



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
TELECOMUNICAÇÕES

**GUILHERME BAUMANN CORRÊA**

**Comparação de desempenho de um Inversor  
Convencional e de um Inversor Multinível na  
Filtragem Ativa Monofásica**

NITERÓI

2021

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
TELECOMUNICAÇÕES

GUILHERME BAUMANN CORRÊA

# Comparação de desempenho de um Inversor Convencional e de um Inversor Multinível na Filtragem Ativa Monofásica

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Máquinas, Equipamentos e Aplicações de Novos Materiais.

Orientador:  
Prof. José Andrés Santisteban, D. Sc.

NITERÓI

2021

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE  
Gerada com informações fornecidas pelo autor

C824c    Corrêa, Guilherme Baumann  
          Comparação de desempenho de um Inversor Convencional e de  
          um Inversor Multinível na Filtragem Ativa Monofásica /  
          Guilherme Baumann Corrêa ; José Andrés Santisteban,  
          orientador. Niterói, 2021.  
          110 f. : il.

          Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,  
          Niterói, 2021.

          DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2021.m.12474793747>

          1. Filtro Ativo de Potência Paralelo. 2. Inversor  
          Multinível. 3. Ponto de Neutro Grampeado. 4. Teoria de  
          Potência Instantânea. 5. Produção intelectual. I.  
          Santisteban, José Andrés, orientador. II. Universidade  
          Federal Fluminense. Escola de Engenharia. III. Título.

CDD -

GUILHERME BAUMANN CORRÊA

COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DE UM INVERSOR CONVENCIONAL E DE  
UM INVERSOR MULTINÍVEL NA FILTRAGEM ATIVA MONOFÁSICA

Dissertação de Mestrado apresentada ao  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica e de Telecomunicações da Universidade  
Federal Fluminense como requisito parcial para a  
Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia  
Elétrica e de Telecomunicações.  
Área de concentração: Sistemas de Energia  
Elétrica.

Aprovado em 28 de setembro de 2021.

BANCA EXAMINADORA



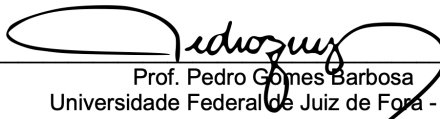
---

Prof. José Andrés Santisteban - Orientador  
Universidade Federal Fluminense - UFF



---

Prof. Marcio Zamboti Fortes  
Universidade Federal Fluminense - UFF



---

Prof. Pedro Gomes Barbosa  
Universidade Federal de Juiz de Fora - UFJF

Niterói  
2021



*À minha família*

# Agradecimentos

Agradeço a Deus por ter em minha vida pessoas tão especiais que me ajudam a crescer todos os dias, dentre essas pessoas estão minha noiva Juliana Oliveira dos Santos, minha irmã, Renata Baumann Corrêa, minha mãe, Mônica Pereira Baumann, e meu pai, Augusto Cesar Abduche Corrêa. Em especial, sou muito grato a minha noiva por todo o carinho e apoio dedicados nessa jornada com fins de conseguir o título de mestre e por todas as jornadas de nossas vidas.

Agradeço imensamente ao meu orientador, Professor José Andrés Santisteban, D. Sc., por todos os ensinamentos, suporte, paciência, apoio e dedicação para que todo o conhecimento que fosse necessário estivesse ao meu alcance.

Agradeço à Universidade Federal Fluminense (UFF) por me acolher novamente como aluno, desta vez no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações (PPGEET), e ao corpo de docentes por toda a instrução recebida.

# Resumo

Este trabalho apresenta um estudo comparativo através de simulações entre um Filtro Ativo de Potência paralelo que utiliza um Inversor de ponte completa monofásico (neste estudo referenciado como Inversor Convencional monofásico) com um Inversor de Ponto Neutro Grampeado de 5 níveis (neste estudo referenciado como Inversor Multinível). Comparando ambos os tipos de equipamentos, é possível reconhecer a principal vantagem em incluir algumas chaves semicondutoras extras, e o controle de balanceamento apropriado de tensões dos capacitores do Inversor. O controle do Filtro Ativo de Potência é baseado na Teoria de Potência Instantânea, ou Teoria  $pq$ , e tem como principal objetivo calcular a corrente de referência responsável pela compensação harmônica que será gerada por um Inversor em série com um indutor. Neste estudo foi considerada a possibilidade de a tensão fornecida pela concessionária de energia possuir componentes harmônicas, respeitando os valores preconizados na norma de Procedimento de Distribuição da Agência Nacional de Energia Elétrica e no Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos Std 519. Em virtude disso, um algoritmo de sincronismo foi projetado de forma apropriada de modo a obter referências senoidais para serem utilizadas com o controle do Filtro Ativo de Potência. Adicionalmente, estratégias de chaveamento diferentes foram consideradas para ambos os tipos de inversores e um caso particular é proposto para o Inversor de Ponto de Neutro Grampeado de cinco níveis monofásico de modo que as tensões dos seus capacitores, na conexão de Corrente Contínua, sejam iguais. Uma possível aplicação de filtros ativos de potência monofásicos com inversores multinível em um sistema trifásico foi analisada. Finalmente, após diferentes simulações, as conclusões principais desta pesquisa são mostradas.

**Palavras-chave:** Filtro Ativo de Potência Paralelo, Inversor Multinível, Ponto de Neutro Grampeado, Teoria de Potência Instantânea, Balanceamento de Tensão de Capacitores.

# Abstract

This work presents a comparative study based on simulations between a Shunt Power Active Filter that uses a Single-phase Full-Bridge Inverter (in this study referred as Single-phase Conventional Inverter) with another one that uses a Single-Phase 5-Level Neutral Point Clamped Inverter (in this study referred as Single-phase Multilevel Inverter). By comparing both kinds of equipment it is possible to acknowledge the main advantage of including some extra semiconductors switches, and the proper balance control of the Inverter Capacitor Voltages. The Active Power Filter control is based on the Instantaneous Power Theory, or pq Theory, and has as the main objective to calculate the reference current, responsible for the harmonic compensation, that will be generated by a single-phase inverter in series with an Inductor. In this study it was considered the possibility of the voltage supplied by the power distribution company contain harmonic components, respecting the values recommended in the Distribution Procedures standard of the Electric Energy National Agency, and the Institute of Electric and Electronic Engineers standard 519. By that reason, a synchronous algorithm was appropriately designed in to obtain sinusoidal references to be used with the Power Active Filter control. Additionally, different switching strategies were considered for both types of inverters and a particular case is proposed for the single-phase five-level Neutral Point Clamped Inverter to have equal Direct Current link capacitor voltages. A possible application of single-phase Power Active Filter with multilevel inverters in a three-phase system was evaluated. Finally, after different simulations, the principal conclusions of this research are shown.

**Keywords:** Shunt Power Active Filter, Multilevel Inverter, Neutral Point Clamped, Instantaneous Power Theory, Capacitor Voltage Balance.

# Lista de Figuras

2.1	Componentes Harmônicos decompostos. . . . .	4
2.2	Sistema Monofásico com Carga Não-Linear. . . . .	6
2.3	Vetores espaciais instantâneos. . . . .	7
2.4	Diagrama de Blocos Adaptado da Teoria pq Monofásica [10]. . . . .	9
2.5	Estrutura Básica do PLL [12]. . . . .	11
2.6	Diagrama de Bloco de um PLL elementar [12]. . . . .	11
2.7	Modelo linearizado de pequenos sinais de um PLL elementar [12]. . . . .	13
2.8	Diagrama de um PLL com DF em quadratura ideal [12]. . . . .	15
2.9	PLL com o DF no eixo q do GSQ [12]. . . . .	16
2.10	PLL baseado na transformação inversa de Park [12]. . . . .	17
2.11	Inversor Monofásico de ponte completa (Inversor Convencional) com chaves IGBTs. . . . .	18
2.12	Operação da regulação de corrente por histerese convencional - 2 níveis. . .	19
2.13	Operação da regulação de corrente por histerese convencional - 3 níveis. . .	20
2.14	Inversor Multinível do tipo 5 Níveis Ponte H com Ponto Neutro Grampeado com chaves IGBTs. . . . .	21
2.15	Diagrama de estados de chaveamento para regulação por corrente adaptado de [19]. . . . .	21
2.16	Operação da histerese de regulação por corrente adaptado de [19]. . . . .	22
2.17	Ondulação da Corrente e sinal da modulação simétrica alinhada [23]. . . .	23
2.18	Diagrama de Blocos do sistema de controle para carregar a tensão contínua do inversor (convencional ou multinível). . . . .	27

2.19	Diagrama de Blocos do sistema de controle para carregar a tensão contínua do inversor (convencional ou multinível) representado no MATLAB/SIMULINK.	27
2.20	Lógica de Seleção das Chaves IGBT do Inversor.	29
3.1	Diagrama de Blocos Geral - Filtro Ativo.	31
3.2	Diagrama de Blocos Geral - Filtro Ativo com Inversor Convencional. Implementado no ambiente Matlab/Simulink.	31
3.3	Diagrama de Blocos Geral - Filtro Ativo com Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado. Implementado no ambiente Matlab/Simulink.	32
3.4	Carga Não-Linear - Retificador Monofásico de Ponte Completa. Implementado no ambiente Matlab/Simulink.	32
3.5	Bloco PLL implementado no ambiente Matlab/Simulink.	32
3.6	Tensão dos Capacitores.	33
3.7	Corrente da Carga.	34
3.8	Espectro harmônico da corrente pela fonte entre $t=4s$ e $t=4,2s$ (Carga I).	35
3.9	Espectro harmônico da corrente pela fonte entre $t=4,3s$ e $t=4,5s$ (Carga I + Carga II).	35
3.10	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum antes da entrada de operação do filtro ativo e da carga	36
3.11	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum antes da entrada de operação do filtro ativo entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I).	36
3.12	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum antes da entrada de operação do filtro ativo entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I+ Carga II).	37
3.13	Comportamento da corrente da fonte de alimentação utilizando um filtro com inversor convencional e operação por histerese com 2 níveis.	38
3.14	Espectro harmônico da corrente fornecida pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I).	38

3.15	Espectro harmônico da corrente fornecida pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	39
3.16	Tensão no Capacitor do Inversor Convencional de 2 níveis. . . . .	40
3.17	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I). . . . .	40
3.18	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	41
3.19	Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Convencional - 2 níveis. . . . .	41
3.20	Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 2 níveis. . . . .	42
3.21	Modulação de histerese para 2 Níveis de tensão CC - Representação no MATLAB/SIMULINK. . . . .	42
3.22	Comportamento da Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor Convencional e histerese com 3 níveis. . . . .	43
3.23	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis de tensão - entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I). . . . .	44
3.24	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis de tensão - entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	44
3.25	Tensão do Capacitor do Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional com operação em histerese de 3 níveis. . . . .	45
3.26	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis – entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I). . . . .	46
3.27	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis – entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	46

