa o atraso de uma amostra da implementação do sinal de controle do FCS-MPC. Por fim, a Figura 20 mostra o subsistema da rede elétrica.

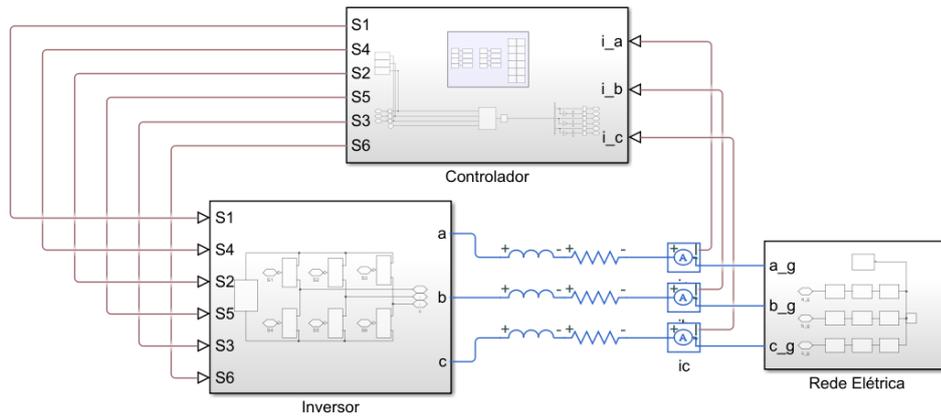


Figura 17 – Sistema utilizado na simulação em ambiente Simulink.

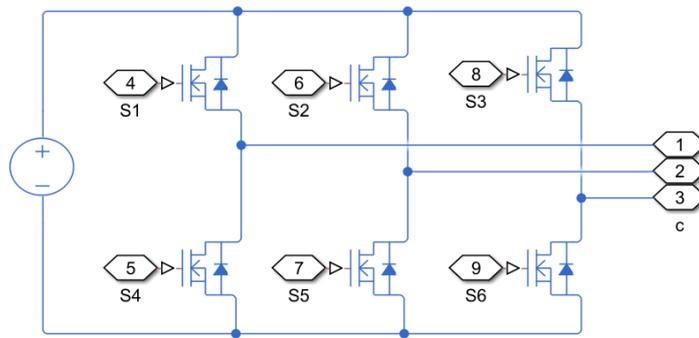


Figura 18 – Inversor no Simulink.

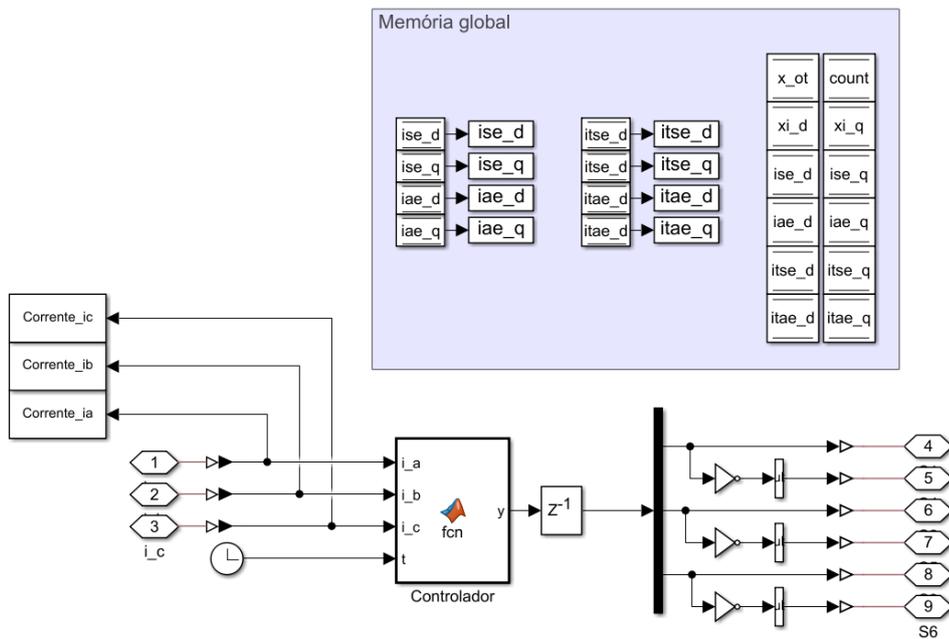


Figura 19 – Controlador no Simulink.

