

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**

RONALDO RODRIGUES DOS SANTOS

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM
OTIMIZAÇÃO DE ESTADOS DE CHAVEAMENTO
APLICADO EM INVERSORES DE TRÊS NÍVEIS COM
NEUTRO GRAMPEADO**

VITÓRIA
2022

RONALDO RODRIGUES DOS SANTOS

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM
OTIMIZAÇÃO DE ESTADOS DE CHAVEAMENTO APLICADO EM
INVERSORES DE TRÊS NÍVEIS COM NEUTRO GRAMPEADO**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Ronaldo Rodrigues dos Santos**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação

VITÓRIA
2022

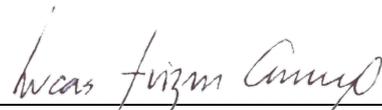
RONALDO RODRIGUES DOS SANTOS

**CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM
OTIMIZAÇÃO DE ESTADOS DE CHAVEAMENTO APLICADO EM
INVERSORES DE TRÊS NÍVEIS COM NEUTRO GRAMPEADO**

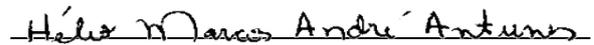
Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Ronaldo Rodrigues dos Santos**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 18 de março de 2022.

COMISSÃO EXAMINADORA:



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr. Hélio Marcos André Antunes
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador



Prof. Dr. Renner Sartório Camargo
Instituto Federal do Espírito Santo
Examinador

A minha mãe, Sirlene Santos de Oliveira.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um projeto de Trabalho de Conclusão de Curso cujo título é “Controle Preditivo Baseado em Modelo com Otimização de Estados de Chaveamento Aplicado em Inversores de Três Níveis com Neutro Grampeado”. Ele consiste em um estudo sobre uma nova estratégia de controle para o inversor de fonte de tensão de três níveis com neutro grampeado (3L-NPC-VSI, do inglês *three level neutral point clamped voltage source inverter*) e um estudo sobre os controladores preditivos baseados em modelo (MPC, do inglês *model predictive control*). Utiliza-se a variante de estados finitos do MPC com otimização dos estados de chaveamento (OSV-MPC, do inglês *optimal switching vector*). Aqui, é apresentado, também, uma comparação com o modelo de controle por modulação por largura de pulso e avaliado o desempenho do controle preditivo baseado em modelo diante essa estratégia de controle clássica. O objetivo é projetar um controlador que tenha uma alta controlabilidade, uma resposta rápida a variações e robustez. O modelo do conversor e da planta é implementado computacionalmente; e todas as simulações são construídas utilizando o *software MATLAB/Simulink*. A corrente de neutro deve ser considerada para controlar e sintetizar corretamente as tensões de linha no conversor quando ele está ligado a uma carga em estrela aterrada. A relação entre as correntes é estudada de forma abrangente e um algoritmo para a otimização dos estados de chaveamento é apresentado. Destarte, simulações e resultados são mostrados para verificar a validade e praticabilidade do algoritmo proposto.

Palavras-chave: Controle preditivo baseado em modelo. Inversor de fonte de tensão. Conversor com neutro grampeado. Corrente de sequência zero. MPC. NPC. OSV-MPC. Três níveis.

ABSTRACT

In this work is presented a project of Completion of Course Work whose title is “Model-Based Predictive Control with Optimization of Switching States Applied to Three-Level Inverters With Neutral Clamped”. It consists of a study on a new control strategy for the neutral clamped three-level voltage source inverter (3L-NPC-VSI) and a study on model-based predictive controllers (MPC). The finite state variant of MPC with optimization of switching states (OSV-MPC) is used. Here, a comparison with the pulse-width modulation control model will also be presented and the performance of the model-based predictive control will be evaluated against this classic control strategy. The objective is to design a controller that has high controllability, a quick response to variations and robustness. The converter and plant model is computationally implemented; and all simulations are built using MATLAB/Simulink software. Neutral current must be considered to correctly control and synthesize the line voltages in the converter when it is connected to a grounded star load. The relationship between the currents is studied comprehensively and an algorithm for optimizing the switching states is presented. Thus, simulations and results are shown to verify the validity and practicability of the proposed algorithm.

Keywords: Model-based predictive control. Voltage source inverter. Converter with clamped neutral. Zero sequence current. MPC. NPC. OSV-MPC. Three levels.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 — Inversor de dois níveis.....	13
Figura 2 — Inversor de três níveis	14
Figura 3 — Diagrama de blocos de um sistema eletrônico de potência.....	17
Figura 4 — Estágios da conversão de energia.....	18
Figura 5 — Modulação PWM senoidal	19
Figura 6 — Inversor NPC com diodos grampeados	21
Figura 7 — Ciclo positivo	22
Figura 8 — Ciclo neutro (zero)	23
Figura 9 — Ciclo negativo	23
Figura 10 — Vetores de tensão NPC.....	24
Figura 11 — Modulação PD.....	26
Figura 12 — Controlador MPC-FCS.....	28
Figura 13 — Subdivisões do MPC	29
Figura 14 — Esquemático do sistema proposto	33
Figura 15 — Estrutura proposta	34
Figura 16 — Simplificação do sistema.....	34
Figura 17 — Chaveamento de tensão do NPC	42
Figura 18 — Chaveamento do NPC de três níveis	42
Figura 19 — Correntes trifásicas para o controle OSV-MPC	43
Figura 20 — Corrente da fase a para o controle OSV-MPC.....	44
Figura 21 — Ondulação das correntes trifásicas para o controle OSV-MPC	44
Figura 22 — Ondulação da corrente da fase a para o controle OSV-MPC	45
Figura 23 — Taxa de distorção harmônica para fase a	45
Figura 24 — Corrente de neutro	46
Figura 25 — Afundamento trifásico de 0,5 pu	47
Figura 26 — Tempo de acomodação para fase a no controle OSV-MPC	48
Figura 27 — Afundamento trifásico de 0,5 pu	49
Figura 28 — Tempo de acomodação da fase a no controle PWM.....	49
Figura 29 — Afundamento de 0,5 pu na fase a	50
Figura 30 — Amplitude da corrente i_a durante o afundamento	51
Figura 31 — Comportamento das correntes durante o afundamento	51

Figura 32 — Ondulação da fase <i>a</i> durante o afundamento	52
Figura 33 — Taxa de distorção harmônica da fase <i>a</i>	53
Figura 34 — Taxa de distorção harmônica da fase <i>b</i>	53
Figura 35 — taxa de distorção harmônica da fase <i>c</i>	54
Figura 36 — Corrente de neutro	54
Figura 37 — Espectro harmônico da corrente de neutro	55
Figura 38 — Diagrama de blocos do <i>Simulink</i>	60
Figura 39 — Bloco de referências	61
Figura 40 — Bloco de discretização	61
Figura 41 — Bloco do controle	62
Figura 42 — Bloco do inversor conectado à rede	62
Figura 43 — Bloco das medições	63

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 – Consumo mundial de energia eléctrica	12
--	----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 — Tempo de acomodação	50
--------------------------------------	----

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 — Estados de chaveamento e corrente de neutro	25
Quadro 2 — Funções de custo.....	31
Quadro 3 — Parâmetros utilizados nas simulações.....	41

SUMÁRIO

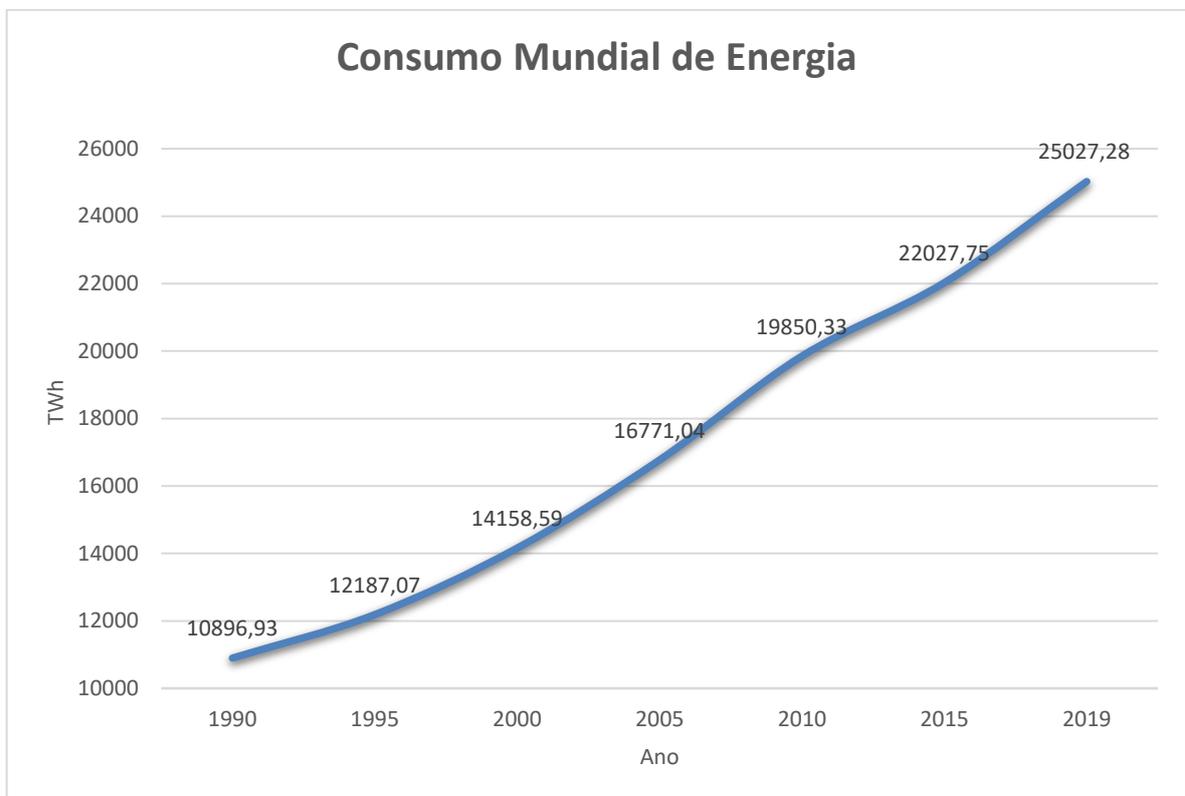
1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Contextualização e Apresentação do Projeto	12
1.2	Objetivo Geral	15
1.3	Objetivos Específicos	15
1.4	Metodologia	15
1.5	Organização do Trabalho	16
2	CONVERTOR NPC	17
2.1	Conversores	17
2.1.1	Inversores de Tensão.....	17
2.1.2	Inversor NPC com Diodos Grampeados	20
3	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	27
3.1	Estado da Arte	27
3.2	Função de Custo	30
4	MODELO PROPOSTO	33
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	38
5.1	Introdução	38
5.2	Projeto dos Componentes	38
5.3	Resultados	41
5.3.1	Regime Permanente	43
5.3.2	Tempo de resposta	47
5.3.3	Afundamento na fase A	50
6	CONCLUSÃO	56
6.1	Conclusões Finais	56
6.2	Propostas de Continuidade	57
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	58
	APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS	60

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização e Apresentação do Projeto

Com o desenvolvimento tecnológico acelerado nas últimas décadas nota-se, um aumento no consumo de energia elétrica mundial. O Gráfico 1 mostra a evolução, em TWh, desde 1990 até o ano 2019, desse parâmetro.

Gráfico 1 – Consumo mundial de energia elétrica



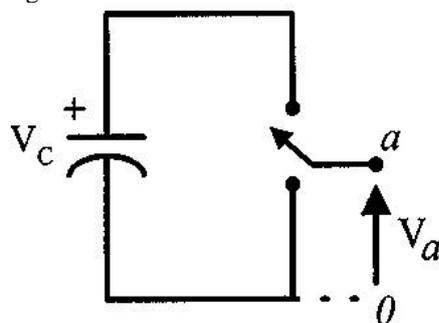
Fonte: *International Energy Agency* (2022).

Projeta-se que a demanda global por energia elétrica deverá crescer 62% nos próximos 30 anos até 2050, acrescentando 1,5% de aumento no consumo mundial ao ano. Também indica uma rápida evolução na inserção de fontes renováveis na geração de energia elétrica. Atualmente mais de dois terços da população mundial vive em países onde a energia solar ou eólica, se não ambas, são a fonte mais barata para geração de eletricidade. Cinco anos atrás, carvão e gás ainda dominavam esse cenário. Até 2030, de acordo com a análise, a geração eólica e a solar serão mais baratas do que a produção de usinas a carvão ou gás em quase todos os países. Referência nisso, a China deve presenciar essa mudança ainda antes, em 2027 (BNEF, 2020).

Em particular, as aplicações em Eletrônica de Potência requerem controle com respostas na ordem de dezenas a centenas de microssegundos para funcionar corretamente. No entanto, o controle preditivo baseado em modelo (MPC) demanda uma maior carga computacional do que outras estratégias de controle. Como o poder computacional dos microprocessadores modernos tem aumentado dramaticamente, isso tornou possível implementar estratégias de controle mais complexas e inteligentes, como o MPC, em plataformas de *hardware* de controle. Portanto, esforços adicionais de pesquisa e desenvolvimento são ainda necessários para trazer esta tecnologia para o setor industrial e comercial. Assim, a proposta deste projeto é resumir o estado atual e analisar os avanços mais recentes na aplicação do MPC e utilizá-lo no conversor de três níveis com o neutro grampeado (3L-NPC, do inglês *three level neutral point clamped*). Dessa maneira, o projeto apresenta os avanços e desafios na implementação do MPC para Eletrônica de Potência em sua aplicação prática.

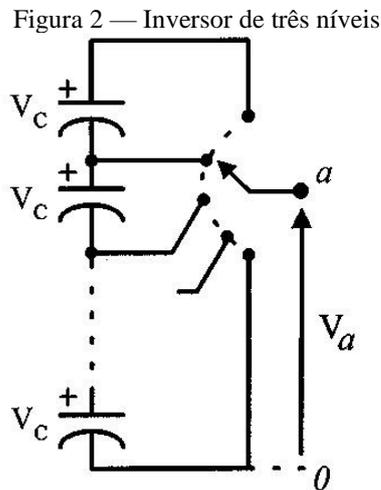
Recentemente, os conversores multiníveis utilizando fonte de tensão têm recebido uma atenção maior por parte da indústria no segmento de aplicações de alta potência. Seguindo pelo mesmo caminho, as indústrias começaram a exigir equipamentos com maiores potências, que agora atinge o nível de megawatt. Na atualidade, é difícil encontrar um único semicondutor de potência diretamente conectado em tensões elevadas (BO *et al*, 2013). A partir daí os inversores multiníveis surgiram como uma solução para operar dessa forma. Não obstante, eles têm recebido uma atenção maior por parte da indústria no segmento de aplicações de alta potência. O princípio básico desse equipamento é sintetizar no lado da carga uma tensão em forma de escada através dos vários níveis de tensão do barramento de tensão contínua (NABAE, 1981). A Figura 1 ilustra um diagrama esquemático de um braço de inversores com dois níveis convencionais. Os semicondutores de potência são representados por uma chave ideal que pode assumir várias posições.

Figura 1 — Inversor de dois níveis



Fonte: Rodriguez (2002).

Um inversor de dois níveis gera uma tensão de saída com dois valores (níveis) em relação ao terminal negativo do capacitor, enquanto o de três níveis gera três valores de tensões. Por fim, o inversor de n níveis gera n tensões, como ilustrado na Figura 2.



Fonte: Rodriguez (2002).

Pode-se classificar os conversores multiníveis em três principais categorias: os conversores em cascata (CHB, do inglês *cascaded h-bridge*), os conversores com capacitor flutuante (FLC, do inglês *flying capacitor converter*) e os conversores grampeados por ponto comum (NPC, do inglês *neutral point clamps*), como, por exemplo, o conversor multinível com grampeamento à diodo (DCMC, do inglês *diode-clamped multilevel converter*).

O desenvolvimento e a disponibilidade de dispositivos semicondutores que suportam um nível maior de tensão e operam em alta frequência faz que os conversores multiníveis tenham sua capacidade de operação proporcionalmente aumentada. Ademais, com conversores de três níveis, é possível obter uma faixa de operação de elevada potência.

A ênfase neste trabalho é na topologia do inversor de frequência de três níveis com neutro grampeado, a fim de modelar uma estratégia de controle para este. Para isso é aplicada a técnica de controle preditivo baseado em modelo com otimização de estados de chaveamento (OSV-MPC, do inglês *optimal switching vector model predictive control*), o qual consiste, resumidamente, em chavear o próximo nível de tensão dentro de um número finito de possibilidades, já conhecendo a resposta e o modelo da planta. Por fim, este trabalho propõe um algoritmo para controlar o inversor de três níveis com o neutro grampeado a diodo ligado a

um barramento ideal com parâmetros 220V/60Hz de fase com quatro fios (três fases e um neutro).

1.2 Objetivo Geral

O objetivo geral deste projeto de graduação é implementar a estratégia de controle preditivo baseado em modelo na otimização dos estados de chaveamento no controle de um NPC grampeado a diodo não isolado, modelando o sistema no *software* MATLAB/Simulink e utilizando-se de comparações descritivas e conclusivas dos resultados, a partir de uma estratégia com chaveamento de alta frequência.

1.3 Objetivos Específicos

Para alcançar esse objetivo geral, objetivos específicos foram definidos, a saber:

- Avaliar a performance geral do sistema em regime permanente;
- Garantir uma taxa de distorção harmônica da corrente inferior a 5%, em regime;
- Avaliar o controle OSV-MPC no inversor, analisando seu desempenho em regime transitório, utilizando-se de comparações descritivas e conclusivas dos resultados;
- Avaliar o controle preditivo numa situação de afundamento de umas das tensões;
- Controlar a corrente que flui pelo neutro do sistema;
- Garantir tanto robustez quanto rapidez do sistema de controle.

1.4 Metodologia

Em sua natureza, este trabalho é uma pesquisa aplicada, uma vez que gera conhecimentos para a solução de problemas específicos ligados ao controle de conversores de potência. Além disso, ele se aplica tanto em outros trabalhos quanto em possíveis implementações em bancada de testes, tampouco em outras aplicações que envolvam inversores de três níveis.

Em relação aos objetivos, trata-se de uma pesquisa explicativa, sabido que são discutidos fatores que afetam o controle do inversor e, portanto, identifica-se correlações entre variáveis dependentes do sistema e as variáveis não modeladas pelo controle preditivo.

No quesito procedimentos técnicos, utilizou-se da pesquisa bibliográfica para embasamento em conjunto com pesquisas experimentais, com objeto de estudo e variáveis de influência definidos. Por fim, o problema proposto foi abordado de forma quantitativa, levando em consideração as métricas para a avaliação do desempenho do controlador desenvolvido.

1.5 Organização do Trabalho

Primeiramente, no capítulo 2, realiza-se uma revisão literária sobre conversores, aprofundando-se no funcionamento dos inversores de tensão e, especificamente, no NPC de três níveis grampeado a diodo nas sessões 2.1.1 e 2.1.2, respectivamente. Neste ponto são apresentados os estados de chaveamento do citado inversor.

No capítulo 3, introduz-se o conceito do Controle Preditivo Baseado em Modelo, assim como suas diferentes classificações. Escolheu-se, dentre os diferentes modelos, o OSV-MPC para atuar no controle de corrente do NPC. Também é explicado, em uma seção exclusiva, sobre as funções de custo bem como as principais ponderações sobre elas.

