

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

**WAGNER TEIXERA FRANCEZ**

**ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE  
CONTROLE E CHAVEAMENTO CONVENCIONAIS COM  
ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM  
MODELO APLICADO A CONVERSORES TRIFÁSICOS**

VITÓRIA  
2021

WAGNER TEIXEIRA FRANCEZ

**ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E  
CHAVEAMENTO CONVENCIONAIS COM ESTRATÉGIAS DE  
CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO A  
CONVERSORES TRIFÁSICOS**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Wagner Teixeira Francez**, 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  
2021

WAGNER TEIXEIRA FRANCEZ

**ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E  
CHAVEAMENTO CONVENCIONAIS COM ESTRATÉGIAS DE  
CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO A  
CONVERSORES TRIFÁSICOS**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Wagner Teixeira Francez**, 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 *04 de outubro de 2021*.

**COMISSÃO EXAMINADORA:**



---

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



---

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



---

**Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Examinador

## RESUMO

O aprimoramento das técnicas de controle dos conversores de potência faz-se necessário, visto que eles são amplamente utilizados na indústria. Dessa forma, é de se notar que, além do tradicional controle Proporcional Integral (PI) com modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) ou com Vetor Espacial (SVM), surjam outras formas mais sofisticadas, como é o caso da aplicação do Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC) para esse intento. Dentre os tipos de MPC, o OSV-MPC fornece um controle de alto desempenho que leva em conta a natureza discreta do conversor e, por isso, pode ser implementado diretamente em circuitos digitais. No entanto, essa estratégia de controle é caracterizada por ter frequência de chaveamento variável, o que eleva as perdas de comutação, assim como um amplo espectro harmônico das correntes e tensões de saída do conversor. Para solucionar esse problema, propõe-se na literatura a utilização de uma estratégia de modulação inspirada na técnica de Modulação Vetorial Espacial (SVM), a qual permite que se utilize o controle preditivo com frequência de chaveamento constante. Nesse projeto de graduação é apresentada a técnica de controle PI e MPC, considerando acionamentos SPWM e SVM. Por fim, é realizado um estudo comparativo acerca de cada forma de controle abordada.

Palavras-chave: Controle Proporcional Integral, Modulação por Largura de Pulso Senoidal, Controle Preditivo Baseado em Modelo, Modulação Vetorial Espacial, Frequência de chaveamento constante.

## **ABSTRACT**

The improvement of power converter control techniques is necessary, as they are widely used in industry. Thus, it is worth noting that, in addition to the traditional Proportional Integral control (PI) with Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) or with Space Vector Modulation (SVM), other more sophisticated forms emerge, such as the application of Model Predictive Control for this purpose. Among the MPC types, OSV-MPC provides a high performance control that takes into account the discrete nature of the converter and therefore can be implemented directly in digital circuits. However, this control strategy is characterized by having variable switching frequency, which increases switching losses, as well as a wide harmonic spectrum of converter output currents and voltages. To solve this problem, it is proposed in the literature the use of a modulation strategy inspired by the Space Vector Modulation (SVM) technique, which allows the use of predictive control with constant switching frequency. In this graduation project the PI and MPC control technique is presented, considering SPWM and SVM drives. Finally, a comparative study of each form of control addressed is carried out.

**Keywords:** Proportional Integral control, Sinusoidal Pulse Width Modulation, Model Predictive Control. Space Vector Modulation, Constant switching frequency.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Inversor Trifásico Convencional conectado à rede elétrica .....	20
Figura 2 – Região de Controle do VSI trifásico de dois níveis .....	22
Figura 3– Tensão de uma fase do VSI sintetizadas por SPWM .....	23
Figura 4 – Espectro Harmônico da tensão $v_{an}$ .....	25
Figura 5 – Esquema do vetor espacial para o VSI de dois níveis no plano $\alpha\beta$ .....	26
Figura 6 – Sequência de pulsos no setor 1 .....	31
Figura 7 – Diagrama de blocos do sistema realimentado .....	32
Figura 8 – VSI conectado a um filtro L .....	34
Figura 9 – Circuito simplificado para cálculo do filtro L .....	35
Figura 10 – Formas de onda de $v_{AB}$ , $v_{12}$ e $v_{L12}$ .....	36
Figura 11 – Classificação dos tipos de MPC .....	39
Figura 12 – Esquemático do OSV-MPC .....	43
Figura 13 – Esquemático do M2PC .....	44
Figura 14 – Padrão de chaveamento para o M2PC .....	46
Figura 15 – Corrente de referência da fase “a” .....	50
Figura 16 – Corrente de referência e medida da fase "a" para o controle PI-SPWM .....	52
Figura 17 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase “a” para o controle PI-SPWM .....	53
Figura 18 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI pelo controle PI-SPWM .....	54
Figura 19– Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do VSI antes do transitório para o controle PI-SPWM .....	55
Figura 20 – Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do VSI depois do transitório para o controle PI-SPWM .....	55
Figura 21 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ do VSI antes do transitório para o controle PI-SPWM .....	56
Figura 22 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ do VSI depois do transitório para o controle PI-SPWM .....	57
Figura 23– Corrente de referência e medida da fase "a" para o controle PI-SVM .....	57
Figura 24 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase “a” para o PI-SVM .....	58
Figura 25 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI com controle PI-SVM .....	58
Figura 26– Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do VSI antes do transitório para o PI-SVM .....	59

Figura 27 – Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do VSI depois do transitório para o controle PI-SVM.....	60
Figura 28 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ do VSI antes do transitório para o controle PI-SVM.....	60
Figura 29 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ do VSI depois do transitório para o controle PI-SVM.....	61
Figura 30 – Corrente de referência e medida da fase "a" para o OSV-MPC .....	61
Figura 31 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase "a" para o OSV-MPC .....	62
Figura 32 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI para o OSV-MPC .....	62
Figura 33 – Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do Conversor antes do transitório para o OSV-MPC.....	63
Figura 34 – Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do VSI depois do transitório para o OSV-MPC .....	64
Figura 35 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ antes do transitório para o OSV-MPC .....	64
Figura 36 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ depois do transitório para o OSV-MPC.....	65
Figura 37 – Corrente de referência e medida da fase "a" para o M2PC .....	65
Figura 38 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase "a" para o M2PC.....	66
Figura 39 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI para o M2PC.....	66
Figura 40 – Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do Conversor antes do transitório para o M2PC .....	67
Figura 41 – Espectro Harmônico da tensão $v_a$ do Conversor depois do transitório para o M2PC.....	67
Figura 42 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ do Conversor antes do transitório para o M2PC.....	68
Figura 43 – Espectro Harmônico da corrente $i_a$ do Conversor depois do transitório para o M2PC.....	69

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre o tempo de acomodação das quatro técnicas de controle .....	69
Tabela 2 – Taxa de Distorção Harmônica das correntes e tensão da fase “a” do conversor .	71
Tabela 3 – Erro Quadrático Médio entre $ia$ e $ia_{ref}$ nas quatro simulações .....	72



## **LISTA DE QUADROS**

Quadro 1 – Condições de chaveamento para o VSI .....	21
Quadro 2 – Sequência dos Vetores Espaciais de Tensão para cada Setor.....	29
Quadro 3 – Padrão de chaveamento para cada setor .....	30
Quadro 4 – Parâmetros utilizados nas simulações.....	50

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set Model Predictive Control</i>
CT	Centro Tecnológico
DSVM	<i>Discrete Space Vector Modulation</i>
EMPC	<i>Explicit Model Predictive Control</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FS-MPC	<i>Finite States Model Predictive Control</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
M2PC	<i>Modulated Model Predictive Control</i>
MPC-DSVM	<i>Model Predictive Control using Discrete Space Vector Modulation</i>
OSS-MPC	<i>Optimal Switching Sequence Model Predictive Control</i>
OSV-MPC	<i>Optimal Switching Vector Model Predictive Control</i>
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	Múltiplos inteiros da frequência da portadora
$a$	Índice de modulação
$B$	Múltiplos inteiros das bandas laterais da frequência da portadora
$D$	Razão cíclica do conversor
$e$	Tensão da rede (V)
$e_f$	Tensão da rede eficaz (V)
<i>Erro</i>	Valor do erro em regime permanente
$f$	Frequência da rede (Hz)
$f_0$	Frequência fundamental (Hz)
$f_c$	Frequência da portadora triangular (Hz)
$f_s$	Frequência de chaveamento do VSI (Hz)
$g_1^N$	Função custo correspondente ao vetor tensão $V_1$
$g_2^N$	Função custo correspondente ao vetor tensão $V_2$
$g_{k+1}^N$	Função custo
$G(s)$	Função de transferência de malha aberta da planta
$G_{MF}(s)$	Função de transferência de malha fechada da planta
$i$	Corrente na saída do VSI (A)
$\Delta I_{Lf}$	Ondulação da corrente no indutor L (A)
$i_{Lf}$	Corrente no indutor no projeto do filtro L (A)
$i_{med}$	Corrente medida para cálculo do erro em regime permanente (A)
$\overline{\Delta I_{Lf}}$	Ondulação da corrente no indutor L normalizada (A)
$i_{ref}$	Corrente de referência (A)
$I_{p.f}$	Corrente de pico de fase do VSI (A)
$I_{p.ref}$	Corrente de pico de fase de referência (A)
$K(s)$	Função de transferência do PI
$(k)$	Denota os valores medidos das variáveis no instante atual
$(k + 1)$	Denota os valores preditos das variáveis no instante imediatamente futuro
$K_I$	Ganho integral do controlador PI
$K_P$	Ganho proporcional do controlador PI
$L$	Indutor do filtro RL (H)

$m_f$	Índice de modulação da frequência
$N$	Número de estados de chaveamento de um conversor de potência
$n$	Número de ponto em que se considera para calcular o <i>Erro</i>
$R$	Resistor do filtro RL ( $\Omega$ )
$R(s)$	Entrada do sistema no domínio da frequência no projeto do PI
$r(t)$	Entrada do sistema no domínio do tempo no projeto do PI
$S_1$ à $S_6$	Chaves que representam o IGBT do VSI
$T_0$	Tempo de duração do vetor tensão $V_0$ (s)
$T_1$	Tempo de duração do vetor tensão $V_1$ (s)
$T_2$	Tempo de duração do vetor tensão $V_2$ (s)
$t_1$	Instante de redução da amplitude da corrente de referência em 50% (s)
$t_2$	Instante em que se adiciona corrente de 5 ° harmônico na rede (s)
$T_l$	Tempo de duração do vetor $V_l$ (s)
$T_j$	Tempo de duração do vetor $V_j$ (s)
$t_{acom}$	Tempo de acomodação (s)
$T_s$	Período de amostragem (s)
$T_z$	Metade do Período de amostragem (s)
$V_0$ à $V_7$	Vetores da tensão do VSI
$v$	Tensão sintetizada pelo VSI (V)
$V$	Tensão senoidal considerada para cálculo do vetor espacial (V)
$V_0$	Tensão da rede no projeto do filtro $L$ (V)
$V_{dc}$	Tensão nominal do barramento CC do VSI (V)
$V_{CC}$	Tensão contínua do conversor no projeto do filtro (V)
$V_{fP}$	Tensão de pico de fase da fundamental do VSI (V)
$v_{ref}$	Tensão de referência do PWM (V)
$y(t)$	Saída do sistema no domínio do tempo no projeto do PI
$Y(s)$	Saída do sistema no domínio da frequência no projeto do PI
$\emptyset_h$	Fase da componente harmônica ( <i>rad</i> )
$\theta$	Ângulo elétrico da rede no projeto do filtro $L$
$\alpha$	Ângulo do vetor espacial
$\omega$	Frequência do fasor tensão da rede (Hz)
$\omega_b$	Frequência da banda passante
$\omega_n$	Frequência natural não amortecida

$\zeta$

Coeficiente de amortecimento do projeto do PI

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>15</b>
1.1	Contextualização e Apresentação do Trabalho .....	15
1.2	Objetivo Geral.....	17
1.3	Objetivos Específicos.....	17
1.4	Metodologia.....	18
1.5	Organização do Trabalho .....	18
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....	<b>20</b>
2.1	Inversor Trifásico Convencional (VSI).....	20
2.2	Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM).....	22
2.2.1	Forma de Funcionamento .....	22
2.2.2	Espectro Harmônico da Tensão do VSI .....	23
2.3	Modulação de Vetor Espacial (SVM) .....	25
2.3.1	Cálculo do vetor espacial.....	27
2.3.2	Tempo de Duração dos Vetores da Tensão .....	28
2.3.3	Sequência de Chaveamento para cada Setor .....	29
2.4	Controle Proporcional Integral (PI) .....	31
2.5	Projeto do Filtro L do VSI.....	34
<b>3</b>	<b>CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO</b> .....	<b>38</b>
3.1	Conceitos Iniciais .....	38
3.2	Modelagem do sistema do VSI conectado à rede.....	39
3.3	Uso do OSV-MPC para Controle de Corrente .....	41
3.4	Controle Preditivo Modulado (M2PC) .....	43
<b>4</b>	<b>SIMULAÇÕES E RESULTADOS</b> .....	<b>47</b>
4.1	Introdução .....	47
4.2	Projeto dos componentes.....	47
4.3	Controle PI com SPWM (PI-SPWM) .....	52
4.4	Controle PI com SVM (PI-SVM) .....	57
4.5	Controle OSV-MPC .....	61
4.6	Controle M2PC .....	65
4.7	Discussão dos resultados .....	69

<b>4.8 Conclusões e Trabalhos Futuros .....</b>	<b>72</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>74</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contextualização e Apresentação do Trabalho

O aumento da geração isolada de energia elétrica e da utilização de equipamentos de alta potência nos últimos 10 anos veio com a necessidade de aprimoramento das técnicas de controle dos conversores. Isso é necessário para que a corrente entregue a carga ou injetada à rede elétrica seja mais próxima da ideal (senoidal). Nesse sentido, o controle preditivo tem ganhado bastante espaço devido a facilidade de sua implementação para realizar esse feito.

De acordo com a Empresa de Pesquisa Energética (EPE), a indústria foi responsável por cerca de 36,6% do consumo de energia elétrica da rede em 2020. Isso ressalta a importância de se estudar e avaliar as técnicas de controle dos conversores que atuam para que esse consumo se torne mais eficaz.

Nessa perspectiva, além da alta demanda, o setor industrial é responsável pela produção de boa parte da energia que consome através de instalações próprias. Isso possui bastante relevância, pois em questão de geração de energia, a autoprodução corresponde a cerca de 17,1% da energia consumida no Brasil, de acordo com os estudos da EPE (2021).

Nesse cenário, graças aos avanços da tecnologia e a necessidade de microcontroladores capazes de realizarem cálculos complexos, o *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC) veio como uma excelente alternativa para o controle de conversores de potência. Essa técnica utiliza de um conceito intuitivo e de fácil implementação quando se considera várias restrições. Pode-se, portanto, compensar o tempo de inatividade e a não linearidade do sistema, além de oferecer um método flexível de controle que pode se estender para diferentes aplicações. São estas, por exemplo, inversor e fonte ininterrupta, o que mostra seu alto desempenho sem a necessidade de ajustar parâmetros de controle para obter um comportamento otimizado do sistema geral. (AMMANN; CORTES; KOURO; RODRIGUEZ; VARGAS, 2009).



Entretanto, o OSV-MPC apresenta algumas desvantagens que merecem destaque. Uma delas, é que, pela ausência de um modulador, esse método de controle pode escolher apenas um número limitado de estados válidos de chaveamento. Isso, além de gerar ruído, também gera grandes ondulações de tensões e correntes. Outra desvantagem é a frequência de chaveamento variável, que produz um amplo espectro de tensão e de corrente e, portanto, diminui o desempenho do sistema em termos de qualidade de energia (KENNEL; MOUNTON; TOMLINSON; STOLZE, 2013).

Nesse cenário, há diversos estudos para contornar os problemas supracitados. De acordo com Vazquez, Leon e Franqueolo (2009) é possível o usar a técnica *Discrete Space Vector Modulation* (DSVM), em que vetores virtuais são considerados no algoritmo do controle preditivo e eles são sintetizados através de um modulador externo, o que fornece frequência de chaveamento fixa e, com isso, melhora o desempenho do sistema. Resultados similares são obtidos por Arahal, Barreto, Duran, Gregor, Prieto e Toral (2010) quando os controladores Proporcional Integral (PI) são substituídos pelo controle preditivo com modulação convencional. Ademais, os estudos de Kennel, Mounon, Stolze e Tomlinson (2013) mostra o chaveamento PWM com uma portadora triangular para se obter um modelo de controle preditivo com frequência de chaveamento constante, em que cada período de amostragem é dividido em pequenos segmentos de operação, obtendo melhor desempenho para diferentes topologias de conversores de potência.

Dessa forma, há diferentes soluções na literatura em que fornecem controle com frequência de chaveamento fixa. Todavia, elas abarcam expressões complexas para cálculo do tempo de chaveamento do conversor, não costumam ser intuitivas e tornam-se difícil de introduzir elementos na função de otimização do sistema. Para resolver esses problemas, este projeto faz uso de uma solução mais simplificada que permite que o conversor opere com frequência constante ao passo que se mantenha as qualidades do controle preditivo.

Essa solução se refere a um método de controle chamado de *Modulated Model Predictive Control* (M2PC), em que é usado os fundamentos da técnica Modulação Vetorial Espacial (SVM) para que se obtenha uma forma de onda da tensão modulada na saída do conversor de potência. Isso faz com que se atinja frequência de chaveamento constante e, com isso, melhora o desempenho do conversor.

## 1.2 Objetivo Geral

O objetivo geral deste projeto de graduação é implementar e comparar as estratégias de controle PI e MPC considerando modulações SPWM e SVM para o controle de um inversor trifásico convencional, modelando o sistema no *software* MATLAB/Simulink e utilizando-se de comparações descritivas e conclusivas dos resultados.

## 1.3 Objetivos Específicos

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

- I. Avaliar o controle PI no inversor com modulação SPWM, analisando seu desempenho em regime transitório e permanente, utilizando-se de comparações descritivas e conclusivas dos resultados;
- II. Avaliar o controle PI no inversor com modulação SVM, analisando seu desempenho em regime transitório e permanente, utilizando-se de comparações descritivas e conclusivas dos resultados;
- III. Avaliar o controle OSV-MPC no inversor, analisando seu desempenho em regime transitório e permanente, utilizando-se de comparações descritivas e conclusivas dos resultados;
- IV. Avaliar o controle preditivo com modulador externo (M2PC), analisando seu desempenho em regime transitório e permanente, utilizando-se de comparações descritivas e conclusivas dos resultados.

## 1.4 Metodologia

O presente trabalho, do ponto de vista da sua natureza, é uma pesquisa aplicada, pois gera conhecimentos para a solução de problemas ligados ao controle de conversores de potência. Em relação aos objetivos, trata-se de uma pesquisa explicativa, uma vez que são discutidos fatores que afetam o controle do inversor e, portanto, identifica-se soluções para alguns problemas encontrados. Como 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

Inicialmente, no capítulo 2, realizou-se a revisão da literatura sobre o Inversor Trifásico Convencional (VSI), que é o conversor CC-CA utilizado neste projeto de graduação. Em seguida apresentou-se duas formas de acionamento do VSI: as estratégias SPWM e SVM. Após isso, introduziu-se o conceito de controle PI e projeto das constantes desse controlador. Nesse contexto, com o intuito de determinar o indutor do filtro  $RL$  que conecta o VSI à rede, apresentou-se uma metodologia de cálculo de sua indutância.

No capítulo 3 introduziu-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 VSI. Determinou-se as expressões características para o circuito de estudo e realizou-se a modelagem preditiva do mesmo. Ao final do capítulo, propôs-se uma modificação no OSV-MPC tradicional com a adição de um modulador externo para manter a frequência de chaveamento do inversor fixa com base na técnica SVM.

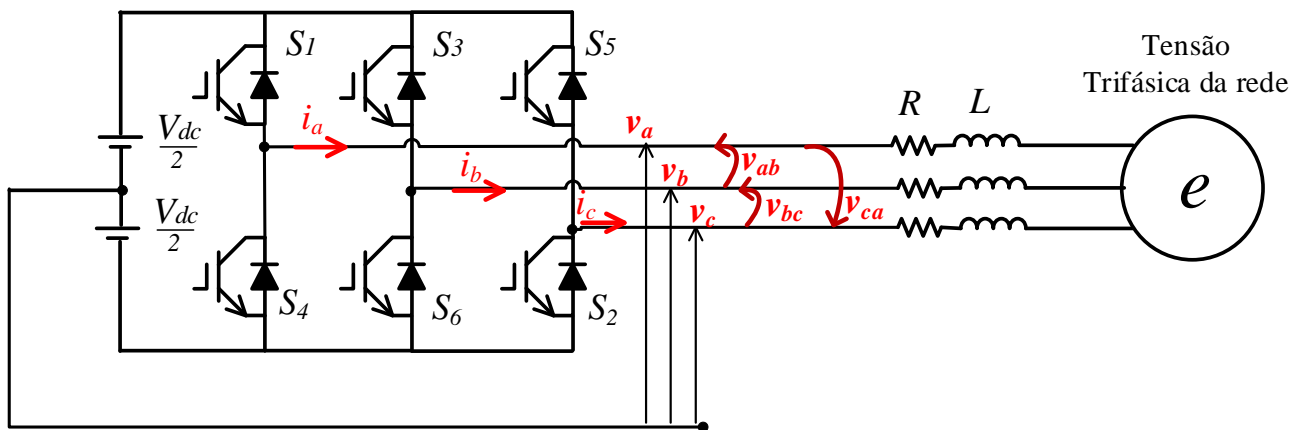
Para estudar os conceitos apresentados nos capítulos 2 e 3, definiu-se os parâmetros e calculou-se os componentes que foram utilizados nas simulações do capítulo 4. Após isso, utilizou-se o *Simulink* para emular o comportamento de quatro circuitos para o controle do inversor proposto neste trabalho: Controle PI com SPWM, Controle PI com SVM, Controle OSV-MPC e Controle M2PC. Na sequência mostrou-se e discutiu-se acerca dos resultados obtidos em cada uma das simulações.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

### 2.1 Inversor Trifásico Convencional (VSI)

Na Figura 1, apresenta-se um Inversor Trifásico Convencional (VSI) que contém seis transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) com diodos em antiparalelo, conectado à rede elétrica por um filtro  $RL$ . Além disso,  $e$  representa a tensão na rede elétrica e  $V_{dc}$  uma fonte de tensão contínua. Uma condição para o correto funcionamento desse conversor é que cada perna deve atuar de forma complementar para evitar curto-circuito no barramento CC de acordo com o Quadro 1 (BAIER; MORALES; MUÑOZ; RIVERA, 2015).