Com o sistema apresentado foram realizadas simulações para validar os resultados obtidos na seção anterior. Na primeira simulação, o distúrbio da rede é mantido nulo e

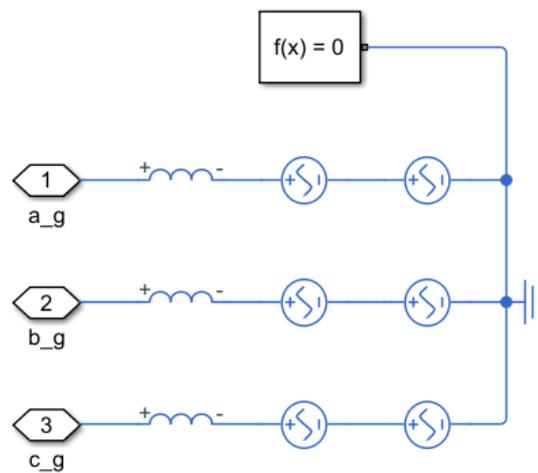


Figura 20 – Rede elétrica no Simulink.

não é acrescentado no modelo, de modo a não existir erros de modelagem. O resultado obtido é apresentado na Figura 21.

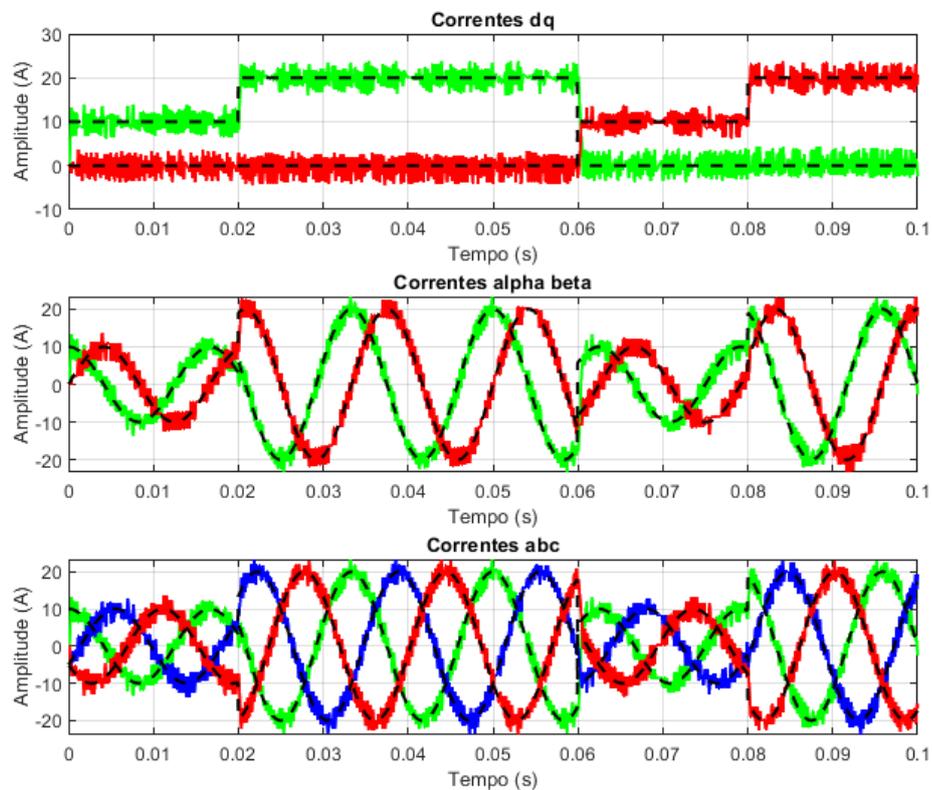


Figura 21 – FCS-MPC tradicional no *Simulink*. Superior:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Centro:  $i_\alpha$  (verde) e  $i_\beta$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

Na sequência, foi adicionado o distúrbio na rede elétrica, porém sem contabilizar sua influência no modelo do processo, garantindo um erro de modelagem, obtendo um resultado conforme mostrado na Figura 22. Novamente é possível notar que o rastreamento de referência em regime permanente não é ideal.