Posteriormente, no capítulo 4, define-se o modelo proposto neste trabalho. Portanto, as equações de malha e o comportamento dinâmico da planta são apresentados e ponderados nessa sessão. Nessa mesma toada, o modelo discretizado das correntes, o modelo preditivo, a função de custo, e as especificidades do NPC utilizado são apresentadas neste capítulo.

No capítulo 5 são apresentadas as simulações e resultados. Utilizou-se o *Simulink* para emular o comportamento do modelo: em regime permanente; em regime transitório; e com desequilíbrio entre as fases. Na sequência mostra-se e discute-se acerca dos resultados obtidos em cada uma das simulações.

Por fim, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais e propostas de continuidade do trabalho.

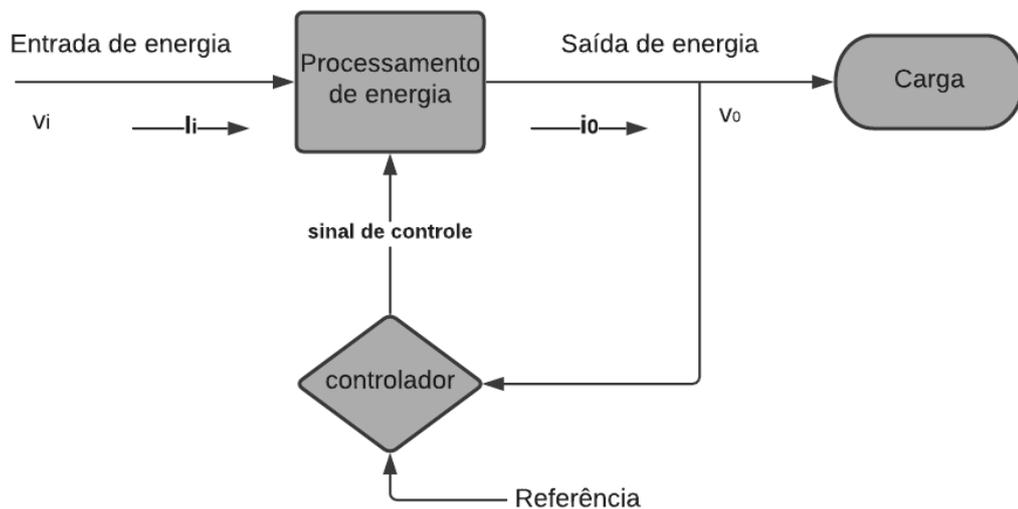
2 CONVERSOR NPC

2.1 Conversores

2.1.1 Inversores de Tensão

Os processos de conversão de energia geralmente consistem em mais de um estágio. Em uma extremidade tem-se a entrada de energia, na outra a carga e entre eles há o sistema de controle. Esse sistema de conversão é apresentado na Figura 3.

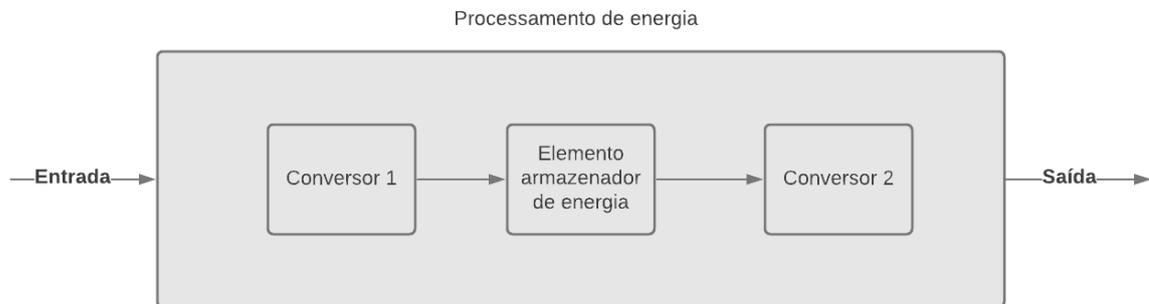
Figura 3 — Diagrama de blocos de um sistema eletrônico de potência



Fonte: Produção do próprio autor.

A operação de cada estágio pode ser desacoplada pela presença de elementos capazes de armazenar de energia, como capacitores e indutores. Portanto, a entrada de potência instantânea não precisa ser igual à potência instantânea de saída em conversores que possuem este tipo de elemento. Cada estágio de conversão de energia pode ser chamado de conversor. Desse modo, um conversor é um módulo básico (bloco de construção) do sistema eletrônico de potência como ilustrado na Figura 4. Assim, utiliza-se de dispositivos semicondutores de potência controlados por Eletrônica de Sinal (circuitos integrados) e, possivelmente, elementos armazenadores de energia (MOHAN *et al*, 2003). Desse modo, pode-se, por exemplo, alimentar um motor trifásico a partir de uma fonte de tensão em corrente contínua, ou seja, acioná-lo por meio de um banco de baterias.

Figura 4 — Estágios da conversão de energia



Fonte: Produção do próprio autor.

Os conversores de potência podem ser classificados, de maneira simplificada, pela forma da energia elétrica na entrada e na saída. Seguindo essa métrica, eles são agrupados em quatro principais tipos (MOHAN *et al*, 2003):

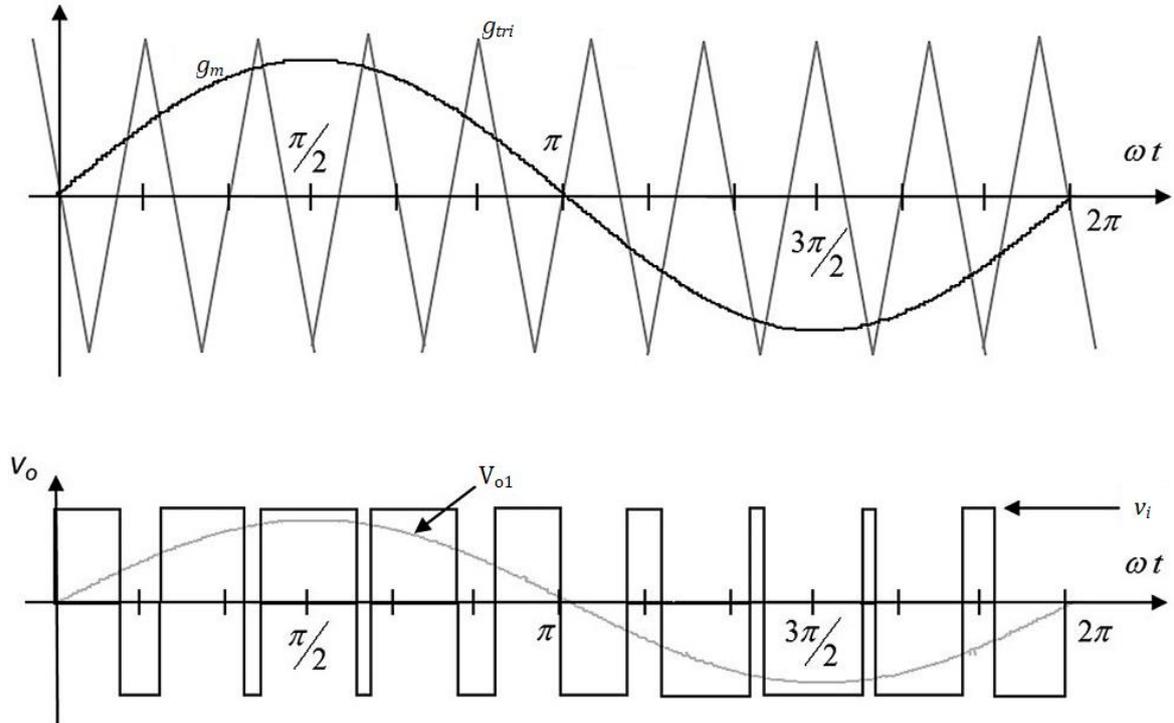
- Conversores CC-CC - converte corrente contínua em corrente contínua com uma sua saída controlada, como, por exemplo, o *Buck-Boost*.
- Conversores CC-CA - converte corrente contínua em corrente alternada com amplitude, fase e frequência controladas, como, por exemplo o inversor de tensão.
- Conversores CA-CC - converte corrente alternada em corrente contínua de tensão ou corrente controlada, como, por exemplo, o retificador a tiristor.
- Conversores CA-CA - converte corrente alternada em corrente também alternada com frequência, magnitude e fase controladas, como, por exemplo, o cicloconversor.

Na continuação desse capítulo é apresentada a topologia dos conversores CC-CA como inversores de tensão. Para ser mais específico, retificador se refere a um conversor quando o fluxo de potência médio é do lado CA para o CC. Inversor se refere ao conversor quando o fluxo de potência médio é do lado CC para o CA.

Para exemplificar o funcionamento do inversor CC para CA é adotado um modelo de controle simples já consolidado na literatura, assumido que a entrada é uma fonte de tensão e que o inversor comutado é modulado por largura de pulso (PWM, do inglês *pulse width modulation*) para controlar a tensão de saída.

A fim de que a saída do inversor seja senoidal com magnitude e frequência controláveis, uma senoide na frequência desejada é comparado com uma forma de onda triangular, como mostrado na Figura 5.

Figura 5 — Modulação PWM senoidal



Fonte: Martinelli (2018).

A estratégia aplicada nesta modulação é controlar a razão de tempo de fechamento das chaves semicondutoras com o objetivo de obter na saída um valor médio igual ao valor desejado. Um sinal modulador (g_m) é comparado com a portadora triangular (g_{tri}) de frequência maior. Quando o sinal modulador for maior que a portadora o nível lógico da saída será igual a 1, no caso contrário, isto é, g_m menor que g_{tri} , o nível lógico da saída será igual a 0, como ilustrado na Equação (1), e a tensão aplicada na carga tem sinal oposto.

$$sinal = \begin{cases} 0, & \text{se } g_m < g_{tri} \\ 1, & \text{se } g_m > g_{tri} \end{cases} \quad (1)$$

Como o sinal modulador é uma senoide, a saída do conversor V_o será uma tensão com a frequência fundamental igual do sinal modulador. A maior desvantagem desta técnica de

modulação é que para uma entrada de tensão contínua igual a V_{dc} , a região de modulação linear permanece entre $\left[-\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{2}\right]$ (MOHAN *et al*, 2003).

2.1.2 Inversor NPC com Diodos Grampeados

Os NPCs são conversores multiníveis, basicamente, constituídos por um conjunto de semicondutores (quatro em cada fase no inversor três níveis) onde cada par de semicondutores é grampeado no ponto de neutro (o ponto central) através de diodos. No barramento CC dois capacitores são conectados em série e no centro dos mesmos está localizado o ponto de neutro. Comutando a chave, as tensões dos capacitores do barramento CC são somadas, e uma tensão em forma de escada aparece no lado da carga do inversor. Para aumentar a potência operacional deve-se aumentar o número de capacitores e o número de semicondutores do conversor.

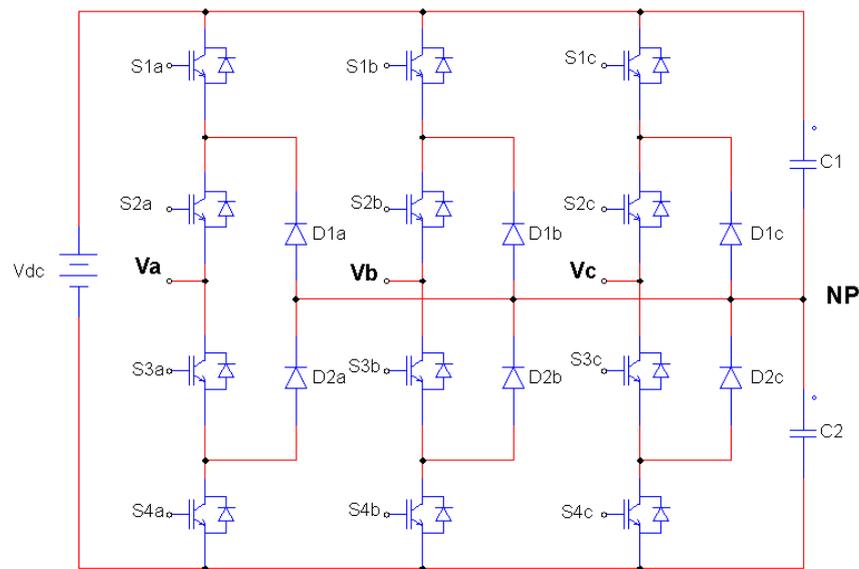
As principais características dos conversores NPC com vários níveis quando comparadas com os de apenas dois níveis são: a sua capacidade de gerar tensões nos terminais de saída do conversor com menor distorção harmônica (THD, do inglês *total harmonic distortion*) proporcionando um espectro de tensão com melhor qualidade; a capacidade de operar com menor frequência de chaveamento; de trabalhar com maior potência e menores taxas de variação de tensão em cima dos semicondutores (PINTO, 2005).

De maneira geral, o conversor com diodos de grampeamento com n níveis consiste de $n - 1$ capacitores no elo contínuo, sintetizam n níveis nas tensões de fase e $2n - 1$ níveis para as tensões de linha.

Considerando uma tensão total V_{dc} na barra contínua cada capacitor aplica uma tensão de $V_{dc}/(n - 1)$. Nesse caso cada elemento armazenador de energia disponibiliza a tensão de $V_{dc}/2$ conseqüentemente cada chave ativa será submetida ao nível de tensão de apenas um capacitor ($V_{dc}/2$), através dos diodos de grampeamento.

A Figura 6 mostra o conversor NPC de três níveis com diodos de grampeamento.

Figura 6 — Inversor NPC com diodos grampeados



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

As vantagens desta topologia é que seus princípios podem ser generalizados para inversores com maior número de níveis, quanto maior o número de níveis, menor o conteúdo harmônico de tensão, os semicondutores são submetidos a tensões equivalentes a metade da tensão do barramento contínuo e o primeiro grupo de tensões harmônicas está localizado em torno de duas vezes a frequência de chaveamento. Por outro lado, as suas principais desvantagens são: em primeiro lugar, para topologias com mais de três níveis, os diodos de grampeamento ao ponto de neutro estão sujeitos a níveis de tensão elevados da ordem apresentada na Equação (2) (Pinto, 2005).

$$V_{dc} \cdot \left(\frac{n-1}{n} \right) \quad (2)$$

Sendo V_{dc} a tensão no barramento contínuo e n o número de níveis do conversor. Portanto a conexão série dos diodos deve ser utilizada e quando o número de níveis for suficientemente grande e o número de diodos requeridos pelo conversor tornam a implementação inviável, ademais, esta topologia requer diodos de grampeamento no ponto de neutro de alta velocidade para suportar a condução da corrente de carga.

Outro ponto para se notar é que a frequência de chaveamento deve ser baixa para evitar perdas por chaveamento e problemas com interferências eletromagnéticas (EMI) e que o sistema de

controle para manter o equilíbrio de tensão entre os capacitores do barramento CC se torna muito complexo para inversores com mais de três níveis (PINTO, 2005).

Neste projeto é utilizado o NPC de três níveis com o neutro grampeado a diodo que é composto de 6 diodos e 12 chaves ativas das quais 6 são transistores principais, a saber: S_{1a} e S_{4a} na fase A; S_{1b} e S_{4b} na fase B e S_{1c} e S_{4c} na fase C. Os outros 6 transistores são auxiliares e anexam o terminal de saída ao ponto de neutro do barramento contínuo em conjunto com os diodos, sendo: S_{2a} , S_{3a} , D_{1a} e D_{2a} na fase A; S_{2b} , S_{3b} , D_{1b} e D_{2b} na fase B e S_{2c} , S_{3c} , D_{1c} e D_{2c} na fase C.

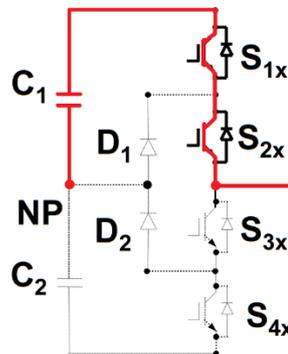
O ponto central entre C_1 e C_2 é definido como o ponto de neutro (NP). A tensão de saída é a diferença de potencial entre os terminais V_x e NP, ela possui três estados, conforme apresentado em (3):

$$V_x = \left\{ \frac{V_{dc}}{2}, 0, -\frac{V_{dc}}{2} \right\} \quad (3)$$

Onde V_x representa as tensões de fase na saída do conversor. Para obter essas saídas é empregada a seguinte logica:

Acionando as chaves S_{1x} e S_{2x} das respectivas fases obtém-se nos terminais de saída metade da tensão V_{dc} , conforme a Figura 7.

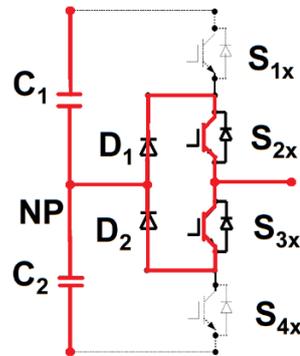
Figura 7 — Ciclo positivo



Fonte: Produção do próprio autor.

Quando se aciona as os transistores S_{2x} e S_{3x} , com a presença dos diodos D_{1x} e D_{2x} , obtém-se o nível 0 (tensão zero) nos terminais de carga, conforme a Figura 8.

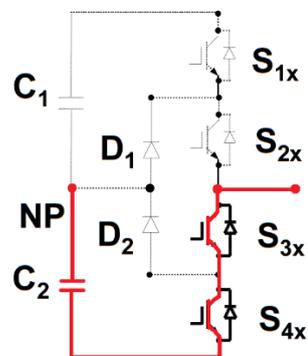
Figura 8 — Ciclo neutro (zero)



Fonte: Produção do próprio autor.

Ao se acionar as chaves S_{3x} e S_{4x} aplica-se, na saída, metade do valor negativo da tensão de entrada ($-V_{dc}/2$), como ilustrado na Figura 9.

Figura 9 — Ciclo negativo

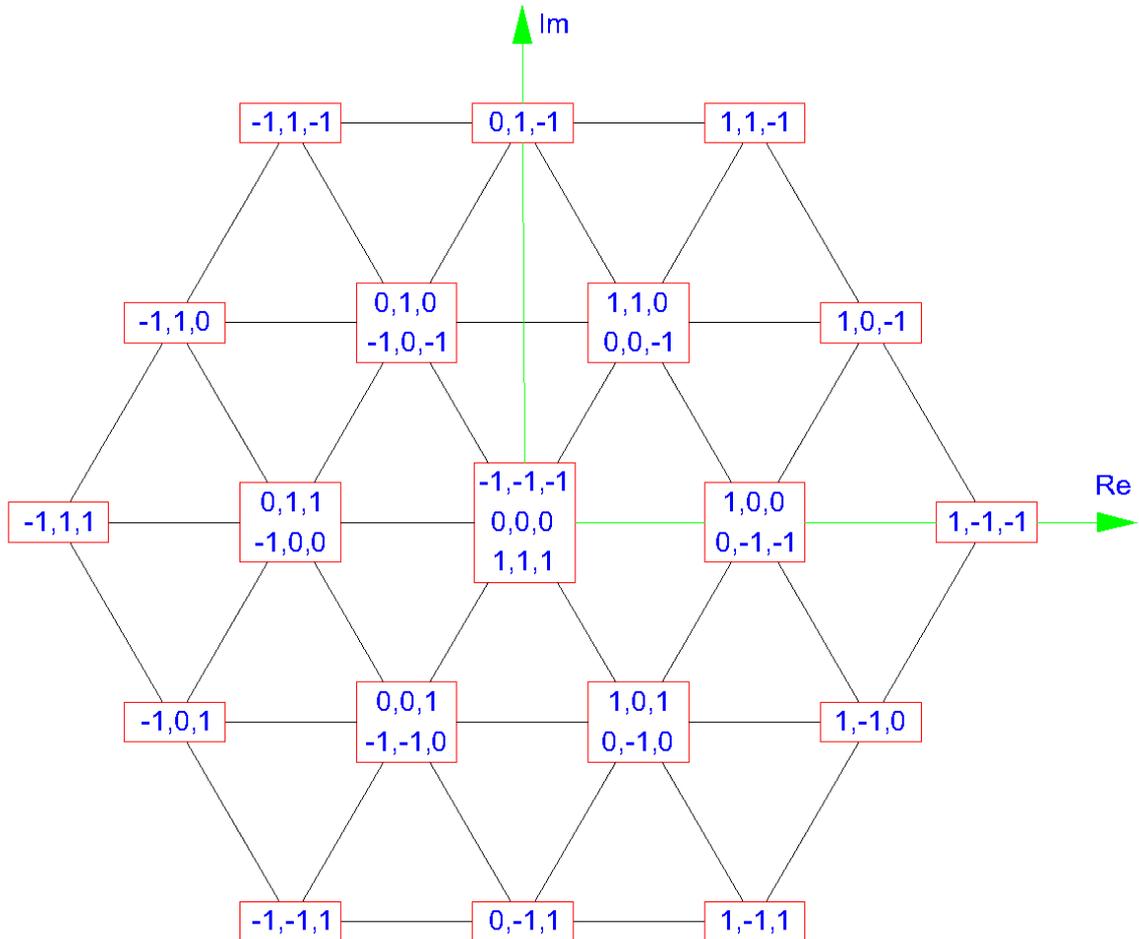


Fonte: Produção do próprio autor.