Figura 1 – Inversor Trifásico Convencional conectado à rede elétrica



Fonte: Produção do próprio autor.

Quadro 1 – Condições de chaveamento para o VSI

Vetor Espacial		Condição de chaveamento	Tensão de linha			Chaves acionadas
			$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	
Vetor Nulo	$V_0$	000	0	0	0	$S_1, S_3, S_5$
	$V_7$	111	0	0	0	$S_4, S_6, S_2$
Vetor Ativo	$V_1$	100	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$S_1, S_6, S_2$
	$V_2$	110	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	$S_1, S_3, S_2$
	$V_3$	010	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	0	$S_4, S_3, S_2$
	$V_4$	011	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$	$S_4, S_3, S_5$
	$V_5$	001	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	$S_4, S_6, S_5$
	$V_6$	101	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$S_1, S_6, S_5$

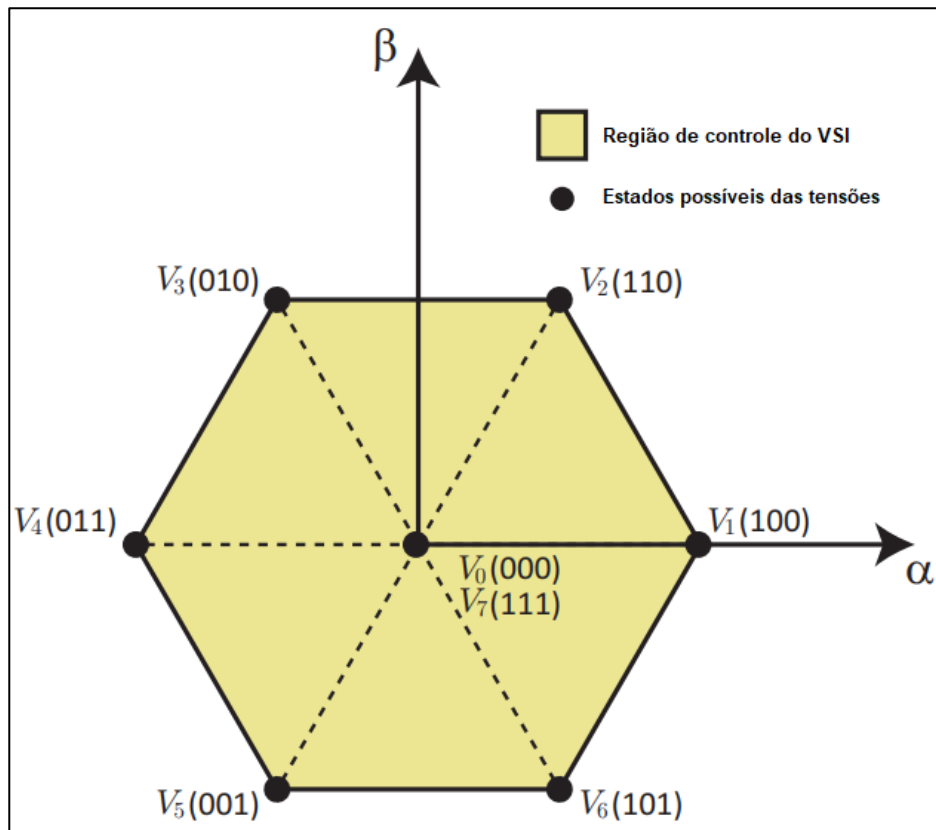
Fonte: Abdalrahman e outros (2018).

Nota: Adaptado pelo autor.

A partir do Quadro 1, percebe-se que diferentes estados de chaveamento para cada fase do inversor podem produzir diferentes tensões. Como resultado, existem oito possíveis estados válidos para os IGBTs, representados pelas chaves  $S_1$  a  $S_6$ , que correspondem a um número de oito vetores de tensão sintetizadas na saída do conversor (ABDALRAHMAN *et al.*, 2018).

O estado (1) significa que o IGBT, representado pelas chaves  $S_1$  a  $S_6$ , está acionado e, portanto, em condução. Já o estado (0) significa que o IGBT não está em condução. No campo “Condição de chaveamento” do Quadro 1, os três dígitos correspondem ao estado das fases  $abc$  do conversor respectivamente. Dessa forma, o estado de chaveamento (100) significa que apenas a chave  $S_1$  está conduzindo e, com isso, somente a perna ( $a$ ) está com tensão; em contrapartida as chaves  $S_3$  e  $S_5$  não estão conduzindo, o que gera tensão nula nas pernas das fases ( $b$ ) e ( $c$ ). Vale ressaltar que há dois estados de chaveamento em que as tensões de linha serão nulas, a saber, (000) e (111). Já os outros estados restantes fornecem tensão de linha não nula. Por fim a disposição dos vetores de tensão do VSI pode ser representada através das coordenadas  $\alpha\beta$ , de acordo com a Figura 2.

Figura 2 – Região de Controle do VSI trifásico de dois níveis



Fonte: Vazquez e outros (2016).

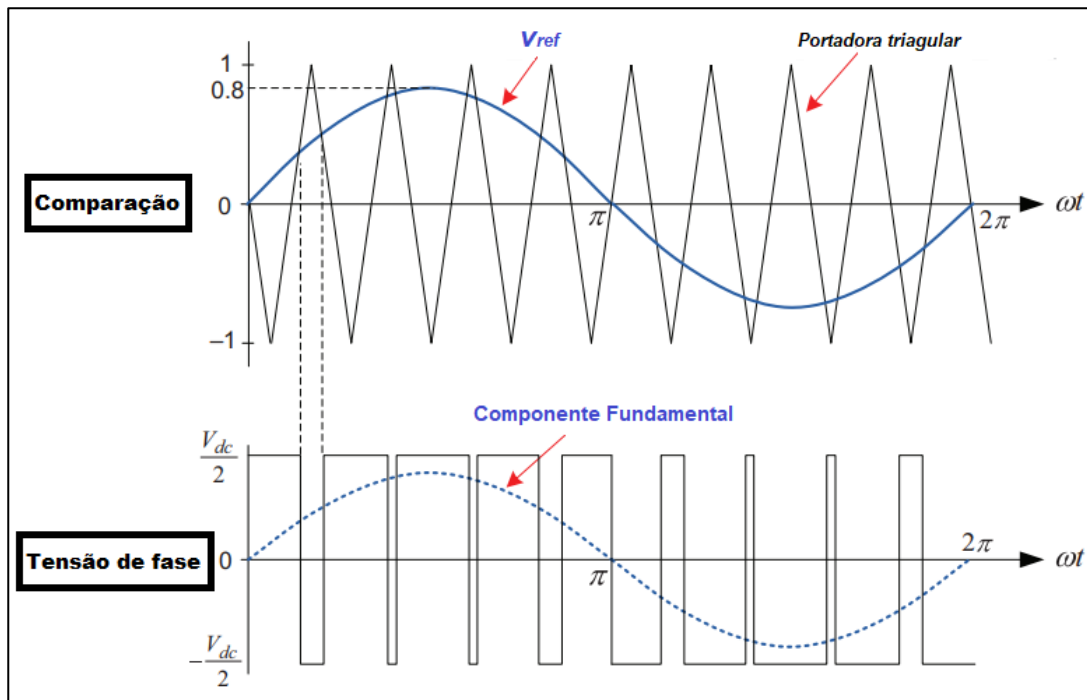
Nota: Adaptado pelo autor.

## 2.2 Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM)

### 2.2.1 Forma de Funcionamento

A Modulação por Largura de Pulso Senoidal, do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM), é um tipo de técnica PWM em que uma referência de tensão alternada senoidal ( $v_{ref}$ ) é comparada com uma portadora triangular em alta frequência. Esta técnica pode ser usada no VSI da Figura 1 para gerar em sua saída os pulsos de disparos e sintetizar as tensões de fase ( $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$ ). Dessa forma, quando  $v_{ref}$  for maior do que a portadora, a saída será  $+V_{dc}$  e, quando  $v_{ref}$  for menor, a saída será  $-V_{dc}$ . Essa comparação é feita para cada referência de fase ( $v_{refA}, v_{refB}, v_{refC}$ ). Exibe-se na Figura 3 o fenômeno descrito para uma das fases do VSI.

Figura 3– Tensão de uma fase do VSI sintetizadas por SPWM



Fonte: Kim (2018).  
Nota: Adaptado pelo autor.

Ademais, a técnica SPWM tem a característica de a frequência de chaveamento do inversor ser igual a frequência da portadora triangular. Portanto, cada estado de chaveamento do Quadro 1 é aplicado no conversor no período da portadora triangular. Dessa forma, essa técnica tem a vantagem de ter frequência de chaveamento constante. Uma frequência de chaveamento constante permite calcular as perdas dos dispositivos de chaveamento, de modo que o projeto térmico destes se torna mais fácil. Além disso, como as características dos harmônicos são bem definidos, o projeto de um filtro para eliminar os harmônicos se torna mais fácil (KIM, 2017).

### 2.2.2 Espectro Harmônico da Tensão do VSI

Nesse contexto, será analisado o espectro harmônico da tensão de saída do VSI pela técnica SPWM. É amplamente conhecido que a tensão de saída contém harmônicos na frequência da portadora ( $f_c$ ) e de seus múltiplos inteiros ( $A$ ) e, também, as bandas laterais ( $B$ ) de todas essas frequências. Assim, esses harmônicos, que são conhecidos como harmônicos de frequência de chaveamento, podem ser expressos como (KIM, 2017)

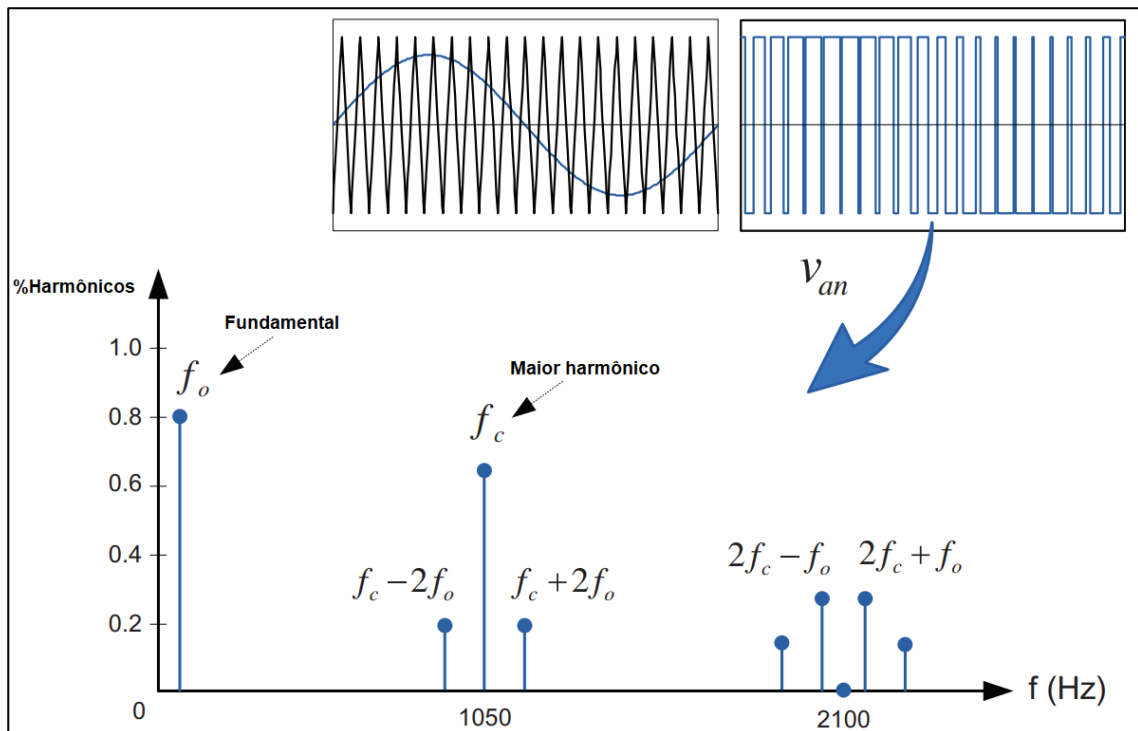
$$v_{0-h} = V_h \sin[2\pi(Af_c \pm Bf_0)t + \varnothing_h] = V_h \sin[2\pi f_0(Am_f \pm B)t + \varnothing_h] \quad (1)$$



Na equação (1),  $f_0$  é a frequência fundamental da tensão de saída e  $m_f$  é o índice de modulação da frequência, que denota a relação entre a frequência da portadora e a frequência fundamental, ou seja,  $m_f = f_c/f_0$ .  $A$  e  $B$  são inteiros e  $A + B$  é ímpar.  $\varnothing_h$  denota a fase da componente harmônica. Da equação (1), as ordens dos harmônicos são dadas como

$$\begin{aligned}
 & m_f, m_f \pm 2, m_f \pm 4, m_f \pm 6, \dots \\
 & 2m_f + 1, 2m_f \pm 3, 2m_f \pm 5, 2m_f \pm 7, \dots \\
 & 3m_f, 3m_f \pm 2, 3m_f \pm 4, 3m_f \pm 6, \dots \\
 & 4m_f + 1, 4m_f \pm 3, 4m_f \pm 5, 4m_f \pm 7, \dots
 \end{aligned} \tag{2}$$

Como exemplo, apresenta-se na Figura 4 o espectro harmônico para a tensão  $v_{an}$  gerada na saída do VSI, em que  $f_0 = 50 \text{ Hz}$  e  $m_f = 21$ . Dessa forma, a frequência de chaveamento ( $f_c = 21 \times 50 \text{ Hz} = 1050 \text{ Hz}$ ) representa a maior componente harmônica de maior amplitude.

Figura 4 – Espectro Harmônico da tensão  $v_{an}$ 

Fonte: Kim (2018).

Nota: Adaptado pelo autor.

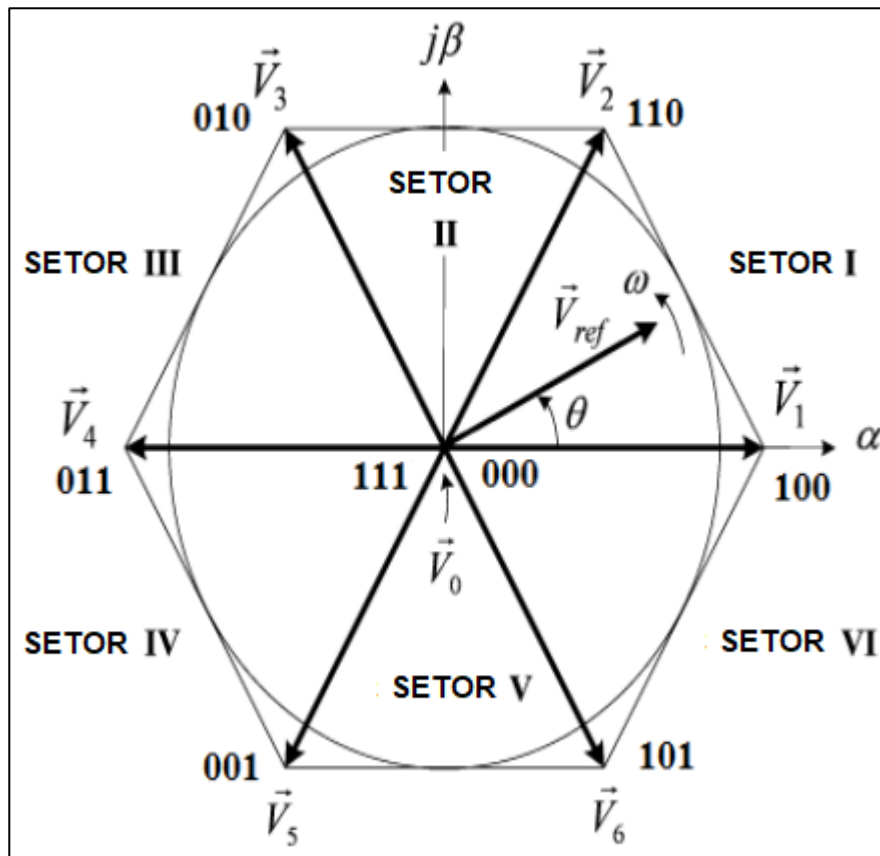
Quanto mais alta for a frequência de chaveamento, mais alta será a ordem do harmônico principal. Assim, quando uma frequência de chaveamento mais elevada é usada, a qualidade da forma de onda da tensão pode ser melhorada e a filtragem pode ser facilitada. No entanto, isso leva a maiores perdas de comutação. Portanto, é importante considerar o desempenho geral do sistema ao selecionar a frequência de chaveamento.

### 2.3 Modulação de Vetor Espacial (SVM)

A técnica Modulação de Vetor Espacial, do inglês *Space Vector Modulation* (SVM), é originário do conceito do campo magnético girante da máquina de indução, em que grandezas trifásicas são transformadas em bifásicas (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).

Nessa perspectiva, as condições ativas e nulas de chaveamento podem ser representadas por vetores espaciais ativos e nulos, respectivamente. O esquemático típico de vetor espacial para o VSI de dois níveis é mostrado na Figura 2. Os seis vetores ( $V_1$  a  $V_6$ ) formam um hexágono simétrico com setores semelhantes (setor 1 a 6). Cada setor é separado  $60^\circ$  entre si. Ademais,  $\vec{V}_{ref}$  é o vetor de tensão de referência que usualmente controla a magnitude e a frequência da tensão fundamental (ABDALRAHMAN *et al.*, 2018). A Figura 5 mostra essa divisão da região de controle do VSI em seis setores equivalentes.

Figura 5 – Esquema do vetor espacial para o VSI de dois níveis no plano  $\alpha\beta$



Fonte: Abdalrahman e outros (2018).

Nota: Adaptado pelo autor.

Quando as tensões trifásicas das equações (3), (4) e (5) a seguir são aplicadas numa máquina de corrente alternada, produz-se um fluxo magnético girante em seu entreferro. Esse fluxo trifásico pode ser representado como um único vetor girante. A magnitude e o ângulo do vetor girante podem ser encontrados pela transformada dos eixos trifásicos ( $abc$ ) para as coordenadas  $\alpha\beta$ , este procedimento é também chamado de Transformada Clark (KUMAR *et al.*, 2013). A seguir é apresentado as etapas para se alcançar o SVM.

### 2.3.1 Cálculo do vetor espacial

Sejam as grandezas de tensão senoidais trifásicas a seguir.

$$V_a = V_m \sin(\omega t) \quad (3)$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (4)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (5)$$

Transformada de Clark (  $T\{\alpha,\beta\}$  ) de  $\overrightarrow{V_{ref}}$  :

$$\overrightarrow{V_{ref}} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3} \left( V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (6)$$

$$|\overrightarrow{V_{ref}}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (7)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (8)$$

Em que  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  representam as partes real e imaginária de  $\overrightarrow{V_{ref}}$  no plano  $\alpha\beta$ .

Partes real e imaginária:

$$V_\alpha = \frac{2}{3} \left( V_a + V_b \cos \frac{2\pi}{3} + V_c \cos \frac{2\pi}{3} \right) \quad (9)$$

$$V_\beta = \frac{2}{3} \left( V_b \sin \frac{2\pi}{3} - V_c \sin \frac{2\pi}{3} \right) \quad (10)$$

Das equações (9) e (10) obtêm-se a matriz de transformação das coordenadas  $abc$  para  $\alpha\beta$ , representada pela equação (11).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

### 2.3.2 Tempo de Duração dos Vetores da Tensão

O tempo de duração dos vetores que compõe o setor 1 da Figura 5 pode ser obtido pelas seguintes equações.

$$V_{ref}T_S = V_1T_1 + V_2T_2 + V_0T_0 \quad (12)$$

$$T_1 = T_S a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (13)$$

$$T_2 = T_S a \sin(\theta) \quad (14)$$

Onde  $a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}}$  é o índice de modulação.

$$T_0 = T_S - T_1 - T_2 \quad (15)$$

Em que  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_0$  representam os tempos de duração dos vetores  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_0$  respectivamente.

Estendendo esse procedimento para os demais setores, obtêm-se a fórmula genérica para o cálculo do tempo de duração dos dois vetores adjacentes ( $V_i$  e  $V_j$ ) que compõe cada setor do hexágono da Figura 5.

$$T_l = T_S a \sin\left(\frac{n}{3}\pi - \alpha\right) \quad (16)$$

$$T_j = T_S a \sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (17)$$

Em que  $T_l$ ,  $T_j$  e  $T_0$  representam os tempos de duração dos vetores  $V_i$ ,  $V_j$  e  $V_0$  respectivamente.

Onde  $1 \leq n \leq 6$ ;  $1 \leq l \leq 6$ ;  $1 \leq j \leq 6$  e  $j = l + 1$ .

### 2.3.3 Sequência de Chaveamento para cada Setor

Após o cálculo do tempo de duração dos vetores espaciais, o próximo passo é determinar a sequência de chaveamento para um dado  $\overrightarrow{V_{ref}}$ . O Quadro 2 mostra a sequência de chaveamento para cada setor. Diferentes grupos de chaves serão ligadas ou desligadas enquanto  $\overrightarrow{V_{ref}}$  vai passando por cada um dos seis setores (ABDALRAHMAN *et al.*, 2018). Essa sequência começa e termina com o vetor nulo [000] como indicado no Quadro 2.