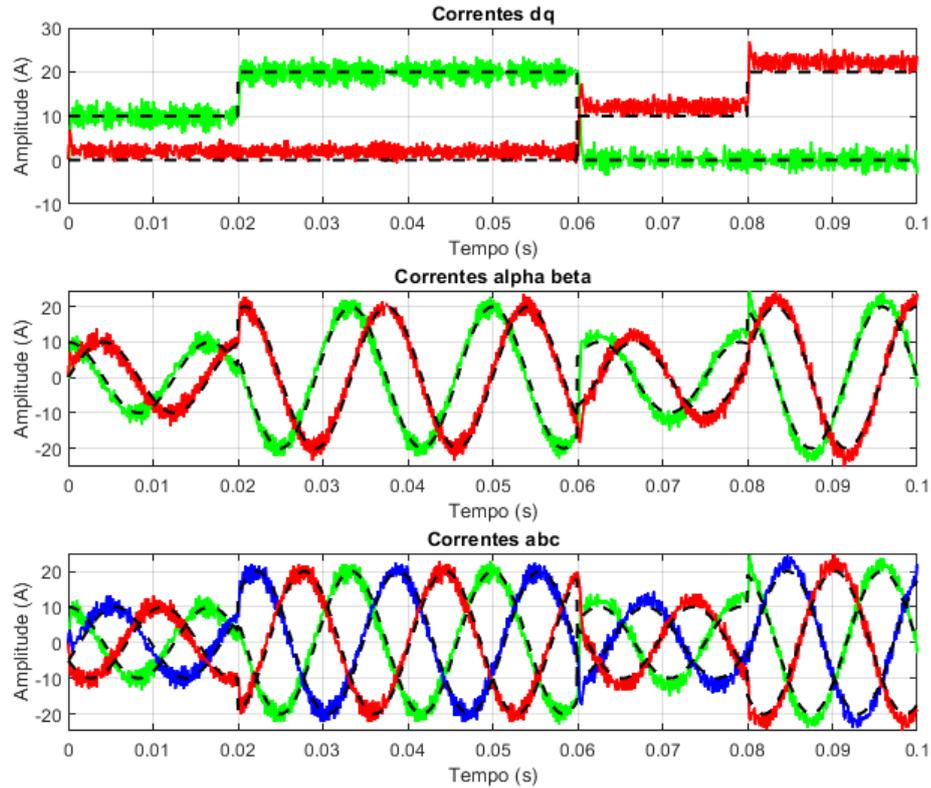


Figura 22 – FCS-MPC tradicional no *Simulink* sem aferir distúrbio da rede. Superior:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Centro:  $i_\alpha$  (verde) e  $i_\beta$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

Por fim, foi realizada a simulação com a adição das variáveis ( $\xi_d$  e  $\xi_q$ ) correspondentes a integral do erro, possibilitando uma melhora no desempenho em regime permanente para o seguimento das referências. O resultado é apresentado na Figura 23.

Os resultados obtidos se assemelham muito aos obtidos nas simulações em ambiente Matlab, comprovando a funcionalidade do método testado.