3.28	Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Convencional - 3 níveis. . . . .	47
3.29	Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 3 níveis. . . . .	48
3.30	Modulação de histerese para 3 Níveis de tensão CC - Representação no MATLAB/SIMULINK. . . . .	48
3.31	Comportamento da Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado e duas fontes ideais. . . . .	49
3.32	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC ideal (bateria) - entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I). . . . .	49
3.33	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão ideal CC (bateria) - entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	50
3.34	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC ideal (bateria) - entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I). . . . .	51
3.35	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC ideal (bateria) - entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	51
3.36	Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Multinível - Fonte Ideal. . . . .	52
3.37	Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 5 níveis. . . . .	53
3.38	Modulação de histerese multinível para 5 Níveis de tensão CC (Baterias e Capacitores) - Representação no MATLAB/SIMULINK. . . . .	53
3.39	Comportamento da Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado e dois Capacitores. . . . .	54
3.40	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I). . . . .	55



3.41	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	55
3.42	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre $t=4s$ e $t=4.2s$ (Carga I). . . . .	56
3.43	Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre $t=4.3s$ e $t=4.5s$ (Carga I + Carga II). . . . .	57
3.44	Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Multinível - Com Capacitor. . . . .	57
3.45	Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 5 níveis com Capacitores. . .	58
4.1	Inversor Trifásico do tipo ponto de neutro grampeado (PNG) com capacitores no barramento CC. . . . .	60
4.2	Três Filtros Ativos de Potência tipo Shunt Monofásicos com inversor multinível. . . . .	61
4.3	Filtro Ativo de Potência tipo Shunt Trifásico. . . . .	61
4.4	PLL Trifásico. . . . .	62
4.5	Diagrama de Blocos - Cálculo da Corrente de referência trifásica. . . . .	62
4.6	Corrente das Cargas Não-Lineares Monofásicas Balanceadas. . . . .	63
4.7	Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Monofásica - Cargas Balanceadas. . . . .	64
4.8	Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Trifásica - Cargas Balanceadas. . . . .	64
4.9	Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Monofásica - Cargas Balanceadas e Fonte Ideal. . . . .	64
4.10	Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Trifásica - Cargas Balanceadas e Fonte Ideal. . . . .	65
4.11	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para três Filtros Ativos Monofásicos de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Balanceadas. . . . .	65

4.12	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para um Filtro Ativo Trifásico de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Balanceadas. . . . .	66
4.13	Correntes demandadas das cargas Não-Lineares Monofásicas Desbalanceadas.	67
4.14	Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Monofásica - Cargas Desbalanceadas. . . . .	67
4.15	Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Trifásica - Cargas Desbalanceadas.	68
4.16	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para três Filtros Ativos Monofásicos de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Desbalanceadas. . . . .	68
4.17	Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para um Filtro Ativo Trifásico de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Desbalanceadas. . . . .	69

# Lista de Tabelas

2.1	Estados Lógicos possíveis para o Inversor Convencional . . . . .	19
2.2	Carregamento e Descarregamento dos Capacitores . . . . .	29
3.1	Parâmetros de Simulação . . . . .	33
3.2	Distorção Harmônica Total - DHTi (Sem Filtro) . . . . .	34
3.3	Distorção Harmônica Total - DHTv Sistema com Carga e Sem Filtro . . .	37
3.4	Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação I . . . . .	39
3.5	Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação I . . . . .	43
3.6	Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação II . . . . .	43
3.7	Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação II . . . . .	47
3.8	Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação III . . . . .	50
3.9	Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação III . . . . .	52
3.10	Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação IV . . . . .	54
3.11	Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação IV . . . . .	56
4.1	Distorção Harmônica Total Corrente - Cargas Balanceadas . . . . .	66
4.2	Distorção Harmônica Total Corrente - Cargas Desbalanceadas . . . . .	69

# Lista de Abreviaturas e Siglas

ANEEL	: Agência Nacional de Energia Elétrica;
CC	: Corrente Contínua;
DF	: Detector de Fase;
DHT	: Distorção Harmônica Total;
FPAP	: Filtro de Potência Ativa Paralelo;
GFFA	: Gerador de Frequência/Fase-Ângulo;
GSQ	: Gerador de Sinal em Quadratura;
IEEE	: <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> ;
IGBT	: <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ;
PB	: Filtro Passa Baixa;
PLL	: <i>Phase-Locked Loop</i> ;
PNG	: Ponto Neutro Grampeado;
PPGEET	: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica de Telecomunicações;
PRODIST	: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional;
PWM	: <i>Pulse Width Modulation</i> ;
THD	: <i>Total Harmonic Distortion</i> ;
DHTi	: Distorção Harmônica Total de Corrente;
DHTv	: Distorção Harmônica Total de Tensão;

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação . . . . .	1
1.2	Objetivos . . . . .	2
1.3	Estrutura do Trabalho . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Fundamentação Teórica</b>	<b>3</b>
2.1	Distorção Harmônica Total - DHT . . . . .	3
2.2	Teoria pq . . . . .	4
2.2.1	Teoria pq Original . . . . .	5
2.2.2	Teoria pq Monofásica . . . . .	5
2.2.3	Filtragem Harmônica da Corrente e Compensação Reativa . . . . .	8
2.3	Algoritmo de Sincronismo - <i>Phase Locked Loop</i> - PLL . . . . .	10
2.4	Inversor Monofásico de Ponte Completa . . . . .	18
2.4.1	Regulação de Corrente por Histerese Convencional . . . . .	19
2.5	Inversor Multinível do tipo 5 Níveis em Ponte H com Ponto de Neutro Grampeado . . . . .	20
2.5.1	Regulação de Corrente por Histerese Multinível . . . . .	20
2.6	Dimensionamento de capacitores e indutor do filtro ativo . . . . .	22
2.7	Controle da Tensão CC dos Inversores . . . . .	26
2.8	Balanceamento das Tensões no Inversor Multinível . . . . .	28
<b>3</b>	<b>Simulações do Filtro Ativo Monofásico</b>	<b>30</b>

3.1	Simulação I – Filtro Ativo com Inversor Convencional com 2 níveis de tensão	37
3.2	Simulação II – Filtro Ativo com Inversor Convencional com 3 níveis de tensão	43
3.3	Simulação III – Filtro Ativo com Inversor Multinível com fonte de tensão CC imposta por uma bateria . . . . .	47
3.4	Simulação IV – Filtro Ativo com Inversor Multinível com fonte de tensão CC por capacitores . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Comparação entre um filtro ativo trifásico a 4 fios e 3 filtros ativos monofásicos</b>	<b>59</b>
4.1	Comparação com cargas balanceadas nas três fases . . . . .	62
4.2	Comparação com cargas desbalanceadas nas três fases . . . . .	66
<b>5</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>70</b>
	<b>Referências</b>	<b>73</b>
	<b>Apêndice A – Parâmetros de Simulação Filtro Ativo–Script</b>	<b>76</b>
	<b>Apêndice B – Parâmetros de Simulação Filtro Ativo Trifásico–Script</b>	<b>78</b>
	<b>Apêndice C – Artigo 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)</b>	<b>82</b>
	<b>Apêndice D – Script dos Blocos de Funções do MATLAB</b>	<b>91</b>
D.1	Disparos do Inversor de 3 níveis de tensão . . . . .	91
D.2	SelecaoDisparos_Melhorado . . . . .	91

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

No atual cenário tecnológico, a sociedade se mostra cada vez mais dependente de equipamentos que usam de componentes eletrônicos para modificar a frequência de 60Hz da energia entregue pela concessionária. Porém, tal modificação acarreta em componentes harmônicas que poluem a rede e tornam necessária a instalação de equipamentos que visam impedir que esta poluição afete outros consumidores. Estas medidas são necessárias uma vez que a energia entregue por concessionárias deve conter uma quantidade mínima de componentes harmônicos a fim de evitar danos à equipamentos sensíveis à energia poluída.

Dentro deste contexto, duas soluções, visando mitigar problemas de danos à equipamentos sensíveis, são possíveis: a primeira seria tornar o sistema de alimentação mais robusto e menos sensível às cargas; e a segunda seria a instalação de sistemas condicionadores das linhas que suprimam ou atuem contra as perturbações do sistema de potência[1], um filtro de componentes harmônicos.

Os filtros harmônicos tem dentre as possibilidades de estrutura a passiva e a ativa. A grande diferença entre estes filtros é a maleabilidade da compensação harmônica, onde o filtro passivo é projetado para filtrar uma ou algumas componentes harmônicas de frequências fixas. Por outro lado, o filtro ativo consegue compensar uma maior faixa de componentes harmônicos, inclusive quando a carga é variável.

Pensando em um cenário onde o consumidor recebe energia em 3 fases, o filtro ativo trifásico é adequado para o caso de grandes potências, porém para potências menores a utilização de um filtro ativo monofásico se mostra mais adequada. Isto é nítido, princi-

palmente, quando se fala em cargas desbalanceadas, ou seja, é possível, com isso, realizar compensações harmônicas de forma independente[2].

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é realizar a comparação entre o desempenho de um filtro ativo monofásico que utiliza um inversor de tensão convencional, com um filtro ativo monofásico que utiliza um inversor multinível do tipo ponte completa de 5 níveis com ponto neutro grampeado. Os resultados deste estudo permitirão verificar a viabilidade de utilizar um inversor multinível na filtragem ativa monofásica, apesar do maior custo deste tipo de inversor. Para conseguir este objetivo, serão avaliadas as distorções harmônicas totais de corrente na fonte de alimentação monofásica para diferentes cargas.

## 1.3 Estrutura do Trabalho

O trabalho está organizado em cinco capítulos, cujos os resumos são apresentados a seguir:

O capítulo 1, **Introdução**, expõe a motivação e os objetivos desta dissertação.

O capítulo 2, **Fundamentação Teórica**, apresenta os conceitos envolvidos para cada método de controle e topologia necessária para a Filtragem Ativa Monofásica.

O capítulo 3, **Simulações do Filtro Ativo Monofásico**, mostra os resultados obtidos através da ferramenta computacional MATLAB/Simulink, para 4 casos de filtragem ativa monofásica com 2 tipos de inversores.

O capítulo 4, **Comparação entre um filtro ativo trifásico a 4 fios e 3 filtros ativos monofásicos**, traz resultados de simulações comparando os resultados de um filtro ativo trifásico com 3 filtros ativos monofásicos em situações análogas.