Quadro 2 – Sequência dos Vetores Espaciais de Tensão para cada Setor

Setor	Sequência de vetores espaciais						
<b>1</b>	$V_0$ 000	$V_1$ 100	$V_2$ 110	$V_7$ 111	$V_2$ 110	$V_1$ 100	$V_0$ 000
<b>2</b>	$V_0$ 000	$V_3$ 010	$V_2$ 110	$V_7$ 111	$V_2$ 110	$V_3$ 010	$V_0$ 000
<b>3</b>	$V_0$ 000	$V_3$ 010	$V_4$ 011	$V_7$ 111	$V_4$ 011	$V_3$ 010	$V_0$ 000
<b>4</b>	$V_0$ 000	$V_5$ 001	$V_4$ 011	$V_7$ 111	$V_4$ 011	$V_5$ 001	$V_0$ 000
<b>5</b>	$V_0$ 000	$V_5$ 001	$V_6$ 101	$V_7$ 111	$V_6$ 101	$V_5$ 001	$V_0$ 000
<b>6</b>	$V_0$ 000	$V_1$ 100	$V_6$ 101	$V_7$ 111	$V_6$ 101	$V_1$ 100	$V_0$ 000

Fonte: Abdalrahman e outros (2018).

Nota: Adaptado pelo autor.

A partir do Quadro 2, consegue-se definir o padrão de chaveamento para cada fase dentro de cada setor, ou seja, o tempo em que cada uma das chaves  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  ficarão ligadas, assim como o tempo que cada uma das chaves  $S_4$ ,  $S_6$  e  $S_2$  ficarão desligadas. Dito isso, como se vê no Quadro 3 a seguir, pode-se definir quando e por quanto tempo cada perna do VSI ficará ativa.

Quadro 3 – Padrão de chaveamento para cada setor

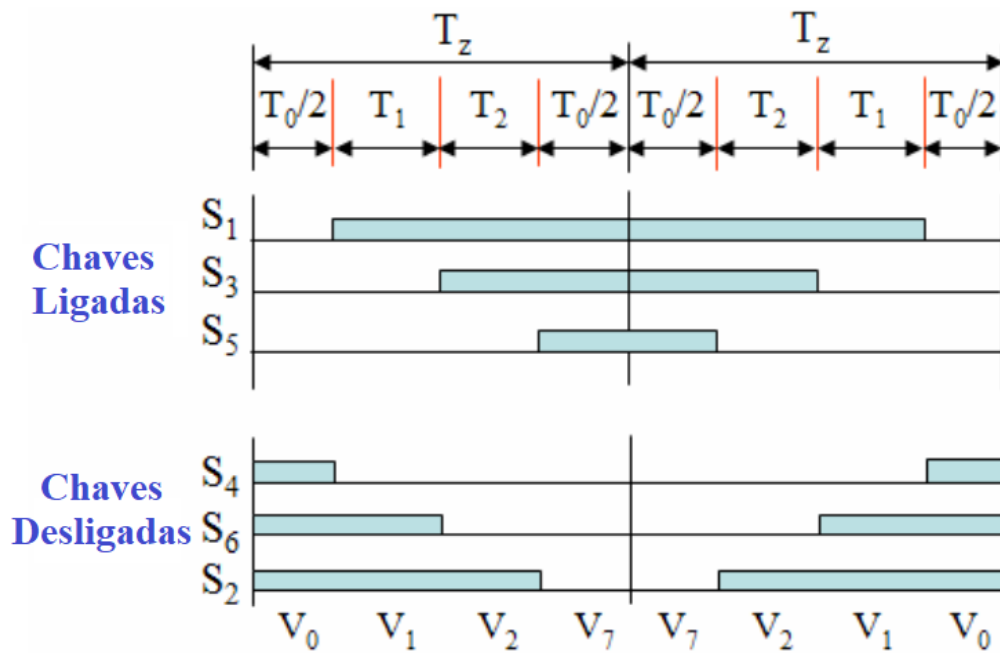
Setor	Chaves ligadas (S1, S3, S5)	Chaves desligadas (S4, S6, S2)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

Fonte: Rathnakumar e outros (2005).

Nota: Adaptado pelo autor.

Diante dos Quadros 2 e 3, destaca-se que há a construção de um padrão de pulsos simétricos para dois intervalos  $T_z$  consecutivos, em que  $T_s = 2T_z = 1/f_s$  é o tempo de amostragem. Além disso, nota-se que o tempo equivalente ao vetor de tensão nula ( $T_0$ ) foi convenientemente distribuído entre os vetores  $V_0$  e  $V_7$  para gerar um pulso com formato simétrico. Estudos mostram que um padrão de pulsos simétricos fornece menores harmônicos na saída dos conversores (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Para exemplificar essa questão, a Figura 6 mostra o padrão de pulsos simétricos para o setor 1, de acordo com os Quadros 2 e 3.

Figura 6 – Sequência de pulsos no setor 1



Fonte: Rathnakumar e outros (2005).

Nota: Adaptado pelo autor.

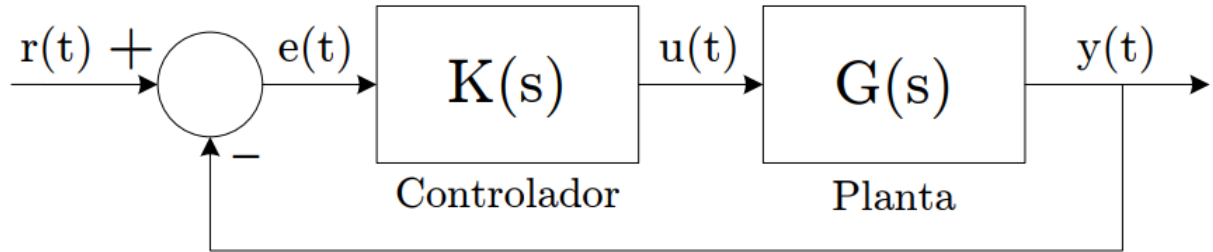
## 2.4 Controle Proporcional Integral (PI)

No VSI, o Controle Proporcional Integral, geralmente, usa uma portadora de frequência de chaveamento fixa. Isso resulta em uma operação do inversor em uma frequência constante e faixa de harmônicos de tensões e correntes bem definidos (AMMAR; MASWOOD, 2010).

A Figura 7 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle realimentado no domínio contínuo, ele servirá de base para o projeto dos parâmetros do controle PI a seguir.



Figura 7 – Diagrama de blocos do sistema realimentado



Fonte: Hauser (2014).

Nota: Adaptado pelo autor.

Aplicando a Lei de *Kirchhoff* no filtro de saída do VSI da Figura 1, obtêm-se a função de transferência de malha aberta ( $G(s)$ ) da planta de corrente:

$$G(s) = \frac{1}{L \cdot s + R} = \frac{1/R}{\frac{L}{R}s + 1} \quad (18)$$

O controlador PI, por sua vez, pode ser descrito com a seguinte função de transferência:

$$K(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (19)$$

Em que  $K_I$  e  $K_P$  representam as constantes integral e proporcional respectivamente.

A função de transferência da planta em malha fechada, incluindo o controlador PI e considerando a realimentação negativa unitária, é dada pela seguinte fórmula:

$$G_{MF}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (20)$$

Substituindo as equações (18) e (19) na equação (20), obtêm-se  $G_{MF}(s)$  com os parâmetros do sistema.

$$G_{MF}(s) = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} = \frac{\frac{K_P}{L}s + \frac{K_I}{L}}{s^2 + \frac{R + K_P}{L}s + \frac{K_I}{L}} \quad (21)$$

Considerando que o ganho  $K_P$  é muito maior que a resistência  $R$ , despreza-se este valor. A equação (21) se torna:

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{K_P}{L}s + \frac{K_I}{L}}{s^2 + \frac{K_P}{L}s + \frac{K_I}{L}} \quad (22)$$

Nota-se que a equação (22) representa um sistema de 2ª ordem no plano  $s$ , tal que:

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (23)$$

Sabendo-se que  $s = j\omega_b$ , em que  $\omega_b$  é a banda passante, têm-se:

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (24)$$

O valor da faixa passante é determinado por:

$$20 \log G(j\omega_b) = -3dB \quad (25)$$

Usualmente aproxima-se  $20 \log G(j\omega_b)$  para  $-3,01dB$  que equivale a um ganho de 0,707 (BORGES, 2019). Portanto,

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707 \quad (26)$$

Desenvolvendo a equação (26) e comparando com a equação (22), obtêm-se os ganhos  $K_I$  e  $K_P$ , em que  $\zeta$  é o fator de amortecimento e  $\omega_b$  é a frequência de corte do compensador.

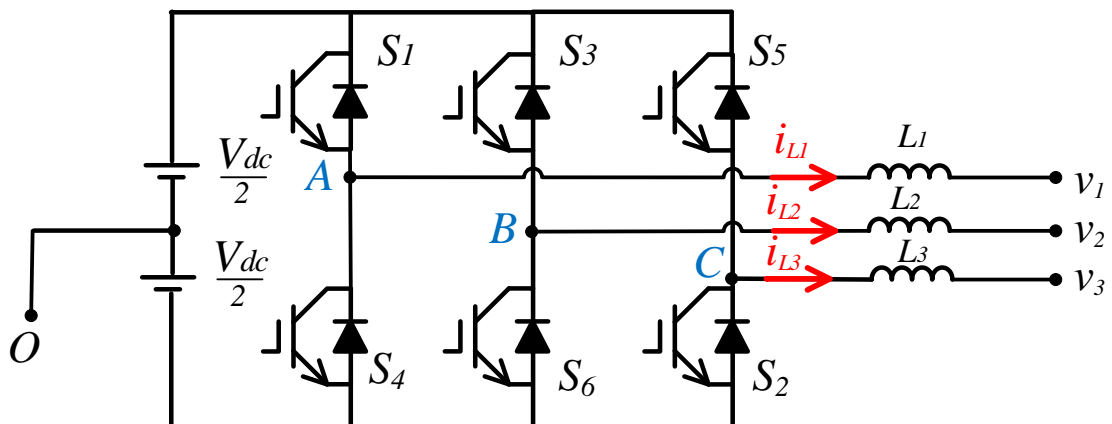
$$K_I = L \left( \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right)^2 \quad (27)$$

$$K_P = 2\zeta L \left( \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right) \quad (28)$$

## 2.5 Projeto do Filtro L do VSI

Para o projeto do indutor de saída do conversor, considera-se o VSI da Figura 8 que se conecta a um filtro L.

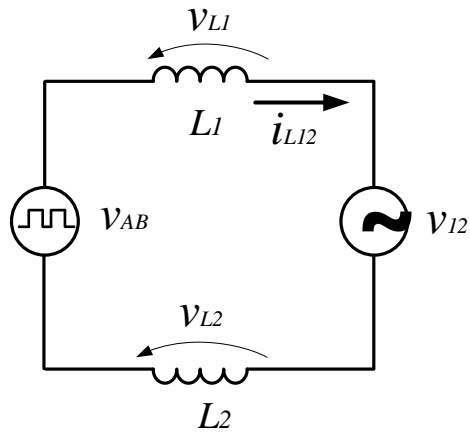
Figura 8 – VSI conectado a um filtro L



Fonte: Produção do próprio autor.

Utilizando-se das equações diferenciais do inversor e aplicando a Lei de *Kirchhoff* das tensões nas malhas do circuito da Figura 8, chega-se ao circuito simplificado da Figura 9.

Figura 9 – Circuito simplificado para cálculo do filtro L

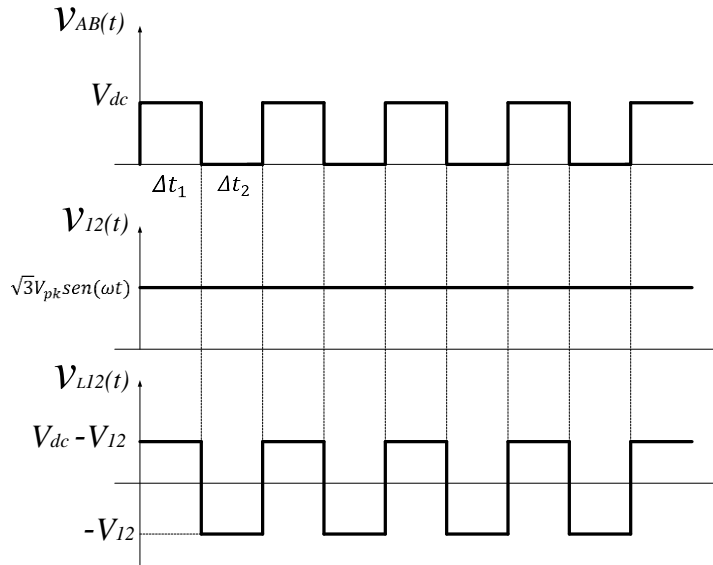


Fonte: Produção do próprio autor.

Aplicando *LKT* no circuito da Figura 9, obtêm-se a equação (29).

$$v_{L12}(t) = v_{L1}(t) - v_{L2}(t) = v_{AB}(t) - v_{12}(t) \quad (29)$$

Da equação (29),  $v_{L12}$  é a diferença de tensão entre os indutores  $L_1$  e  $L_2$ . Já  $v_{AB}$  e  $v_{12}$  simbolizam, respectivamente, a ddp entre os pontos  $A$  e  $B$  e entre  $v_1$  e  $v_1$  do circuito da Figura 8. As formas de onda de  $v_{AB}$ ,  $v_{12}$  e  $v_{L12}$  são mostradas na Figura 10, em que é considerado o semiciclo positivo da tensão de linha  $v_{12}$ .

Figura 10 – Formas de onda de  $v_{AB}$ ,  $v_{12}$  e  $v_{L12}$ 

Fonte: Produção do próprio autor.

Pela Figura 10, nota-se que  $v_{12}$  pode ser considerado constante durante um período de chaveamento  $T_S$ , pois essa tensão está em baixa frequência em comparação com as outras tensões da Figura 10.

Considerando o intervalo de tempo  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$  da Figura 10, utiliza-se a equação (30) para se obter expressões para o indutor.

$$v_{L12} = L \frac{di_{L12}}{dt} \quad (30)$$

A partir da equação (30), para os intervalos  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ , chega-se nas equações (31) e (32) a seguir.

$$V_{dc} - \sqrt{3}V_{pk} \text{sen}(\omega t) = L \frac{\Delta I_{L12}}{\Delta t_1} \quad (31)$$

$$-\sqrt{3}V_{pk} \text{sen}(\omega t) = L \frac{\Delta I_{L12}}{\Delta t_2} \quad (32)$$

Das equações (31) e (32), isola-se  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ . Em seguida, usa-se  $\Delta t_1 + \Delta t_2 = T_s/2$  e considerando que  $\Delta I_{L12} = \Delta I_L$ , têm-se a equação (33).

$$\frac{T_s}{2} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{dc} - \sqrt{3}V_{pk}\text{sen}(\omega t)} + \frac{L \cdot \Delta I_L}{\sqrt{3}V_{pk}\text{sen}(\omega t)} \quad (33)$$

Desenvolvendo a equação (33), sabendo que  $f_s = 1/T_s$  e  $M = V_{pk}/V_{dc}/2$ , chega-se à expressão da corrente normalizada ( $\overline{\Delta I_L}$ ) da equação (34) a seguir.

$$\overline{\Delta I_L} = \frac{4f_s \cdot L \cdot \Delta I_L}{V_{dc}} = \sqrt{3} \cdot M \cdot \text{sen}(\omega t) - 1,5 \cdot M^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (34)$$

Nesse sentido, para cálculo da indutância do filtro L, considera-se a máxima ondulação da corrente normalizada. Isso ocorre para  $\overline{\Delta I_L} = 0,5$ . Substituindo este valor na equação (34) obtêm-se a equação (35) para se determinar o valor de L.

$$L = \frac{V_{dc}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (35)$$

### 3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

#### 3.1 Conceitos Iniciais

Refere-se ao Controle Preditivo Baseado em Modelo, do inglês *Model Predictive Control* (MPC), como uma família de controladores não lineares em que há o uso de um modelo de projeto explícito e identificável. Seu método de projeto de controle encontra ampla aceitação em aplicações industriais e, por isso, é alvo de estudos acadêmicos em muitos lugares do mundo. Uma razão para tal popularidade é a capacidade dos projetos de MPC de gerar sistemas de controle de alto desempenho, capazes de operar sem intervenção especializadas por longos períodos de tempo (GARCÍA; MORARI; PRETT, 1989).

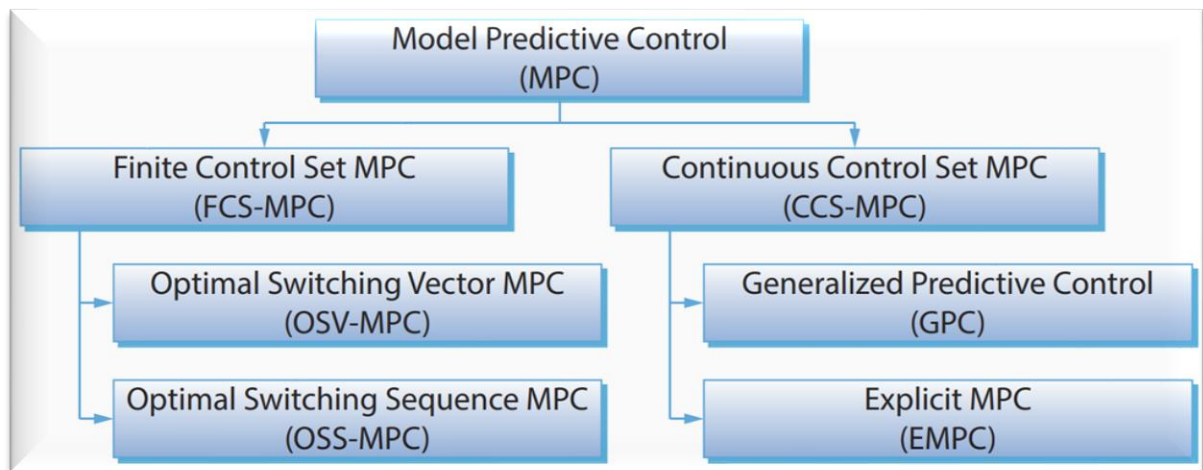
Nesse contexto, o MPC define a ação de controle minimizando uma função de custo que descreve o comportamento desejado do sistema. Essa função custo compara o sinal de saída predita do sistema com um sinal de referência. A saída predita é calculada a partir de um modelo matemático desenvolvido para cada projeto (VAZQUEZ *et al*, 2016). Portanto, para cada tempo de amostragem, o MPC calcula uma quantidade de estados futuros e aplica no sistema o estado que minimiza a função custo. Isso faz com que o erro seja reduzido ao máximo.

Os métodos de MPC são classificados com base no tipo de problema de otimização, ou seja, se é uma otimização inteira ou não. Dito isso, como se vê na Figura 11, o MPC pode ser subdividido em dois gêneros, o *Continuous Control Set MPC* (CCS-MPC) e o *Finite Control Set MPC* (FCS-MPC).

Em relação ao CCS-MPC, calcula-se um sinal de controle contínuo e, então, usa um modulador para gerar a tensão de saída desejada do conversor de potência. A estratégia de modulação pode ser qualquer uma que é válida para a topologia do conversor em consideração. A principal vantagem do CCS-MPC é que se produz uma frequência de chaveamento fixa, entretanto, possui alta complexidade de implementação (RODRIGUEZ *et al*, 2016). Ademais, duas espécies do CCS-MPC são mais usadas para aplicações em eletrônica de potência (Figura 11), o *Generalized Predictive Control* (GPC) e o *Explicit MPC* (EMPC).

O FCS-MPC, por sua vez, leva em consideração a natureza discreta do conversor de potência para formular o algoritmo do MPC e não necessita de um modulador externo. Isso contribui para a simplicidade desse tipo de controle. Esse controle pode ser dividido em dois tipos (Figura 11): o *Optimal Switching Vector MPC* (OSV-MPC) e o *Optimal Switching Sequence MPC* (OSS-MPC). O primeiro, calcula os possíveis valores da tensão de saída do conversor, por exemplo, e reduz o erro com base numa função de custo. Dessa forma o OSV-MPC calcula apenas as previsões para o controle de um sistema definido, o que acarreta em uma estratégia de controle bem intuitiva. Por fim, o OSS-MPC funciona através de um número limitado de sequência de chaveamento por período de amostragem, realizando mais decisões dentro desse intervalo de tempo (VAZQUEZ *et al*, 2016).

Figura 11 – Classificação dos tipos de MPC



Fonte: Vazquez e outros (2016).

Nota: Adaptado pelo autor.

### 3.2 Modelagem do sistema do VSI conectado à rede

A partir do embasamento teórico apresentado sobre as técnicas de controle e modulação, será iniciado o projeto do controle do VSI da Figura 1 utilizando a técnica OSV-MPC para controle por corrente. Para isso será desenvolvida as equações que descrevem o comportamento do sistema.

Considerando a fase “a” do VSI da Figura 1, o modelo contínuo para a dinâmica da corrente  $i_a$  pode ser obtido usando a Lei de *Kirchhoff* através da equação (36).



$$V_{an}(t) = L \frac{di_a(t)}{dt} + Ri_a(t) + e_a(t) \quad (36)$$

Pela equação (36), nota-se que a tensão da fase “a” sintetizada pelo VSI é igual à soma da queda da tensão no indutor e na resistência com a tensão gerada na fase “a” da fonte. Isolando o termo  $\frac{di_a(t)}{dt}$  da equação (36), obtém-se:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L} [V_{an}(t) - e_a(t) - Ri_a(t)] \quad (37)$$

Assumindo que as variáveis se mantêm constante durante um período de amostragem  $T_s$ , é possível obter um modelo no tempo discreto da equação (37). Para isso, do lado esquerdo da equação (37), compreende-se que a variação da corrente pode ser interpretada 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 (38).

$$\frac{di_a(t)}{dt} \approx \frac{i_a(k + 1) - i_a(k)}{T_s} \quad (38)$$

De forma análoga, o lado direito da equação (37) fica da seguinte forma, quando se discretiza as variáveis:

$$\frac{1}{L} [V_{an}(t) - e_a(t) - Ri_a(t)] = \frac{1}{L} [v_{an}(k + 1) - e_a(k) - Ri_a(k)] \quad (39)$$

Em que  $e_a(k)$  e  $i_a(k)$  são os valores discretizados da fonte e da corrente da fase “a” respectivamente.  $R$  e  $L$  são valores constantes e  $v_{an}(k + 1)$  representa uma das tensões que o VSI pode sintetizar. Portanto, igualando (38) com (39) chega-se na equação (40), que representa a equação (37) no domínio discreto.

$$\frac{i_a(k + 1) - i_a(k)}{T_s} = \frac{1}{L} [v_{an}(k + 1) - e_a(k) - Ri_a(k)] \quad (40)$$

Como se deseja fazer o controle por corrente, isola-se o termo  $i_a(k + 1)$  e obtém-se a equação (41).

$$i_a(k + 1) = \frac{T_S}{L} \left[ v_{an}(k + 1) - e_a(k) - \left( R - \frac{L}{T_S} \right) i_a(k) \right] \quad (41)$$

Note que da equação (41) e do Quadro 1,  $v_{an}(k + 1)$  representa uma das  $N = 8$  possibilidades de tensão para a fase “a” que o VSI pode sintetizar no instante futuro, ao passo que  $i_a(k + 1)$  representa a corrente no instante futuro correspondente a cada uma dessas  $N$  tensões. Dessa forma, a equação (41) fica melhor representada da seguinte forma:

$$i_a^N(k + 1) = \frac{T_S}{L} \left[ v_{an}^N(k + 1) - e_a(k) - \left( R - \frac{L}{T_S} \right) i_a(k) \right] \quad (42)$$

Onde  $N$  é um número entre 1 e 8 que representa um estado válido de tensão do VSI.