Uma vez que as tensões de saída podem assumir três níveis, há um total de 27 estados válidos de chaveamento para serem escolhidos. O estado (1) significa que a tensão de saída é positiva, portanto, os respectivos IGBTs estão em condução. Já o estado (0) significa que tensão de saída é zero. O estado (-1) significa que a tensão de saída é negativa. Os três dígitos correspondem ao estado das fases abc do conversor respectivamente. Dessa forma, o estado de chaveamento (100) significa que apenas a fase (a) é positiva e as fases (b) e (c) são nulas. Portanto, os IGBTs representados pelas chaves S_{1x} e S_{2x} , para a fase (a), estão acionadas.

Para as fases (b) e (c), as chaves S_{2x} e S_{3x} estão acionadas, o que gera tensão nula nas pernas das respectivas fases. Por fim, a disposição dos vetores de tensão do NPC pode ser representada através do diagrama *space vector*, como mostra a Figura 10.

Figura 10 — Vetores de tensão NPC



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Avaliando os vetores de tensão nota-se que existem sobreposições nos estados de chaveamento quanto às tensões sintetizadas. Ao todo, são 19 possíveis vetores a serem sintetizados. Isso ocorre, pois, determinados vetores possuem redundância causadas pelas tensões de fase que os sintetizam. O número de redundâncias no diagrama *space-vector* decresce linearmente para quanto mais externo o anel formado pelos vetores (PEDROSO; SCALCON; NICOLINI; PINHEIRO; RECH, 2019).

De fato, cada fase pode ser conectada ao ponto positivo, negativo ou neutro do barramento CC. Neste último caso, o fato da saída da fase ser conectada ao ponto de neutro gera distúrbio nas correntes que circulam pelo conversor. Os vetores que vêm em pares, notadamente, geram as

mesmas tensões linha a linha. Contudo, um deles conecta uma corrente de fase ao ponto NP sem alterar o sinal da corrente e o outro conecta a corrente de fase com o sinal negativo. A maioria dos esquemas de balanceamento de tensão NP dependem de alguma forma de manipulação dos citados vetores em um par, uma vez que a duração relativa dos vetores positivos e negativos em um par é geralmente ajustada para compensar o erro no acoplamento (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2000). Os vetores que geram corrente circulante pelo neutro estão sumarizados no Quadro 1.

Quadro 1 — Estados de chaveamento e corrente de neutro

Estado	Vetores			Corrente de Neutro
1	0	0	0	0
2	1	1	1	0
3	-1	-1	-1	0
4	1	-1	-1	0
5	-1	1	-1	0
6	-1	-1	1	0
7	-1	1	1	0
8	1	1	-1	0
9	1	-1	1	0
10	1	0	0	-ia
11	0	-1	-1	ia
12	-1	0	-1	-ib
13	0	1	0	ib
14	0	0	1	-ic
15	-1	-1	0	ic
16	0	1	1	ia
17	-1	0	0	-ia
18	1	1	0	ic
19	0	0	-1	-ic
20	1	0	1	ib
21	0	-1	0	-ib
22	-1	1	0	ic
23	-1	0	1	ib
24	1	0	-1	ib
25	1	-1	0	ic
26	0	1	-1	ia
27	0	-1	1	ia

Fonte: Produção do próprio autor.

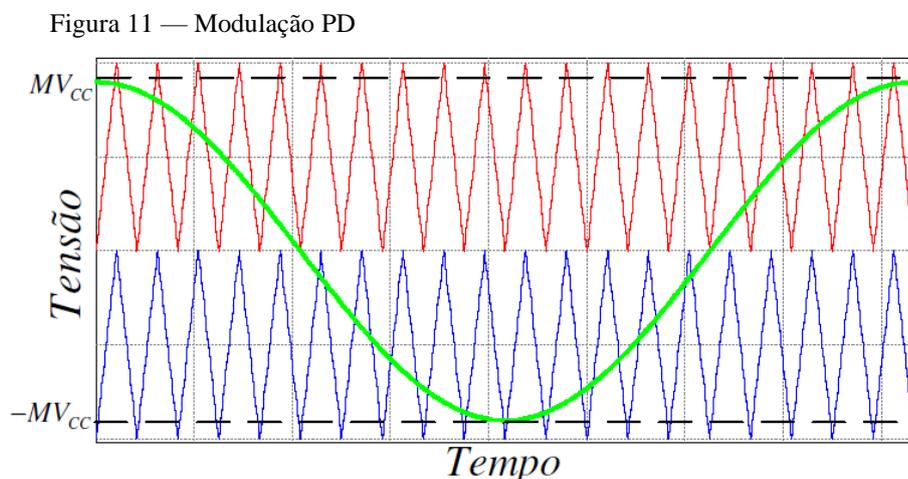
As mais variadas técnicas de modulação podem ser aplicadas ao conversor NPC. Destacam-se a modulação senoidal com deslocamento de nível, a modulação com injeção do terceiro

harmônico e a modulação vetorial. As principais técnicas com modulação por largura de pulso senoidal com múltiplas portadoras deslocadas em nível (LSMPWM, do inglês *level shifted multicarrier pulse width modulation*), para o conversor com diodos de grampeamento, utilizam:

- Disposição de fase (PD, do inglês *phase disposition*), na qual todas as portadoras estão em fase;
- Disposição de fase oposta (POD, do inglês *phase opposition disposition*), na qual as portadoras acima do nível zero estão defasadas das portadoras abaixo do nível zero por 180° ;
- Disposição de fase oposta e alternada (APOD, do inglês *alternatve phase opposition disposition*), na qual as portadoras adjacentes são deslocadas 180° uma em relação à outra.

Para o caso específico do NPC de três níveis, as modulações POD e APOD são equivalentes. Ademais, a modulação PD apresenta um melhor desempenho harmônico. Para esta técnica de modulação, quando o número de níveis $n = 3$, o processo de modulação é descrito como segue (Holmes; Lipo, 2003):

As 2 portadoras são arranjadas de tal forma que cada portadora está em fase. O conversor é chaveado em $(+V_{cc})/2$ quando a referência é maior que ambas as portadoras. O conversor é chaveado em zero quando a referência é maior que a portadora inferior e menor que a portadora superior. O conversor é chaveado em $(-V_{cc})/2$ quando a referência é menor que ambas as portadoras. A modulação PD é ilustrada na Figura 11.



Fonte: Santos (2011).

3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

3.1 Estado da Arte

De acordo com Vazquez e outros (2017), o controle preditivo baseado em modelo (*Model Predictive Control* – MPC) é uma estratégia de controle não-linear que originalmente foi introduzido na indústria de processo, mas que ultimamente teve um papel inovador e vem sendo amplamente aplicado na Eletrônica de Potência. O modelo de controle preditivo tem sido um tópico importante na pesquisa e desenvolvimento por mais de três décadas. Nos últimos anos, graças a avanços na tecnologia e microprocessadores, foi proposta e estudada como alternativa promissora no controle de *driver* e conversores de potência.

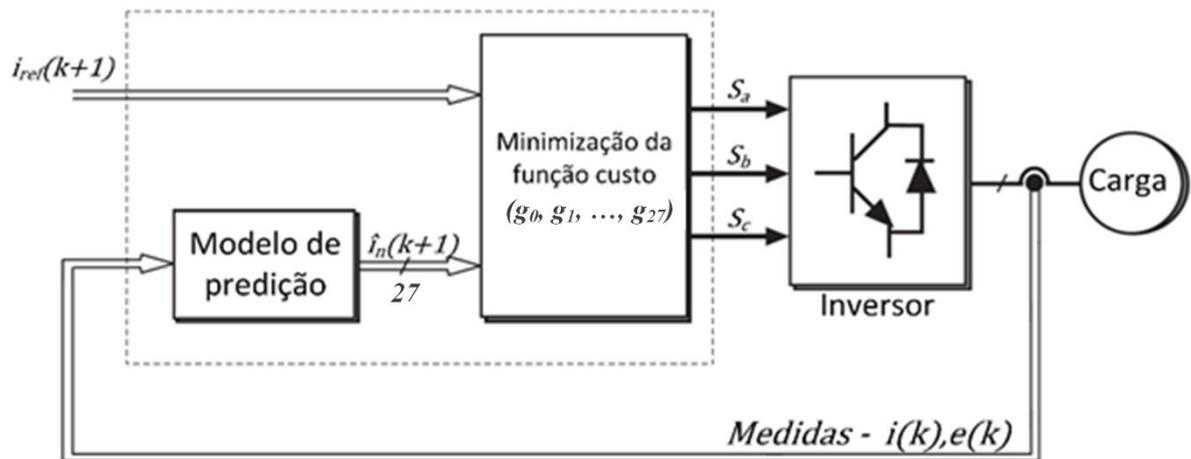
O MPC apresenta várias vantagens. Por exemplo, pode ser usado em uma variedade de processos, simples de aplicar em sistemas multivariáveis e apresenta uma resposta dinâmica rápida. Além disso, permite que não linearidades e restrições sejam incorporadas à lei de controle de maneira direta, ainda pode incorporar *loops* de controle aninhados em apenas um *loop* (MORARI, LEE, 1999).

Apesar do controle preditivo trabalhar em malha aberta, ao ser repetido em cada instante de amostragem, ele se comporta como um controle realimentado em malha fechada baseado na otimização, o que faz com que sua resposta dinâmica seja rápida diante de variações de referência ou perturbações.

MPC utiliza explicitamente o modelo do sistema a ser controlado. De maneira geral, ele define sua ação de controle minimizando uma função de custo que descreve o comportamento desejado do sistema. Esta função de custo compara a saída prevista do sistema com uma referência. A cada tempo de amostragem, o controlador calcula uma sequência de ação de controle que visa minimizar a função de custo. Contudo, apenas o primeiro elemento desta sequência é aplicado ao sistema. Conforme ilustrado na Figura 12.

O controlador, configurado previamente a partir do modelo da carga, utiliza as medições de correntes e tensões de linha para calcular os estados futuros possíveis ($k + 1$).

Figura 12 — Controlador MPC-FCS



Fonte: Martinelli (2018).

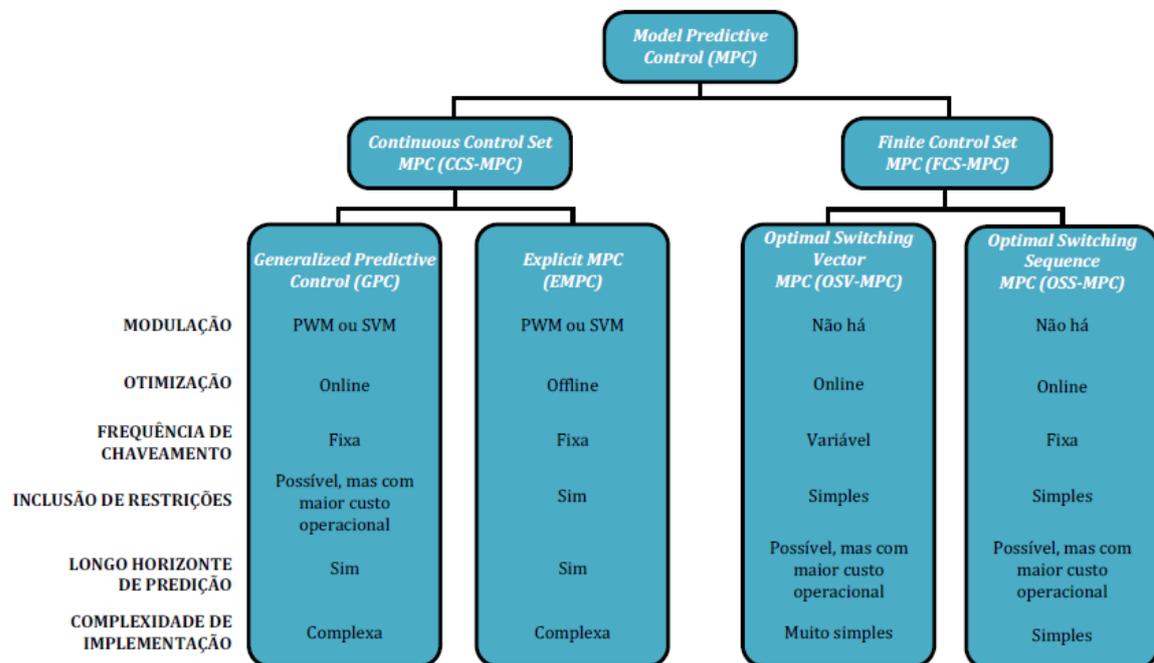
Nota: Adaptado pelo autor.

Através do modelo de previsão, o controlador calcula o valor de I_{k+1} substituindo cada um dos vetores espaciais de tensão que o conversor pode sintetizar. Em seguida, o controlador utiliza as informações de referência e dos estados previstos para minimizar uma função custo projetada.

Os métodos de controle preditivo são classificados com base no tipo de otimização do problema, ou seja, se for um problema de otimização de número contínuo ou de estados finitos e são separados conforme essa natureza, como apresentado na Figura 13.

O conjunto de controle contínuo MPC (CCS-MPC, do inglês *continuous control set model predictive control*) calcula um sinal de controle contínuo e, em seguida, usa um modulador para gerar a tensão de saída desejada no conversor de energia. A estratégia de modulação pode ser qualquer uma que seja válida para a topologia do conversor utilizado. A principal vantagem do CCS-MPC é que produz uma frequência de chaveamento fixa, contudo, possui alta complexidade de implementação. Dentro deste grupo estão as estratégias mais utilizadas para aplicações em Eletrônica de Potência: o controle preditivo generalizado (GPC, do inglês *generalized predictive control*) e o MPC explícito (EMPC, do inglês *explicit model predictive control*). GPC é útil para problemas lineares e irrestritos já o EMPC permite que o usuário trabalhe com não lineares e restrições dos sistemas. O principal problema do GPC e do EMPC, quando aplicado para conversores de energia, é que ambos apresentam uma formulação complexa do problema do controle preditivo baseado em modelo (VAZQUEZ et al, 2017).

Figura 13 — Subdivisões do MPC



Fonte: Oliveira (2020).

Por outro lado, o conjunto de controle finito (FCS-MPC, do inglês *finite control set model predictive control*) leva em consideração a natureza discreta do conversor de potência para formular o algoritmo MPC e não requer um modulador externo.

O FCS-MPC pode ser dividido em dois tipos: o controle preditivo baseado em modelo com otimização de estados de chaveamento (OSV-MPC, do inglês *optimal switching vector model predictive control*) e o controle preditivo baseado em modelo com otimização de sequências de chaveamento (OSS-MPC, do inglês *optimal switching sequence model predictive control*).

A estratégia OSV-MPC é atualmente a mais popular para aplicações em Eletrônica de Potência. Segundo Holtz (1983), o OSV-MPC foi a primeira técnica usada para Eletrônica de Potência. Por este motivo, pode ser encontrado na literatura referido apenas como FCS-MPC. Ele utiliza um vetor das possíveis tensões de saída do conversor de potência como o conjunto de controle. Além disso, apenas calcula as previsões para este conjunto de controle e reduz o problema para um algoritmo de pesquisa enumerado. Isto torna a formulação da estratégia do MPC muito intuitiva. A principal desvantagem do OSV-MPC é que apenas um vetor de tensão de saída é aplicado durante todo o período de comutação. Sem contar que, a menos que uma restrição

adicional seja adicionada, o mesmo vetor de tensão de saída pode ser usado durante várias mudanças consecutivas períodos. Portanto, em geral, ele gera uma mudança de variável frequência (VAZQUEZ et al, 2017).

O OSS-MPC resolve este problema pois visa produzir uma sequência de pulsos de chaveamento que, em um determinado período de tempo, minimiza a função de custo desejada. Desta forma, ele leva o tempo em consideração como uma variável de decisão adicional, ou seja, os interruptores instantâneos mudam de estado, que de certa forma se assemelha a um modulador PWM no problema de otimização. (VAZQUEZ et al, 2017).

Em geral, os algoritmos MPC requerem uma quantidade significativa de cálculos. O CCS-MPC geralmente tem um menor cálculo custo do que o FCS-MPC porque calcula parte ou toda a otimização problema *off-line*. Por este motivo, o CCS-MPC pode abordar problemas com longo horizonte de previsão. Por exemplo, o GPC usa uma expressão para calcular a ação de controle que pode ser calculada de antemão, portanto, limitando a carga de computação *online* (em tempo real). Por outro lado, EMPC calcula e armazena a solução ótima do problema *off-line*, então os cálculos online são limitados a um algoritmo de pesquisa. Em contrapartida, o FCS-MPC requer que o problema de otimização, que envolve uma grande quantidade de cálculos, sejam resolvidos *online*. Por este motivo, o FCS-MPC é geralmente limitado a problemas com curtos horizontes de previsão em Eletrônica de Potência.

Comparando se o OSS-MPC e o OSV-MPC, este tem um custo computacional maior que aquele. Dito isto, neste projeto é utilizado o OSV-MPC, pois, a cada instante de amostragem o controlador digital predirá as variações futuras das grandezas de interesse para cada estado de chaveamento possível baseado no modelo, nas medidas e nos estados presentes do sistema. Após esta varredura, o estado de chaveamento com o menor custo é selecionado e aplicado no conversor, dispensando, assim, a necessidade de uma técnica de modulação.

3.2 Função de Custo

A abordagem do controle preditivo baseado em modelo é resolver um problema de otimização a fim de definir o sinal de controle a ser aplicado ao sistema. A função de custo representa o

comportamento desejado para o sistema. Portanto, o MPC calcula os valores possíveis para ela, minimizando-a.

Uma função de custo pode ser complexa dependendo de quais variáveis e os objetivos de controle são considerados. No entanto, essas variáveis dependem apenas da aplicação em estudo. As funções de custo costumeiramente utilizadas podem ser observadas no Quadro 2.