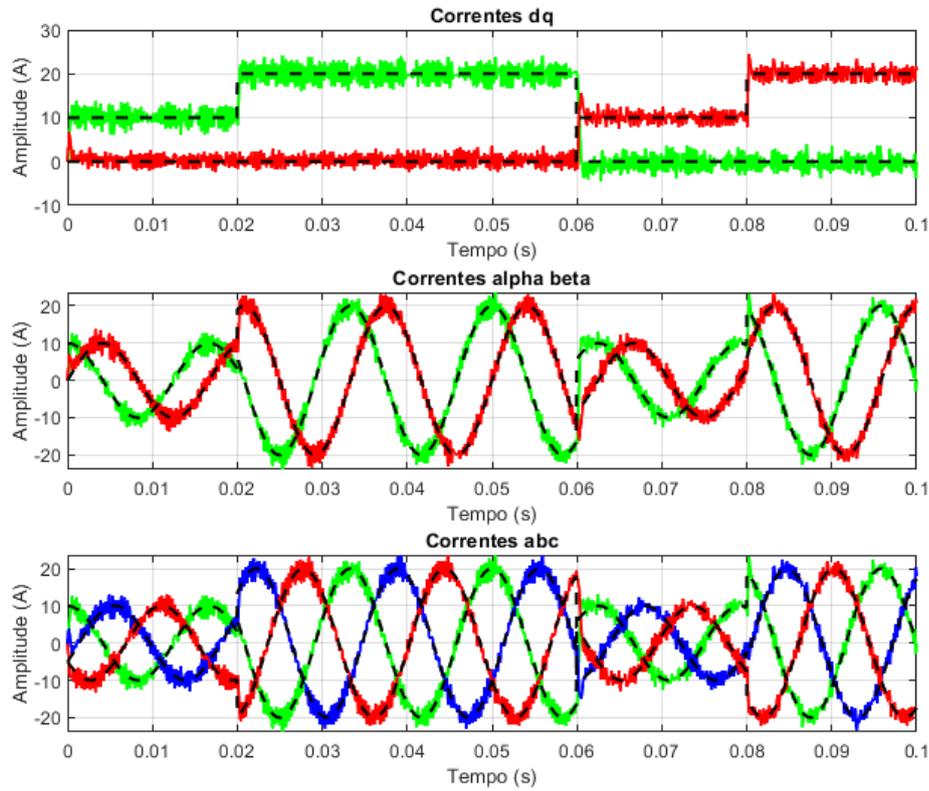


Figura 23 – FCS-MPC com integrador no *Simulink* sem aferir distúrbio da rede. Superior:  $i_d$  (verde) e  $i_q$  (vermelho). Centro:  $i_\alpha$  (verde) e  $i_\beta$  (vermelho). Inferior:  $i_a$  (verde),  $i_b$  (azul) e  $i_c$  (vermelho).

### 4.3 Análise dos Parâmetros de Sintonia

Para verificar a influência dos parâmetros de sintonia  $\lambda_d$  e  $\lambda_q$ , o desempenho do sistema para diferentes importâncias das parcelas integrais do erro de seguimento de referência e como o horizonte de predição afeta os resultados obtidos para o inversor, foram realizadas algumas quantificações de índices de performance do sistema em regime transitório, que neste caso foi de 100 amostras. Os índices analisados foram:

1. Integral do erro quadrático (*ISE*):

$$ISE = \sum_0^k erro[k]^2 \quad (4.6)$$

2. Integral do erro absoluto (*IAE*):

$$IAE = \sum_0^k |erro[k]| \quad (4.7)$$

3. Integral do tempo multiplicado pelo erro quadrático (*ITSE*):

$$ITSE = \sum_0^k k.erro[k]^2 \quad (4.8)$$

4. Integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto (*ITAE*):

$$ITAE = \sum_0^k k |erro[k]| \quad (4.9)$$

É importante salientar que estes valores foram obtidos a partir da componente  $d$  da corrente em coordenadas  $dq$ , por já conter valores significativos para análise, sem a necessidade de utilizar a componente  $q$ , que terá comportamento similar à componente  $d$ .

Outro mérito importante para analisar uma onda senoidal a partir da influencia de suas componentes harmônicas em uma onda senoidal é a distorção harmônica total ou *Total Harmonic Distortion* (THD) [35]. Porém, é necessário definir qual tipo de THD será analisado, já que existem duas definições na literatura, uma em relação a sua harmônica fundamental e outra em relação a seu valor RMS e, mesmo estando relacionadas, são diferentes [36]. A definição utilizada relaciona a distorção harmônica total com a harmônica fundamental do sinal, de modo que:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^m I_n^2}}{I_1} \quad (4.10)$$

onde  $I_n$  é a amplitude da  $n$ -ésima harmônica do sinal.

Essa análise, diferentemente dos outros índices apresentados, é feita utilizando a variável  $i_a$ , em coordenadas  $abc$  onde a corrente é apresentada na forma senoidal. Para visualizar as harmônicas presentes no sinal é necessário aplicar a Transformada de Fourier e analisar a amplitude dos pares complexos obtidos. A Figura 24 apresenta as amplitudes das ondas senoidais presentes na corrente  $i_a$  do sistema simulado com um horizonte de predição  $H = 2$  e parâmetros de sintonia  $\lambda_d = \lambda_q = 0,01$ .