O capítulo 5, **Conclusões e Trabalhos Futuros**, apresenta as principais conclusões deste trabalho e sugere tópicos a serem explorados para próximos trabalhos na área abordada.



# Capítulo 2

## Fundamentação Teórica

Neste capítulo serão apresentados os embasamentos teóricos necessários ao desenvolvimento deste trabalho, tais como a definição de distorção harmônica total, a teoria pq (Teoria das Potências Instantâneas), algoritmo de sincronismo (*Phase Locked Loop* ou PLL), conceitos de inversores de tensão convencional e multinível, e o balanceamento de capacitores utilizados nestes inversores.

### 2.1 Distorção Harmônica Total - DHT

Distorção Harmônica Total (DHT), ou *Total Harmonic Distortion* (THD) em inglês, é um fator utilizado para mensurar a presença de componentes harmônicas com frequências múltiplas da fundamental em um determinado ponto de medição, seja no sinal de tensão ou corrente. Através deste fator de desempenho será possível realizar comparações dos casos apresentados neste trabalho.

As distorções harmônicas têm a seguinte definição nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8 (Revisão 12 - Vigente a partir de 01/01/2021) [3], Seção 8.1, Capítulo 4:

*“As distorções harmônicas são fenômenos associados a deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental.”*

Este valor de DHT é calculado, conforme Norma do Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica nº 519 (*IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*) aprovada em 27 de março de 2014 [4], como a relação entre a média quadrática dos valores eficazes dos harmônicos, até a 50ª ordem, pelo valor eficaz da componente fundamental. Porém, para esta dissertação o *software* SIMULINK realiza

a avaliação com janela de espectro harmônico incluindo ordens muito superiores, quase infinitas.

Com base nas definições supracitadas é possível encontrar a equação (2.1) para calcular a DHT de uma tensão:

$$DHT = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2 + \dots}}{V_1} \times 100\%; \quad (2.1)$$

onde  $V_n$  representa a tensão eficaz do  $n$ ésimo componente harmônico, sendo o  $n=1$  referente à frequência fundamental.

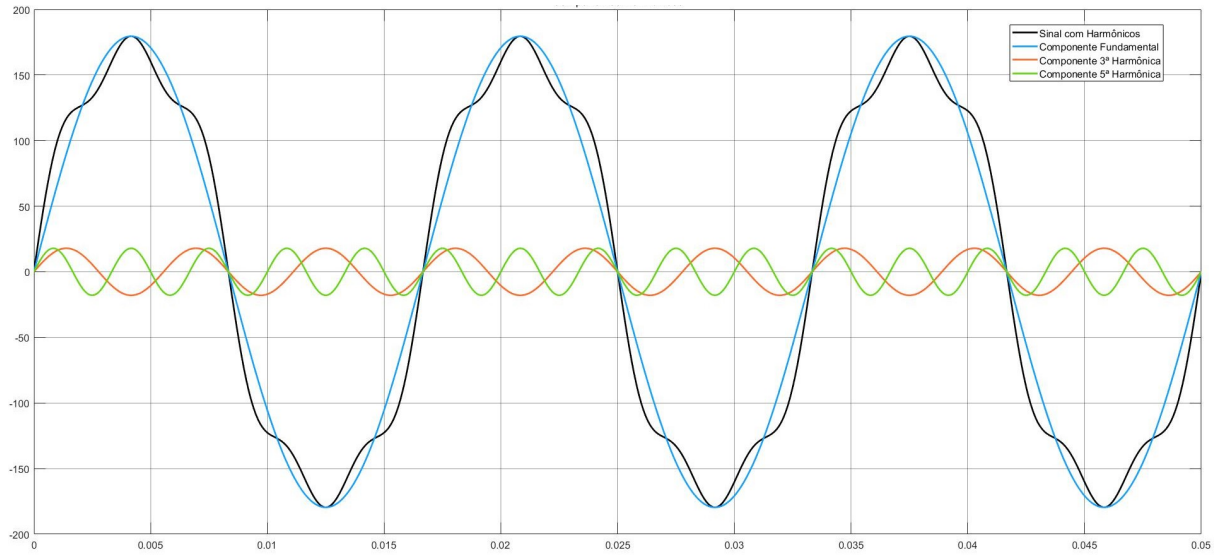


Figura 2.1: Componentes Harmônicos decompostos.

## 2.2 Teoria pq

A teoria de potência ativa e reativa convencional, utilizada há praticamente um século em estudos e projetos de Engenharia Elétrica, é uma técnica moldada para uma única frequência, e, atualmente, a eletrônica de potência atua processando energia para atender a demanda das cargas elétricas modernas (cujas frequências são diversas), assim a teoria pq apresentada por Akagi, Kanazawa e Nabae em 1983, foi desenvolvida para suprir a necessidade de calcular a potência em sistemas onde mais de uma frequência estão presentes [5]. Para os sistemas trifásicos existe uma vasta lista de referências de trabalhos, tais como [6], [7] e [8]. Já em relação à sistemas monofásicos estas referências se remontam ao final dos anos 90 e início dos anos 2000, tais como [9] e [10].

### 2.2.1 Teoria pq Original

A teoria pq é originalmente desenvolvida para sistemas trifásicos, e se baseia na transformação de coordenadas  $a-b-c$  para  $\alpha-\beta-0$ , que corresponde a uma transformação linear de um sistema de tensões e correntes trifásicas em um sistema de referência estacionário, também conhecida como Transformação de Clarke. É possível ver nas equações (2.2) e (2.3) a transformação direta e inversa das tensões  $v_a, v_b$  e  $v_c$  em  $v_0, v_\alpha$  e  $v_\beta$ .

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Tal transformação também pode ser realizada com as correntes, obtendo assim  $i_0$ ,  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  a partir das correntes  $i_a, i_b$  e  $i_c$ . Dessa maneira, com ambas as variáveis (tensão e corrente) transformadas, é possível calcular a potência ativa e reativa instantâneas da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

A potência real instantânea é representada por " $p$ ", a potência reativa instantânea por " $q$ " e a potência de sequência zero " $p_0$ " [5].

Tendo em vista que o objetivo deste trabalho é fundamentado no sistema monofásico, faz-se necessário trazer a explicação da teoria introduzida por Liu [9], em 1999, sobre uma abordagem de detecção de corrente harmônica monofásica através de uma extensão das ideias da teoria de potência reativa instantânea trifásica.

### 2.2.2 Teoria pq Monofásica

Em [9], Liu explica que a expansão da Teoria pq, voltada para o sistema trifásica, para a monofásica poderia acontecer por meio de uma técnica de criação de grandeza com atraso da fase de  $120^\circ$  e  $240^\circ$ . Tendo os atrasos em vista, Liu propõe um atraso menor de apenas

$90^\circ$  para apenas uma fase, obtendo duas fases em um sistema de coordenadas  $\alpha - \beta$  que pode ser utilizado para calcular a potência ativa e reativa instantâneas.

A Teoria pq monofásica utiliza os valores instantâneos da tensão da fonte de alimentação e corrente de carga,  $v(\omega t)$  e  $i(\omega t)$  respectivamente. De modo representativo, a Figura 2.2[10] mostra um sistema elétrico monofásico genérico com carga não-linear.

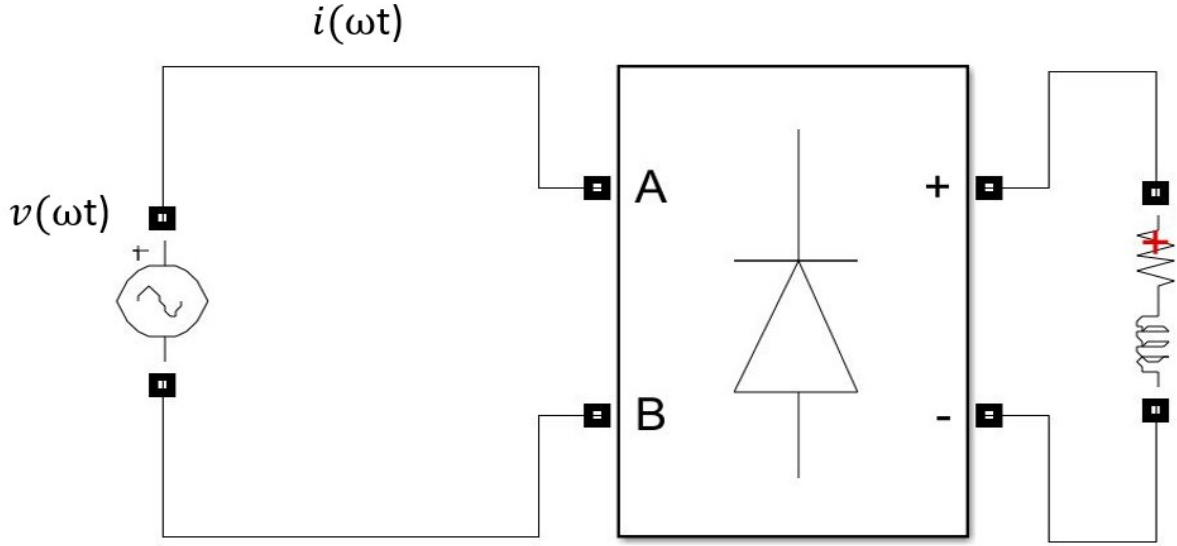


Figura 2.2: Sistema Monofásico com Carga Não-Linear.

Para explicar a Teoria pq monofásico, consideram-se os vetores espaciais instantâneos de tensão e corrente definidos pelas suas componentes ortogonais  $\alpha - \beta$ :

$$\overline{v(\omega t)} = E [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] = v_\alpha(\omega t) + j v_\beta(\omega t) \quad (2.5)$$

$$\overline{i(\omega t)} = I [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] = i_\alpha(\omega t) + j i_\beta(\omega t) \quad (2.6)$$

onde as componentes  $v_\alpha(\omega t)$  e  $i_\alpha(\omega t)$  são a tensão e a corrente monofásicas e seus valores defasados de  $90^\circ$  são as componentes respectivas na coordenada  $\beta$ , e  $\overline{v(\omega t)}$  e  $\overline{i(\omega t)}$  são as apresentações dos vetores espaciais instantâneos de tensão e corrente, respectivamente. Ou seja:

$$v_\alpha(\omega t) = v(\omega t) \quad (2.7)$$

$$v_\beta(\omega t) = v(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (2.8)$$

$$i_\alpha(\omega t) = i(\omega t) \quad (2.9)$$

$$i_\beta(\omega t) = i(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (2.10)$$

Por outro lado, considerando vetores espaciais  $\overline{v'(\omega t)}$  e  $\overline{i'(\omega t)}$  deslocados de  $90^\circ$  espaciais no plano  $\alpha - \beta$ , as equações (2.11) e (2.12) resumem o conjunto de vetores utilizados na abordagem PQ monofásica.

$$\begin{bmatrix} \overline{v(\omega t)} \\ \overline{v'(\omega t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha(\omega t) + jv_\beta(\omega t) \\ -v'_\beta(\omega t) + jv'_\alpha(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{i(\omega t)} \\ \overline{i'(\omega t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha(\omega t) + ji_\beta(\omega t) \\ -i'_\beta(\omega t) + ji'_\alpha(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

A representação das equações (2.11) e (2.12) em vetores espaciais instantâneos está mostrado na Figura 2.3 [10],[11], onde o eixo  $\alpha$  é o eixo real e o eixo  $\beta$  é o eixo imaginário.