Quadro 2 — Funções de custo

Objetivo	Função de Custo
Controle de corrente	$g_i = i_{ref} - i^* $
Controle de tensão	$g_v = v_{ref} - v^* $
Controle de fluxo de potência	$g_{pq} = P_{ref} - P^* + Q_{ref} - Q^* $
Controle da tensão do <i>link</i> CC	$g_{vcc} = v_{ccref} - v_{cc}^* $
Controle das perdas de chaveamento	$g_{chave} = \sum_{j=1}^{Nc} \Delta i_{c,j} * \Delta v_{ce,j}$

Fonte: Produção do próprio autor.

Escolher a função de custo adequada não é trivial, mesmo quando envolver apenas uma variável de controle. Por exemplo, as equações (4) e (5) são adequadas para um controle de corrente.

$$g_i = |i_{ref} - i^*| \quad (4)$$

$$g_i = (i_{ref} - i^*)^2 \quad (5)$$

Ambas fornecem desempenho semelhante para o problema de rastreamento de corrente quando a função de custo considera apenas um componente, como em conversores de energia monofásicos. No entanto, quando esta função de custo considera mais de um termo, como em sistemas trifásicos, a corrente de saída real apresenta características diferentes, como espectro harmônico, distorção harmônica total, valor de raiz quadrada média, etc. (RODRIGUEZ; CORTES, 2012). A seleção da função de custo correta é mais difícil quando vários objetivos de controle são incluídos no problema de otimização.

Nos casos que o MPC lida com vários objetivos de controle simultaneamente, um fator de ponderação (P) deve ser incluso na função de custo, como mostrada na Equação (6).

$$g_i = P \times |i_{ref} - i^*| \quad (6)$$

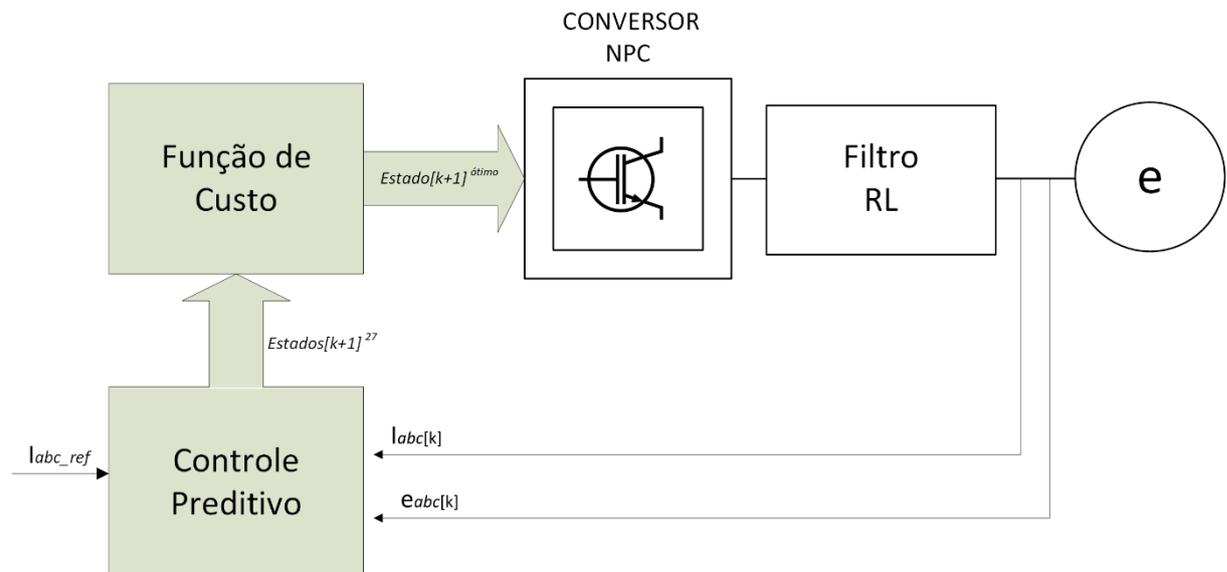
Em geral, casos que envolvem variáveis de diferentes naturezas dificultam a seleção dos fatores. Isso porque essas variáveis geralmente têm ordens de grandeza diferentes. Portanto, eles não contribuem igualmente para o valor da função de custo. De fato, suas escolhas têm influência direta no desempenho do sistema. Não é fácil defini-los adequadamente para alcançar o comportamento desejado do sistema. Normalmente, o procedimento consiste em uma abordagem heurística. Desta forma, as figuras de mérito são definidas dependendo da aplicação, e um conjunto de simulações ou experimentos são realizados para encontrar o melhor valor (CORTES *et al*, 2009). No fim, é necessário um grande número de simulações ou experimentos e, portanto, o processo requer um período de tempo de desenvolvimento considerável. Para reduzir esse tempo, técnicas de ramificação e limite podem ser usadas para buscar valores de fator de ponderação adequados (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

4 MODELO PROPOSTO

Sabendo-se que os capítulos anteriores serviram como introdução geral dos conceitos e componentes englobados neste projeto, adiante, o modelo final é apresentado. Partindo da Eletrônica de Potência até chegar à estratégia de controle.

O esquema representado pela Figura 14 mostra o cerne da estratégia abordada aqui. A saber: um inversor trifásico NPC de três níveis conectado a uma rede 220V de linha, frequência de 60Hz, por meio de quatro fios. Entre eles há um filtro RL que serve para suavizar a forma de onda na saída.

Figura 14 — Esquemático do sistema proposto

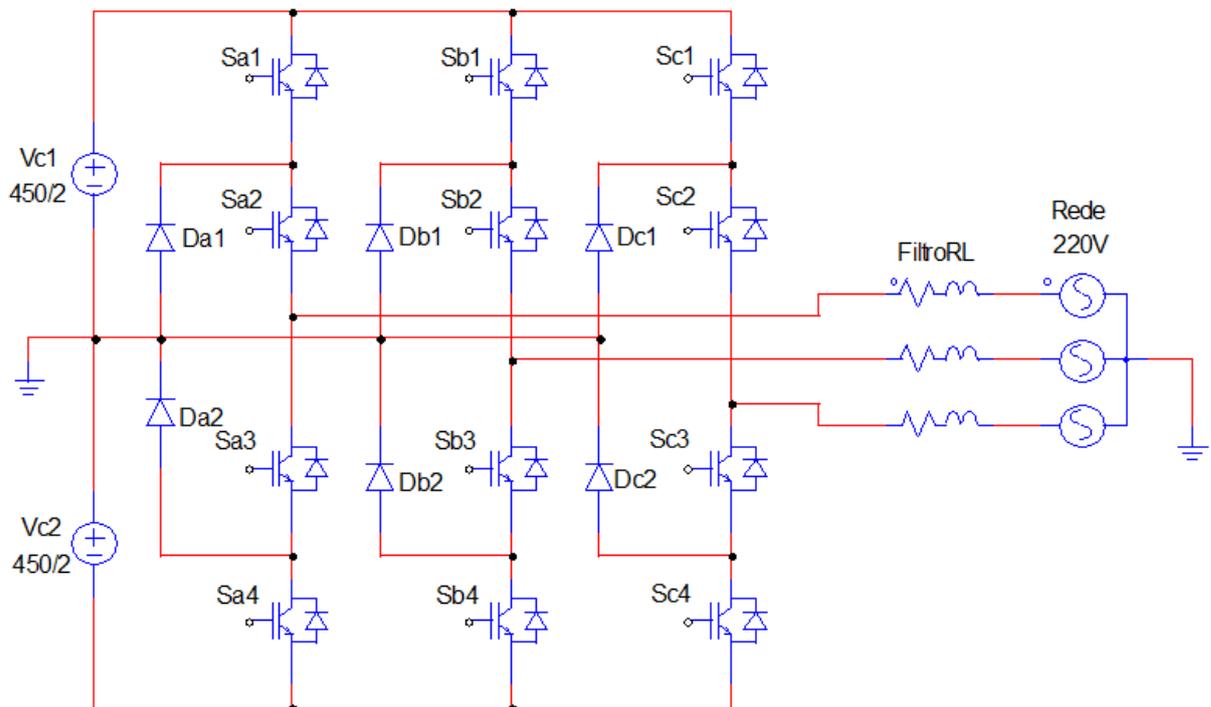


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

A estratégia aplicada é a FSC-MPC. Ela é dividida em duas etapas. O módulo responsável por descrever o comportamento do sistema é o modelo preditivo. Aquele responsável pela otimização dos estados foi denominado de função de custo. As variáveis controladas são as correntes das fases (I_a , I_b , I_c) e a que circula pelo neutro (I_n).

Além disso, os capacitores do elo CC do conversor NPC serão considerados como fontes ideais que terão metade do valor da fonte de tensão, uma vez que, em regime, o valor das tensões dos capacitores deve permanecer constante para fornecer a tensão adequada nas pernas do inversor. As considerações feitas até aqui resultam na estrutura do inversor apresentada na Figura 15.

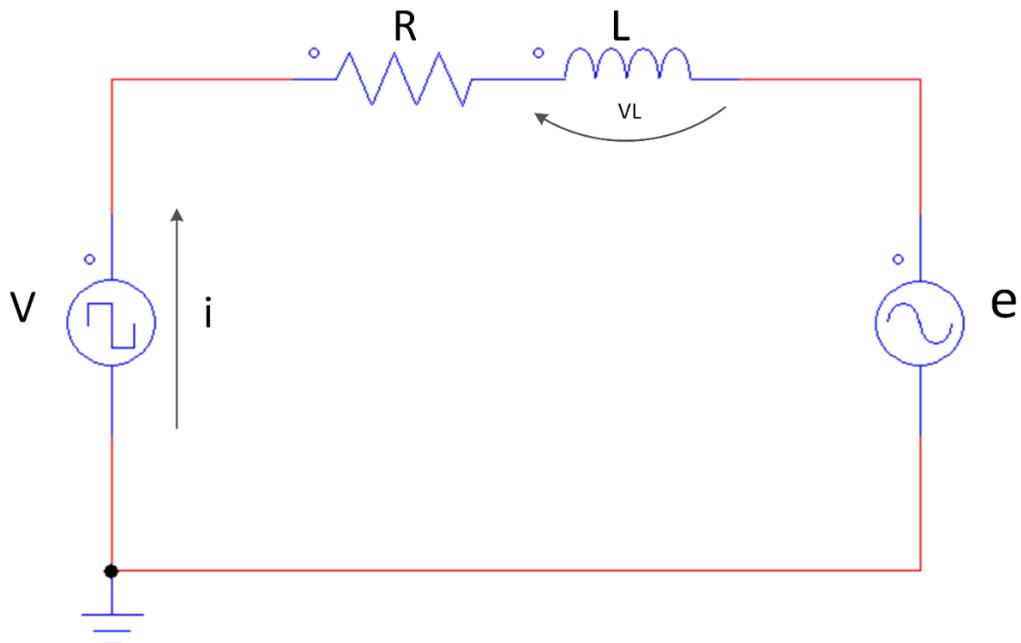
Figura 15 — Estrutura proposta



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Para melhor entendimento, simplifica-se cada uma das pernas do NPC. Elas podem ser interpretadas como uma fonte chaveada. O circuito RL e a fonte de tensão da rede são representadas como equivalentes monofásicos, como ilustrado na Figura 16.

Figura 16 — Simplificação do sistema



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Considerando a simplificação para uma perna do NPC, o modelo contínuo para a dinâmica da corrente para a fase a , i_a pode ser obtido usando a Lei de *Kirchhoff* através da equação (7).

$$V_{an}(t) = L \frac{di_a(t)}{dt} + Ri_a(t) + e_a(t) \quad (7)$$

Percebe-se que a tensão da fase a sintetizada pelo inversor é igual à soma da queda da tensão no indutor e na resistência com a tensão gerada na fase a da fonte. Isolando a derivada da corrente da equação anterior, obtém-se (8):

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L} [V_{an}(t) - e_a(t) - Ri_a(t)] \quad (8)$$

Assumindo que as variáveis se mantêm constante durante um período de amostragem T_S , é possível obter um modelo no tempo discreto da Equação (8). Um método de Euler direto pode ser usado para determinar a previsão de corrente de linha futura do inversor NPC considerando todos os vetores de tensão possíveis e o período de amostragem. Portanto, a derivada da corrente i_a na equação (8) pode ser representada como o estado da corrente futura (instante $k + 1$) menos o estado da corrente atual (instante k) dividido pelo tempo (T_S) entre as duas amostragens, conforme a Equação (9).

$$\frac{di_a(t)}{dt} \approx \frac{i_a(k + 1) - i_a(k)}{T_S} \quad (9)$$

Analogamente, o lado direito da Equação (8) fica da seguinte forma no domínio discreto:

$$\frac{1}{L} [V_{an}(t) - e_a(t) - Ri_a(t)] = \frac{1}{L} [V_{an}(k + 1) - e_a(k) - Ri_a(k)] \quad (10)$$

Dado que a frequência da rede é muito menor que a frequência de comutação dos IGBTs, as variáveis $e_a(k)$ e $i_a(k)$ representam os valores discretizados da fonte e da corrente da fase a respectivamente. R e L são parâmetros do filtro e podem ser considerados valores constantes. A variável $V_{an}(k + 1)$ assume uma das tensões que o NPC pode sintetizar no instante futuro.

Por fim, igualando (9) com (10) obtém-se a Equação (11), que representa a Equação (8) no domínio discreto.

$$\frac{i_a(k+1) - i_a(k)}{T_S} = \frac{1}{L} [V_{an}(k+1) - e_a(k) - Ri_a(k)] \quad (11)$$

Como se deseja fazer o controle por corrente, isola-se o termo $i_a(k+1)$ e obtém-se a Equação (12).

$$i_a(k+1) = \frac{T_S}{L} \left[v_{an}(k+1) - e_a(k) - \left(R - \frac{L}{T_S} \right) i_a(k) \right] \quad (12)$$

Nota-se que, na Equação (12), $v_{an}(k+1)$ representa uma das $N = 27$ possibilidades de tensão para a fase a que o inversor de frequência consegue sintetizar no instante futuro, ao passo que $i_a(k+1)$ representa a corrente no instante futuro correspondente a cada uma dessas N tensões. Por conseguinte, a Equação (12) fica melhor representada da seguinte forma:

$$i_a^{27}(k+1) = \frac{T_S}{L} \left[v_{an}^{27}(k+1) - e_a(k) - \left(R - \frac{L}{T_S} \right) i_a(k) \right] \quad (13)$$

De forma análoga, chega-se à mesma expressão de corrente predita para as fases b e c quando consideramos todas as tensões possíveis para essas fases. Assim, pode-se afirmar que (14) e (15) são expressões para $i_b^{27}(k+1)$ e $i_c^{27}(k+1)$, respectivamente.

$$i_b^{27}(k+1) = \frac{T_S}{L} \left[v_{bn}^{27}(k+1) - e_b(k) - \left(R - \frac{L}{T_S} \right) i_b(k) \right] \quad (14)$$

$$i_c^{27}(k+1) = \frac{T_S}{L} \left[v_{cn}^{27}(k+1) - e_c(k) - \left(R - \frac{L}{T_S} \right) i_c(k) \right] \quad (15)$$

Para que o conversor funcione corretamente, faz-se necessário o controle da corrente que flui pelo neutro do sistema. Ela pode ser descrita pela Equação (16), no domínio discreto.

$$i_n^{27}(k+1) = i_a^{27}(k+1) + i_b^{27}(k+1) + i_c^{27}(k+1) \quad (16)$$

No fim, a função custo (g_{k+1}^{27}) calcula o erro entre a corrente de referência (i_{ref}) e cada uma das 27 correntes preditas na etapa anterior, o que fornece 27 diferentes erros.

$$g_{k+1}^{27} = P \times (i_{ref} - i_{k+1}^{27})^2 \quad (17)$$

Assim, a função de custo utilizada nesse projeto tem como objetivo minimizar o erro das três correntes de fase e da corrente de neutro simultaneamente. Por fim, substituindo as ditas correntes na Equação (17), obtemos a Equação (18).

$$g_{k+1}^{27} = P_{ia} \times (i_{a_{ref}} - i_{a[k+1]}^{27})^2 + P_{ib} \times (i_{b_{ref}} - i_{b[k+1]}^{27})^2 + P_{ic} \times (i_{c_{ref}} - i_{c[k+1]}^{27})^2 + P_{in} \times (i_{n_{ref}} - i_{n[k+1]}^{27})^2 \quad (18)$$

Os pesos para as correntes de fase (P_{ia} , P_{ib} e P_{ic}) possuem valor unitário. O peso da corrente de neutro (P_{in}) possui, também, valor igual a 1.

Posteriormente, o estado de chaveamento ($S_{ótimo}$) que fornece o menor erro (g_{min}) é aplicado no conversor no próximo tempo de amostragem, conforme a Equação (19).

$$g_{min} = \text{minimo}(g_{k+1}^{27}) \quad (19)$$

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

5.1 Introdução

O comportamento do inversor NPC grampeado a diodo conectado a um barramento infinito é analisado por meio de simulações na plataforma *Simulink* do *software* MATLAB. Nesta toada, é verificado não só seu desempenho em regime permanente e transitório, mas também quando há pequeno desequilíbrio nas tensões de linha (situação comum nas aplicações reais). Não obstante, é considerado duas configurações para o NPC, a saber:

- Mudança de referência trifásica para 0,5 pu;
- Afundamento de 0,5 pu apenas na fase A.

Nessa perspectiva, considerou-se o sistema com da Figura 14 para as análises. Além disso, a estratégia de controle FSC-MPC é comparada com o controle PI com PWM tradicional. É necessário, conseqüentemente, projetar os componentes do conversor de modo a garantir que ele funcione adequadamente nas condições nominais que serão estabelecidas.

5.2 Projeto dos Componentes

O barramento infinito foi considerado como uma rede trifásica 220V, 60Hz e equilibrada. Para cálculo da tensão do *link* CC foi utilizado a relação mostrada na Equação (20):

$$V_{fP} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad (20)$$

Em que V_{fP} é a tensão de pico de fase da fundamental e V_{dc} é a tensão no *link* CC e m_a é o índice de modulação.

Isolando se V_{dc} na Equação (20) e obtém-se (21):

$$V_{dc} = \frac{2V_{fP}}{m_a} \quad (21)$$

A amplitude do componente de frequência fundamental da tensão de saída varia linearmente com ma (desde que $ma \leq 1,0$). Portanto, o intervalo de ma de 0 a 1 é referido como o intervalo linear (MOHAN, 2003). Usualmente utiliza-se como valor para o índice de modulação a referência de 0,8. Isto se justifica, pois, este valor é capaz de entregar uma boa resposta harmônica e ainda possuir uma folga em relação ao valor unitário que possibilita mais flexibilidade para o inversor.