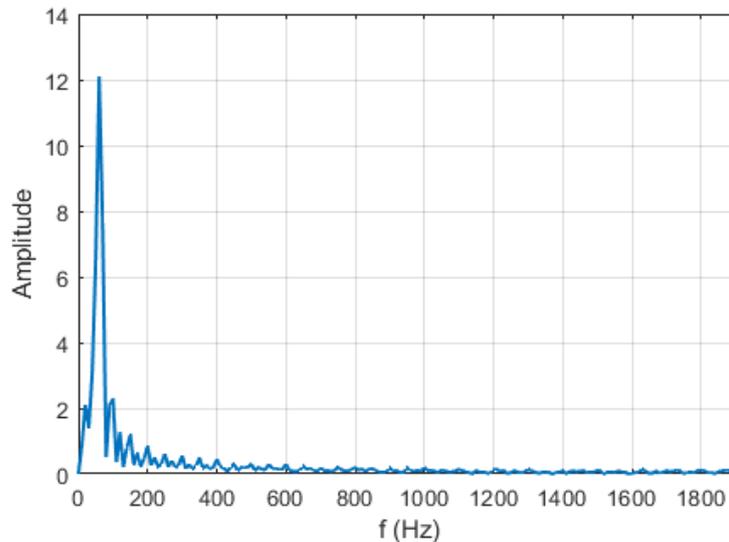


Figura 24 – Amplitudes da Transformada Rápida de Fourier de  $i_a$  para  $\lambda_d = \lambda_q = 0,01$  e  $H = 2$ .

A Tabela 3 apresenta os índices de desempenho para algumas configurações diferentes dos parâmetros.

$\lambda_d$	$\lambda_q$	$H$	THD	$ISE$	$IAE$	$ITSE$	$ITAE$
0	0	1	11,63%	578,891	175,629	0,929	0,402
0,01	0,01	1	14,15%	575,299	177,247	0,803	0,379
0,1	0,1	1	14,71%	536,357	154,837	0,710	0,336
0	0,01	1	13,64%	537,130	166,751	0,653	0,336
0,01	0	1	12,51%	591,021	179,453	0,948	0,406
0	0	2	13,77%	545,753	167,297	0,778	0,364
0,01	0,01	2	12,86%	547,610	169,564	0,716	0,352
0,1	0,1	2	15,07%	673,073	179,072	1,035	0,406
0	0,01	2	13,52%	485,618	151,820	0,590	0,321
0,01	0	2	13,39%	600,364	180,814	0,936	0,406
0	0	3	14,02%	545,753	167,297	0,778	0,364
0,01	0,01	3	13,59%	531,626	166,301	0,674	0,342
0,1	0,1	3	18,75%	804,170	218,345	1,147	0,448
0	0,01	3	13,77%	497,340	145,073	0,730	0,337
0,01	0	3	12,32%	573,479	174,838	0,913	0,398
0	0	4	14,39%	545,753	167,297	0,778	0,364
0,01	0,01	4	15,08%	451,039	136,326	0,508	0,289
0,1	0,1	4	16,51%	849,182	217,233	1,127	0,420
0	0,01	4	13,41%	486,108	147,455	0,520	0,281
0,01	0	4	12,28%	555,641	167,673	0,644	0,328

Tabela 3 – Índices de performance para diferentes configurações.

A partir dos resultados apresentados é possível notar que a configuração com  $\lambda_d = \lambda_q = 0,01$  e  $H = 4$  obteve ótimos desempenhos de  $ISE$ ,  $IAE$ ,  $ITSE$  e  $ITAE$  porém uma distorção harmônica mais elevada, por isso a configuração com  $\lambda_d = \lambda_q = 0,01$  e  $H = 2$  foi escolhida como melhor opção por apresentar índices bons e equilibrados. Já as configurações com  $\lambda_d = \lambda_q = 0,1$  e  $H = 4$  ou  $H = 3$  foram as que obtiveram os piores índices de desempenho, por terem os valores mais elevados de THD,  $ISE$ ,  $IAE$ ,  $ITSE$  e  $ITAE$  e, então, gerarem um erro maior.

A Figura 25, apresenta as correntes no inversor para a configuração escolhida como ideal de acordo com a análise desenvolvida enquanto a Figura 26 apresenta as correntes para a pior configuração de acordo com a análise.