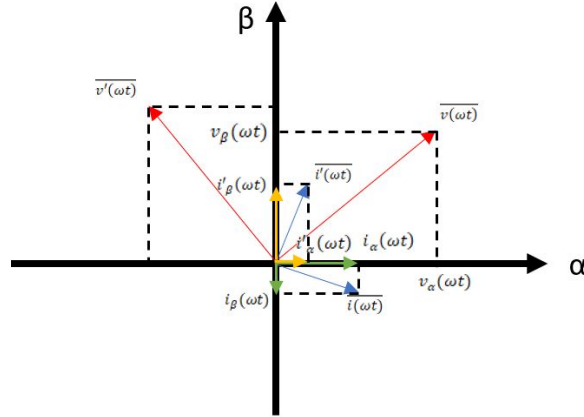


Figura 2.3: Vetores espaciais instantâneos.

A potência complexa instantânea monofásica é calculada como se segue:

$$s_{1\phi}(\omega t) = \overline{v(\omega t)} * \overline{i^*(\omega t)} \quad (2.13)$$

Onde  $\overline{i^*(\omega t)}$  é o vetor de espaço instantâneo conjugado da corrente.

$$s_{1\phi} = (v_\alpha + jv_\beta) * (i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) - j(-v_\beta i_\alpha + v_\alpha i_\beta) \quad (2.14)$$

Assim, as potências ativas e reativas instantâneas podem ser vistas na matriz (2.15).

$$\begin{bmatrix} p(\omega t) \\ q(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha(\omega t) & v_\beta(\omega t) \\ -v_\beta(\omega t) & v_\alpha(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(\omega t) \\ i_\beta(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p}(\omega t) \\ \bar{q}(\omega t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{p}(\omega t) \\ \tilde{q}(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Onde  $\bar{p}(\omega t)$  e  $\bar{q}(\omega t)$  representam as componentes médias de  $p(\omega t)$  e  $q(\omega t)$ , resultado do produto de tensão e corrente na mesma frequência. Os componentes  $\tilde{p}(\omega t)$  e  $\tilde{q}(\omega t)$  são as componentes oscilantes que representam as componentes harmônicas presentes na corrente e na tensão.

### 2.2.3 Filtragem Harmônica da Corrente e Compensação Reativa

Após a apresentação da ferramenta de cálculo das potências ativa e reativa instantâneas monofásicas é possível encontrar a corrente de compensação harmônica e reativa. Para isso, utiliza-se um filtro passa-alta na potência ativa encontrada, de modo a obter apenas a parte oscilante,  $\tilde{p}$ , e utiliza-se o valor de  $q$  completo. Com esses valores de potência, o seguinte cálculo é feito para obter as componentes da corrente de compensação ( $i_{C\alpha}(\omega t)$  e  $i_{C\beta}(\omega t)$ ):

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}(\omega t) \\ i_{C\beta}(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(\omega t) & v_{s\beta}(\omega t) \\ -v_{s\beta}(\omega t) & v_{s\alpha}(\omega t) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\tilde{p}(\omega t) \\ -q(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}(\omega t) \\ i_{C\beta}(\omega t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2(\omega t) + v_{s\beta}^2(\omega t)} \times \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(\omega t) & -v_{s\beta}(\omega t) \\ v_{s\beta}(\omega t) & v_{s\alpha}(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p}(\omega t) \\ -q(\omega t) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Onde o subíndice "s" refere-se a tensões vindas da entrada de energia, a fonte (*source*). Com auxílio da Figura 2.3 é possível reescrever  $i_{C\alpha}(\omega t)$  considerando as equivalências em (2.18), (2.19), (2.20) e (2.21).

$$v_{s\alpha}(\omega t) = \text{Re}(\overline{v(\omega t)}) = v_{s\alpha}(\omega t) \quad (2.18)$$

$$v_{s\beta}(\omega t) = -\text{Re}(\overline{v'(\omega t)}) = -v'_{s\alpha}(\omega t) \quad (2.19)$$

$$i_{L\alpha}(\omega t) = \text{Re}(\overline{i(\omega t)}) = i_{L\alpha}(\omega t) \quad (2.20)$$

$$i_{s\beta}(\omega t) = -Re(\overline{i'(\omega t)}) = -i'_{L\alpha}(\omega t) \quad (2.21)$$

Logo  $i_{C\alpha}(\omega t)$  pode ser reescrita como:

$$i_{C\alpha}(\omega t) = \frac{-v_{s\alpha}(\omega t)\tilde{p}(\omega t) + v'_{s\alpha}(\omega t)q(\omega t)}{v_{s\alpha}^2(\omega t) + v_{s\alpha}'^2(\omega t)} \quad (2.22)$$

A Figura 2.4 mostra o diagrama de blocos para encontrar a corrente de referência  $i_{C\alpha}(\omega t)$ , utilizada neste trabalho. Esta figura representa  $v'_{s\alpha}(\omega t)$  como  $v_S(\omega t - \frac{\pi}{2})$  e  $i'_{L\alpha}(\omega t)$  como  $i_L(\omega t - \frac{\pi}{2})$ . Nota-se que esta estratégia, diferente de [10], utiliza atraso de fase, ao invés de avanço, sem prejudicar o cálculo da corrente de compensação.

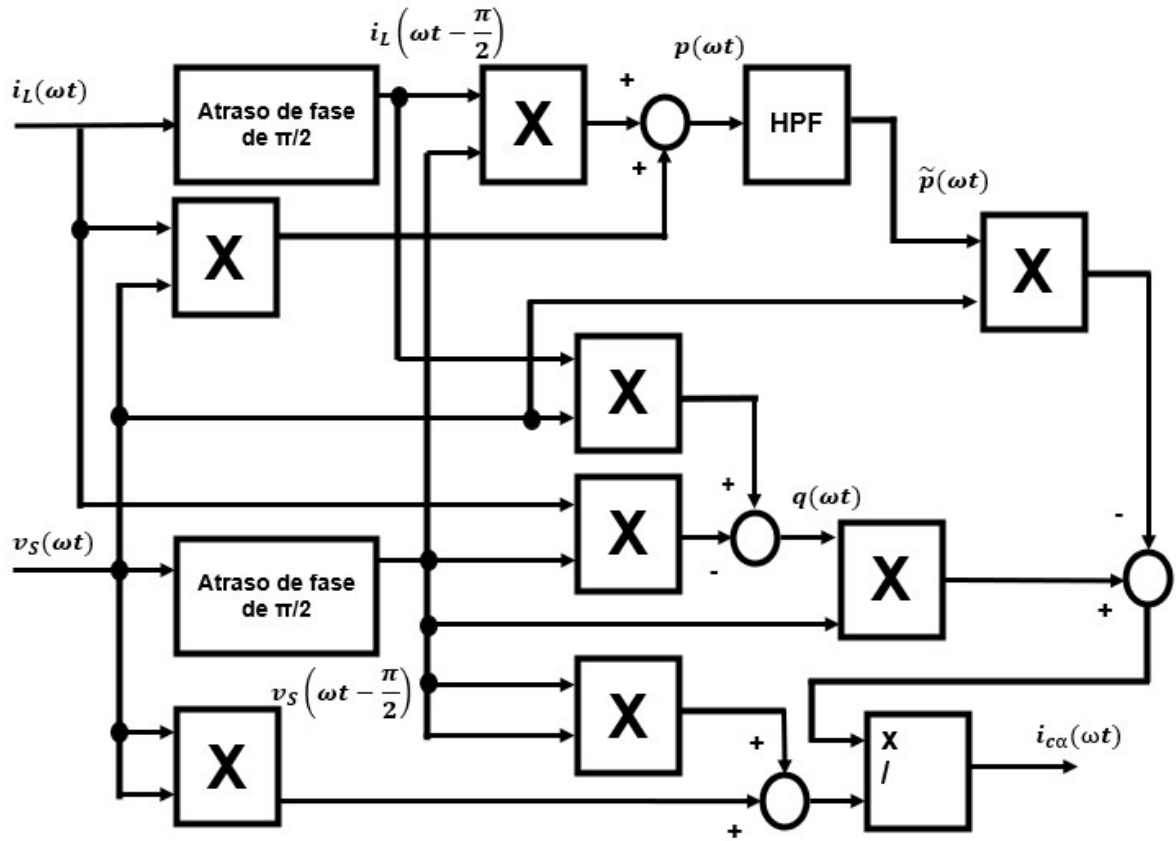


Figura 2.4: Diagrama de Blocos Adaptado da Teoria pq Monofásica [10].

Existem duas estratégias básicas para o controle dos filtros ativos com a Teoria das potências instantâneas. A primeira é a estratégia de potência constante, neste caso as correntes de referência são calculadas para que a potência fornecida pela fonte seja constante. A segunda é a estratégia de correntes senoidais, onde as correntes fornecidas pela fonte são filtradas e compensadas para serem senoidais e em fase com a tensão de alimentação. O uso do *Phase Locked Loop* (PLL) será útil na implementação da segunda estratégia.

## 2.3 Algoritmo de Sincronismo - *Phase Locked Loop* - PLL

O PLL é um sistema retroalimentado que permite obter um sinal senoidal, sincronizado com a componente fundamental da tensão rede. O PLL também é descrito em [12] como um sistema de malha fechada com um oscilador interno controlado de modo a rastrear algum sinal periódico externo numa malha de retroalimentação. Este sistema é frequentemente utilizado em equipamentos de rádio para sintonização de frequência.

Os primeiros dispositivos de sincronização com a rede elétrica utilizavam a detecção de cruzamento em zero da tensão da rede. O método de detecção de cruzamento em zero utiliza comparadores para detecção de mudanças na polaridade de tensão de rede [12].

Atualmente, conversores de potência conectados à rede são baseados em dispositivos semicondutores de potência modernos operando em modo de chaveamento. Dessa forma, sistemas de controle síncrono avançados são dependentes de PLLs, que são rápidos e precisos, quando aplicados a esses conversores [12].