Assumindo que o valor de pico de fase que se deseja sintetizar é $V_{fP} = 180 V$ e $m_a = 0,8$. Dessa forma, o valor da tensão do *link* CC do conversor se torna:

$$V_{dc} = \frac{2V_{fP}}{m_a} = \frac{2 \cdot 180}{0,8} = 450 V \quad (22)$$

Uma vez calculado V_{dc} , calcular-se-á o valor da indutância L do filtro RL . Ele pode ser calculado a partir da Equação (23) (ARAÚJO; ENGLER; SAHAN; ANTUNES, 2007).

$$L = \frac{V_{dc}}{16 \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_{Lmax}} \quad (23)$$

Para isso, é considerado uma variação máxima de corrente de 1,0% do valor rms da corrente de fase (I_{rms_f}) que se deseja controlar. Tomando a corrente de fase igual a 50 A e considerando a frequência de chaveamento igual 20 KHz, obtém-se a Equação (24) para cálculo do indutor de saída do NPC.

$$L = \frac{450}{16 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 50} = 2,8 mH \quad (24)$$

Para o cálculo do valor da resistência R do filtro RL foi utilizado um valor de 1% da reatância indutiva proporcionada pelo indutor L . De forma que, considerando que a frequência da rede (f) é 60Hz, obtém-se o valor de R .

$$R = \frac{2\pi fL}{100} = \frac{2\pi \cdot 60 \cdot 2,8 \cdot 10^{-3}}{100} = 10,6 m\Omega \quad (25)$$

Para o controlador PI do controle PWM, os ganhos K_I e K_P podem ser obtidos através das equações (26) e (27) (FRANCEZ, 2021). Nota-se que ζ é o fator de amortecimento e ω_b é a frequência de corte do compensador.

$$K_I = I_{p_f} L \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right)^2 \quad (26)$$

$$K_P = 2\zeta L \left(\frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right) \quad (27)$$

Por fim, utilizam-se as equações (26) e (27) para se obter os ganhos K_I e K_P , considerando-se um fator de amortecimento (ζ) igual a 0,8 e um ganho K proporcionado pela corrente de fase de pico do sistema ($I_{p_f} = 50\sqrt{2} A$).

$$K_I = 50\sqrt{2} \cdot 0,0028 \left(\frac{2\pi * 60}{\sqrt{2 \cdot 0,8^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2 \cdot 0,8^2)^2 + 1}}} \right)^2 = 5,926 \cdot 10^3 \quad (28)$$

$$K_P = 50\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 0,8 \cdot 0,0028 \left(\frac{2\pi * 60}{\sqrt{2 \cdot 0,8^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2 \cdot 0,8^2)^2 + 1}}} \right) = 54,927 \quad (29)$$

Os valores que foram considerados e calculados estão representados no Quadro 3.

Quadro 3 — Parâmetros utilizados nas simulações

Parâmetro	Simbologia	valor
Tensão da rede eficaz	e_f	$\frac{220}{\sqrt{3}} \approx 127 V$
Tensão da rede de pico	V_{fP}	$\frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \approx 180 V$
Frequência da rede	f	60Hz
Tensão nominal do barramento CC	V_{dc}	450 V
Indutor do filtro RL	L	2,8 mH
Resistência do filtro RL	R	0,0106 Ω
Frequência de chaveamento	f_s	20KHz
Corrente de pico de fase do NPC	I_{p_f}	$50\sqrt{2} A$
Corrente de pico de fase de referência	$I_{p_{ref}}$	$50\sqrt{2} A$
Ganho proporcional do controlador PI	K_P	54,927
Ganho integral do controlador PI	K_I	$5,926 \cdot 10^3$

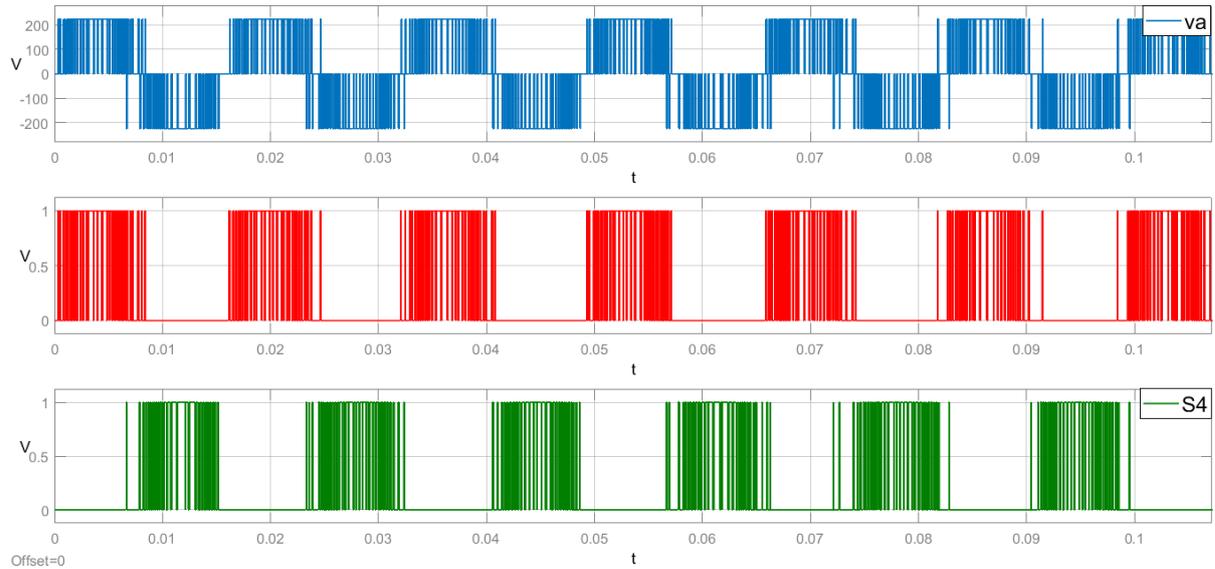
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

O diagrama de blocos do sistema projetado em *Matlab/Simulink* pode ser encontrado no Apêndice A.

5.3 Resultados

O padrão de chaveamento do NPC de três níveis pode ser observado na Figura 17. Em azul, é mostrado a tensão chaveado pelo inversor para a fase *a*. É possível notar que as tensões positivas são comandadas pela chave S_1 (em vermelho) e a parte negativa comandadas pela chave S_4 (em verde).

Figura 17 — Chaveamento de tensão do NPC



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Por sua vez, o NPC sintetiza três níveis de tensão, como ilustra a Figura 18. As chaves S_1 e S_4 nunca funcionam simultaneamente. Já as chaves S_2 e S_3 ficam responsáveis pelo nível de tensão zero, ou seja, durante este período, a corrente flui pelos IGBTs correspondentes.

Figura 18 — Chaveamento do NPC de três níveis



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

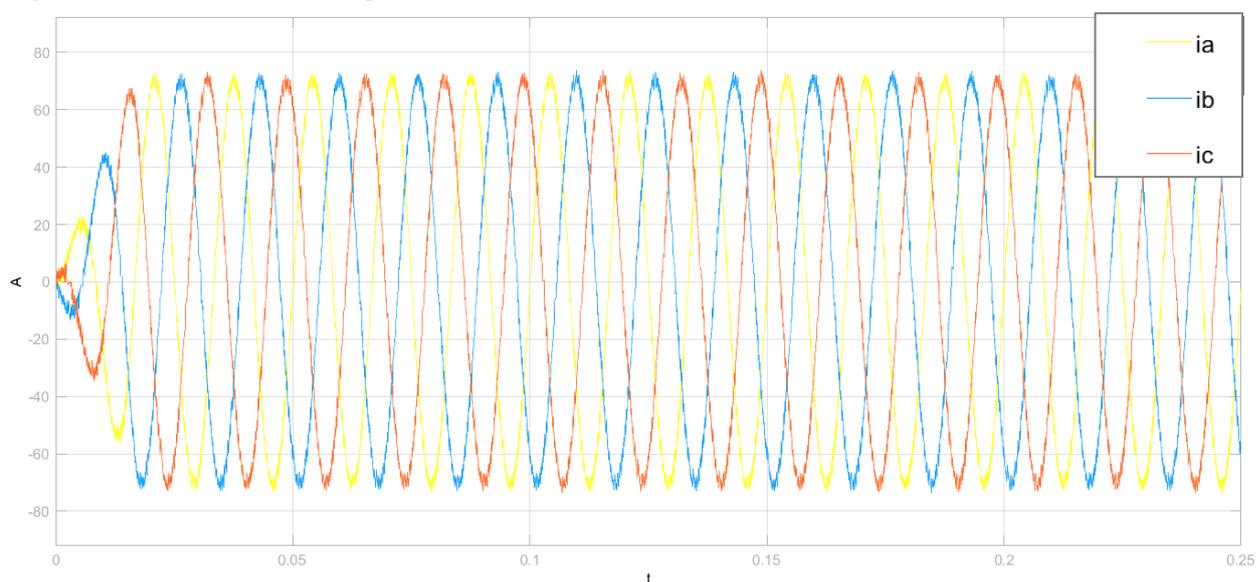
Este funcionamento pode ser expandido para as outras fases, desde que seja levado em consideração as respectivas diferenças de fase.

5.3.1 Regime Permanente

Numa primeira instância, são apresentados os resultados obtidos simulando o sistema apresentado na Figura 15 em regime permanente.

Para uma referência trifásica e equilibrada, a Figura 19 apresenta a resposta do controle *optimal switching vector model predictive control*.

Figura 19 — Correntes trifásicas para o controle OSV-MPC

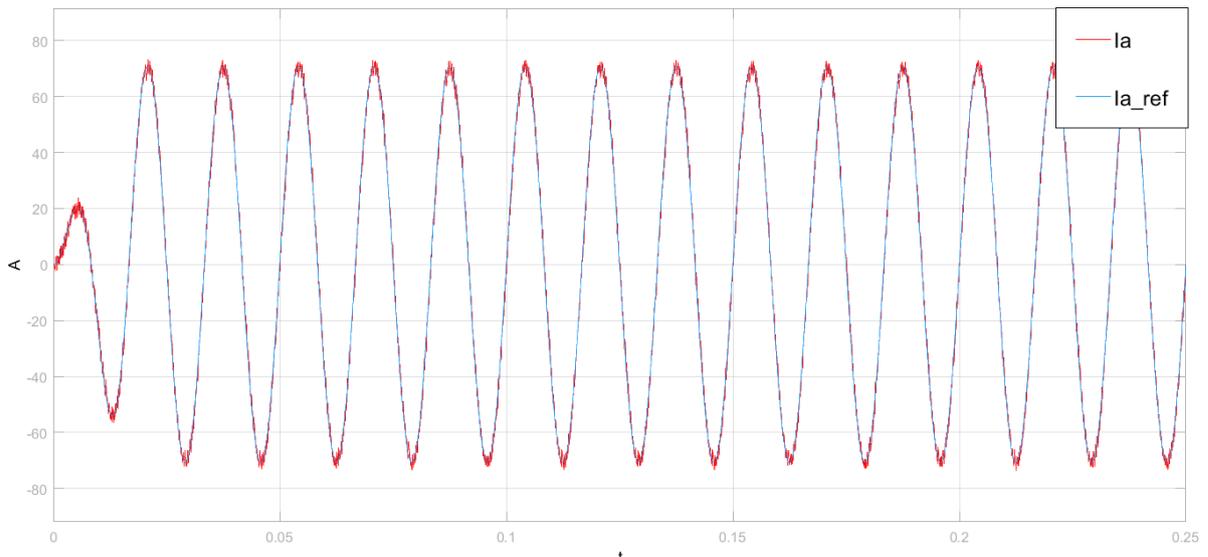


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

É percebido que, em regime, as correntes trifásicas sintetizadas conseguem se aproximar muito de um sistema ideal. A simetria entre as correntes é mantida. Ademais, é necessário observar que no primeiro ciclo de funcionamento as referências de corrente aumentam linearmente até atingir o valor de regime, uma vez que não há a intenção ocasionar uma mudança muito brusca de referência no início da simulação. Isso é refletido nas correntes sintetizados pelo inversor.

A Figura 20 mostra, para o mesmo contexto, o comportamento da corrente apenas da fase a . Nela fica mais perceptível como a corrente de saída (em vermelho) segue a de referência (em azul).

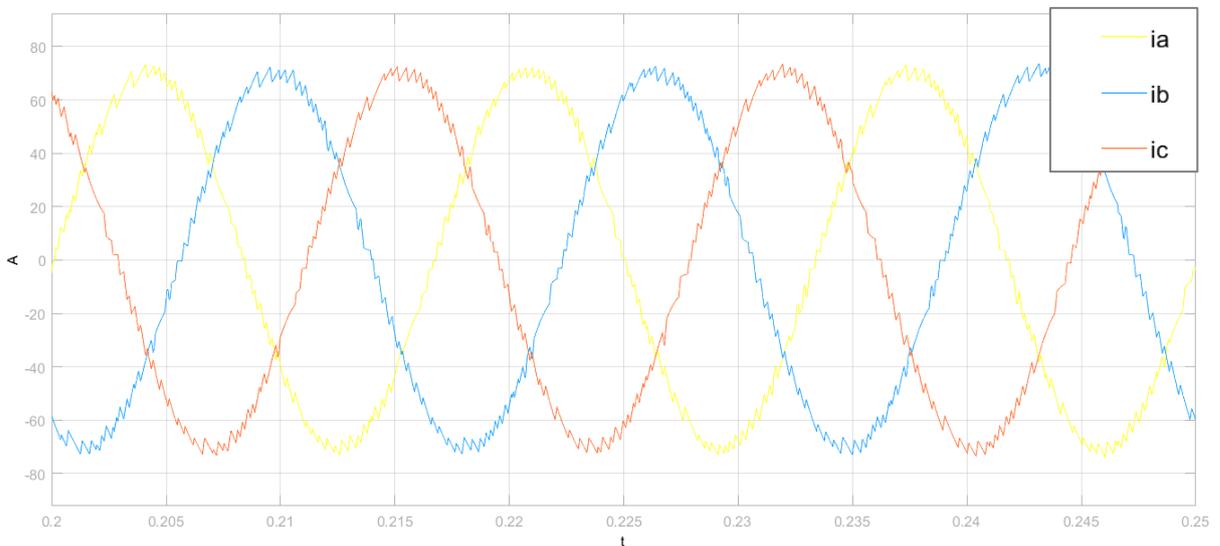
Figura 20 — Corrente da fase a para o controle OSV-MPC



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

A ondulação na corrente pode ser notada com maiores detalhes na Figura 21. De fato, há uma pequena diferença entre a onda de corrente e uma corrente senoidal pura.

Figura 21 — Ondulação das correntes trifásicas para o controle OSV-MPC

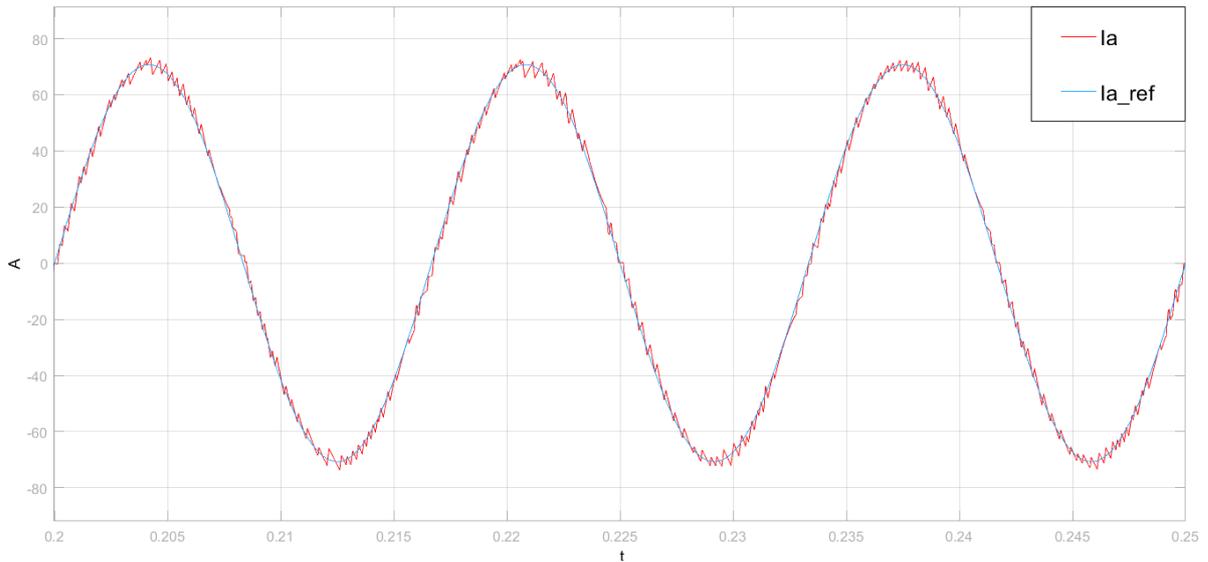


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Já na Figura 22, a corrente da fase a pode ser comparada com sua determinada referência.

O sinal em azul (i_{a_ref}) representa a corrente a qual o modelo tenta seguir e o sinal em vermelho (i_a) é a corrente que flui, de fato, pela fase a .

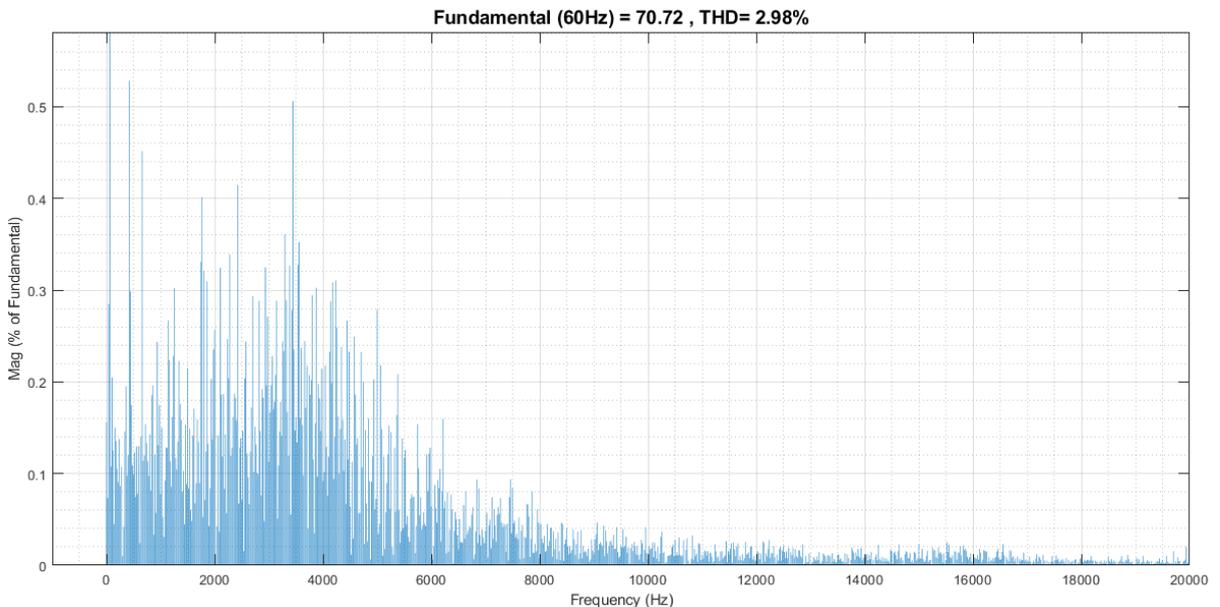
Figura 22 — Ondulação da corrente da fase a para o controle OSV-MPC



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

A distribuição das componentes harmônicas da corrente para a fase a está explicitada na Figura 23. Como as três correntes estão equilibradas, a taxa de distorção harmônicas delas são praticamente iguais e giram em torno de 3%.