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. Portanto, pode-se afirmar que (43) e (44) são expressões para  $i_b^N(k + 1)$  e  $i_c^N(k + 1)$ , respectivamente.

$$i_b^N(k + 1) = \frac{T_S}{L} \left[ v_{bn}^N(k + 1) - e_b(k) - \left( R - \frac{L}{T_S} \right) i_b(k) \right] \quad (43)$$

$$i_c^N(k + 1) = \frac{T_S}{L} \left[ v_{cn}^N(k + 1) - e_c(k) - \left( R - \frac{L}{T_S} \right) i_c(k) \right] \quad (44)$$

### 3.3 Uso do OSV-MPC para Controle de Corrente

Como foi mencionado na seção 3.1, o OSV-MPC é do grupo do FCS-MPC, o qual o FCS-MPC é baseado na minimização da função de custo definida, que estuda as respostas previstas para cada estado discreto de saída do conversor de potência. Portanto, para cada tempo de amostragem ( $T_S$ ), o FCS-MPC avalia todos os estados de saída possíveis e escolhe o estado que minimiza uma função de custo como o estado a ser aplicado ao conversor.

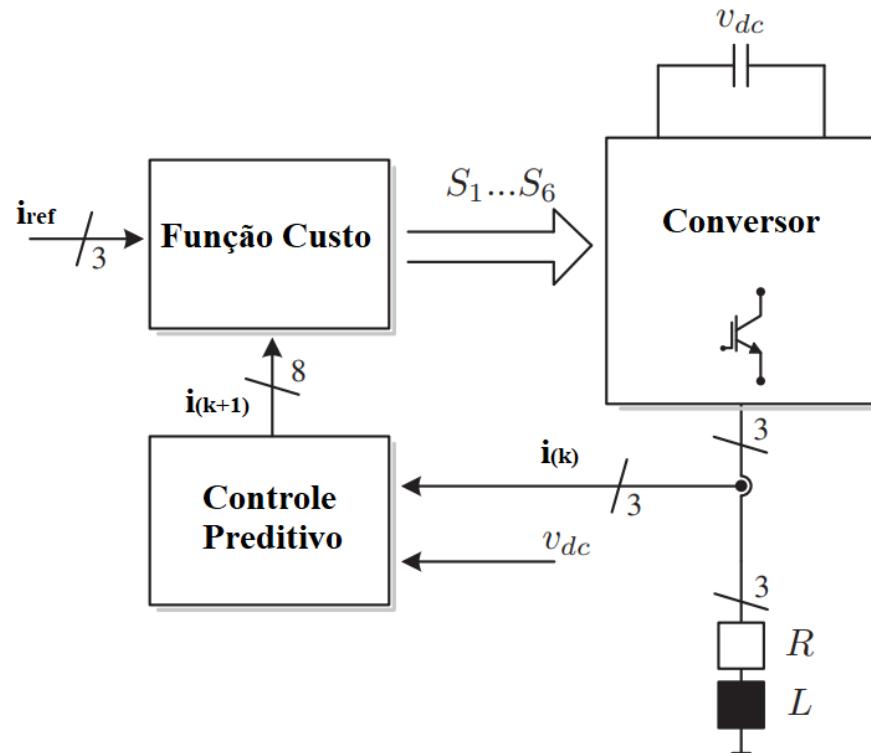
Ademais, FS-MPC leva em consideração a natureza discreta do conversor. Como consequência, não usa a região de controle completa do mesmo, apenas os seus estados reais discretos (Figura 2). Esse fato, juntamente com a possibilidade de a função de custo escolher várias vezes consecutivas o mesmo estado real discreto que o estado ótimo, leva o FCS-MPC a apresentar frequência de chaveamento ( $f_s$ ) não constante. Além disso,  $f_s$  pode atingir só até a metade da frequência de amostragem, pois não há restrição na sequência de comutação a menos que esteja incluído na função de custo (VAZQUEZ *et al.*, 2009).

A partir dessas informações, a Figura 12 mostra o esquemático do circuito de controle do inversor trifásico baseado no controle preditivo. Inicialmente, mede-se a corrente ( $i_k$ ) na saída do conversor e define-se a corrente de referência ( $i_{ref}$ ). Em seguida, MPC do sistema irá prever todas as correntes ( $i_{k+1}$ ) para as  $N$  possibilidades de chaveamento do conversor, utilizando um modelo matemático como das equações (42), (43) e (44).

Na sequência, pela equação (45), a função custo ( $g_{k+1}^N$ ) calcula o erro entre a corrente de referência ( $i_{ref}$ ) e cada uma das  $N$  correntes preditas na etapa anterior, o que fornece  $N$  diferentes erros. Por fim, o estado de chaveamento ( $S_{ótimo}$ ) que fornece o menor erro ( $g_{min}$ ) será aplicado no conversor no próximo tempo de amostragem.

$$g_{k+1}^N = (i_{ref} - i_{k+1})^2 \quad (45)$$

Figura 12 – Esquemático do OSV-MPC



Fonte: Rivera e outros (2015).

Nota: Adaptado pelo autor.

### 3.4 Controle Preditivo Modulado (M2PC)

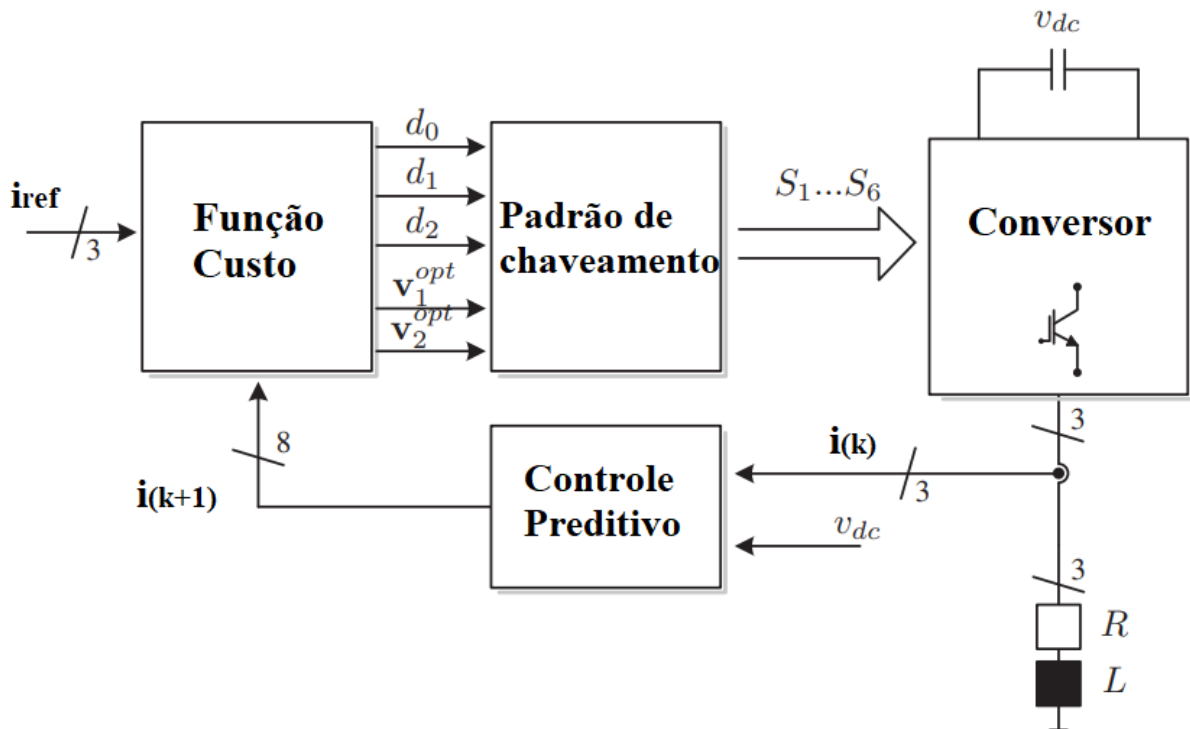
Como visto na secção anterior, o OSV-MPC fornece um controle de alto desempenho que leva em conta a natureza discreta do conversor e pode ser implementado diretamente. Como consequência, ele não usa a região completa de controle do conversor (Figura 2). Essa questão somada a possibilidade de a função custo escolher várias vezes consecutivas o mesmo estado discreto possível como o estado ótimo, leva ao OSV-MPC apresentar frequência de chaveamento variável com um amplo espectro harmônico das correntes e tensões de saída (VAZQUEZ *et al.*, 2016).

Ademais, em comparação com controladores baseados em modulador externo, o OSV-MPC não precisa de modulador para gerar os pulsos de disparo nas chaves do conversor de potência. No entanto, é possível utilizar esse recurso, pois o uso de um modulador externo não torna complexo o *hardware* na aplicação, mas abre caminho para que novas possibilidades sejam alcançadas, inclusive resolver o problema da frequência de chaveamento variável (VAZQUEZ *et al.*, 2016).

Nesta seção, implementa-se um controle com frequência de chaveamento constante, mantendo as mesmas vantagens do OSV-MPC clássico. Para isso utiliza-se a os conceitos da técnica SVM descrita na secção 2.3 para se obter a um esquema de modulação adequado na minimização da função de custo do algoritmo preditivo para um número selecionado de estados de comutação. Isso fará com que se gere os ciclos de trabalho para dois vetores ativos e os dois vetores zero que são aplicados ao conversor usando um determinado padrão de comutação (RIVERA *et al.*, 2015). Esse novo método em que se utiliza um modulador externo no MPC é chamado de *Modulated Model Predictive Control* (M2PC).

Nesse contexto, o M2PC tem a mesma ideia que o OSV-MPC tradicional, uma vez que usa as mesmas previsões das correntes de saída do conversor representadas pelas equações (42), (43) e (44). Através da Figura 13, visualiza-se a estrutura do método de estudo.

Figura 13 – Esquemático do M2PC



Fonte: Rivera e outros (2015).

Nota: Adaptado pelo autor.

Em complementação, o uso de um modulador faz com que se avalie a predição de dois vetores ativos que formam cada setor da Figura 5 para cada tempo de amostragem e avalia, para cada um deles, uma função custo separadamente. A função custo  $g_{k+1}^N$  é calculada para cada caso e é a mesma utilizada no OSV-MPC. Por exemplo, para o setor  $I$ , a primeira predição e a função custo  $g_1^N$  é calculada utilizando o vetor  $V_1$ ; e a segunda predição e a função custo  $g_2^N$  é calculada usando o vetor  $V_2$  (RIVERA *et al.*, 2015). Portanto, cada predição se baseia nas equações (42), (43) e (44), e a única coisa que muda é em relação ao cálculo da tensão  $\mathbf{v} = [v_a \ v_b \ v_c]$ . As equações a seguir fornecem o tempo de duração dos dois vetores ativos ( $d_1$  e  $d_2$ ), assim como dos vetores nulos ( $d_0$ ).

$$d_0 = K/g_0^N \quad (46)$$

$$d_1 = K/g_1^N \quad (47)$$

$$d_2 = K/g_2^N \quad (48)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = T_s \quad (49)$$

De acordo com Rivera e outros (2015), resolvendo as equações (46), (47), (48) e (49) é possível obter uma expressão para  $K$  e as equações (50), (51) e (52) se tornam:

$$d_0 = \frac{T_s g_1^N g_2^N}{g_0^N g_1^N + g_1^N g_2^N + g_0^N g_2^N} \quad (50)$$

$$d_1 = \frac{T_s g_0^N g_2^N}{g_0^N g_1^N + g_1^N g_2^N + g_0^N g_2^N} \quad (51)$$

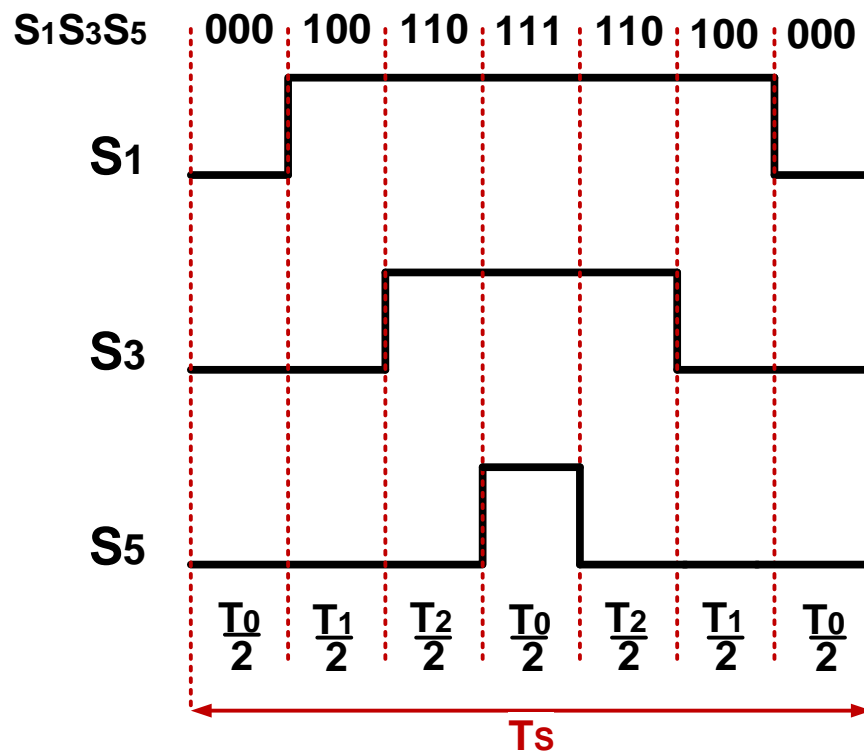
$$d_2 = \frac{T_s g_0^N g_1^N}{g_0^N g_1^N + g_1^N g_2^N + g_0^N g_2^N} \quad (52)$$

Finalmente, a partir dessas expressões, a nova função custo, que é avaliada para cada tempo de amostragem, é definida como:

$$g_{k+1}^N = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (53)$$

Nesse contexto, com base na equação (53) e Figura 13, os dois vetores que minimizam a função custo são selecionados e aplicados no conversor no próximo tempo de amostragem. Após isso, é obtido o tempo de atuação de cada um dos vetores que compõem cada setor da Figura 5 e é selecionado esses dois vetores ótimos. Por fim, é adotado um padrão de chaveamento como o da Figura 14 para acionamento do conversor de potência.

Figura 14 – Padrão de chaveamento para o M2PC



Fonte: Produção do próprio autor.

## 4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

### 4.1 Introdução

A partir das informações teóricas apresentadas até aqui, realizou-se a simulação de quatro diferentes circuitos, a fim de verificar o desempenho em regime permanente e transitório. As simulações foram realizadas na plataforma *Simulink* do software MATLAB.

Nessa perspectiva, considerou-se o sistema com o VSI da Figura 1 para todas as análises. Mudou-se, no entanto, as estratégias de controle e modulação para fins comparativos e para verificar os conceitos teóricos abordados. As técnicas de controle utilizadas nas emulações foram: Controle PI com SPWM, controle PI com SVM, controle OSV-MPC tradicional e controle OSV-MPC com SVM (M2PC).

### 4.2 Projeto dos componentes

Para cálculo da tensão do *link* CC do VSI foi utilizado a seguinte relação:

$$V_{fP} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad (54)$$

Em que  $V_{fP}$  é a tensão de pico de fase da fundamental e  $V_{dc}$  é a tensão no *link* CC.  $m_a$  é a relação entre o valor de pico de controle ( $V_{contr\_P}$ ) e o valor de pico da portadora triangular ( $V_{tri\_P}$ ) mostrada em (55).

$$m_a = \frac{V_{contr\_P}}{V_{tri\_P}} \quad (55)$$

Isola-se  $V_{dc}$  na equação (54) e obtém-se (56):

$$V_{dc} = \frac{2V_{fP}}{m_a} \quad (56)$$



Considerando 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 VSI fica:

$$V_{dc} = \frac{2V_{fP}}{m_a} = \frac{2 \cdot 180}{0,8} = 450 V \quad (57)$$

Uma vez calculado  $V_{dc}$ , calcular-se-á o valor da indutância  $L$  do filtro  $RL$ . Para isso, será considerado uma variação máxima de corrente de 1,25% do valor de pico da corrente de fase ( $I_{p_f}$ ) que se deseja controlar. Tomando a corrente de pico igual a  $30\sqrt{2} A$  e considerando a frequência de chaveamento igual 20 KHz, utiliza-se a equação (35) para cálculo do indutor de saída do VSI.

$$L = \frac{V_{dc}}{8 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} = \frac{450}{8 \cdot 0,0125 \cdot 30\sqrt{2} \cdot 20 \cdot 10^3} = 5,3033 mH \quad (58)$$

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, obtêm-se o valor de  $R$ .

$$R = \frac{2\pi f L}{100} = \frac{2\pi \cdot 60 \cdot 5,3033}{100} = 0,020 \Omega \quad (59)$$

Por fim, utiliza-se as equações (27) e (28) para se obter os ganhos  $K_I$  e  $K_P$ , considerando-se um fator de amortecimento ( $\zeta$ ) igual a 0,8 e um ganho  $K$  proporcionado pela corrente de fase de pico do sistema ( $I_{p_f} = 30\sqrt{2} A$ ).

$$K_I = I_{p_f} \cdot L \left( \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}} \right)^2 \quad (60)$$

$$K_I = 30\sqrt{2} \cdot 5,3033 \left( \frac{2\pi * 60}{\sqrt{2 \cdot 0,8^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2 \cdot 0,8^2)^2 + 1}}} \right)^2 = 6,704 \cdot 10^3$$

$$K_P = I_{p.f} \cdot 2\zeta L \left( \frac{\omega_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \right)$$

(61)

$$K_I = 30\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 0,8 \cdot 5,3033 \left( \frac{2\pi * 60}{\sqrt{2 \cdot 0,8^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2 \cdot 0,8^2)^2 + 1}}} \right) = 62,143$$

Os valores que foram considerados e calculados estão representados no Quadro 4.

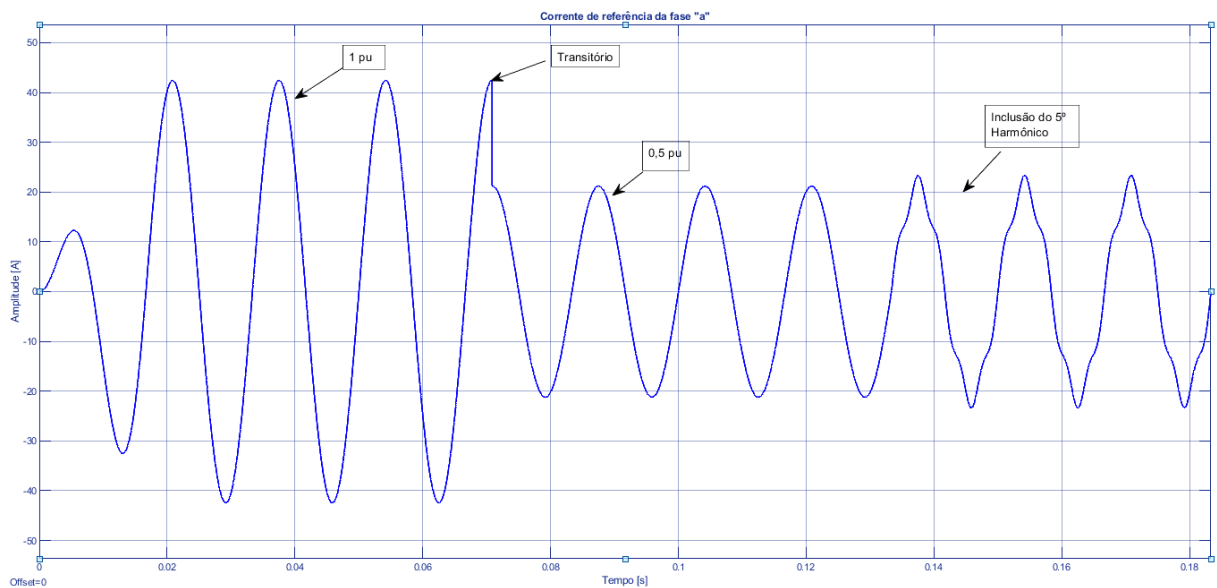
Quadro 4 – Parâmetros utilizados nas simulações

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	$L$	5,3033 mH
Resistência do filtro RL	$R$	0,020 $\Omega$
Frequência de chaveamento	$f_s$	20KHz
Corrente de pico de fase do VSI	$I_{p_f}$	$30\sqrt{2} A$
Corrente de pico de fase de referência	$I_{p_{ref}}$	$30\sqrt{2} A$
Ganho proporcional do controlador PI	$K_P$	62,143
Ganho integral do controlador PI	$K_I$	$6,704 * 10^3$

Fonte: Produção do próprio autor.

Considere a corrente de referência da Figura 15. Deseja-se fazer o controle de modo que a corrente sintetizada pelo inversor siga de forma fidedigna o perfil do modelo.

Figura 15 – Corrente de referência da fase “a”



Fonte: Produção do próprio autor.