O PLL providencia informação contínua sobre o ângulo de fase e a frequência da grandeza de interesse, geralmente a tensão de rede fundamental, o qual permite controles baseados em vetores espaciais e moduladores a serem implementados, mesmo quando funcionando com sinais monofásicos [12].

Neste trabalho, o PLL atua com a tensão de alimentação, onde, para uma situação mais realista, a tensão vinda da rede geralmente contém componentes harmônicos os quais este sistema de controle consegue remover e entregar um sinal de tensão sincronizado e na mesma frequência da rede.

Este dispositivo é considerado fundamental no estado da arte para capturar e sincronizar um sinal com a frequência desejada, a partir de um sinal distorcido de entrada, como por exemplo num sistema de geração distribuída [13].

A estrutura básica do PLL inclui um detector de fase (DF), responsável por gerar um sinal de saída proporcional à diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal gerado pelo oscilador controlado por tensão; um filtro passa baixa (PB), que irá atenuar as componentes de alta frequência vindas do DF; e por fim, o oscilador controlado por tensão (OCT), que irá gerar o sinal de saída requisitado, cuja frequência é deslocada conforme uma dada frequência central  $\omega_c$ , como uma função da tensão de entrada providenciada pelo PB. A estrutura é mostrada na Figura 2.5.



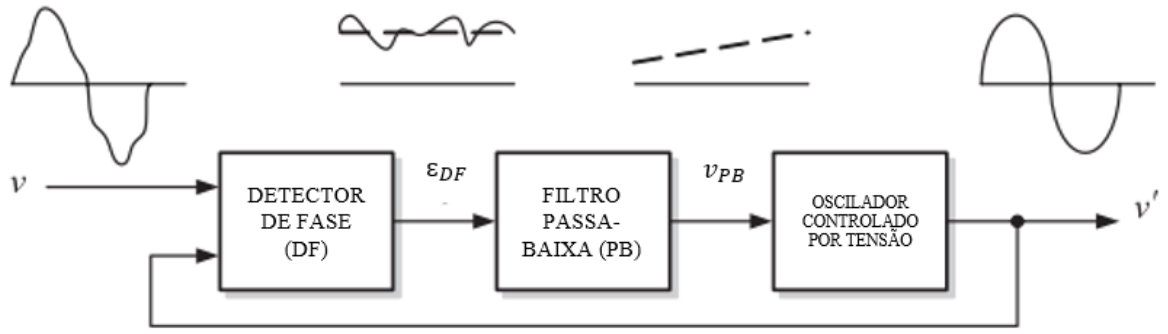


Figura 2.5: Estrutura Básica do PLL [12].

Para demonstrar a base matemática para o PLL em questão com a utilização de um sinal senoidal de entrada a estrutura se torna aquela apresentada na Figura 2.6.

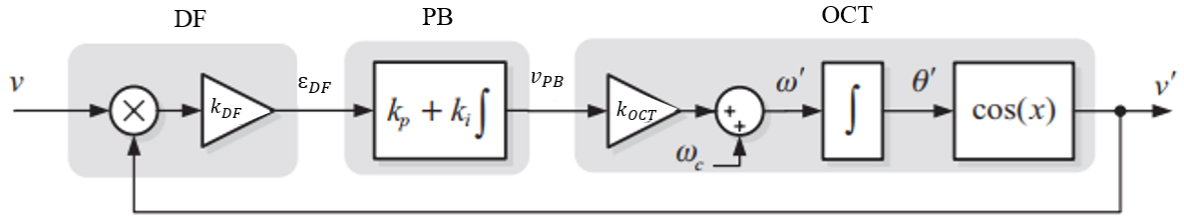


Figura 2.6: Diagrama de Bloco de um PLL elementar [12].

Neste caso o DF é implementado por meio de um multiplicador, o PB é baseado em um controlador PI e o OCT consiste em uma função senoidal alimentada por um integrador linear.

O sinal de entrada é:

$$v = V \text{sen}(\theta) = V \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (2.23)$$

onde  $V$  é o valor de pico do sinal de entrada,  $\theta$  é o ângulo composto por  $\omega t + \phi$ , sendo  $\omega$  é a frequência principal do sinal e  $\phi$  é um ângulo de defasamento genérico. O sinal gerado pelo OCT é:

$$v' = \cos(\theta') = \cos(\omega' t + \phi') \quad (2.24)$$

O sinal de erro de fase ( $\varepsilon_{DF}$ ) pode ser encontrado como:

$$\varepsilon_{DF} = V k_{DF} \text{sen}(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') \quad (2.25)$$

Usando relações trigonométricas é possível reescrever a equação (2.25) como:

$$\varepsilon_{DF} = \frac{Vk_{DF}}{2} [\text{sen}((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) + \text{sen}((\omega + \omega')t + (\phi + \phi'))] \quad (2.26)$$

Na equação (2.26) o primeiro termo de seno, com a subtração de ângulos, representa o termo de baixa frequência e o segundo termo, com soma de ângulos, representa o termo de alta frequência. Como o termo de alta frequência será suprimido pelo PB é possível considerar o sinal de erro para análise somente como:

$$\overline{\varepsilon_{DF}} = \frac{Vk_{DF}}{2} \text{sen}((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) \quad (2.27)$$

Assumindo-se que o OCT está devidamente sintonizado com a frequência de entrada ( $\omega \approx \omega'$ ) o termo de componente contínua do sinal de erro de fase é dado por:

$$\overline{\varepsilon_{DF}} = \frac{Vk_{DF}}{2} \text{sen}(\phi - \phi') \quad (2.28)$$

A partir da equação (2.28) percebe-se que o multiplicador DF produz detecção de fase não-linear devido a função senoidal. Porém, se o erro de fase é muito pequeno ( $\phi \approx \phi'$ ), é possível linearizar aproximando-se como  $\text{sen}(\phi - \phi') \approx \text{sen}(\theta - \theta') \approx (\theta - \theta')$ . Assim, quando o PLL estiver travado, o termo relevante do sinal de erro de fase será[12]:

$$\overline{\varepsilon_{DF}} = \frac{Vk_{DF}}{2} (\theta - \theta') \quad (2.29)$$

Com o objetivo de sintonizar o PB, que pode ser representado por um filtro passa-baixa de primeiro grau ou um controlador PI, é feita uma modelagem linearizada de sinais pequenos no PLL. As seguintes equações no domínio de frequência complexa são apresentadas e mostradas na Figura 2.7.

Para a saída do Detector de Fase:

$$E_{DF}(s) = \frac{Vk_{DF}}{2} (\theta(s) - \theta'(s)) \quad (2.30)$$

Para a saída do Filtro Passa-Baixa (Controlador PI):

$$V_{PB}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) E_{DF}(s) \quad (2.31)$$

Onde  $k_p$  representa o ganho proporcional do controlador PI enquanto  $T_i$  é a divisão do ganho proporcional pelo ganho integral [14]. A equação (2.32) representa a saída do Oscilador Controlado de Tensão (OCT):

$$\theta'(s) = \frac{1}{s} k_{OCT} V_{PB}(s) \quad (2.32)$$

O diagrama de blocos do modelo linearizado de pequenos sinais de um PLL elementar está mostrado na Figura 2.7 e uma análise direta (com  $k_{DF} = k_{OCT} = 1$  e  $V = 1$ ) do sistema de malha fechada entrega as seguintes características da função de transferência.

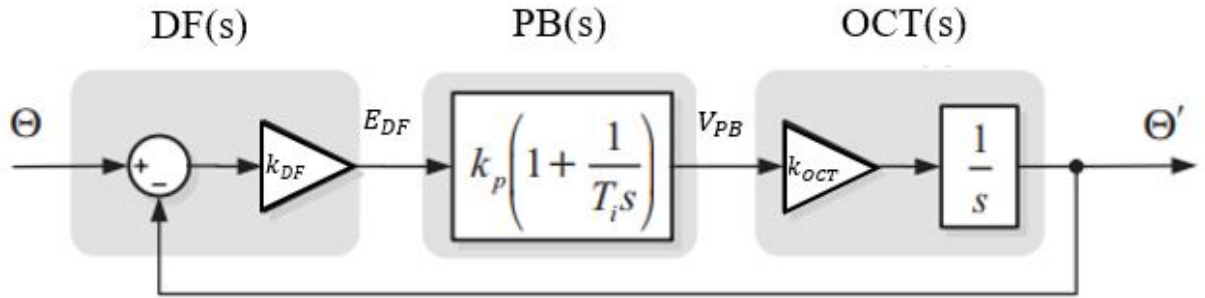


Figura 2.7: Modelo linearizado de pequenos sinais de um PLL elementar [12].

Função de transferência de fase de malha aberta ( $F_{MA}$ ):

$$F_{MA}(s) = DF(s) * PB(s) * OCT * (s) = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2} \quad (2.33)$$

Onde  $OCT(s) = \frac{k_{OCT}}{s} = \frac{1}{s}$ ,  $DF(s) = k_{DF} = 1$  e  $PB(s) = k_p(1 + \frac{1}{T_i s})$ .

Função de transferência de malha fechada:

$$F_{MF}(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{PB(s)}{s + PB(s)} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (2.34)$$

Função de transferência do erro de malha fechada:

$$E_\theta(s) = \frac{E_{DF}(s)}{\theta(s)} = 1 - F_{MF}(s) = \frac{s}{s + PB(s)} = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (2.35)$$

De acordo com as funções apresentadas algumas conclusões no que se refere ao de-

sempenho do PLL são obtidas. A função de transferência de malha aberta mostra que o PLL é de sistema de tipo 2 com dois polos na origem, o que significa que é possível rastrear até mesmo uma rampa constante no ângulo de fase de entrada com erro nulo em regime permanente [12]. A função de transferência dada na equação (2.34) revela, ainda, que o PLL apresenta uma característica de filtragem passa-baixa na detecção da fase-ângulo de entrada, cuja característica se mostra interessante para atenuar a detecção de erro causado por possíveis ruídos e harmônicos de ordem elevada presentes no sinal de entrada [12].