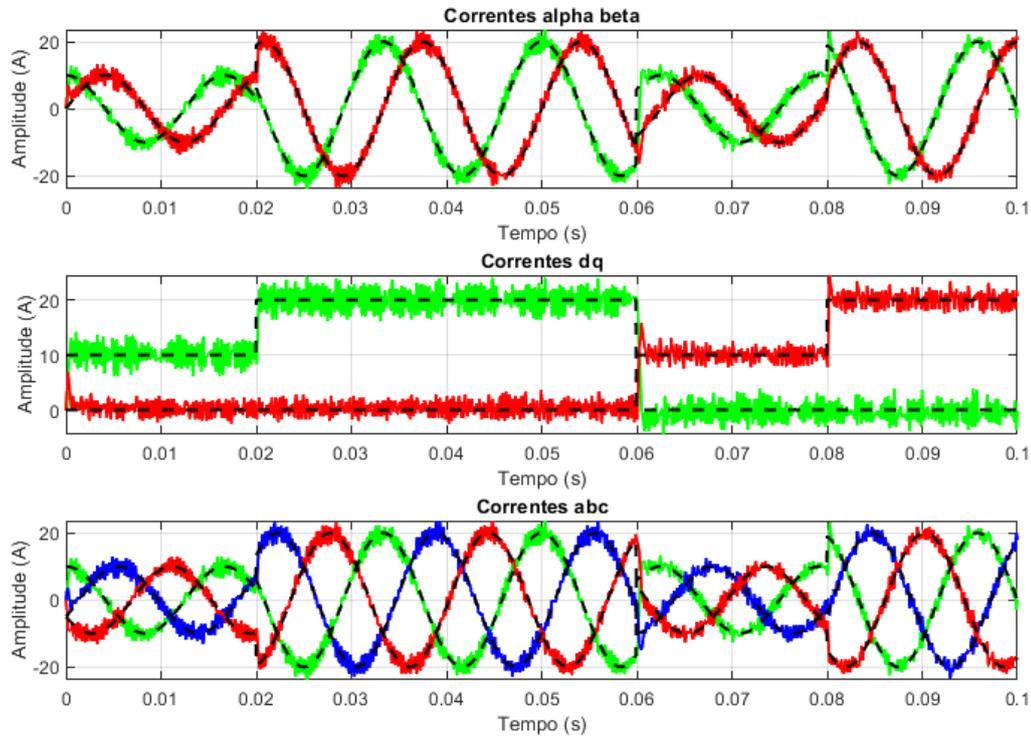


Figura 25 – FCS-MPC com integrador para  $\lambda_d = \lambda_q = 0,01$  e  $H = 2$ .