Da Figura 15, nota-se dois instantes para o estudo das técnicas de controle nas próximas seções deste capítulo,  $t_1$  e  $t_2$ . O primeiro é quando acontece um afundamento da corrente em 50% de sua amplitude ( $t_1 = 70,83 \text{ ms}$ ), o segundo é quando há a inclusão do 5º harmônico à corrente fundamental da fase “a” ( $t_2 = 133,33 \text{ ms}$ ). Esse harmônico foi escolhido por não ser de sequência zero e por estar numa ordem em que é característica da planta do conversor da Figura 1, o que facilita a emulação de uma filtragem ativa. Dessa forma, facilitará a observação de que quanto maior o harmônico, pior será o desempenho do PI projetado para atuar na frequência fundamental.

Para avaliar a rapidez da atuação dos controladores propostos em regime transitório, será 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 será o valor correspondente ao tempo de resposta do controle em questão. Esse tempo de resposta transitória será chamado de tempo de acomodação ( $t_{acom}$ ) de acordo com as equações a seguir.

$$t_{acom} \Rightarrow 45\% \cdot I_{p\_f} \leq I_{acom} \leq 55\% \cdot I_{p\_f} \quad (62)$$

$$t_{acom} \Rightarrow 45\% \cdot 30\sqrt{2} \leq I_{acom} \leq 55\% \cdot 30\sqrt{2} \quad (63)$$

$$t_{acom} \Rightarrow 19,10 \text{ A} \leq I_{acom} \leq 23,3 \text{ A} \quad (64)$$

Por outro lado, com intuito de medir a eficiência em regime permanente, será analisado o erro entre a corrente de referência e a corrente sintetizada da fase “a”. Para isso será utilizado o Método do Erro Quadrático Médio, de acordo com a equação a seguir.

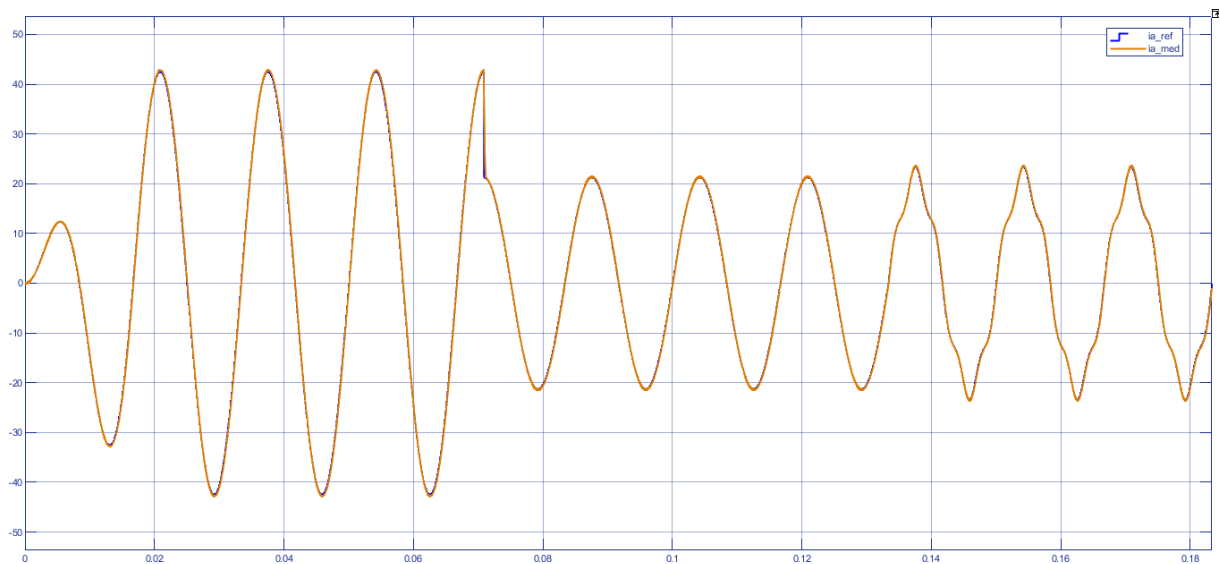
$$Erro = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (i_{med}(k) - i_{ref}(k))^2 \quad (65)$$

Onde  $n$  é o número total de pontos que se considerou para tirar as medidas,  $i_{med}(k)$  é a corrente medida no instante  $k$  e  $i_{ref}(k)$  é a corrente de referência no instante  $k$ . Ressalta-se que se utilizou de 5000 pontos medidos em 3 ciclos para cada uma das correntes.

### 4.3 Controle PI com SPWM (PI-SPWM)

Para o primeiro circuito, o controle PI com acionamento SPWM forneceu a resposta ao controle de corrente da fase “a” mostrada na Figura 16.

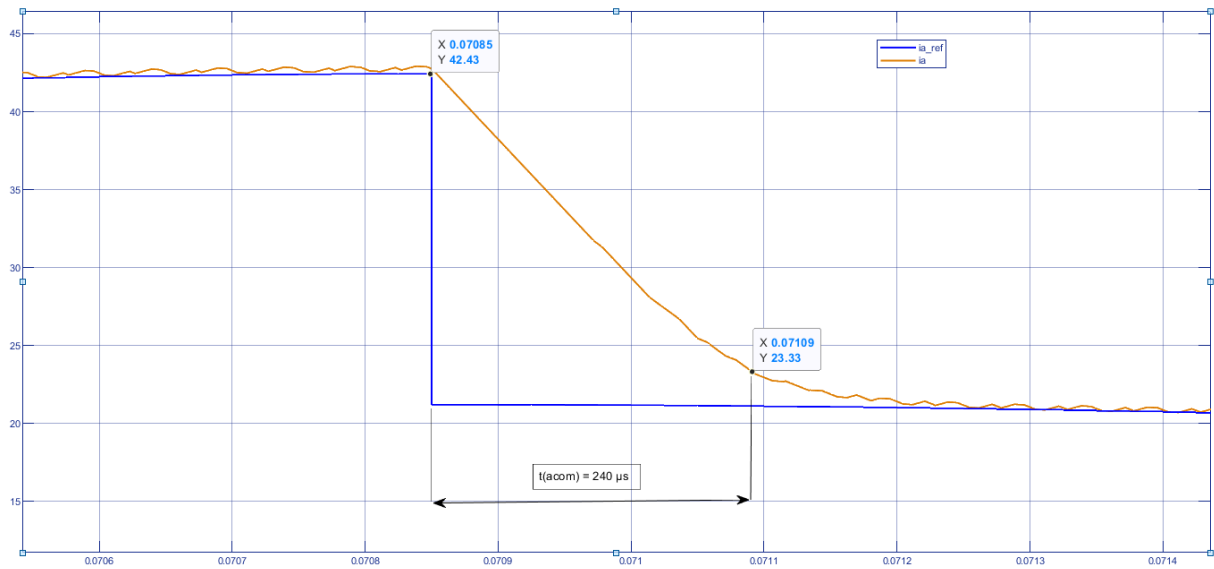
Figura 16 – Corrente de referência e medida da fase "a" para o controle PI-SPWM



Fonte: Produção do próprio autor.

Pela Figura 16, consegue-se medir o tempo de acomodação ampliando-se a região da Figura 15 compreendida na passagem da corrente de 1 pu para 0,5 pu.

Figura 17 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase “a” para o controle PI-SPWM



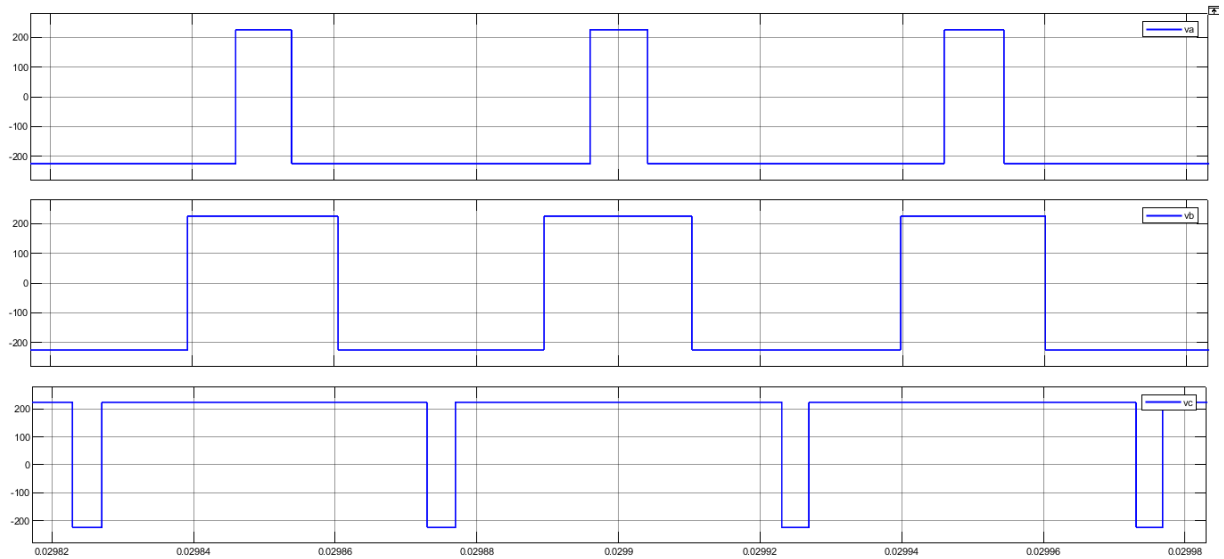
Fonte: Produção do próprio autor.

Da Figura 17 nota-se o  $t_{acom} = 240 \mu s$ .

Para a análise quantitativa do erro em regime permanente, pela análise da Figura 16, utilizou-se os recursos de vetorização do MATLAB para achar os valores dos erros para a corrente fundamental ( $E_{1^\circ}$ ) e para o instante da inclusão do 5º harmônico ( $E_{1^\circ,5^\circ}$ ), considerando 3 ciclos da corrente da fase “a”. Os erros encontrados foram  $E_{1^\circ} = 3,3723 \cdot 10^{-4} [A^2]$  e  $E_{1^\circ,5^\circ} = 8,0941 \cdot 10^{-4} [A^2]$ .

A seguir, na Figura 18, apresenta-se as formas de onda sintetizadas pelo VSI nas fases *a*, *b* e *c*.

Figura 18 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI pelo controle PI-SPWM

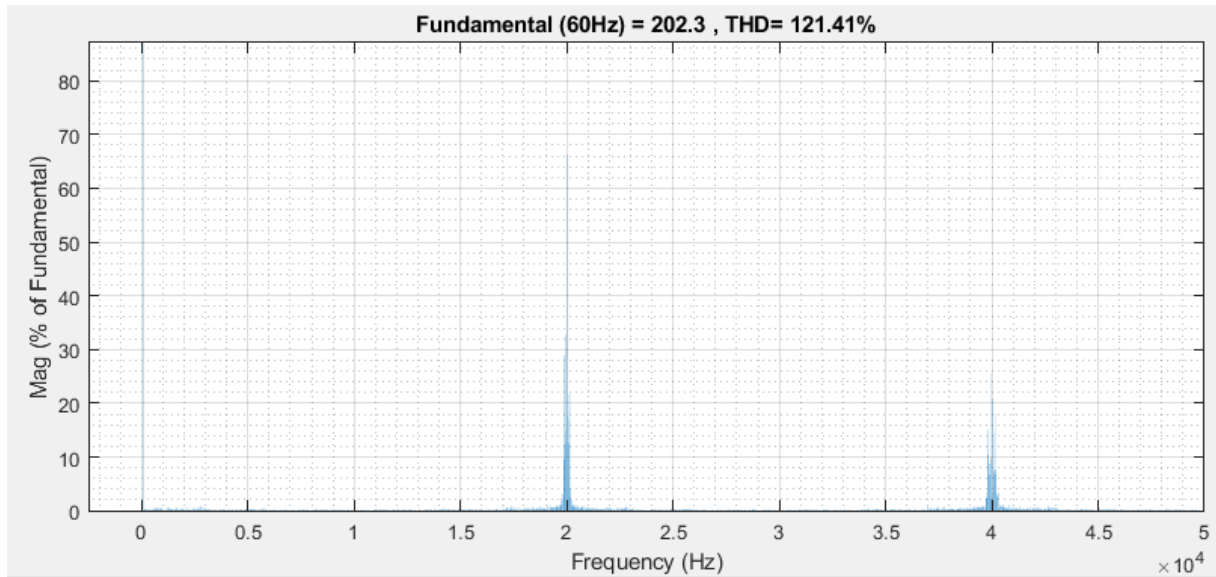


Fonte: Produção do próprio autor.

Da Figura 18, nota-se que a tensão das fases *a*, *b* e *c* representam pulsos de dois níveis que alternam entre  $+\frac{V_{dc}}{2} = 225V$  e  $-\frac{V_{dc}}{2} = -225V$ . Além disso as três tensões de fase são simétricas e concêntricas em cada  $T_S$ .

A Figura 19 apresenta o espectro harmônico da tensão na fase “*a*”, para mostrar o comportamento no domínio da frequência. Observa-se que a técnica PI-SPWM fornece uma frequência de chaveamento constante em  $f_S = 1/T_S = 20\text{ KHz}$ , tal como foi considerado no projeto. Dessa forma a tensão fundamental em cada fase encontra-se concentrada em torno de  $f_S$  assim como previsto.

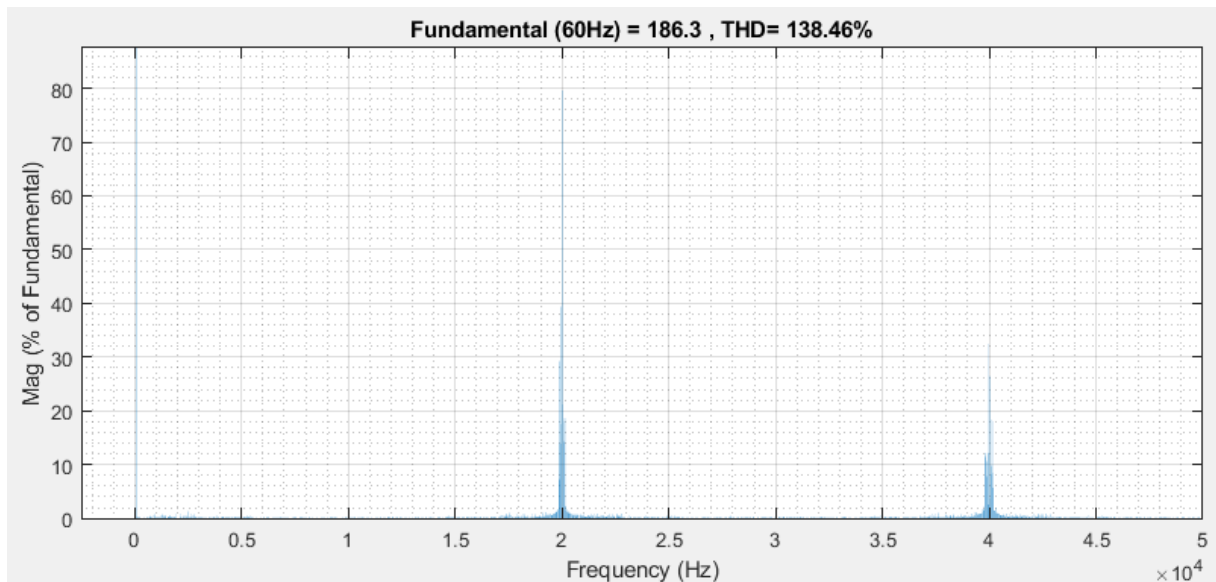
Figura 19– Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do VSI antes do transitório para o controle PI-SPWM



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 20 denota a distribuição harmônica  $v_a$  após o afundamento da corrente no instante  $t_1$ , nota-se, portanto, o mesmo comportamento da Figura 19.

Figura 20 – Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do VSI depois do transitório para o controle PI-SPWM

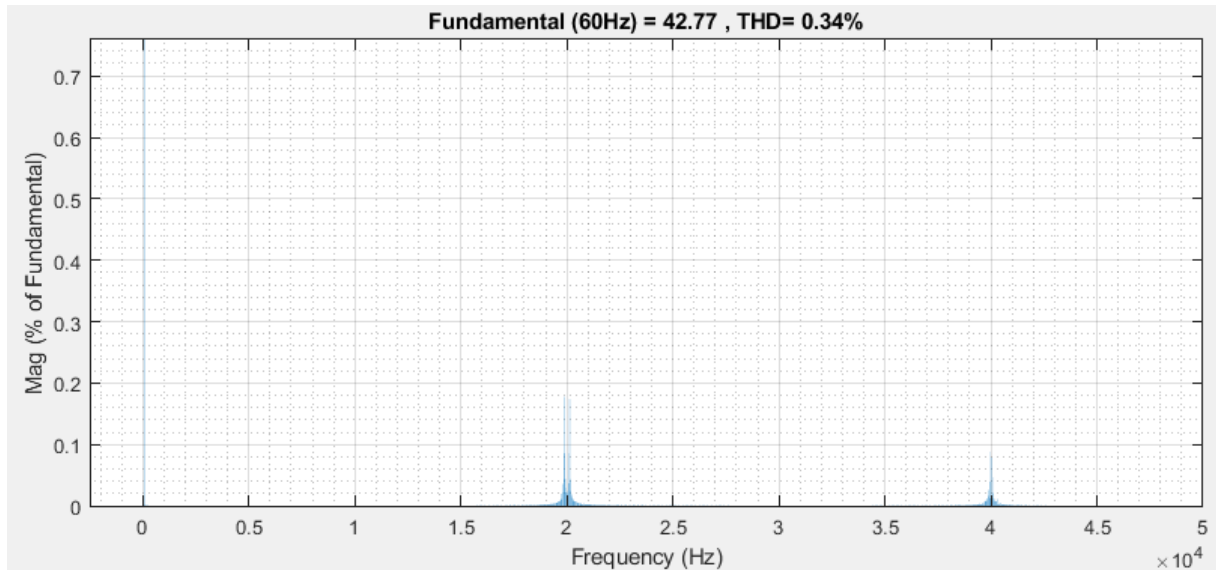


Fonte: Produção do próprio autor.



Na Figura 21, tem-se o espectro harmônico da corrente  $i_a$  com 100% da amplitude, assim como na tensão, apresenta uma distribuição da fundamental bem definida e concentrada na frequência de chaveamento (20KHz). Outro ponto importante é que a taxa de distorção harmônica ( $THD = 0,34\%$ ) se encontra abaixo do limite máximo de 1,25% que foi definido para o projeto do filtro L da saída do VSI.

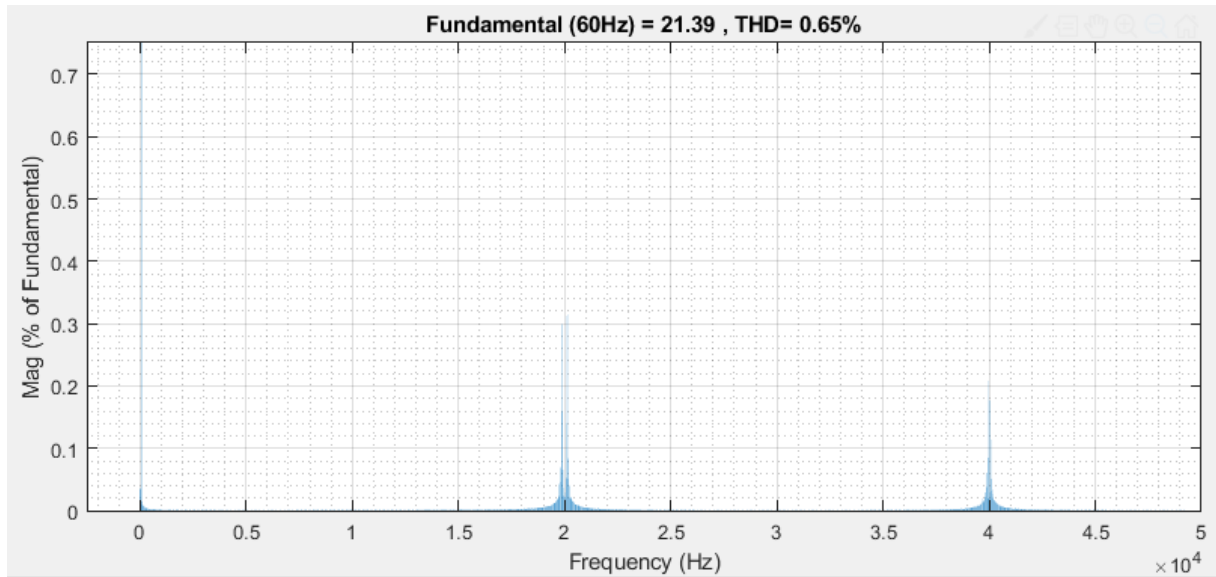
Figura 21 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  do VSI antes do transitório para o controle PI-SPWM



Fonte: Produção do próprio autor.

Já na Figura 22, apresenta a distribuição harmônica de  $i_a$  para 50% da amplitude. Da mesma forma que na Figura 21, a frequência está definida em  $f_s$  e o  $THD$  de 0,65% está abaixo do limite, a despeito de ser 90% superior ao  $THD$  do caso anterior.