Estas funções de transferências de segunda ordem podem ser escritas de uma forma normalizada como se segue:

$$F_{MF\theta}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.36)$$

$$E_\theta(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.37)$$

Onde  $\omega_n$  é a frequência natural e  $\xi$  é o fator de amortecimento de um sistema de segunda ordem [14], e estes são calculados da seguinte forma:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_p}{T_i}} \quad (2.38)$$

$$\xi = \frac{\sqrt{k_p T_i}}{2} \quad (2.39)$$

Logo:

$$k_p = 2\xi\omega_n = 4\pi f\xi \quad (2.40)$$

$$T_i = \frac{2\xi\omega_n}{\omega_n^2} = \frac{2\xi}{2\pi f} = \frac{\xi}{\pi f} \quad (2.41)$$

Como foi apontado anteriormente, as equações supracitadas foram obtidas sob sinal de entrada unitário. Deve-se normalizar o sinal de entrada ( $V_s$ ) em relação a um valor base. Assim:

$$k_p = \frac{4\pi f \xi}{V_s} \quad (2.42)$$

$$T_i = \frac{\xi}{\pi f V_s} \quad (2.43)$$

O detector de fase (DF) mais simples baseado na comparação de entrada e saída aplicada a um multiplicador, mostrado na Figura 2.6, tem a desvantagem de possuir um erro oscilatório no sinal de saída em função dos termos de alta frequência existente no sinal entregue pelo multiplicador. A amplitude desse erro pode ser atenuada ajustando um tempo de acomodação mais prolongado para o PLL, o que equivale a reduzir a faixa de banda do sistema [12]. Com essa deficiência em vista é proposta a utilização de um gerador de sinal em quadratura (GSQ), conforme mostrado na Figura 2.8, que é capaz de extrair um ajuste limpo de sinais em quadratura sem introduzir atraso em qualquer frequência a partir de um sinal distorcido de entrada [12].

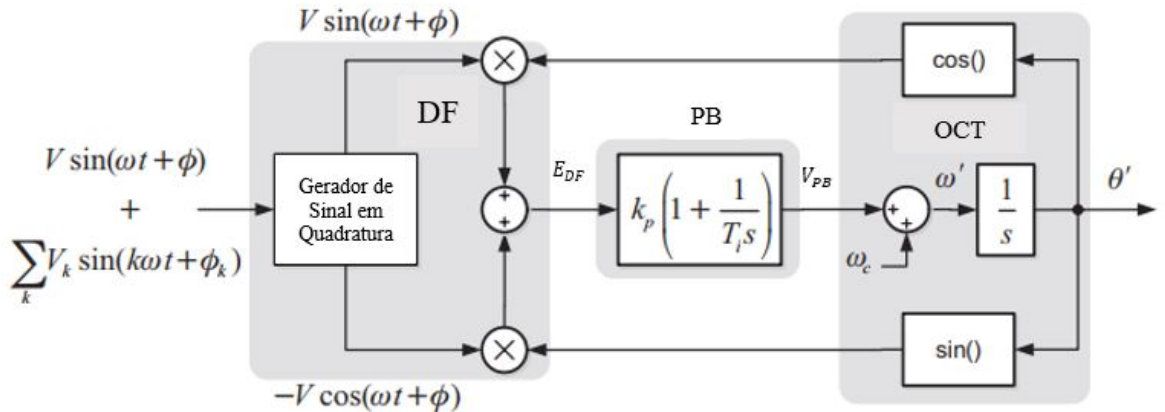


Figura 2.8: Diagrama de um PLL com DF em quadratura ideal [12].

O sinal de erro do ângulo de fase resultante de um DF em quadratura pode ser calculado como:

$$\begin{aligned} E_{DF} &= V \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') - V \cos(\omega t + \phi) \sin(\omega' t + \phi') = \\ &= V \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) = V \sin(\theta - \theta') \end{aligned} \quad (2.44)$$

Observando a equação (2.44), se confere que após o PLL sincronizar ( $\omega = \omega'$ ), o DF em quadratura não gera termos oscilatórios no regime permanente. Por outro lado, observando a estrutura da Figura 2.8 e revendo expressões trigonométricas se conclui que

a equação (2.44) é parte da Transformação de Park mostrada na equação (2.45).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Quando o PLL é travado perfeitamente, um dos eixos da estrutura de referência  $dq$  irá sobrepor o vetor virtual " $v$ ". O regulador PI do bloco PB pode ser ajustado para a posição angular da estrutura de referência  $dq$  de fazer com que o  $v_d = 0$  ou o  $v_q = 0$  no regime permanente. O que significa que o vetor de entrada " $v$ " rotacionará ortogonalmente ao eixo " $d$ " da estrutura de referência rotativa ( $v_d = 0$ ) ou o vetor rotacionará sobrepondo o eixo " $d$ " ( $v_q = 0$ ). O sinal  $v_d$  fornecerá a amplitude do vetor de tensão, e a fase/ângulo detectada pelo PLL estará em fase com o vetor de entrada virtual, o qual significa que a fase/ângulo detectada estará atrasada de 90 graus da tensão senoidal de entrada [12].

Na estrutura básica da Figura 2.8 é possível alterar o oscilador controlado de tensão (OCT), que passa a ser um gerador de frequência/fase-ângulo (GFFA). Em função de estratégias que serão explicadas a posteriori foi considerado o diagrama de blocos mostrado na Figura 2.9, usando a saída  $v_q$ .

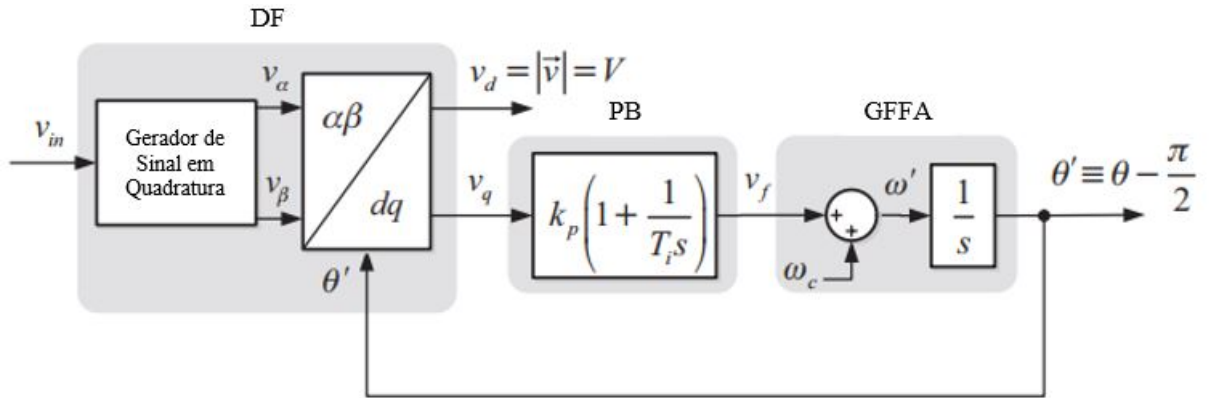


Figura 2.9: PLL com o DF no eixo q do GSQ [12].

Em relação aos geradores de sinais em quadratura, existem algumas técnicas reportadas na literatura. Dentre estas técnicas, a primeira mostrada neste trabalho é o PLL baseado em um atraso de  $T/4$ , onde  $T$  é o período da frequência fundamental. Considerada a mais simples possui apenas a desvantagem de não possuir capacidade de filtragem. Assim, se a tensão de entrada de monofásica contiver componentes harmônicas, estas irão atuar como perturbação para o PLL. Assim, o GSQ baseado em atraso  $T/4$  não estará de fato em quadratura [12]. Outra técnica é o PLL baseado na Transformada de Hilbert, conhecida como filtro em quadratura, que se baseia em dois princípios:

1. Desloca-se  $\pm 90^\circ$  o ângulo de fase do componente de espectro do sinal de entrada dependendo do sinal de sua frequência, sabendo-se que a análise de Fourier considera frequências positivas e negativas; e
2. Somente afeta-se a fase do sinal e não tem efeito sobre a amplitude.

Esta técnica, apesar de considerada fascinante matematicamente, possui a desvantagem de se caracterizar como um filtro não-causal, portanto não podendo ser implementada se o sinal de entrada for um sinal dependente do tempo [12].

Neste trabalho, foi escolhida a técnica utilizada em [15], o PLL baseado na Transformada Inversa de Park. Nesta técnica, uma imagem em quadratura de um sinal de entrada monofásico pode ser adquirida introduzindo um filtro em malha das transformações de Park direta e inversa, conforme mostrado na Figura 2.10.

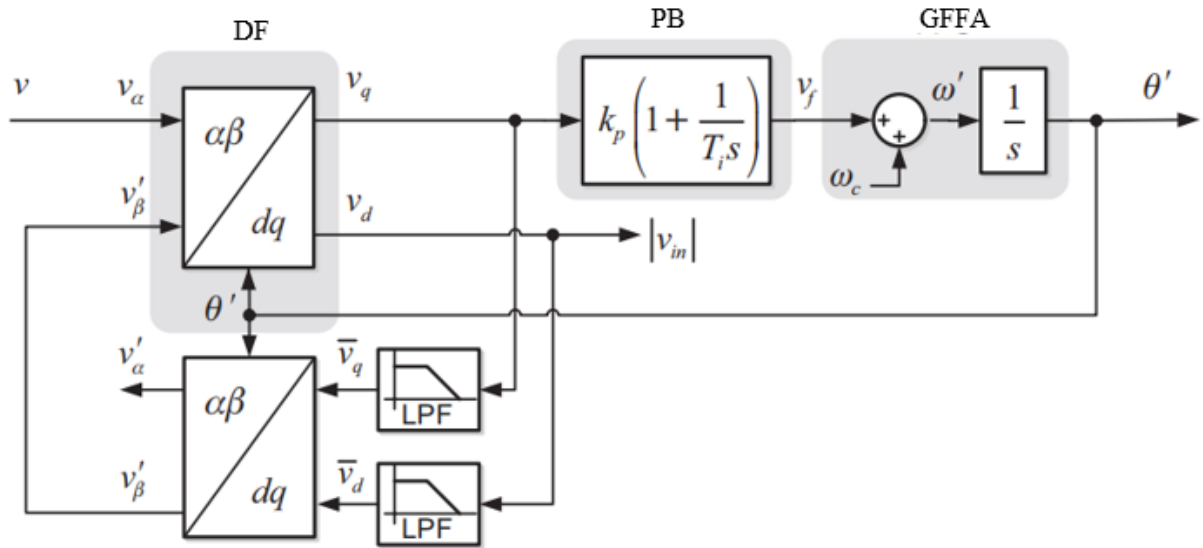


Figura 2.10: PLL baseado na transformação inversa de Park [12].