Figura 23 — Taxa de distorção harmônica para fase a



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

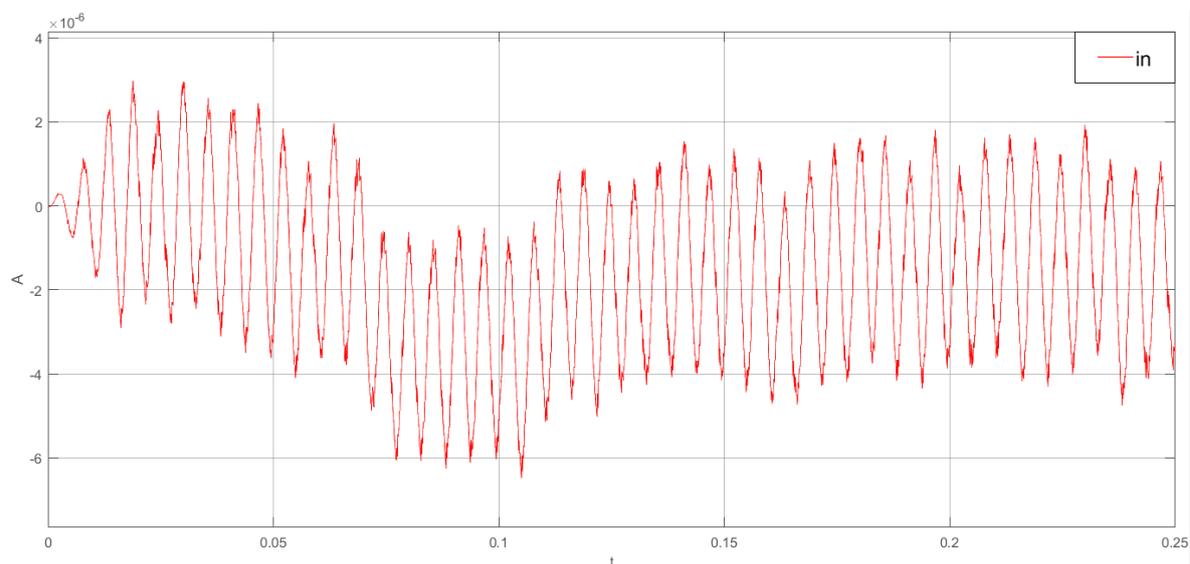
Esse é um valor de THD aceitável, visto que está abaixo do valor estipulado de 5%. De fato, este é o limite estabelecido pelas normas técnicas vigentes do Instituto de Engenheiros

Eletricistas e Eletrônicos (IEEE, do inglês *institute of electrical and electronic engineers*), de maneira sucinta, o THD apresentado está em conformidade com a norma técnica IEEE Std 519TM-2014 (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS, 2014).

Contudo, há de se notar a distribuição muito ampla do espectro. Isso já era esperado: uma das características do OSV-MPC é que não há um controle da frequência de chaveamento, ou seja, ele não possui frequência fixa de chaveamento. Isso acontece pois, numa tentativa de minimizar o erro do estado futuro, esta estratégia não leva em consideração que um mesmo estado pode ser selecionado por mais de um tempo de amostragem seguido. Isto é notório pois, caso um determinado estado ofereça menor erro que os demais, este será comutado no próximo tempo de amostragem. Não gerando, portanto, nenhum padrão de comutação previsível.

Adiante, a corrente que percorre o fio de neutro possui uma pequena ondulação na ordem de μA . Novamente este é um resultado já esperado, pois, em um sistema equilibrado a corrente de neutro deveria ser nula. Como ela possuíra magnitude muito menor que a corrente de fase, pode-se dizer que a corrente, neste caso, é nula, como pode ser percebido na Figura 24.

Figura 24 — Corrente de neutro

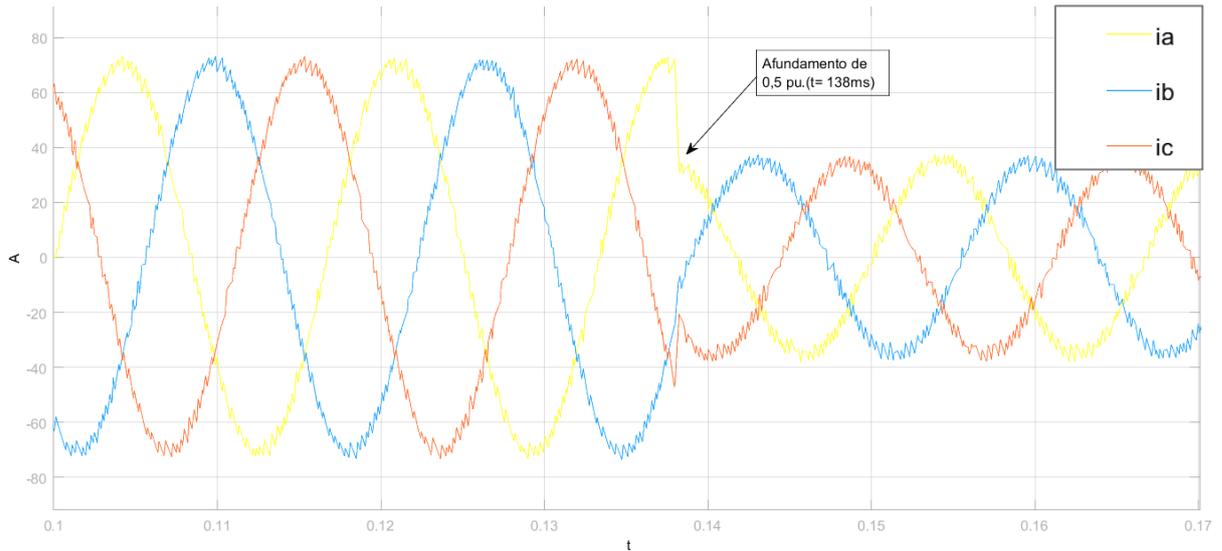


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

5.3.2 Tempo de resposta

A fim de analisar a performance do controle OSV-MPC durante um transitório, realizou-se a mudança de referência da corrente. No do instante $t = 138ms$, ocorre essa mudança de $1 pu$ para $0,5pu$ em todas as três correntes simultaneamente. Isso pode ser observado na Figura 25.

Figura 25 — Afundamento trifásico de 0,5 pu



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Para avaliar a rapidez da atuação do controlador proposto em regime transitório, é considerado uma faixa admissível de 5% da amplitude da corrente para a estabilização. Dessa forma, após um afundamento de 50% da corrente, o tempo que a corrente medida leva pra ficar na faixa compreendida entre 45% e 55% da corrente de pico de fase é o valor correspondente ao tempo de resposta do controle em questão. Esse tempo de resposta transitória é chamado de tempo de acomodação (t_{acom}) de acordo com as equações a seguir.

$$t_{acom} \Rightarrow 45\% \cdot I_{p_f} \leq I_{acom} \leq 55\% \cdot I_{p_f} \quad (30)$$

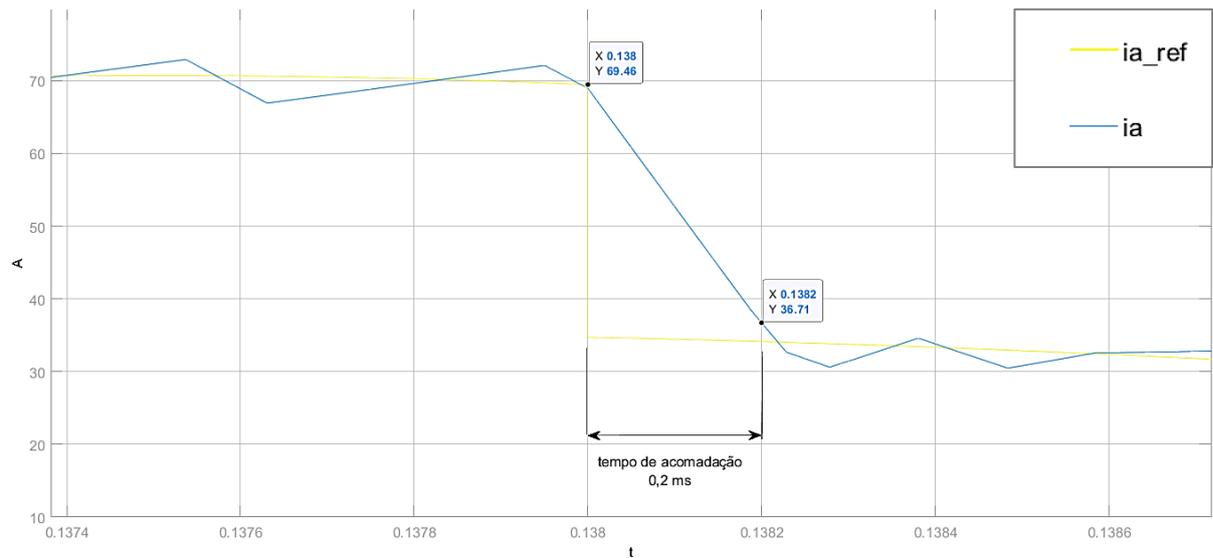
Desse modo, é possível definir o tempo de acomodação como:

$$t_{acom} \Rightarrow (I_{ref} - 5\% \cdot I_{p_f}) \leq I_{acom} \leq (I_{ref} + 5\% \cdot I_{p_f}) \quad (31)$$

$$t_{acom} \Rightarrow I_{ref} - 3,53 \leq I_{acom} \leq I_{ref} + 3,53 \quad (32)$$

Ampliando a região que ocorre o degrau na corrente, obtém-se a Figura 26. Ela mostra o comportamento da corrente para a fase *a*, em azul, e o valor de referência em amarelo. A partir disso, é possível determinar o tempo necessário para que os valores de corrente se estabilizem.

Figura 26 — Tempo de acomodação para fase *a* no controle OSV-MPC



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Nota-se, portanto, que o controle OSV-MPC oferece um $t_{acom} = 0,2ms$.

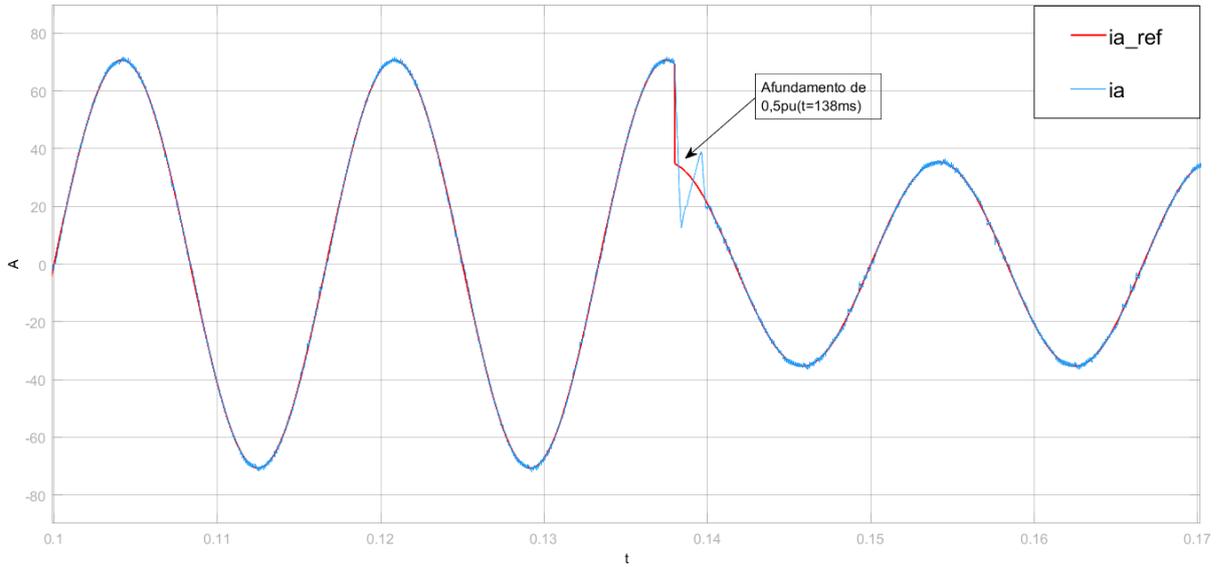
É importante salientar que este valor por si só não fornece muita informação qualitativa. Logo, é importante comparar o tempo de acomodação do controle proposto com a estratégia de modulação clássica PWM.

Dito isto, foi realizado simulações no mesmo ambiente e com os mesmos parâmetros da etapa anterior. Entretanto, o controle utilizado foi um PI com PD-PWM. Os valores dos ganhos e componentes pode ser verificado no Quadro 3.

Como feito anteriormente, no do instante $t = 138ms$, ocorre a mudança de $1 pu$ para $0,5pu$ em todas as três correntes simultaneamente, como ilustra a Figura 27.

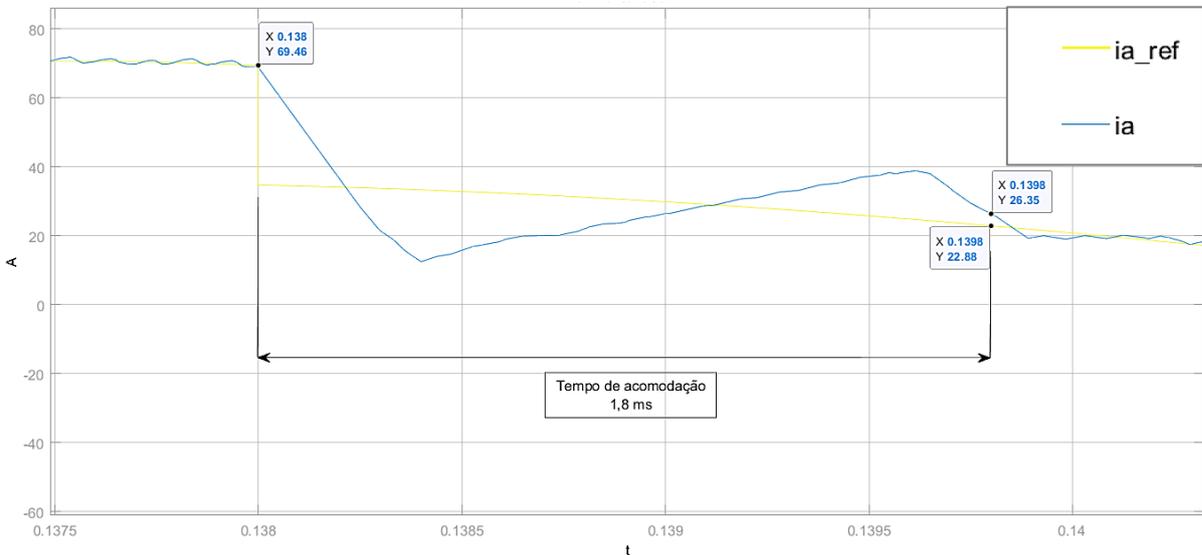
Ampliando-se a região que ocorre o degrau na corrente, obtém-se a Figura 28. Ela mostra o comportamento da corrente para a fase a , em azul, e o valor de referência em vermelho. A partir disso, é possível determinar o tempo necessário para que os valores de corrente se estabilizem.

Figura 27 — Afundamento trifásico de 0,5 pu



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 28 — Tempo de acomodação da fase a no controle PWM



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Nota-se, portanto, que a estratégia PD-PWM com PI oferece um $t_{acom} = 1,8ms$.

Nesse cenário, o chaveamento de estados ótimo consegue ser nove vezes mais rápido que o PI. Os resultados podem ser comparados na Tabela 1.

Tabela 1 — Tempo de acomodação

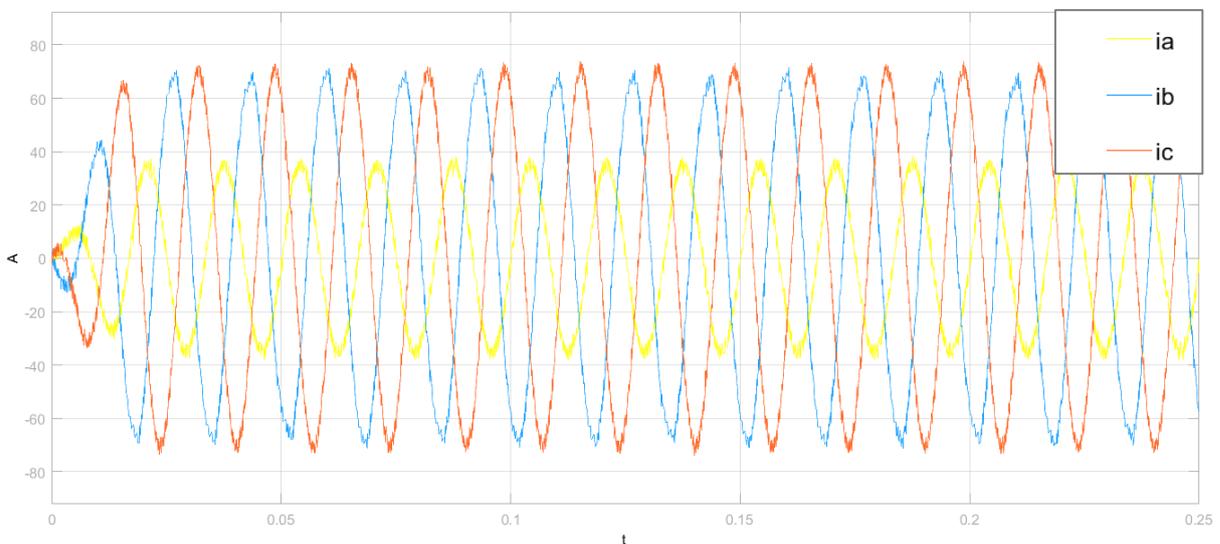
Controlador	Tempo de acomodação
OSV-MPC	$t_{acom} = 0,2ms$
PI com PD-PWM	$t_{acom} = 1,8ms$

Fonte: Produzido pelo próprio autor.

5.3.3 Afundamento na fase A

Por fim, o modelo deve ser analisado diante de um cenário em que ocorra um desequilíbrio entre as correntes. Desse modo, foi simulado um afundamento de 50% apenas na fase a . Na Figura 29 pode ser percebido esse cenário.

Figura 29 — Afundamento de 0,5 pu na fase a

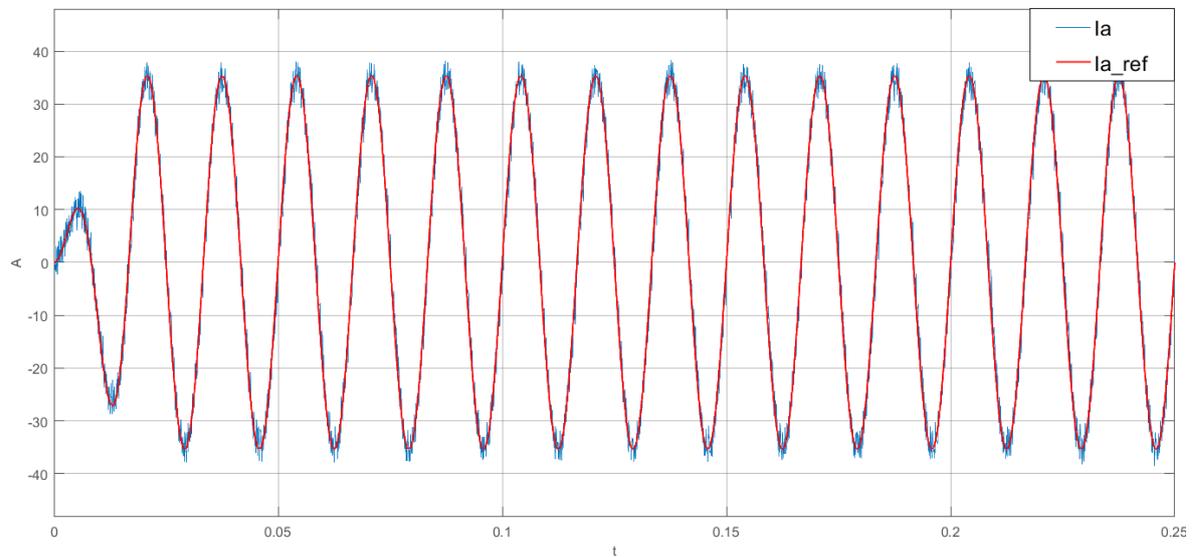


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

De fato, nota-se que a amplitude da corrente da fase a gira em torno de $35A$ enquanto as correntes das fases b e c permanecem aproximadamente em $70A$.