Figura 22 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  do VSI depois do transitório para o controle PI-SPWM

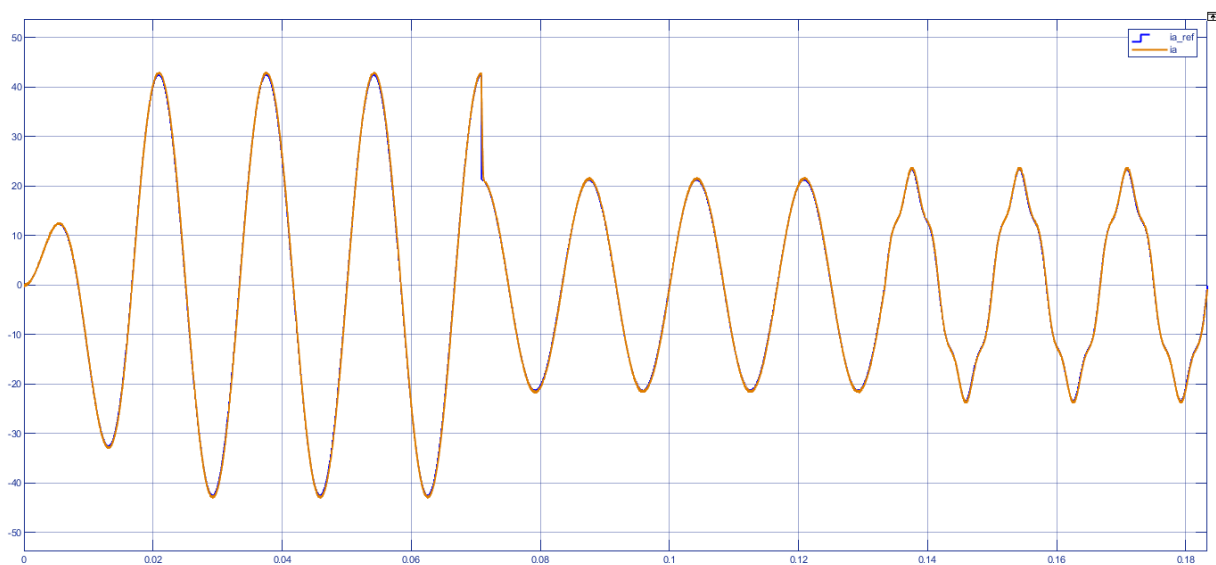


Fonte: Produção do próprio autor.

#### 4.4 Controle PI com SVM (PI-SVM)

Em relação ao PI com acionamento SVM, obteve-se a resposta da Figura 23 para a corrente da fase “a” sintetizada pelo conversor.

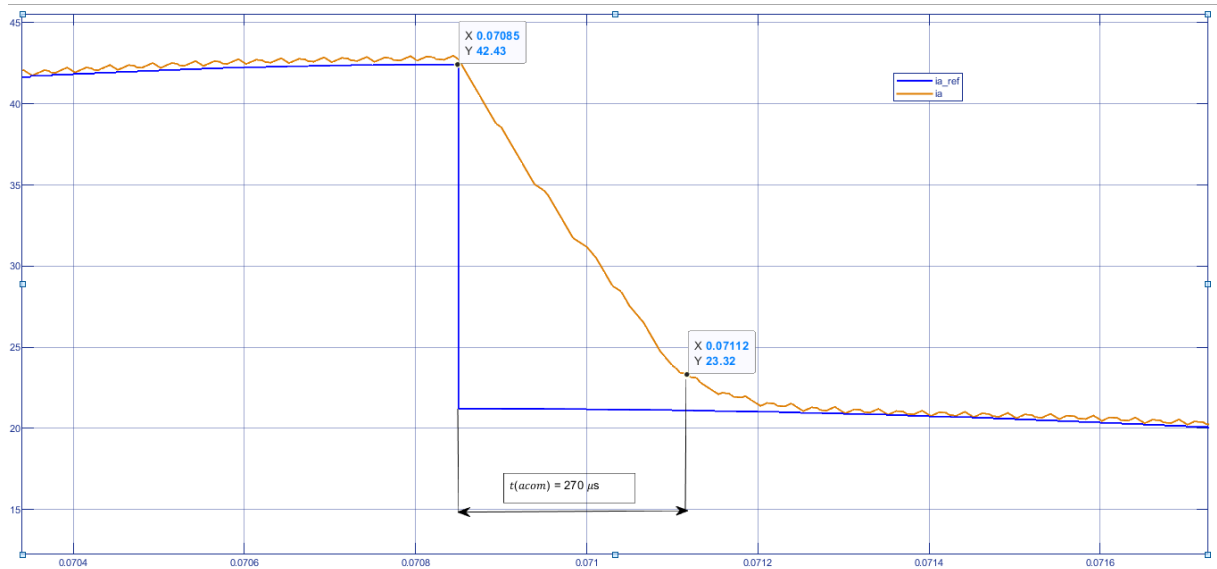
Figura 23– Corrente de referência e medida da fase "a" para o controle PI-SVM



Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser visto na Figura 24,  $t_{acom} = 270 \mu s$  para atingir a estabilidade neste tipo de controle após o transitório em  $t_1$ .

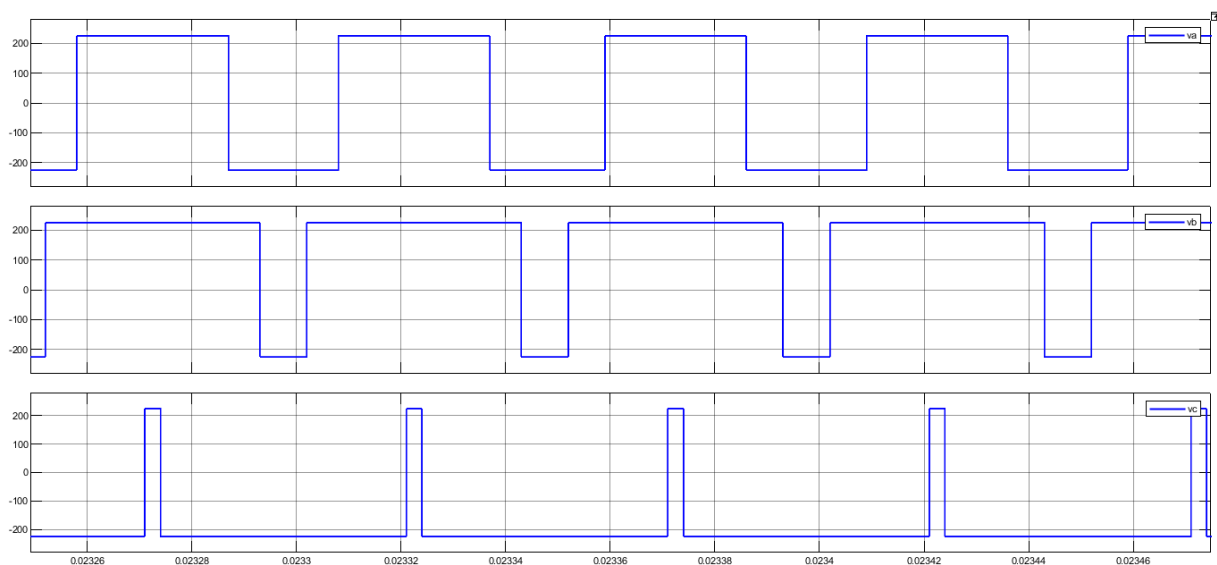
Figura 24 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase “a” para o PI-SVM



Fonte: Produção do próprio autor.

Relativamente ao erro em regime permanente, durante 3 ciclos obtiveram-se  $E_{1^\circ} = 3,5158 \cdot 10^{-4} [A^2]$  e  $E_{1^\circ,5^\circ} = 9,7205 \cdot 10^{-4} [A^2]$ . A Figura 25 mostra o comportamento das tensões das fases a, b e c na saída do inversor.

Figura 25 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI com controle PI-SVM

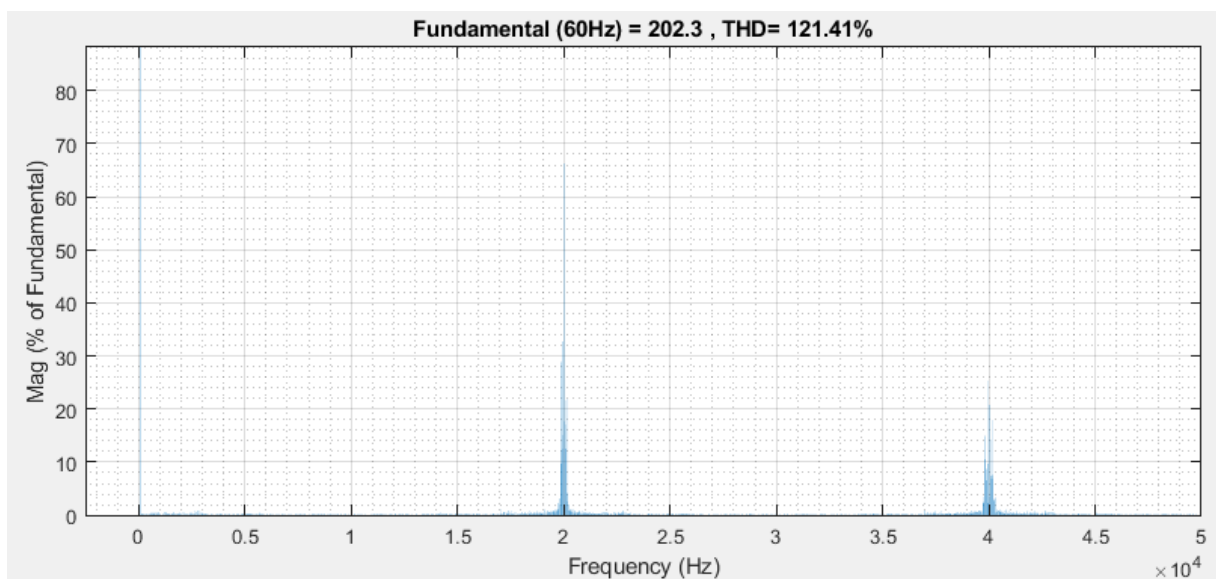


Fonte: Produção do próprio autor.

Pela Figura 25, percebe-se que as formas de tensão  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  possuem um comportamento que se esperava. Assim, como no controle PI-SPWM, o PI-SVM fornece tensões simétricas e concêntricas em cada  $T_S$ , como foi estudado na teoria.

Em relação à distribuição harmônica de  $v_a$ , a Figura 26 mostra que, assim como no controle linear com acionamento PWM, quando se muda para o SVM a frequência de chaveamento se mantém fixa em 20KHz como definida nos parâmetros de controle.

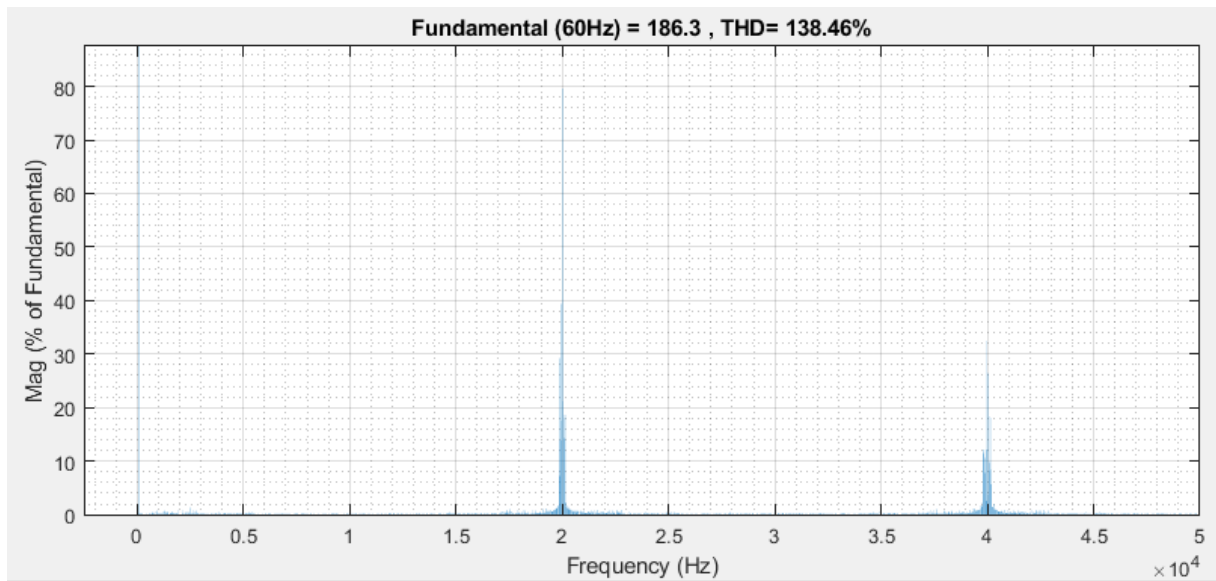
Figura 26– Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do VSI antes do transitório para o PI-SVM



Fonte: Produção do próprio autor.

Após uma redução em 50% da amplitude de  $i_a$  no instante  $t_1$ , mostra-se pela Figura 27 que o padrão para a tensão fundamental de  $v_a$  se mantém em relação ao estado antes de  $t_1$ .

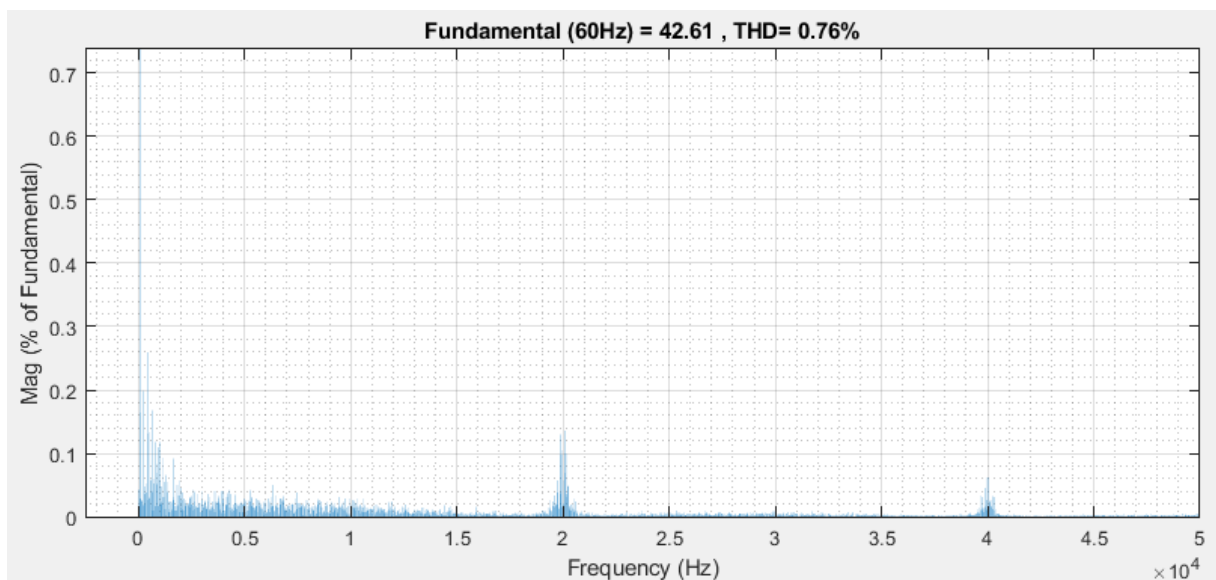
Figura 27 – Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do VSI depois do transitório para o controle PI-SVM



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 28 a seguir denota o espectro harmônico para a corrente  $i_a$  para 100% de amplitude. Percebe-se que o valor do  $THD$  é igual a 0,76%, estando abaixo do limite de 1,25% que se estipulou para calcular o valor da indutância  $L$ .

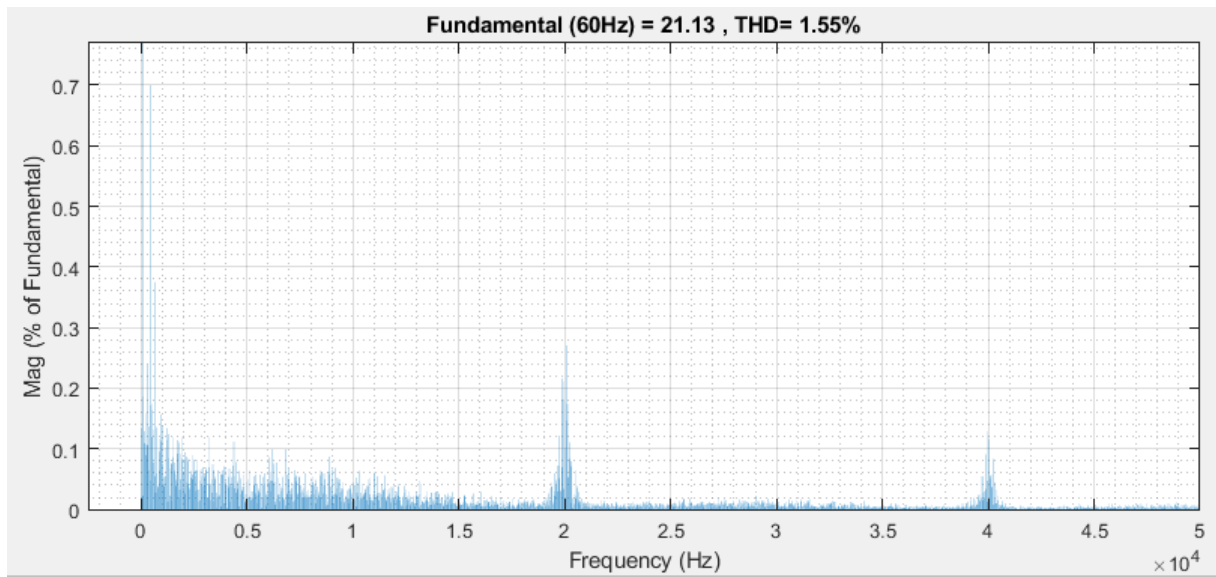
Figura 28 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  do VSI antes do transitório para o controle PI-SVM



Fonte: Produção do próprio autor.

Agora para 50% da amplitude da corrente  $i_a$ , a Figura 29 mostra o mesmo comportamento da tensão  $v_a$ , com distribuição concentrada em  $f_s$  e bem definida. Além disso, observa-se um  $THD$  de 1,55%.

Figura 29 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  do VSI depois do transitório para o controle PI-SVM

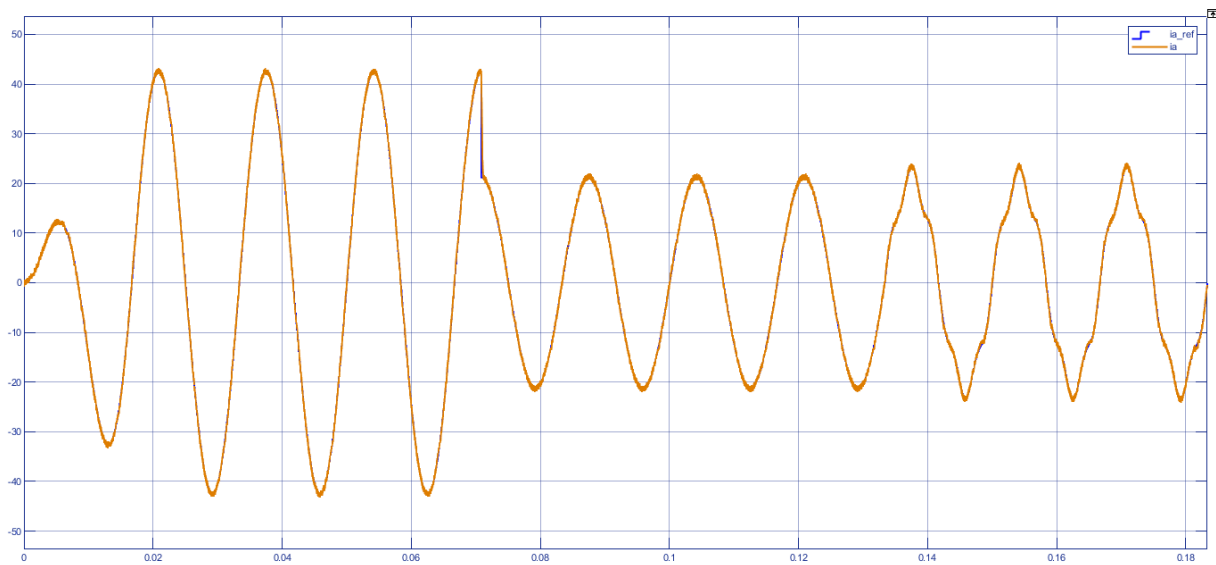


Fonte: Produção do próprio autor.

#### 4.5 Controle OSV-MPC

Na sequência das técnicas de controle, inicia-se a análise do primeiro projeto que utiliza o MPC, que é o OSV-MPC. Na Figura 30, observa-se as correntes  $i_a$  e  $i_{a\_ref}$ .

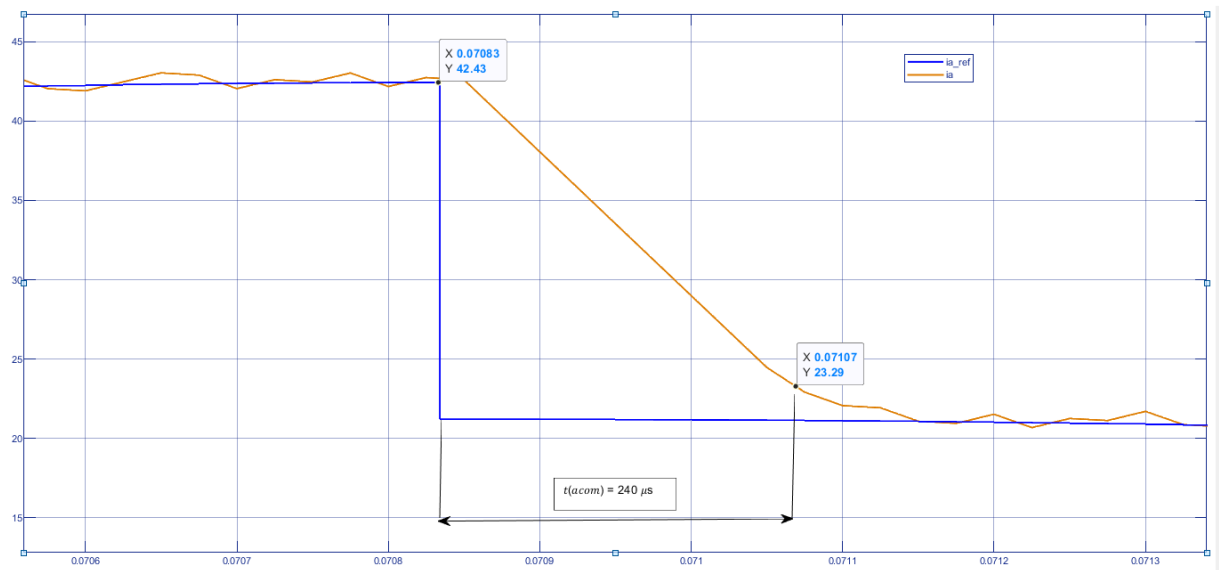
Figura 30 – Corrente de referência e medida da fase "a" para o OSV-MPC



Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser visto na Figura 31,  $t_{acom} = 240 \mu s$  para o OSV-MPC

Figura 31 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase “a” para o OSV-MPC

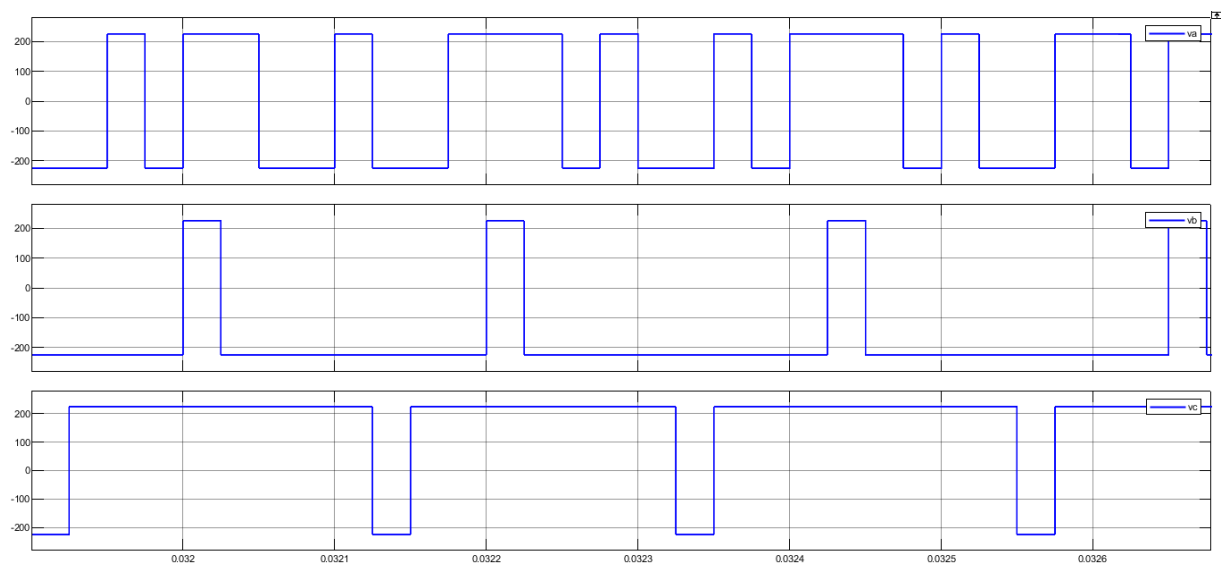


Fonte: Produção do próprio autor.