De tal forma que a transformação inversa fica como mostrada na equação (2.46):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & -\sin(\theta') \\ \sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Assim, com a inclusão de dois filtros, é possível encontrar uma imagem em quadratura de um sinal de entrada monofásico " $v$ ". De modo a conseguir o valor da frequência de corte para ajuste dos Filtros Passa-Baixa que estão antes da transformação inversa de Park a seguinte análise deve ser feita. Primeiro, as equações (2.47) e (2.48) mostram as supracitadas funções de transferência [16], considerando  $\theta' = \omega' t$ :

$$\frac{V'_\beta}{V_\alpha}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.47)$$

$$\frac{V'_\alpha}{V_\alpha}(s) = \frac{sk\omega'}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.48)$$

Onde  $k = 2\xi$  e  $k = \frac{\omega_f}{\omega'}$ , sendo  $\omega_f$  a frequência de corte do filtro passa-baixa,  $\omega'$  a frequência da rede e  $\xi$  é o fator de amortecimento. Dessa forma, a equação (2.49) fornece o valor da frequência de corte do filtro passa-baixa:

$$\omega_f = 2\xi\omega' \quad (2.49)$$

Assumindo que o PLL está devidamente ajustado, os sinais d e q resultantes da Transformação de Park direta poderão vir acompanhados de oscilações em virtude de eventual presença de harmônicos que acompanhem o sinal de entrada. Contudo, os filtros passa-baixa permitem que o ângulo de fase da componente fundamental do sinal de entrada seja detectado corretamente.

## 2.4 Inversor Monofásico de Ponte Completa

Uma das formas básicas de inversor monofásico está mostrada na Figura 2.11. Sua topologia é denominada de ponte completa e é composta por 4 chaves semicondutoras, que proporcionam à carga até 3 níveis de tensão ( $+V_{dc}$ ,  $0V$  e  $-V_{dc}$ ). Nesta dissertação este tipo de inversor será denominado de inversor convencional.

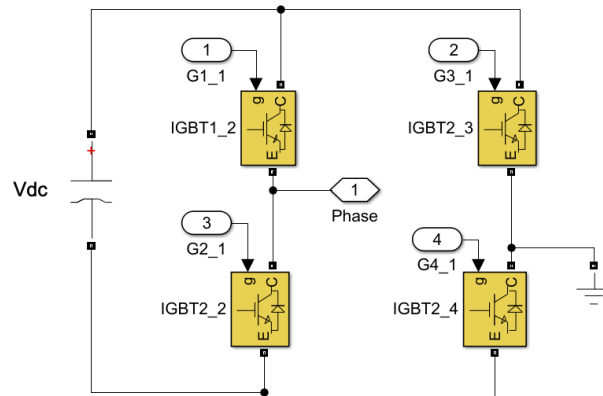


Figura 2.11: Inversor Monofásico de ponte completa (Inversor Convencional) com chaves IGBTs.



### 2.4.1 Regulação de Corrente por Histerese Convencional

A regulação de corrente por histerese convencional é utilizada para providenciar sinais de modulação de largura de pulso [17] para o Inversor Convencional de duas maneiras. Na primeira, consideram-se dois níveis de tensão ( $+V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ) e na segunda três níveis de tensão ( $+V_{dc}$ ,  $0$  e  $-V_{dc}$ ). As Figuras 2.12 e 2.13 são representativas, com atuação discretizada nos tempos das chaves do inversor, e mostram a operação da regulação de corrente por histerese através dessas duas alternativas. Porém, diferente de um conceito de regulação por histerese ideal, os casos simulados funcionam com a restrição de uma frequência de chaveamento do inversor limitada de 20 kHz, o que faz com que a corrente do inversor medida possa violar a faixa de histerese. O ideal para esses casos seria a utilização de limites maiores na faixa de histerese, mas isso comprometeria o desempenho da filtragem [18].

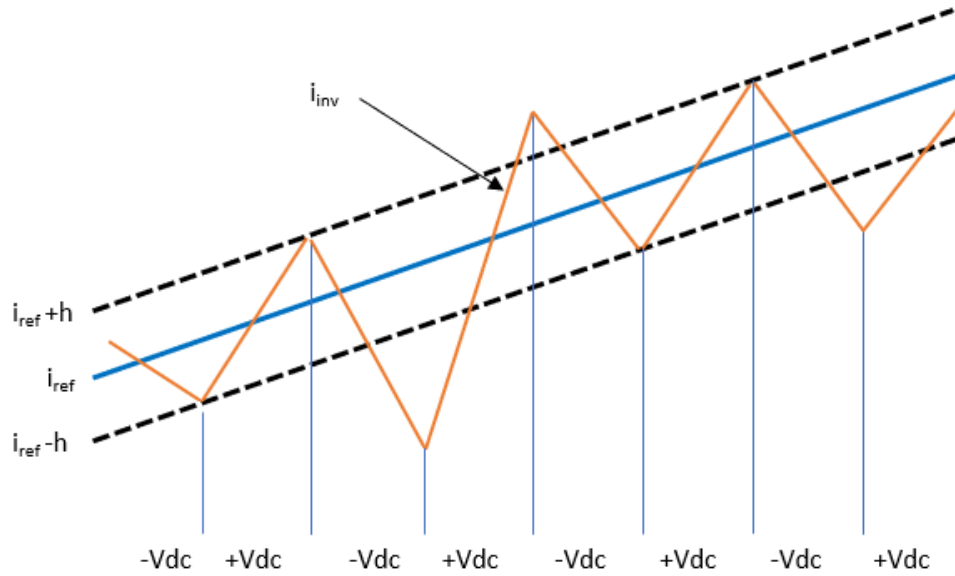


Figura 2.12: Operação da regulação de corrente por histerese convencional - 2 níveis.

Baseados nessas estratégias, as condições das chaves semicondutoras podem seguir os estados lógicos mostrados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Estados Lógicos possíveis para o Inversor Convencional

$V_{ab}$	$G1\_1$	$G2\_1$	$G3\_1$	$G4\_1$
$-V_{dc}$	0	1	1	0
$0V$	0	1	0	1
$0V$	1	0	1	0
$+V_{dc}$	1	0	0	1

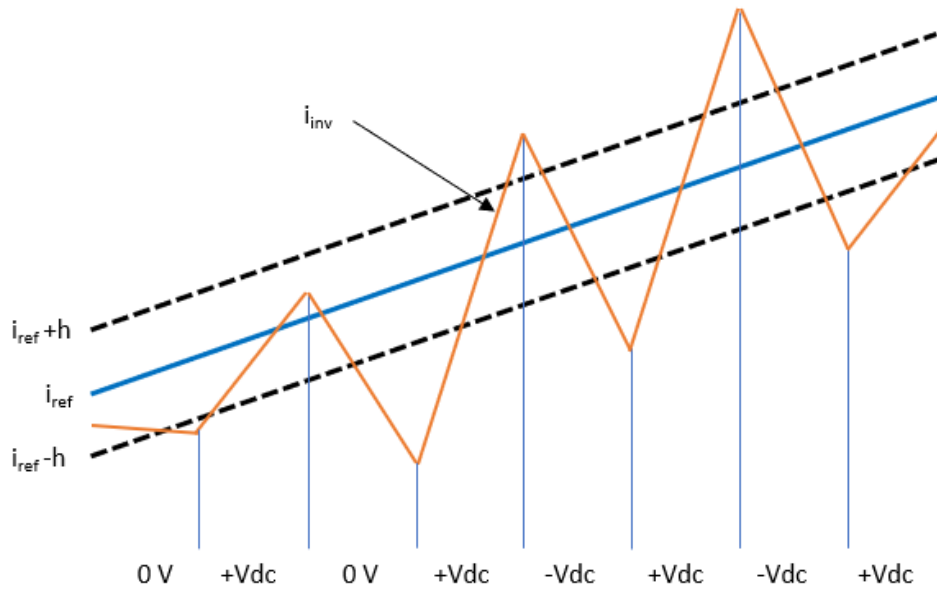


Figura 2.13: Operação da regulação de corrente por histerese convencional - 3 níveis.

## 2.5 Inversor Multinível do tipo 5 Níveis em Ponte H com Ponto de Neutro Grampeado

O inversor de 5 níveis em ponte H com ponto neutro grampeado é composto por 8 chaves semicondutoras, 4 diodos e 2 capacitores, conforme mostrado na Figura 2.14. Esta topologia se destaca por conseguir moldar a tensão na carga em 5 níveis ( $+V_{dc}$ ,  $\frac{+1}{2}V_{dc}$ ,  $0V$ ,  $\frac{-1}{2}V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ). Para que isso seja possível, determinadas combinações de chaveamento, em cada braço do inversor, devem ser executadas conforme será explicado a seguir:

- **P** – quando as duas chaves semicondutoras superiores de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas inferiores permanecem desligadas.
- **O** – quando as duas chaves semicondutoras intermediárias de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas externas permanecerem desligadas.
- **N** – quando as duas chaves semicondutoras inferiores de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas superiores permanecerem desligadas.

### 2.5.1 Regulação de Corrente por Histerese Multinível

Visando a melhor utilização dos 5 níveis de tensão é possível regular a corrente, fornecida pelo inversor utilizando a estratégia de histerese conforme ilustrado nas Figuras 2.15[19] e

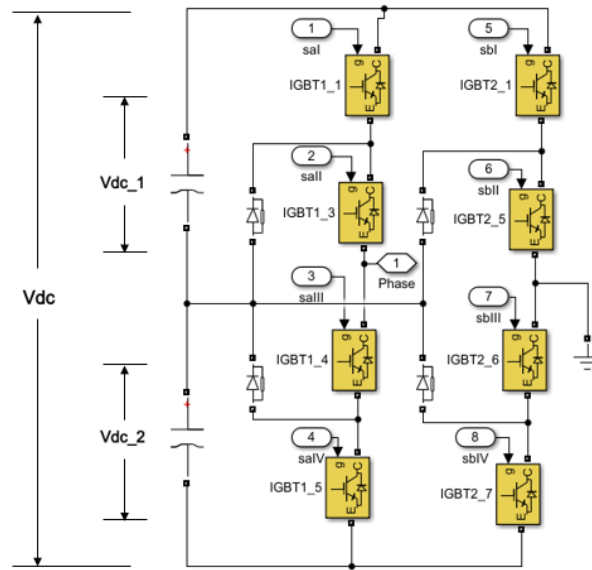


Figura 2.14: Inversor Multinível do tipo 5 Níveis Ponte H com Ponto Neutro Grampeado com chaves IGBTs.