A Figura 30 ilustra o comportamento da corrente i_a isoladamente, dessa vez acompanhada sua referência.

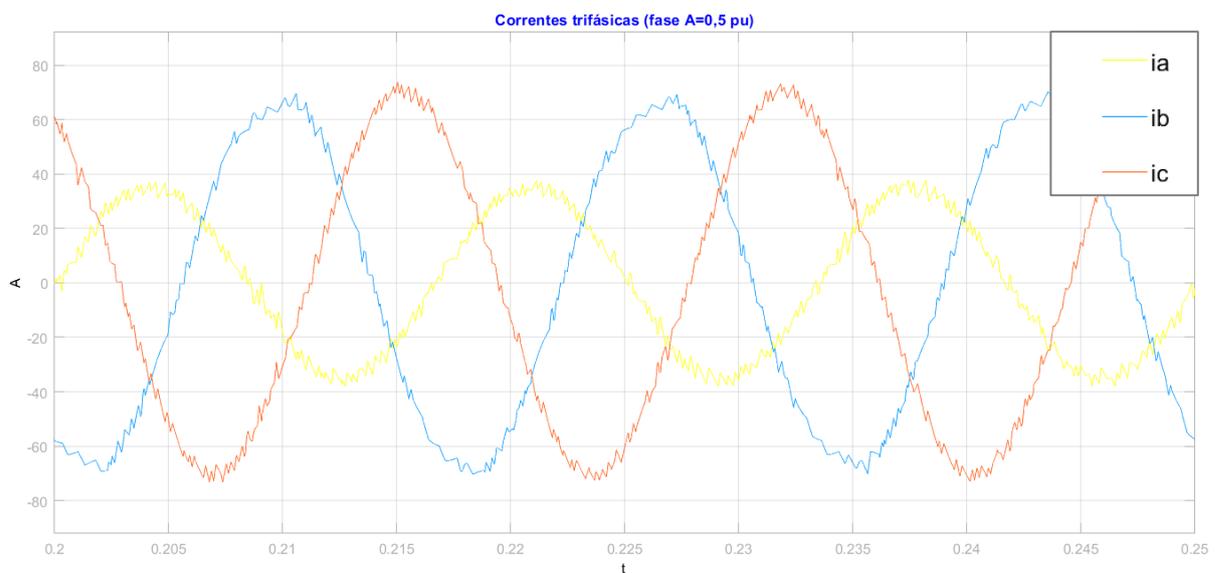
Figura 30 — Amplitude da corrente i_a durante o afundamento



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Ampliando as formas de onda, fica notório a diferença entre as amplitudes, como mostra a Figura 31. Aqui, a fase a é apresentada em amarelo e as fases b e c são apresentadas em azul e laranja, respectivamente.

Figura 31 — Comportamento das correntes durante o afundamento

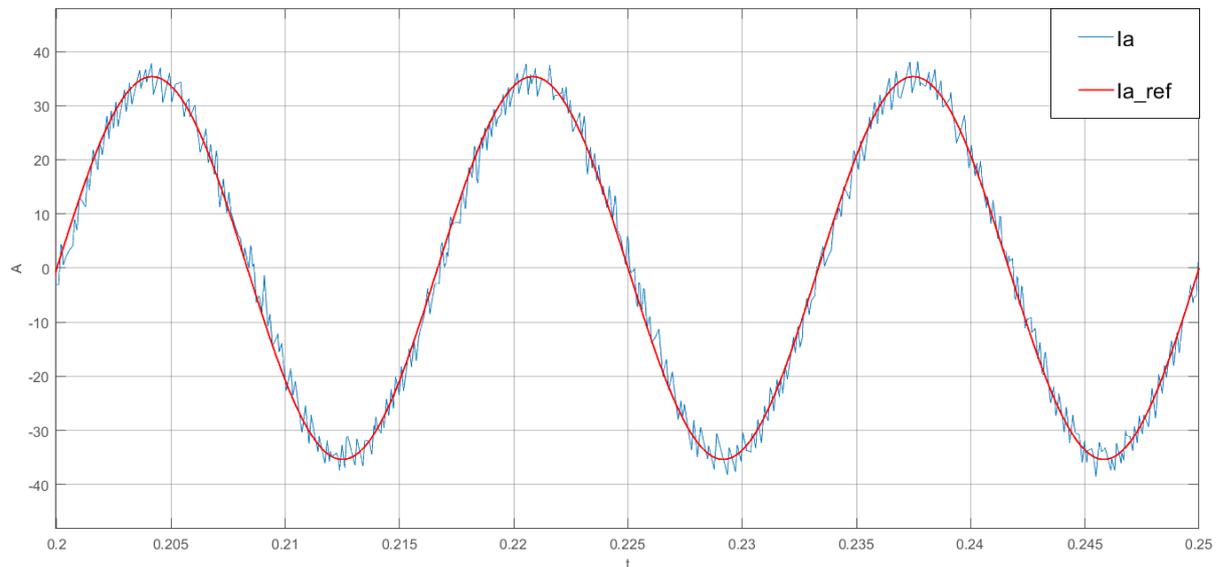


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Por sua vez, na Figura 32 é apresentada uma ampliação da Figura 30. Nela fica mais perceptível a ondulação da corrente e seu comportamento diante o desequilíbrio.

Neste caso a referência de corrente para esta fase é apresentada em vermelho e a saída em azul. Percebe-se a ondulação e o desvio em relação corrente de referência.

Figura 32 — Ondulação da fase a durante o afundamento

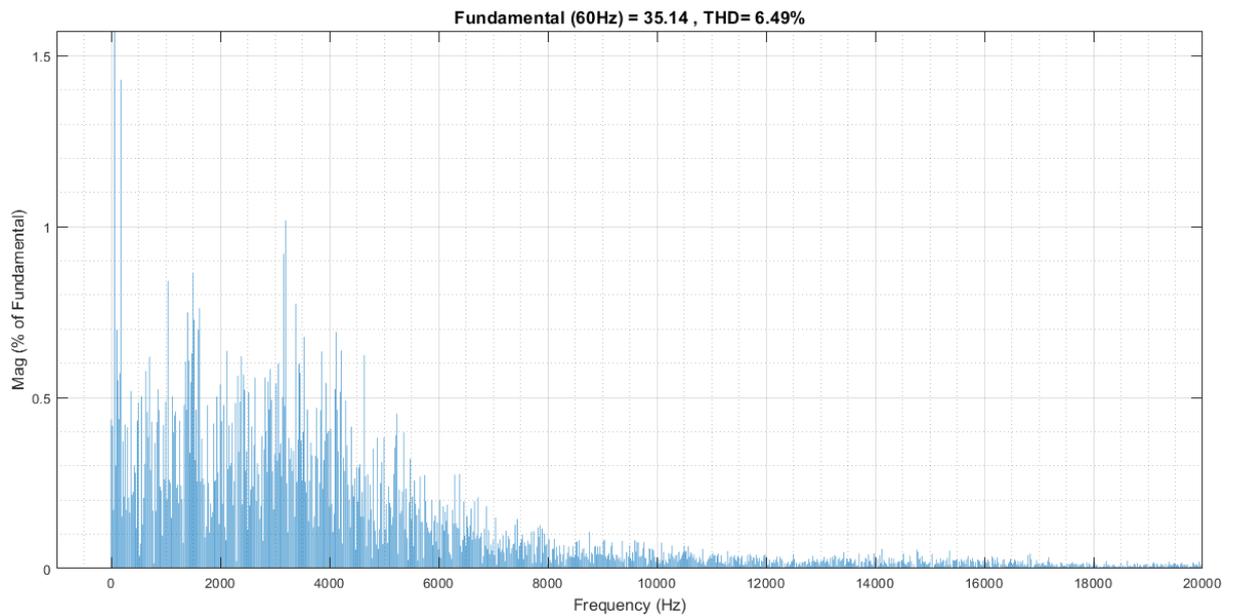


Fonte: Produzido pelo próprio autor.

A taxa de distorção harmônica presente na corrente da fase a pode ser verificada na Figura 33.

O espectro permanece bem espaçado, novamente não se nota um padrão claro de chaveamento. Dito isto, o THD resultante foi de 6,49%.

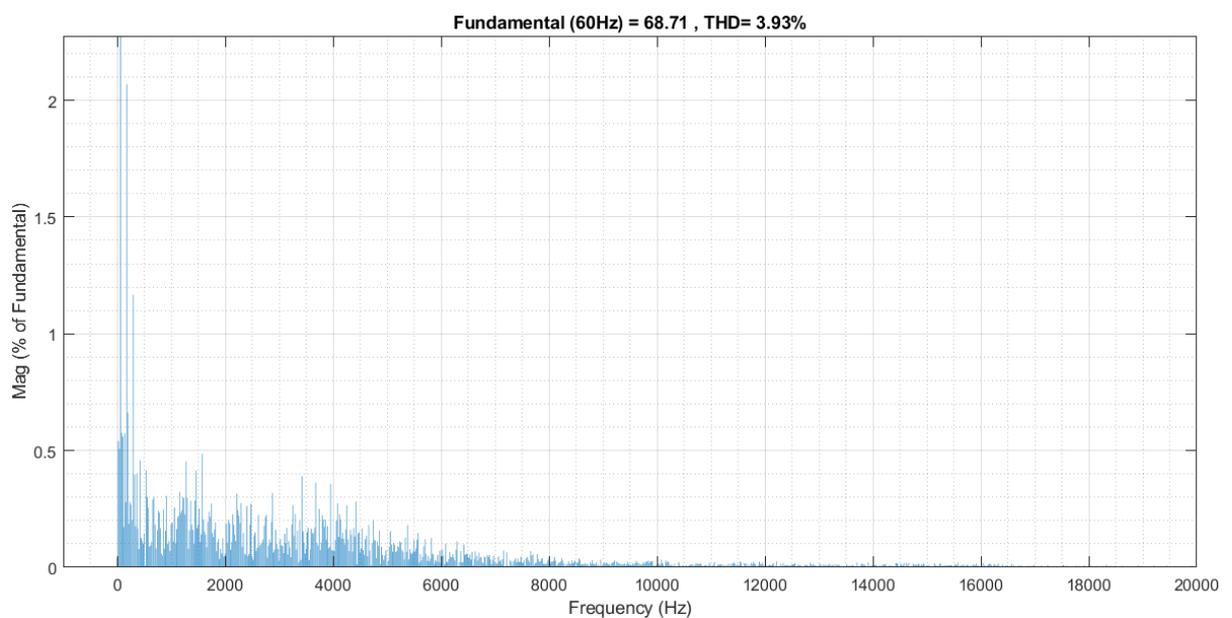
Figura 33 — Taxa de distorção harmônica da fase a



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Conforme o desequilíbrio das fases, o comportamento individual das correntes deve ser analisado separadamente. A taxa de distorção harmônica da corrente i_b é de 3,93%, como ilustra a Figura 34.

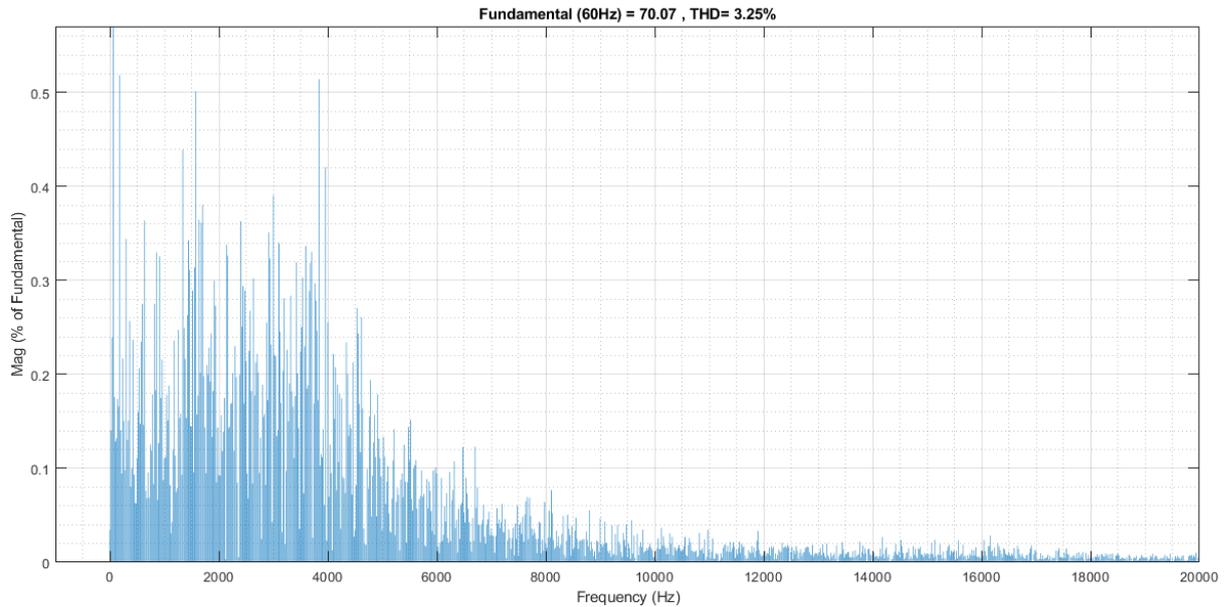
Figura 34 — Taxa de distorção harmônica da fase b



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Por sua vez, a distorção harmônica da fase c permanece em 3,25%. Similar as outras fases, o espectro continua muito distribuído, como pode ser observado na Figura 35.

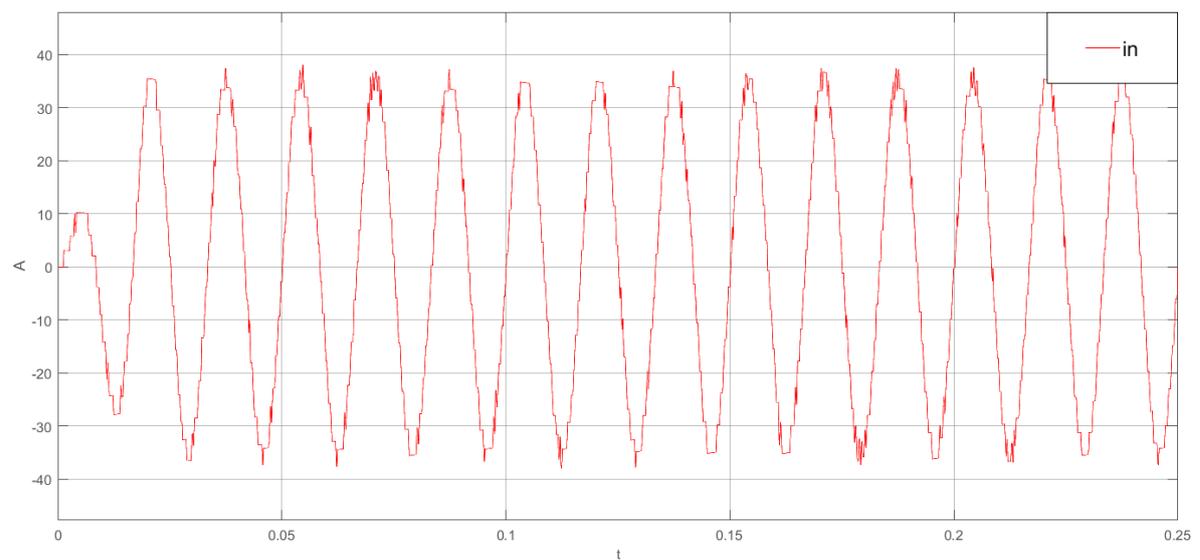
Figura 35 — taxa de distorção harmônica da fase c



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Devido ao desequilíbrio entre as fases, surge corrente circulando pelo neutro do sistema. A Figura 36 ilustra a mencionada corrente.

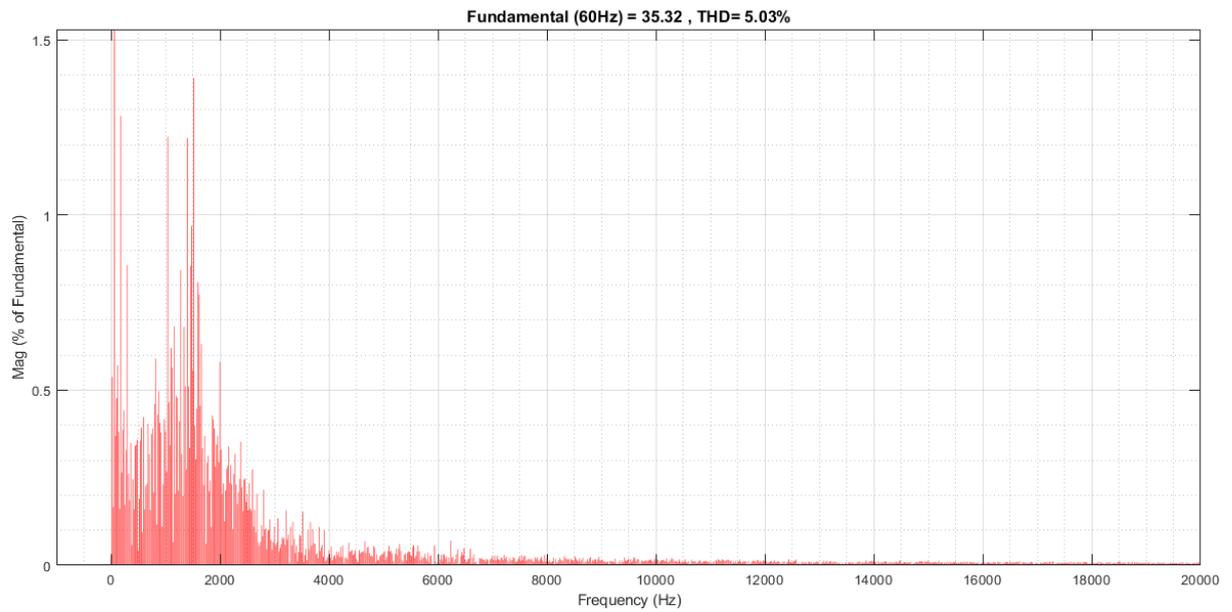
Figura 36 — Corrente de neutro



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Por fim, analisa-se o conteúdo harmônico da corrente de neutro. Pela Figura 37 é possível observar que o seu THD é de 5,03%.

Figura 37 — Espectro harmônico da corrente de neutro



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

6 CONCLUSÃO

6.1 Conclusões Finais

A partir do estudo acerca do funcionamento do conversor NPC de três níveis com neutro grampeado a diodo, nota-se que existem 27 combinações de estados de chaveamento capazes de sintetizar as tensões e correntes trifásicas. Mesmo diante das 12 chaves ativas presentes no inversor e suas 12^2 combinações de acionamento dessas chaves, o controle não se torna muito complexo porque a maioria delas não geram nenhuma saída estável ou geram curto circuito no inversor. Isto restringe o número de estados a algumas dezenas e diminui significativamente o a complexidade e o gasto computacional do controle.

Em relação ao OSV-MPC, além de ser uma técnica intuitiva de fácil implementação e compreensão, tem a vantagem de responder muito rápido as variações. No âmbito da sua desvantagem, foi mostrado nas simulações que ele apresenta frequência de chaveamento variável e possui um amplo espectro harmônico, o que aumenta as perdas de comutação e dificulta o projeto do filtro da saída do conversor. Contudo, esse problema pode ser contornado com a utilização de uma estratégia de filtro mais complexa, tal qual um filtro LCL.