Para o erro em regime permanente, chegou-se aos seguintes valores  $E_{1^{\circ}} = 0,13512 \cdot 10^{-4} [A^2]$  e  $E_{1^{\circ},5^{\circ}} = 1,8322 \cdot 10^{-4} [A^2]$ , o que demonstra valores expressivamente menores que os encontrados nos dois controles lineares das seções 4.3 e 4.4.

A Figura 32 mostra o perfil da tensão trifásica sintetizada pelo VSI no controle OSV-MPC. Nota-se que não há um padrão definido de chaveamento, o que é uma grande diferença em relação ao controle pelo PI das seções 4.3 e 4.4.

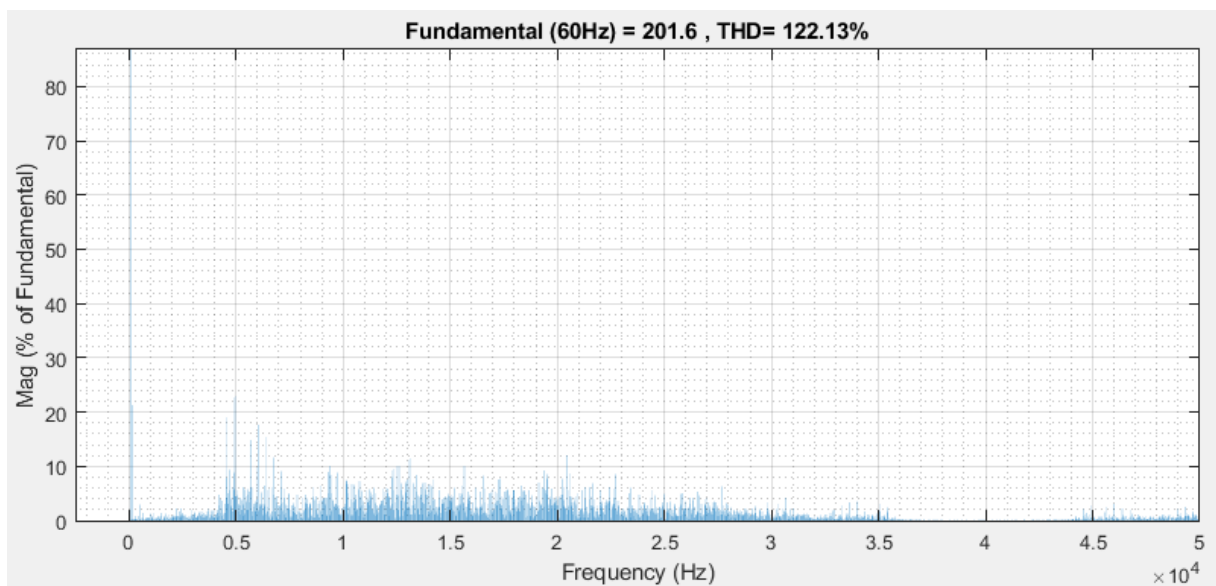
Figura 32 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI para o OSV-MPC



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 33 mostra o espectro harmônico de  $v_a$  quando  $i_a$  está em 100% de sua amplitude, percebe-se que ele é completamente espalhado. Isso está associado ao fato de a tensão sintetizada pelo VSI nesse tipo de controle não seguir um padrão definido, como mostrado na Figura 32. Nesse contexto, como o OSV-MPC não tem uma frequência de chaveamento definida, existem alguns problemas. Dentre eles, ruído e perdas no chaveamento das tensões e correntes. Isso constitui uma das maiores desvantagem dessa estratégia de controle.

Figura 33 – Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do Conversor antes do transitório para o OSV-MPC

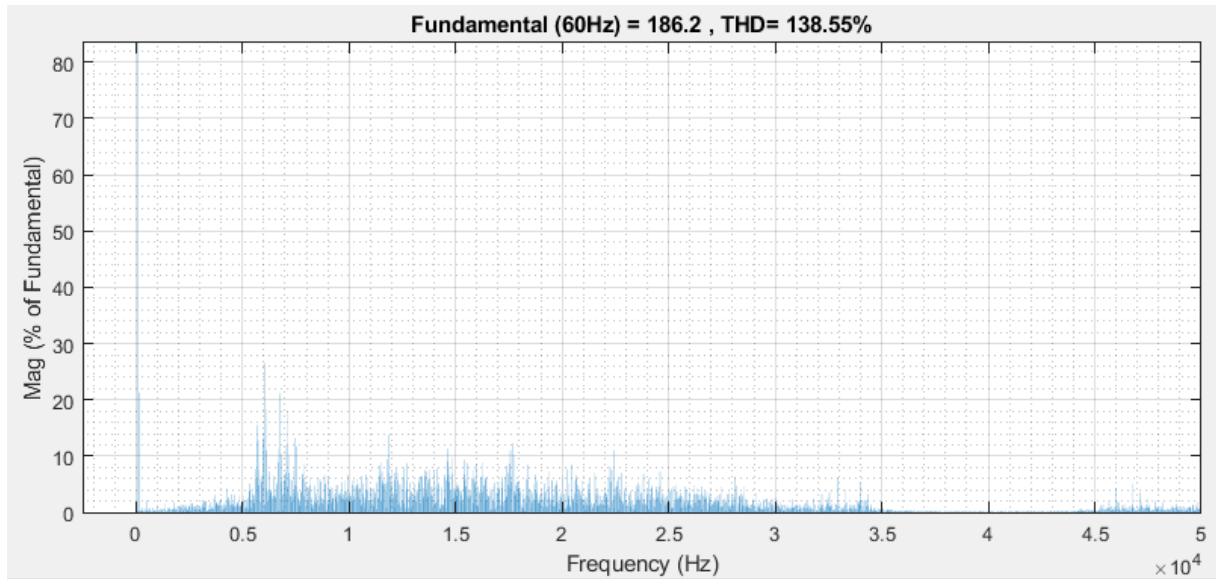


Fonte: Produção do próprio autor.

Em relação aos harmônicos de  $v_a$  para  $i_a = 0,5 pu$ , pela Figura 34, nota-se que há o mesmo formato de  $v_a$  da Figura 33.



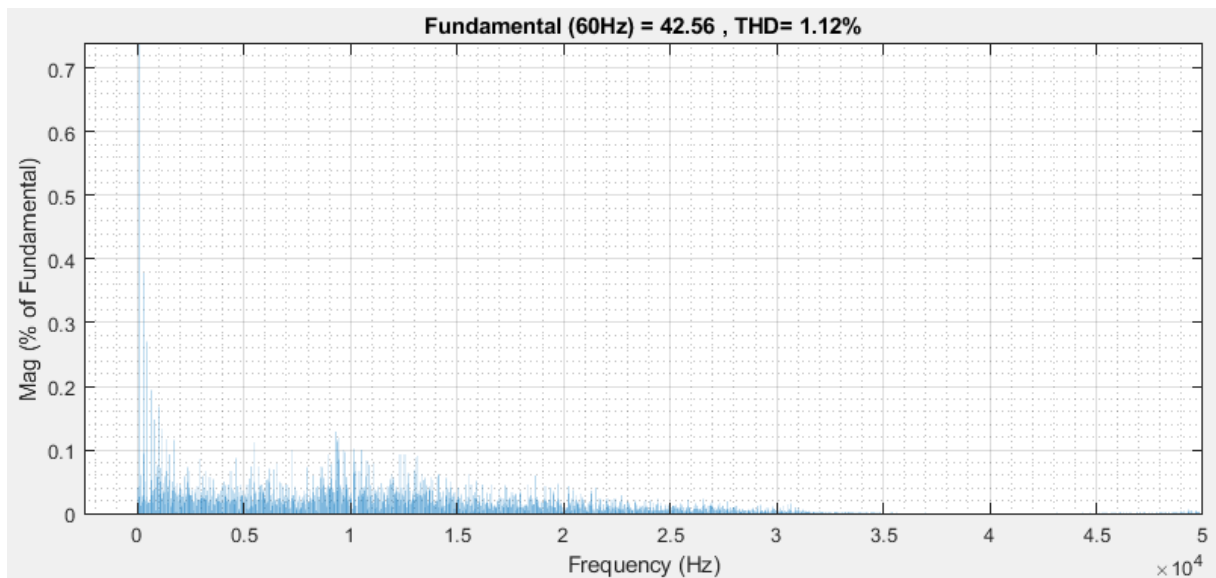
Figura 34 – Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do VSI depois do transitório para o OSV-MPC



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 35 mostra que a característica marcante da técnica de controle desta presente seção em relação à distribuição harmônica se estende para a corrente sintetizada. O espalhamento é bem visível para  $i_a$ . Além disso, observa-se o valor de 1,12% para o  $THD$  de  $i_a$ , o que está dentro dos limites do projeto do filtro  $L$ .

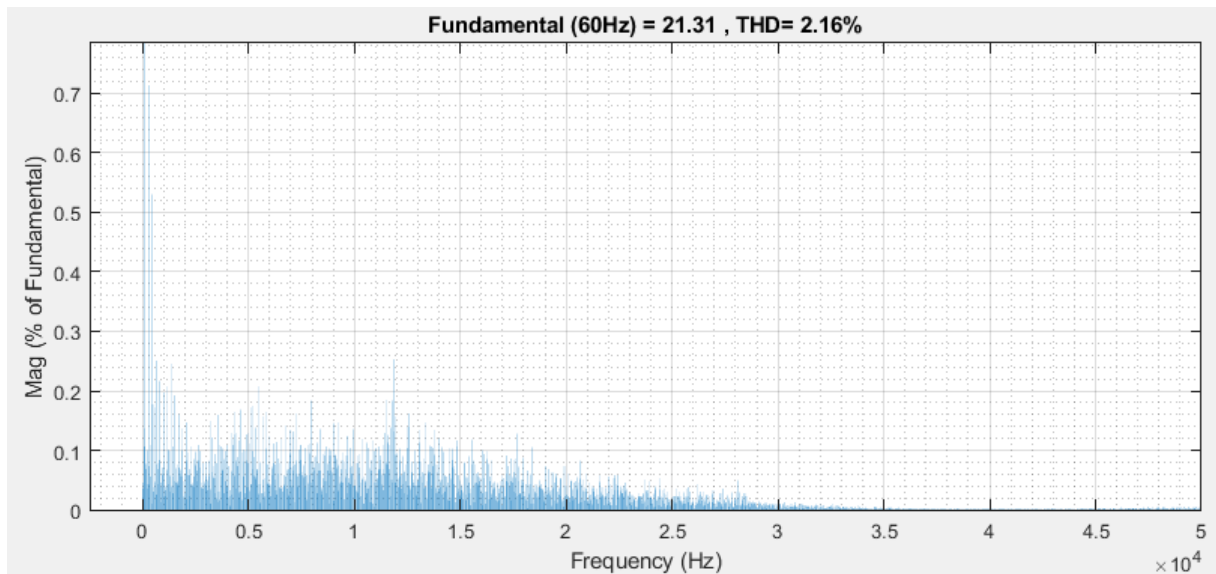
Figura 35 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  antes do transitório para o OSV-MPC



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 36 mostra a distribuição harmônica para  $i_a$  com a amplitude reduzida pela metade, o  $THD$  correspondente tem valor de 2,16%.

Figura 36 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  depois do transitório para o OSV-MPC

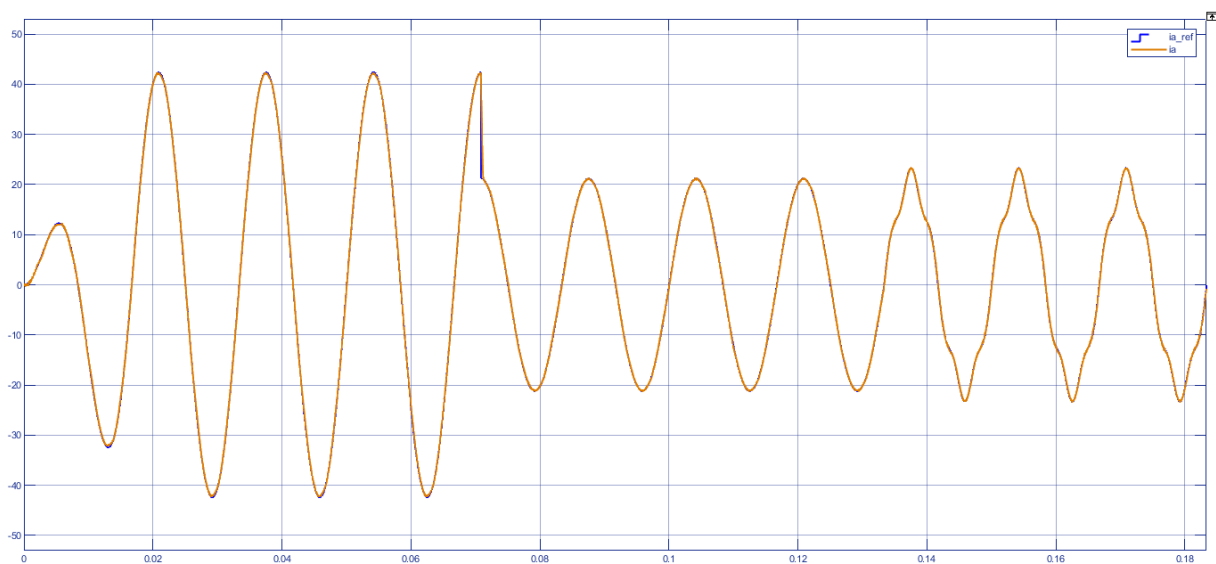


Fonte: Produção do próprio autor.

#### 4.6 Controle M2PC

Por fim, chega-se à análise do M2PC, que une as qualidades do OSV-MPC e do controle PI. A Figura 37 mostra a corrente da fase “a” seguindo a corrente de referência.

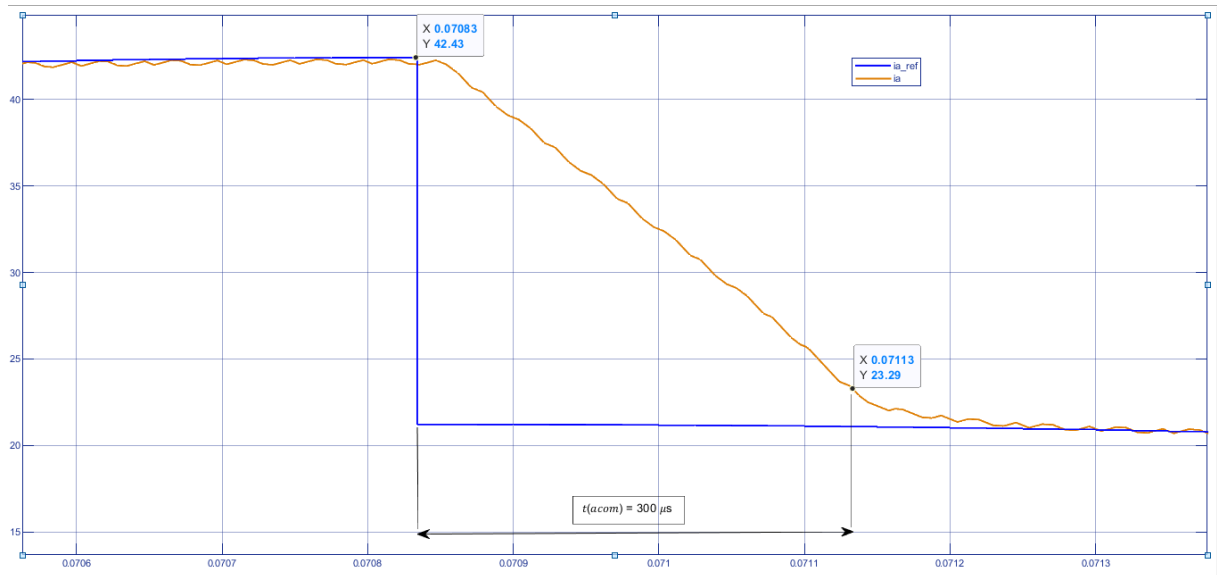
Figura 37 – Corrente de referência e medida da fase "a" para o M2PC



Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser visto na Figura 38,  $t_{acom} = 300 \mu s$ .

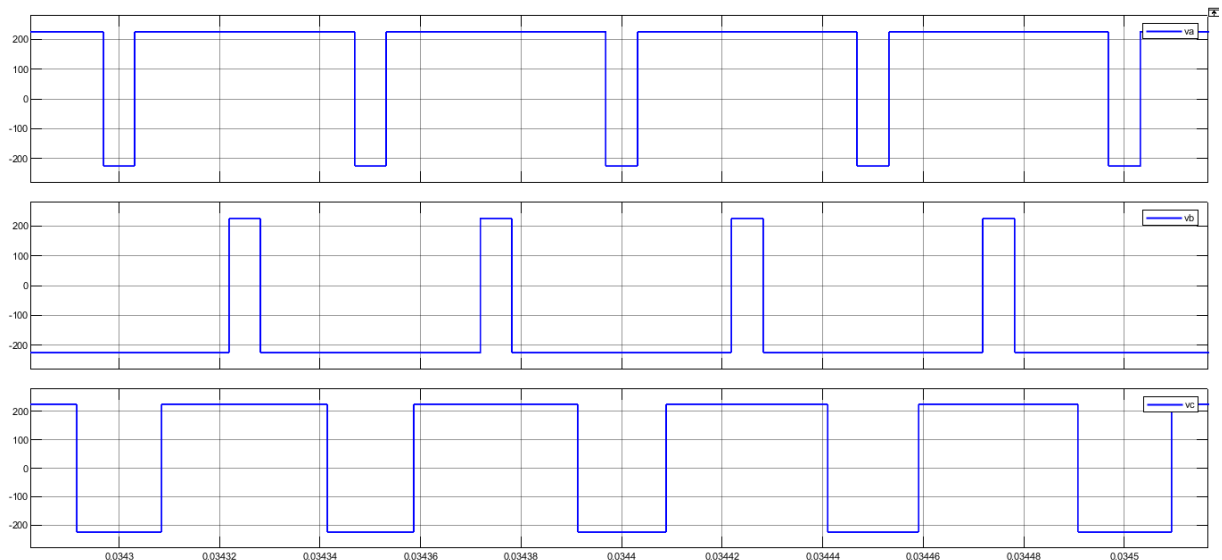
Figura 38 – Medição do tempo de acomodação da corrente na fase “a” para o M2PC



Fonte: Produção do próprio autor.

Em relação à tensão trifásica sintetizada pela pelo VSI com controle M2PC, percebe-se, pela Figura 39 um padrão de tensão de dois níveis semelhante aos circuitos com controle PI das seções 4.3 e 4.4.