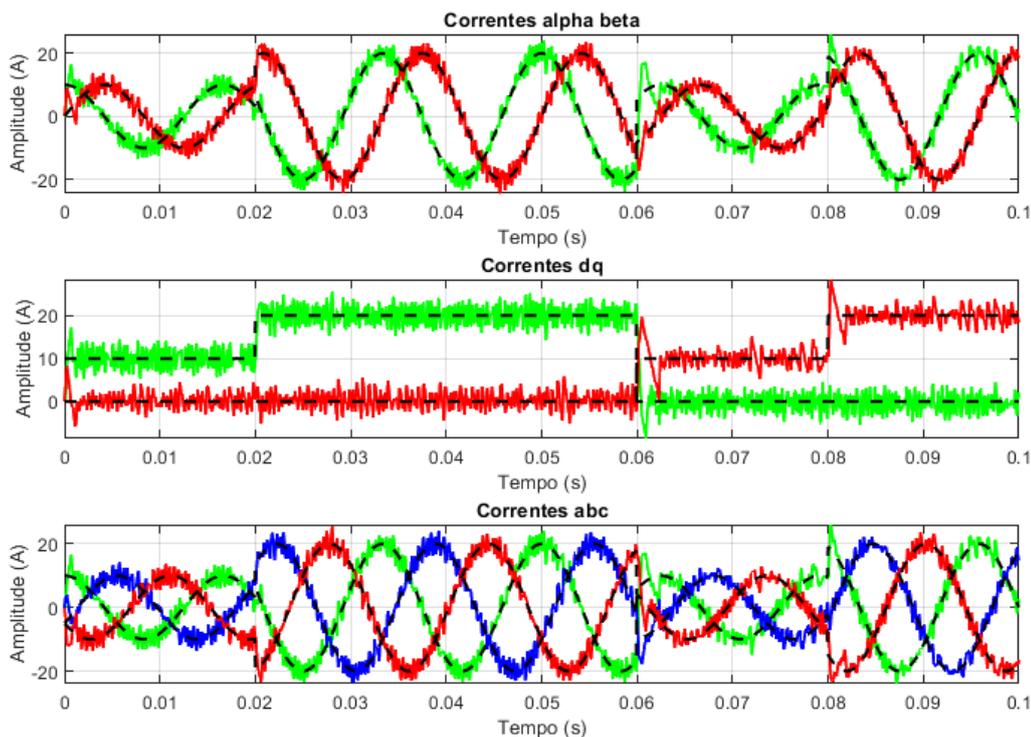


Figura 26 – FCS-MPC com integrador para  $\lambda_d = \lambda_q = 0,1$  e  $H = 4$ .

---

Note que a THD obtida possui valor elevado para aplicações de conexão com a rede. Isso deve-se a característica de frequência variável do controlador FCS-MPC e do dimensionamento do filtro L utilizado.

## 5 Conclusões

As simulações realizadas neste trabalho comprovam a eficiência da técnica de controle preditivo baseado em modelo com um conjunto finito de controle (FCS-MPC) aplicado a inversores trifásicos conectados à rede elétrica para diferentes cenários, tanto práticos quanto ideais. Técnicas de controle preditivo vêm sendo muito estudadas e a metodologia aplicada durante este trabalho, com a previsão de estados adicionais contendo as integrais dos erros de rastreamento em coordenadas  $dq$ , melhora o desempenho diferentes cenários, garantindo que distúrbios provenientes da rede sejam rejeitados em regime permanente.

Estes resultados apontam a viabilidade de aplicação desta técnica, que é capaz de manter erro de rastreamento de referência para correntes nulo sem a necessidade de realimentação das tensões de rede para inserção no modelo de previsão, diminuindo a quantidade de sensores necessários para a realização do controle. Porém, as ponderações das parcelas integrais adicionadas devem ser obtidas e projetadas corretamente, para que não ocorram problemas de instabilidade e perda de desempenho. Outro parâmetro a ser levado em consideração no projeto do controlador é o horizonte de previsão que, neste caso, não apresenta melhoras significativas ao ter seu valor elevado e acaba prejudicando o tempo de tempo processamento do controlador devido à quantidade de cálculos para verificação de todas as finitas possibilidades de controle ao longo do horizonte.

Para a continuação do trabalho no futuro é possível citar o estudo de técnicas para redução da distorção harmônica no sistema, a aplicação da técnica de adição de estados integradores na função custo em topologias diferentes de filtros e inversores, a comparação com outras técnicas e a possibilidade de desenvolvimento de um protótipo para realização de ensaios em um equipamento real, aproximando-se ainda mais de aplicações práticas de inversores conectados à rede. O grande crescimento do número de sistemas de energia renovável e as projeções futuras para estas fontes de energia levam a crer que diferentes técnicas de controle para inversores conectados à rede ainda serão estudadas para validação de aplicação e busca por melhorias nos resultados atuais.

# Referências Bibliográficas

- 1 ASSESSMENT, W. E. *Energy and the challenge of sustainability*. United States of America: United Nations Development Programme, 2000. ISBN 92-1-126126-0. 13
- 2 GROSS, R.; LEACH, M.; BAUEN, A. *Progress in renewable energy*. In: *Environment International*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 29, p. 105–122. ISSN 0160-4120. 13
- 3 BULL, S. *Renewable energy today and tomorrow*. In: IEEE. *Proceedings of the IEEE*. [S.l.], 2001. v. 89, p. 1216–1226. 13
- 4 FARIELLO, D. *Governo cria programa de incentivo à geração de energia solar*. [S.l.]: O Globo, 2015. <<https://oglobo.globo.com>>. 13
- 5 BUTTURI, M. A. et al. Renewable energy in eco-industrial parks and urban-industrial symbiosis: A literature review and a conceptual synthesis. *Applied Energy*, Elsevier, v. 255, 2019. 13
- 6 TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; P., R. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2011. 13, 24
- 7 RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2012. 14, 18
- 8 SINGH, J. K.; BEHERA, R. K. Hysteresis current controllers for grid connected inverter: Review and experimental implementation. In: *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. 15
- 9 TAI, T.-L.; CHEN, J.-S. Ups inverter design using discrete-time sliding-mode control scheme. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 1, p. 67–75, 2002. 15
- 10 VARGAS, R. et al. Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2697–2705, 2007. 15
- 11 XU, Q. et al. Artificial intelligence-based control design for reliable virtual synchronous generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 8, p. 9453–9464, 2021. 15
- 12 LEE, D.-C.; LEE, G.-M. Linear control of inverter output voltage in overmodulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 4, p. 590–592, 1997. 15
- 13 GOLESTAN, S. et al. A d-q synchronous frame controller for single-phase inverters. In: *2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 317–323. 15
- 14 CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. *Model Predictive Control*. second. Sevilla, Spain: Springer-Verlag London, 2007. 15, 17
- 15 BAKER, K. et al. *Distributed MPC for Efficient Coordination of Storage and Renewable Energy Sources Across Control Areas*. IEEE, 2016. 15