O desempenho do projeto proposto em regime permanente foi satisfatório. Para as condições nominais das correntes, i_a , i_b , i_c e i_n , a taxa de distorção harmônica foi inferior a 5%. De fato, este é o limite estabelecido pelas normas técnicas vigentes do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE, do inglês *institute of electrical and electronic engineers*), de maneira sucinta, o THD apresentado está em conformidade com a norma técnica IEEE Std 519TM-2014 (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS, 2014).

Quando avaliado a velocidade de resposta do sistema, conclui-se que esta é uma estratégia de controle muito rápida. Fica evidente, por conseguinte, sua usabilidade em sistemas que exigem, primordialmente, uma resposta rápida do sistema de controle. Entretanto, recomenda-se outros tipos de controle para plantas muito sensíveis a variações bruscas e a harmônicos, visto que, dentro das estratégias de controle MPC, esta não é a que oferece menores índices de THD.

A despeito de diferenças na magnitude, durante o período de desequilíbrio nas correntes, o controle preditivo alcançou bom desempenho. De fato, podem ocorrer afundamentos ou, em casos mais extremo, a perda momentânea de uma das fases. Nesse cenário, o sistema de controle concebido neste projeto de graduação possui a robustez necessária para garantir a estabilidade da rede até que as condições nominais se reestabeleçam.

Por fim, vale ressaltar que os objetivos gerais e específicos foram alcançados. Não obstante, futuros avanços nesta área de pesquisa podem contribuir para melhorias pontuais e, por sua natureza, aperfeiçoar e melhorar o desempenho e a aplicabilidade do sistema de controle apresentado aqui.

6.2 Propostas de Continuidade

A partir do que foi realizado neste trabalho é possível identificar alguns temas que podem ser desenvolvidos:

- ✓ Desenvolvimento de uma bancada experimental ou simulação em tempo real;
- ✓ Acionamento de cargas dinâmicas como um motor de indução;
- ✓ Implementar uma estratégia de OSS-MPC, afim de garantir uma frequência de chaveamento fixa no conversor;
- ✓ Realizar o projeto de filtros mais complexos para atenuar as distorções;
- ✓ Projetar e controlar o balanceamento do *link-CC*;
- ✓ Simular e aplicar no controle células fotovoltaicas conectadas a rede de distribuição.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica – Revisão 12, vigente a partir de 01/01/2021. Brasília, DF: ANEEL, 2021, 88 p. Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/modulo-8>. Acesso em: 03 fevereiro 2022.

ARAUJO, S. V.; ENGLER, A.; SAHAN, B.; ANTUNES, F. L. M. LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS*, 7., 2007, Daegu. **Anais [...]**, Korea (South): IEEE, 2007.

BNEF. New Energy Outlook 2020. 2020. Disponível em: <https://about.bnef.com/new-energy-outlook/>. Acesso em: 7 nov. 2020.

BO, Z.; QIONGXUAN, G.; LONGCHENG, T.; XIAOXIN, W.; QIANKUN, C.; JINXIN, L. A new pwm strategy for three-level active npc converter. **2013 International conference on electrical machines and systems (ICEMS)**, Busan, 2013, p. 1792-1795. out. 2013.

CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s.l], v. 15, n. 2, p. 242-249, março. 2000.

CORTES, P.; KOURO, S.; LA ROCCA, B.; VARGAS, R.; RODRIGUEZ, J.; LEON, J. I.; VAZQUEZ, S.; FRANQUELO, L. G. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s.l], p. 1-7, fev 2009.

FRANCEZ, W. T. **Estudo comparativo de estratégias de controle e chaveamento convencionais com estratégias de controle preditivo baseado em modelo aplicado a conversores trifásicos**. 2021. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2021.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. Pulse width modulation for powers converters: principles and practice. United States of America, Wiley InterScience, 2003.

HOLTZ, J. A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source. **Proc. of IEE of Japan IPEC-Tokyo'83**, p. 1665-1675, 1983.

IEA. Dados e Estatísticas. 2020. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics?country=WORLD&fuel=Energy%20consumption&indicator=TotElecCons>. Acesso em: 8 nov. 2020.

MARTINELLI, B. Z. **Aplicações de técnicas de controle preditivo baseado em modelo**. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2009.

MOHAN, N.; UNDELAND T. M.; ROBBINS W. P.; Power eletronic: converters, applications, and design. 3 ed. Minnesota: John wiley & sons, inc, 2003.

MORARI, M.; LEE, J. H. Model predictive control: past, present and future. **Computers & Chemical Engineering**, v. 23, n. 4, p. 667 -682, 1999.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 19-C, n. 5, p. 518-523. Set. 1981.

OLIVEIRA, F. S. **Controle preditivo aplicado ao conversor multinível em cascata de média tensão na configuração back-to-back com conexão paralelo-série**. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2020.

PEDROSO, D. A.; SCALCON, F.; NICOLINI, A.; PINHEIRO, H.; RECH, C. Técnicas de regulação do ponto de neutro para conversor NPC 3 níveis. *In: SEMINAR ON POWER ELECTRONICS AND CONTROL*, 12, 2019, Rio Grande do Norte. **Anais [...]**. Natal, 2019.

PINTO, V. M. **Um estudo comparativo de técnicas de chaveamento de conversores três níveis**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2005.

RODRIGUEZ, J.; CORTES. P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.

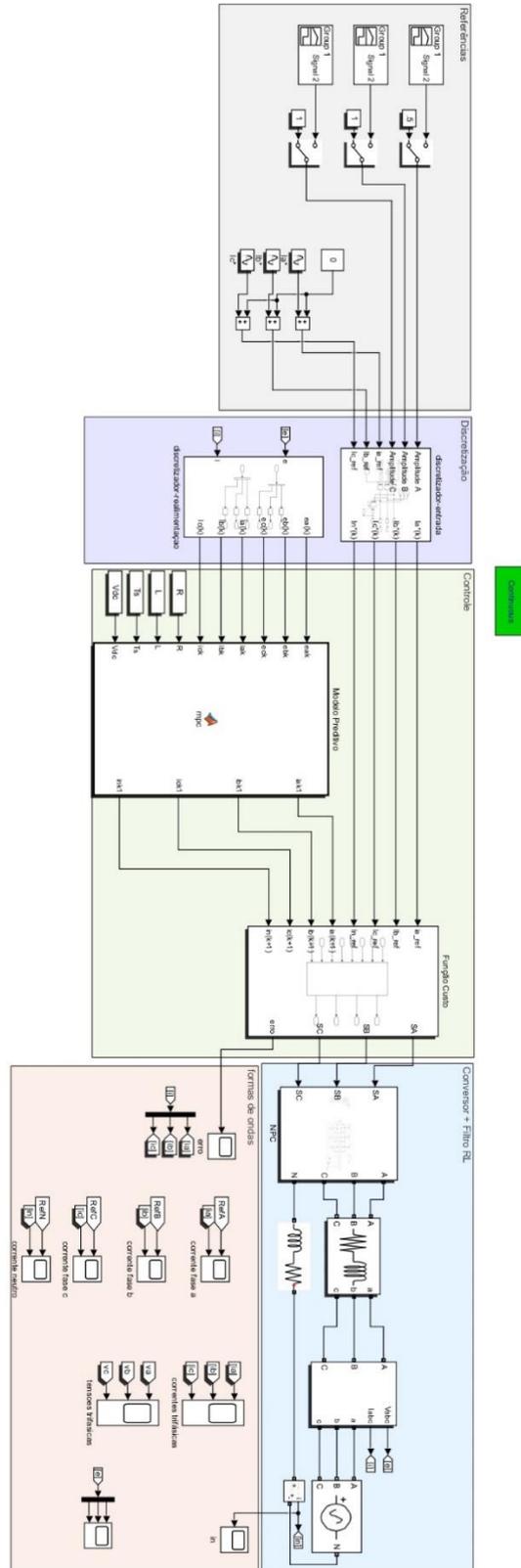
RODRIGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on industrial electronics**, [s.l], v. 49, n. 4, p. 724-738, ago. 2002.

SANTOS, C.A. **Análise e projeto de um conversor NPC para interligação de sistemas de conversão de energia à rede elétrica**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2011.

VÁZQUEZ, S. P; RODRIGUEZ, J.; RIVERA, M.; FRANQUELO, L. G.; NORAMBUENA, M. Model predictive control for power converters and crives: advances and trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s.l], v. 64, n. 2, p. 935-947, fev. 2017.

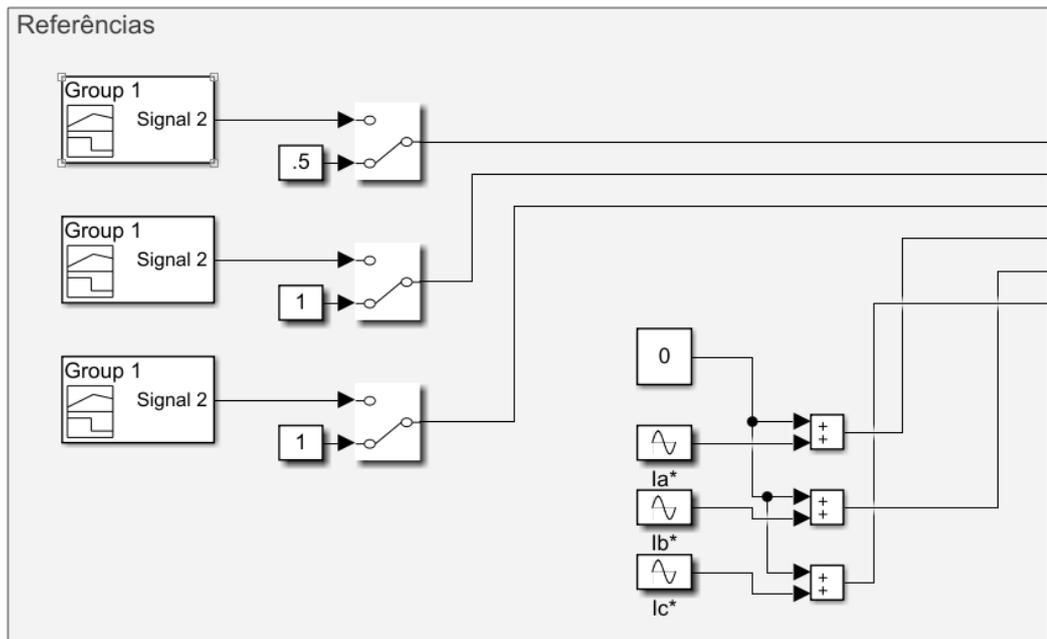
APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS

Figura 38 — Diagrama de blocos do *Simulink*



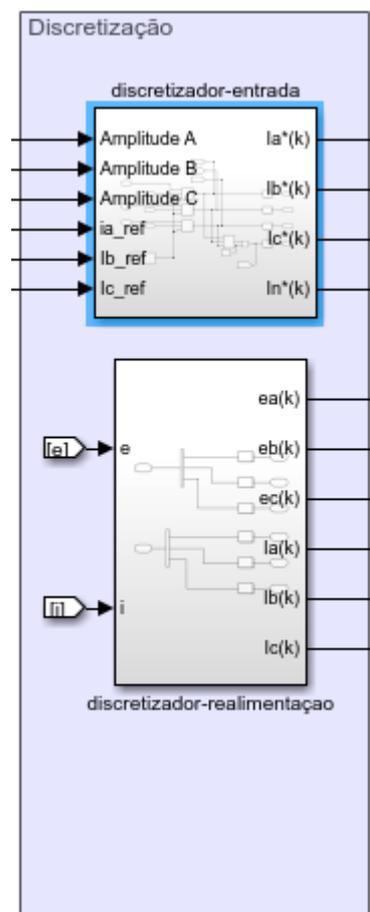
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 39 — Bloco de referências



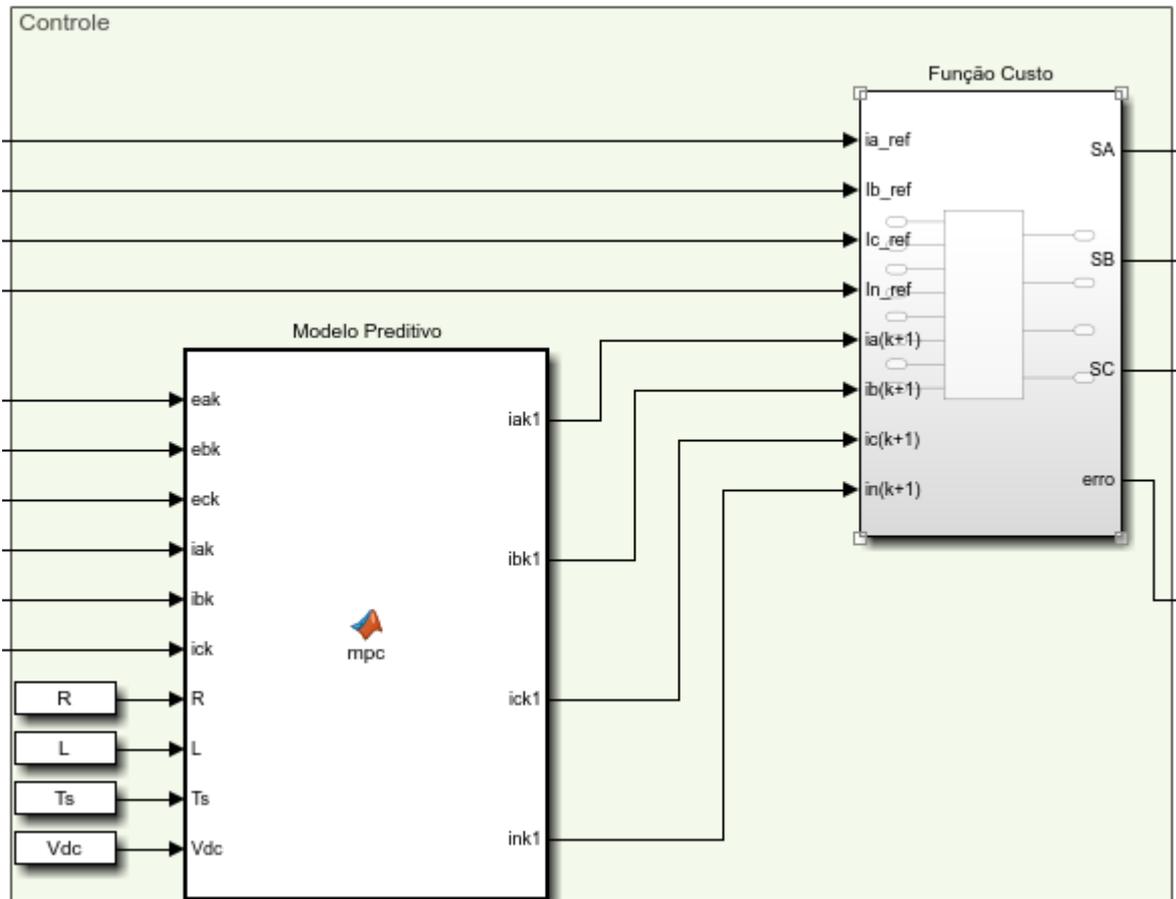
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 40 — Bloco de discretização



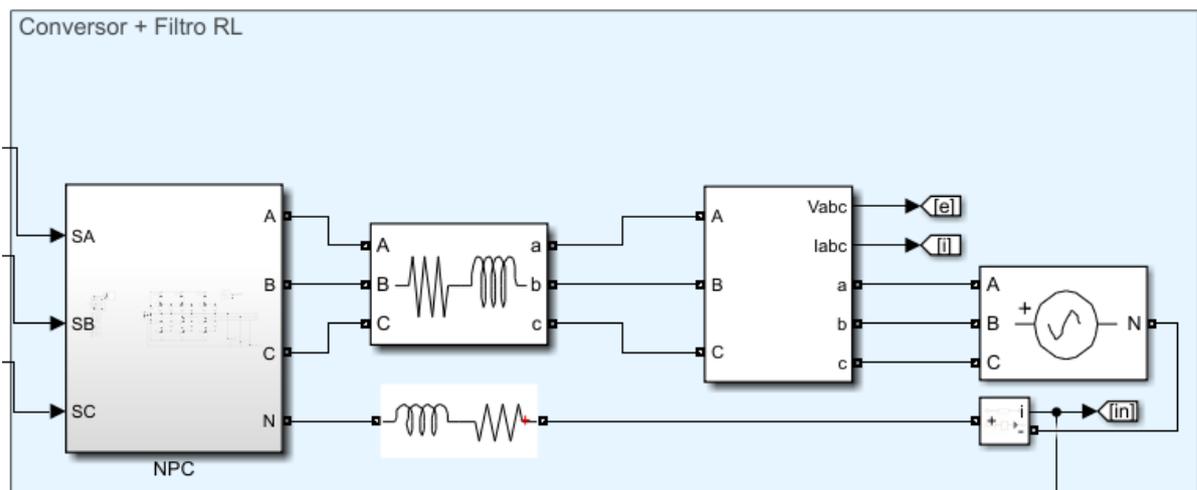
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 41 — Bloco do controle



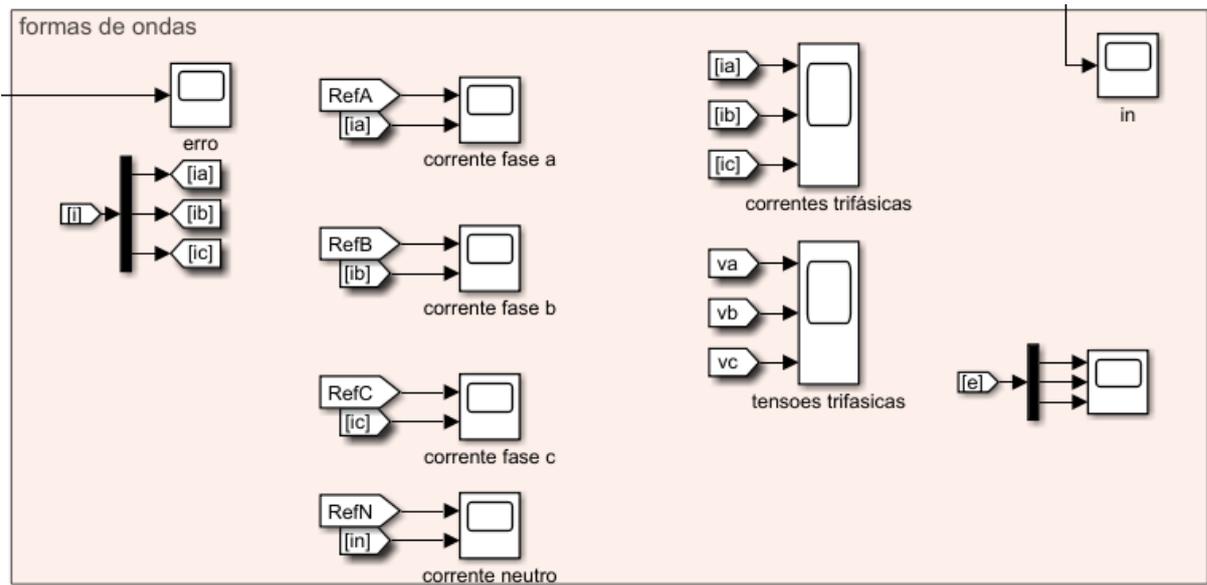
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 42 — Bloco do inversor conectado à rede



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 43 — Bloco das medições



Fonte: Produzido pelo próprio autor.