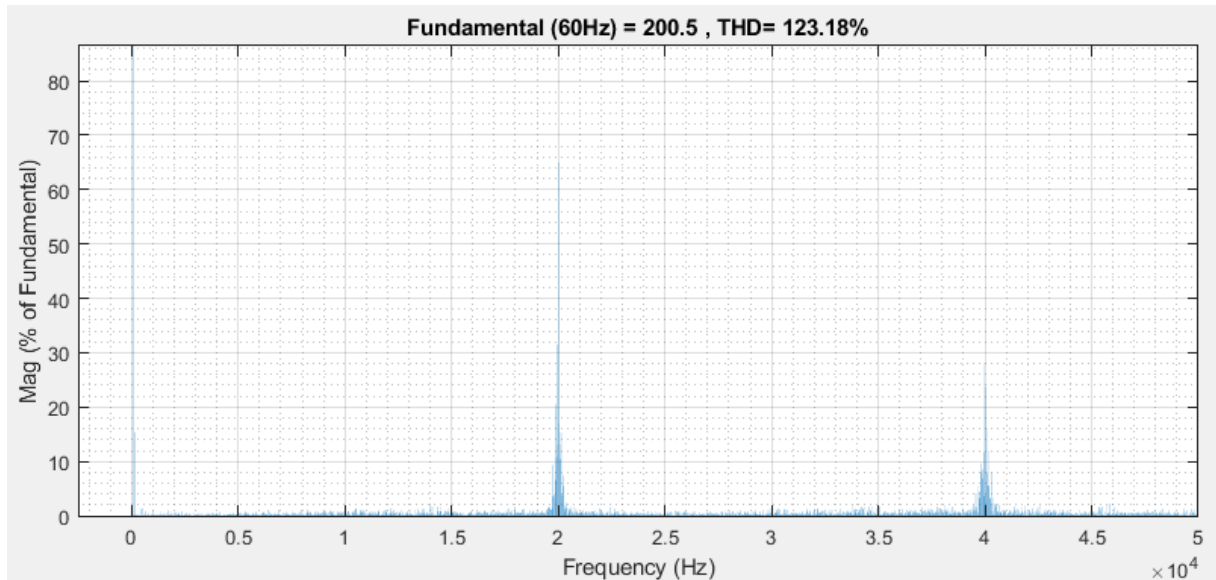
Figura 39 – Tensão trifásica sintetizada pelo VSI para o M2PC



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 40 mostra o espectro harmônico da tensão  $v_a$  para o M2PC. Percebe-se que ele é bem definido e se encontra concentrado na frequência  $f_s = 20KHz$ , ao contrário do que ocorre com o OSV-MPC da seção 4.5.

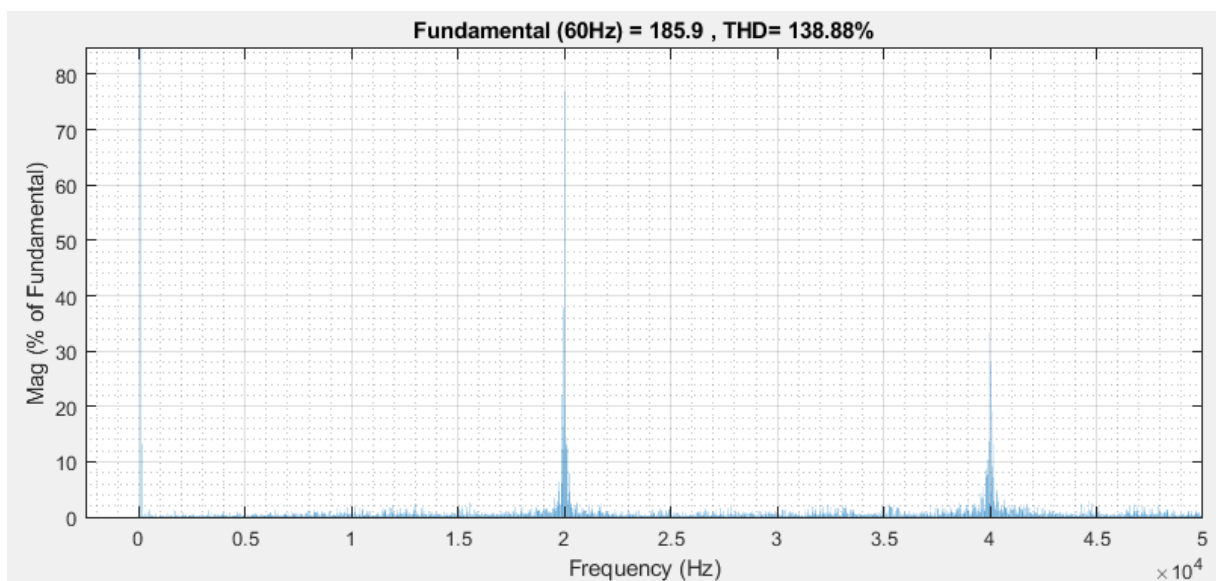
Figura 40 – Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do Conversor antes do transitório para o M2PC



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 41 mostra o espectro harmônico de  $v_a$  quando  $i_a$  está com sua amplitude reduzida pela metade. Percebe-se que possui o mesmo formato que o da Figura 40.

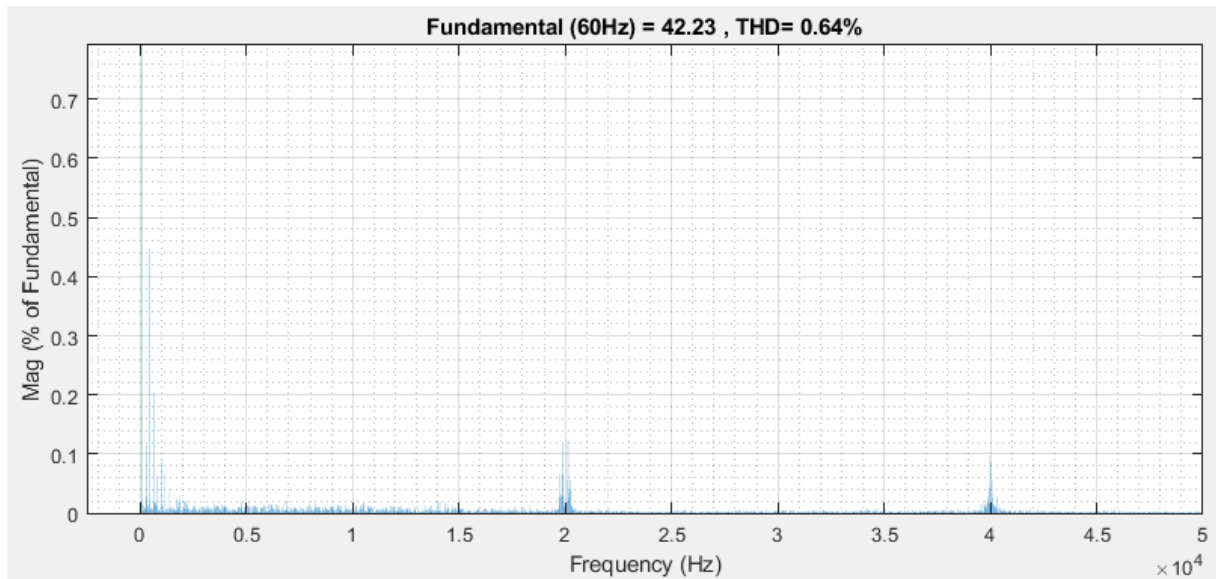
Figura 41 – Espectro Harmônico da tensão  $v_a$  do Conversor depois do transitório para o M2PC



Fonte: Produção do próprio autor.

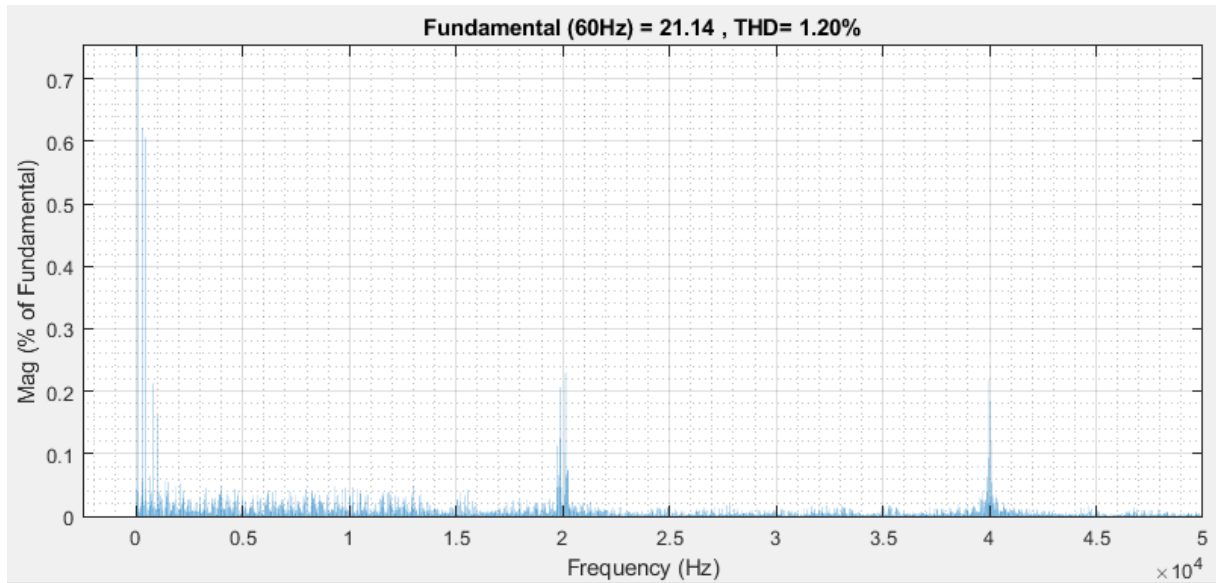
Já em relação à distribuição harmônica da corrente  $i_a$ , a Figura 42 comprova que a corrente controlada pelo M2PC leva as mesmas características que a tensão de fase na saída do VSI. Nota-se uma distribuição harmônica da fundamental de  $i_a$  que se concentra em  $f_S$  e com um  $THD$  (de 0,64%) condizente com o projeto do filtro indutivo.

Figura 42 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  do Conversor antes do transitório para o M2PC



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 43 diz respeito à distribuição harmônica de  $i_a$  para a amplitude em 50%, bem parecida com o do formato da Figura 42 e com o  $THD$  de 1,20%.

Figura 43 – Espectro Harmônico da corrente  $i_a$  do Conversor depois do transitório para o M2PC

Fonte: Produção do próprio autor.

#### 4.7 Discussão dos resultados

Nesta seção são abordadas as discussões dos resultados obtidos pelo uso de cada uma das quatro estratégias de controle das seções precedentes. As informações relativas ao tempo de acomodação para análise do regime transitório estão sumarizadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Comparação entre o tempo de acomodação das quatro técnicas de controle

Controlador	Tempo de acomodação
PI-SPWM	$t_{acom} = 240 \mu s$
PI-SVM	$t_{acom} = 270 \mu s$
OSV-MPC	$t_{acom} = 240 \mu s$
M2PC	$t_{acom} = 300 \mu s$

Fonte: Produção do próprio autor.

Da Tabela 1, percebe-se que embora o M2PC apresente um tempo de acomodação 25% maior do que o menor tempo (do PI-SPWM e OSV-MPC), ele apresenta um valor adequado que atendeu bem para o tempo de resposta à perturbação do sistema.

Em relação ao espectro harmônico das tensões e correntes. Percebe-se que o M2PC mantém a vantagem de ter uma frequência de chaveamento constante, tanto em relação à dispersão do espectro, que está em torno do 20KHz, quanto pelo próprio valor dos *THDs* da tensão  $v_a$  e da corrente  $i_a$ .

Pela Tabela 2, percebe-se que os valores de  $THD(v_a)$  estão bem próximos nas quatro estratégias de controle, contudo, pela Figura 19, Figura 26 e Figura 40 verifica-se que as estratégias PI-SPWM, PI-SVM e M2PC possuem esses valores com um formato mais concentrado em torno da frequência de chaveamento de 20KHz. No caso do OSV-MPC, a Figura 33 mostra que o valores de  $THD(v_a)$  é derivado de um formato bem espalhado do espectro harmônico. Portanto, entende-se que a energia harmônica que é gerada pelo VSI tem valores numéricos semelhante, entretanto, a estratégia de controle utilizada irá determinar como será o comportamento dessa energia.

No que se refere a dispersão do espectro harmônico da corrente, ele acaba sendo um reflexo dos harmônicos das tensões. Em primeira análise, isso pode ser visto na Figura 21, na Figura 28, e na Figura 42, em que se nota as correntes das fase “a” dos controles PI-SPWM, PI-SVM e M2PC acompanhando o formato da dispersão da tensão  $v_a$  (bem definido e concentrado em  $f_s$ ). Todavia, isso não se observa no controle OSV-MPC, como mostrado na Figura 35, que é espalhado e sem padrão definido.

Portanto, as estratégias das seções 4.3, 4.4, 4.6 por possuírem a distribuição harmônica bem definida, torna-se mais simples o projeto do filtro de saída, o que não se aplica ao controle da seção 4.5, que possuem harmônicos indesejáveis de baixa frequência que não são filtradas pelo filtro  $L$  por exemplo.

Tabela 2 – Taxa de Distorção Harmônica das correntes e tensão da fase “a” do conversor

Controle	$THD(v_a)$		$THD(i_a)$	
	Antes do transitório	Depois do transitório	Antes do transitório	Antes do transitório
PI com SPWM	123,03%	139,10%	0,34%	0,65%
PI com SVM	123,03%	139,10%	0,34%	0,68%
OSV-MPC	122,46%	139,20%	1,13%	2,14%
M2PC	122,90%	138,92%	0,63%	1,22%

Fonte: Produção do próprio autor.

A Tabela 3 fornece informações quantitativas a respeito do erro em regime permanente das quatro estratégias de controle que foram estudadas. Considerando inicialmente o erro para o sistema operando com a corrente na frequência fundamental, em que se utilizou a corrente  $i_a$  como parâmetro, nota-se que o OSV-MPC e o M2PC atingiram os melhores resultados, ou seja, o erro em regime permanente menor. Nessa perspectiva, nota-se que o M2PC obteve a vantagem do menor erro em comparação às duas técnicas por controle linear para a corrente no 1º harmônico, visto que elas atingiram um erro cerca de 50% maior do que o erro do M2PC.

Nessa perspectiva, houve uma expressiva diferença quando se observa a segunda coluna da Tabela 3, que se refere à inclusão do 5º harmônico da corrente. Novamente o OSV-MPC e M2PC apresentaram os menores erros em regime permanente,  $1,8322 \cdot 10^{-4} [A^2]$  e  $2,8976 \cdot 10^{-4} [A^2]$ , respectivamente. Só que desta vez, o menor erro dos dois controles PI ( $8,0941 \cdot 10^{-4} [A^2]$ ) apresenta um percentual cerca de 340% acima do erro obtido com o OSV-MPC e 180% superior ao erro do M2PC.

Através das informações obtidas do erro em regime permanente, percebe-se que o controle PI tradicional, que foi projetado para funcionar nas simulações, não abarca ganhos significativos para regiões de frequências superiores à fundamental, de modo que, à medida que se aumenta a ordem dos harmônicos injetados na rede, menor será o desempenho dos PIs utilizados nas seções 4.3 e 4.4. Em contrapartida, o controle MPC não tem esse problema pois ele naturalmente foi projetado para rastrear a corrente da rede, seja com ou sem harmônicos, fazendo isso de forma a considerar o menor erro possível e utilizando de ferramentas computacionais como foi estudado.



Tabela 3 – Erro Quadrático Médio entre  $i_a$  e  $i_{a\_ref}$  nas quatro simulações

Controle	Erro Quadrático Médio em regime permanente entre $i_a$ e $i_{a\_ref}$	
	Frequência Fundamental [ $10^{-4} A^2$ ]	Fundamental + 5° harmônico [ $10^{-4} A^2$ ]
PI com SPWM	3,3723	8,0941
PI com SVM	3,5158	9,7205
OSV-MPC	0,13512	1,8322
M2PC	2,2734	2,8976

Fonte: Produção do próprio autor.

#### 4.8 Conclusões e Trabalhos Futuros

A partir dos resultados obtidos, nota-se que a melhor estratégia de controle a ser utilizada nos conversores de potência depende dos critérios inicialmente estabelecidos de operação do sistema elétrico de potência. Por exemplo, se o critério for unicamente a obtenção do menor erro entre a corrente de referência e a corrente medida, o controle que melhor atenderia seria o OSV-MPC. Por outro lado, se o objetivo que se deseja atingir for um baixo erro em regime permanente e a obtenção das vantagens de se ter uma frequência de chaveamento fixa, a melhor escolha poderia ser o M2PC.

Nessa perspectiva, ressalta-se que todas as estratégias de controle possuem vantagens e desvantagens. As estratégias de controle PI-SPWM e PI-SVM possuem a vantagem marcante de operarem com frequência de chaveamento constante, ao passo que não possuem adaptabilidade para variações no sistema que não sejam consideradas no projeto, como é o caso do aparecimento de harmônicos na rede. Para que sejam consideradas novas condições de funcionamento, o projeto do PI se torna mais complexo, o que aumenta o custo computacional dos *hardwares* que deverão ser utilizados. Ademais, essa dificuldade de se incluir critérios de funcionamento do sistema não é vista no controle preditivo.

Em relação ao OSV-MPC, além de ser uma técnica de fácil implementação, tem a vantagem de ter o menor erro em regime permanente. Em se tratando da sua desvantagem, foi mostrado nas simulações que ele apresenta frequência de chaveamento variável e possui um amplo espectro harmônico das tensões e correntes, o que aumenta as perdas de comutação e dificulta o projeto do filtro da saída do conversor. Contudo, esse problema pôde ser contornado com a utilização de um modulador externo que gera os pulsos de disparo do conversor, no controle conhecido na literatura como M2PC.

Dessa forma, para enriquecer a análise comparativa entre as estratégias de controle PI com as estratégias de controle preditivo, uma abordagem interessante de trabalho futuro seria o uso de novas técnicas para melhorar dinâmica do controle linear. Utilizando-se, por exemplo, o PI ressonante e o PI com a rejeição do quinto harmônico. Isso evidenciaria, portanto, o esforço computacional frente ao controle preditivo, que naturalmente não possui a desvantagem que o PI oferece de se gerar um trabalho mais elevado para se implementar um controle com restrições de projeto.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABDALRAHMAN, G.; ABDALLA, O. H.; JIBRIL, M. I.; AWAD, A. Space Vector Pulse Width Modulation Technique Applied to Two Level Voltage Source Inverter. **Journal of Engineering and Computer Science (JECS)**, [s. l.], v. 19, n. 2, out. 2018.
- BORGES, J. A. **Análise e controle do inversor com fonte dividida conectado à rede elétrica**. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2019.
- BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. **IEEE transactions on industry applications**, [s. l.], v. 24, n. 1, p. 142-150, jan-fev. 1988.
- HAUSER, D. **Controle de um sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica**. 2014. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Projeção de Demanda de Energia Elétrica – Ano Base 2020**: Resultados preliminares. Rio de Janeiro: EPE, 2021.
- GARCÍA, C. E.; PRETT D. M.; MORARI, M. Model Predictive Control: Theory and Practice – a Survey. **Automatica**, [s. l.], v. 25, n. 3, p. 335-348, 1989.
- GREGOR, R.; BARRETO, S.; TORAL, S.; DURAN, M.; ARAHAL, J.; PRIETO, J.; MOURA, J. Predictive-space vector pwm current control method for asymmetrical dual three-phase induction motor drives. **IET Electric Power Applications**, [s. l.], v. 4, n. 1, p. 26-34, jan. 2010.
- JOOS, G.; ZARGARI, N. R.; ZIOGAS, P. D. A new class of current-controlled suppressed-link AC to AC frequency changers, *In: IEEE POWER ELETRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*, 1991, Cambridge. **Proceedings [...]**. IEEE: Cambridge, jun. 1991, p. 830-837.
- KIM, S. **Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC Motors**. 1. ed. Amsterdam: Elsevier, 2017.
- KOURO, S.; CORTES, P.; VARGAS, R.; AMMANN, U. Model predictive control, a simple and powerful method to control power converters. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, [s. l.], v. 56, n. 6, p. 1826-1838, jun. 2009.
- KUMAR, C.; KAMLU, S.; MISHRA, S. D-Space Based Space Vector PWM For A Two-Level VSI. **ITSI Transactions On Electrical And Electronics Engineering**, [s. l.], v. 1, n. 6, p. 15-48, out. 2013.
- LEON, J. I.; KOURO, L. G.; FRANQUEOLO, L. G.; RODRIGUEZ, J.; WU, B. The Essential Role and the Continuous Evolution of Modulation Techniques for Voltage-Source

Inverters in the Past, Present, and Future Power Electronics. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l], v. 63, n. 5, p. 2688-2701, mar. 2016.

MACCARINI, M. C. **Inversor Monofásico Sincronizado para a conexão de um Gerador Eólico à Rede Elétrica**: Estudo, Projeto e Implementação. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.

MASWOOD, A. I.; AMMAR, E. Analysis of a PWM voltage source inverter with PI controller under non-ideal conditions, *In*: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON PARAMETERIZED AND EXACT COMPUTATION, 2010, Singapura. **Proceedings [...]**. IEEE: Singapura, out. 2010, p. 193-198.

MICHELS, L.; BOTTERÓN, F.; CAMARGO, R. F.; PINHEIRO, H. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM digital. **Controle & Automação**, v. 16, n. 2, maio/jun. 2005.

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.

PUPO, A. D. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores**. 2015. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Coordenação de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.

RATHNAKUMAR, D.; LAKSHMANAPERUMAL, J.; SRINIVASAN, T. A new software implementation of space vector PWM, *In*: IEEE SOUTHEASTCON, 2005, F. Lauderdale. **Proceedings [...]**. IEEE: F. Lauderdale, abr. 2005, p. 131-136

RIVERA, M.; MORALES, F.; BAIER, C.; MUNOZ, J.; TARISCIOTTI, L.; ZANCHETTA, P.; WHEELER, P. A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter, *In*: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY, 2015, Seville. **Proceedings [...]**. IEEE: Seville, mar. 2015, p. 2224-2229.

TOMLINSON, M.; MOUTON, T.; KENNEL, R.; STOLZE, P. Model predictive control with a fixed switching frequency for a 5-level flying capacitor converter. *In*: ECCE ASIA DOWNUNDER, 2013, Melbourne. **Proceedings [...]**. Melbourne: IEEE, jun. 2013, p. 1208-1214.

TOMLINSON, M.; MOUTON, T.; KENNEL, R.; STOLZE, P. Model predictive control with a fixed switching frequency for an AC-to-AC converter, *In*: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY, 2013, Cape Town. **Proceedings [...]**. IEEE: Cape Town, fev. 2013, p. 570-575.

VAZQUEZ, S.; RODRIGUEZ, J.; RIVERA, M.; FRANQUELO, L. G.; NORAMBUENA, M. Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l], v. 64, n. 2, p. 935-947, fev. 2017.

VAZQUEZ, S.; LEON, J. I.; FRANQUELO, L. G.; CARRASCO, J. M.; MARTINEZ, O.; RODRIGUEZ, J.; CORTES, P.; KOURO, K. Model Predictive Control with constant switching frequency using a Discrete Space Vector Modulation with virtual state vectors. *In: 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2009. p. 1-6.