- 16 CLARKE, W.; MANZIE, C.; J., B. M. *An economic MPC approach to microgrid control*. IEEE, Newcastle, Australia, 2016. 15
- 17 MACCARI, L. A. et al. Robust model predictive controller applied to three-phase grid-connected lcl filters. v. 31, p. 447–460, 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s40313-019-00546-y>>. 15, 19
- 18 DANNEHL, J.; HANSEN, S.; THØGERSEN, P. Investigation of active damping approaches for pi-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with lcl filters. *Industry Applications, IEEE Transactions*, v. 46, p. 1509–1517, 2010. 17
- 19 ARZANI, A.; ARUNAGIRINATHAN, P.; VENAYAGAMOORTHY, G. K. Development of optimal pi controllers for a grid-tied photovoltaic inverter. In: *2015 IEEE Symposium Series on Computational Intelligence*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1272–1279. 17
- 20 SEIFI, K.; MOALLEM, M. An adaptive pr controller for synchronizing grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 3, p. 2034–2043, 2019. 17
- 21 CUTLER, C. R.; RAMAKER, B. L. *Dynamic Matrix Control?? A Computer Control Algorithm*. IEEE, Houston, Texas, USA, 1980. 17
- 22 CLARKE, D. W.; MOHTADI, C.; TUFFS, P. S. *Generalized predictive control – part I. The basic algorithm*. Automatica, New York, USA, 1987. 17
- 23 RODRIGUEZ, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 2, p. 1003–1016, 2013. 19
- 24 YARAMASU, V. et al. Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part i: Concept, algorithm, and simulation analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, p. 3459–3468, 2013. 19
- 25 RIVERA, M. et al. Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part ii: Experimental implementation and validation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, p. 3469–3478, 2013. 19
- 26 WU, V. Y. B. *Model predictive control of wind energy conversion systems*. Wiley-IEEE Press, 2017. 19
- 27 MACCARI, L. A. et al. Controlador fcs-mpc com ação integral aplicado a inversores conectados à rede. *Sociedade Brasileira de Automática*, 2020. 19, 20, 21
- 28 HU, J.; ZHU, J.; DORRELL, D. G. Model predictive control of grid-connected inverters for pv systems with flexible power regulation and switching frequency reduction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, p. 587–594, 2015. 20
- 29 YOUNG, H. A.; PEREZ, M. A.; RODRIGUEZ, J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, p. 3100–3107, 2016. 20

- 30 AGUILERA, R. P.; LEZANA, P.; QUEVEDO, D. E. Finite-control-set model predictive control with improved steady-state performance. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, p. 658–667, 2013. 20
- 31 FORTESCUE, C. L. *Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks*. IEEE, East Pittsburgh, Pennsylvania, USA, 1918. 22
- 32 CLARKE, E. *Circuit Analysis of AC Power Systems*. New York, USA: John Wiley & Sons, 1950. 22
- 33 DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. *Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components*. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, p. 1248–1255, 1951. ISSN 0096-3860. 22
- 34 PARK, R. H. *Two Reaction Theory of Synchronous Machines. Generalized Method of Analysis*. *AIEE Transactions*, United States of America, v. 48, p. 716–730, 1929. 22
- 35 EMANUEL, A. E. *Power in nonsinusoidal situations - A review of definitions and physical meaning*. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 5, p. 1377–1389, 1990. 46
- 36 SHMILOVITZ, D. *On the Definition of Total Harmonic Distortion and Its Effect on Measurement Interpretation*. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, p. 526–528, 2005. 46