2.16[19]. A Figura 2.16 é representativa com atuação discretizada nos tempos das chaves do inversor. Para isto, neste trabalho foi desenvolvido uma estratégia de tal forma que, no momento que a corrente do inversor ultrapasse os valores de histerese das camadas mais externas ( $I_{ref} + 2 * h$  e  $I_{ref} - 2 * h$ ), são enviados comandos para as chaves semicondutoras que aplicam na carga a soma das tensões dos dois capacitores (positivamente ou negativamente). Quando o valor da corrente do inversor se encontra entre a camada mais externa ( $I_{ref} + 2 * h$  e  $I_{ref} - 2 * h$ ) e a camada mais próxima do valor de referência ( $I_{ref} + h$  e  $I_{ref} - h$ ) apenas a tensão de um dos capacitores é aplicada na carga. E por último, quando o valor da corrente do inversor se encontra entre a camada mais próxima do valor de referência ( $I_{ref} + h$  e  $I_{ref} - h$ ) e do próprio valor de referência ( $I_{ref}$ ) são enviados os comandos para as chaves de modo a entregar tensão nula.

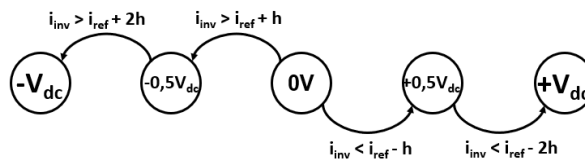


Figura 2.15: Diagrama de estados de chaveamento para regulação por corrente adaptado de [19].

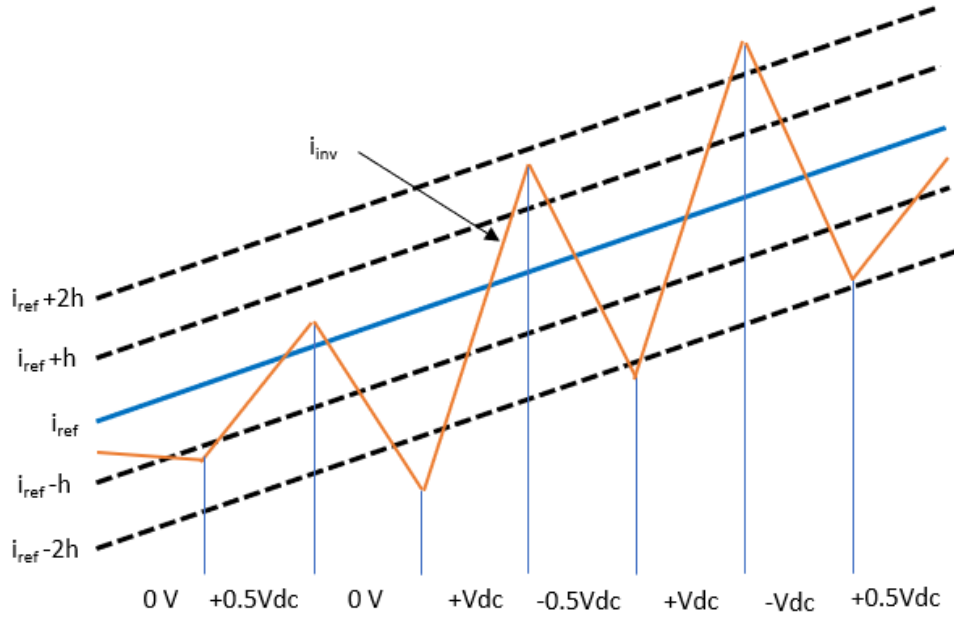


Figura 2.16: Operação da histerese de regulação por corrente adaptado de [19].

## 2.6 Dimensionamento de capacitores e indutor do filtro ativo

Para dimensionar os capacitores utilizados com o inversor convencional e com o inversor multinível, foram tomadas como referências os métodos adotados em [20], [21] e [22]. O capacitor utilizado nos inversores absorve energia da rede enquanto seu sistema de controle mantém sua tensão média constante, e a utiliza para fornecer a corrente de compensação e filtragem. O valor do capacitor do inversor é calculado a partir da variação de energia no mesmo devido à mudança da carga, a qual deve ser igual à energia solicitada transitoriamente da rede. Baseado nestas premissas, a referência [20] propõe a equação (2.50). Para o inversor convencional, o valor calculado corresponde ao único capacitor utilizado, enquanto que para o inversor multinível, o valor de cada capacitor é o dobro do calculado.

$$C_{dc} \geq \frac{T}{2} \cdot \frac{v_{sm} i_s}{((v_{dc}^*)^2 - (v_{dcmin})^2)} \quad (2.50)$$

Na equação (2.50),  $v_{sm}$  é o valor de pico fase-neutro da tensão de alimentação,  $i_s$  é o valor eficaz da corrente de carga,  $T$  é o período da componente fundamental da tensão de alimentação,  $v_{dc}^*$  é a tensão do barramento CC de referência ou desejada e  $v_{dcmin}$  é a menor tensão CC permitida [20]. Para o caso de um inversor convencional,  $v_{dc}^*$  é a tensão no único capacitor, mostrado na Figura 2.11. No caso do inversor da Figura 2.14,  $v_{dc}$  é a

soma das tensões dos dois capacitores.

Para o dimensionamento do indutor de ambos os tipos de inversores foi adotado o método proposto em [23], que almeja dois objetivos: mínima ondulação da corrente e máxima velocidade de rastreamento da corrente.

Para reduzir a ondulação, a forma de onda da corrente pelo indutor foi aproximada por um segmento de reta entre dois instantes de chaveamento consecutivos. A Figura 2.17 ilustra essa condição. Assumindo que o período de chaveamento do inversor,  $T_s$ , é pequeno o suficiente pode-se escrever:

$$\Delta I^* = \frac{v_{inv} - v_s}{L} T_s \quad (2.51)$$

Onde  $v_{inv}$  é a saída média do inversor num período de chaveamento no ponto antes do indutor de acoplamento,  $v_s$  é a tensão após o indutor de acoplamento no ponto de acoplamento com a rede e  $L$  é o valor da indutância de acoplamento do filtro.

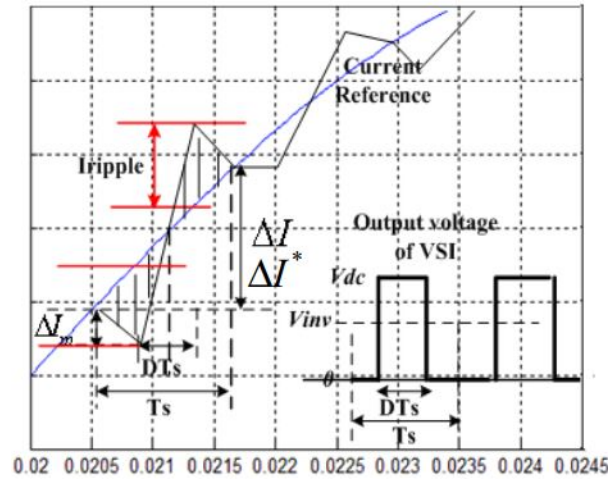


Figura 2.17: Ondulação da Corrente e sinal da modulação simétrica alinhada [23].

A tensão de saída média em cada período,  $T_s$ , se iguala a  $v_{inv}$  conforme mostrada na equação (2.52):

$$v_{inv} T_s = V_{dc} D T_s \quad (2.52)$$

A equação (2.52) é utilizada para o caso de um inversor de dois níveis e, por questão de simplicidade, será utilizada adiante, com a devida adequação, para inversor multinível. A variação de corrente em um período é mostrada na Figura 2.17 e expresso na equação (2.53).

$$\begin{aligned}\Delta I &= \frac{-v_s}{L} \cdot \frac{(1-D)}{2} T_s + \frac{V_{dc\_bus} - v_s}{L} \cdot DT_s - \frac{v_s}{L} \cdot \frac{(1-D)}{2} T_s = \\ &= \frac{V_{dc} DT_s}{L} - \frac{v_s T_s}{L}\end{aligned}\quad (2.53)$$

Por meio da equação (2.52), o  $\Delta I^*$  na equação (2.51) e  $\Delta I$  na equação (2.53) são os mesmos.

Na Figura 2.17, o erro entre a corrente de compensação e da sua referência estão mostradas em forma de duas áreas sombreadas que, por propriedades simétricas, são iguais. A equação (2.54) mostra a área total do erro:

$$\begin{aligned}S_{erro} &= 2 \left[ \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta I}{2} + \frac{1}{2} \left( \frac{T_s}{2} + \frac{DT_s}{2} \right) \Delta I_m - \frac{1}{2} \frac{DT_s}{2} \left( \frac{\Delta I}{2} + \Delta I_m \right) \right] = \\ &= \frac{1}{2} T_s \left( \frac{1-D}{2} \Delta I + \Delta I_m \right)\end{aligned}\quad (2.54)$$

Onde  $\Delta I_m$  é a mudança da corrente de saída do Filtro Ativo de Potência (FAP) de 0 para  $\frac{(1-D)T_s}{2}$ , e  $\Delta I_m = \frac{v_s(1-D)}{L} T_s$ . Considerando as equações (2.52) e (2.53), a equação (2.54) revisada se tornará a equação (2.55).

$$S_{erro} = \frac{T_s^2}{4L} (DV_{dc} - D^2 V_{dc}) \quad (2.55)$$

Para encontrar o valor máximo de  $S_{erro}$  calcula-se a derivada de  $S_{erro}$  e iguala a zero, encontrando o valor de  $D = \frac{1}{2}$  como sendo o ciclo de trabalho que leva ao erro máximo de  $S_{erro}$ .

A ondulação de corrente pode ser definida pela equação (2.56), a qual representa a máxima variação da corrente de saída do FAP de uma corrente de referência em um período. De acordo com a equação (2.54), o relacionamento entre a área de erro e a ondulação de corrente é dada na equação (2.57).

$$I_{ripple} = \Delta I_m + \frac{1-D}{2} \Delta I = \frac{T_s V_{dc}}{8L} \quad (2.56)$$

$$S_{erro} = \frac{T_s I_{ripple}}{2} \quad (2.57)$$

Quando  $D = 1/2$  e a área do erro atingem o valor máximo,  $I_{ripple}$  é:

$$I_{ripple} = \frac{T_s V_{dc}}{8L} \quad (2.58)$$

Assumindo que a ondulação da corrente seja menor que uma certa variação de ondulação da corrente ( $\Delta I_r$ ) e que o inversor a ser avaliado neste trabalho é um inversor multinível ( $V_{dc} = \frac{V_{dc\_bus}}{(Level-1)}$ ), a equação (2.59) é obtida.

$$L \geq \frac{V_{dc\_bus}}{8f_s(Level-1)\Delta I_r} \quad (2.59)$$

Onde  $V_{dc\_bus}$  é a tensão total desejada do barramento CC do inversor,  $f_s$  é o valor da frequência de chaveamento ( $f_s = 1/T_s$ ),  $Level$  é o número de níveis de tensão do inversor e  $\Delta I_r$  é a variação da ondulação da corrente almejada [23].

A próxima parte será encontrar um valor de indutor de modo que a velocidade de rastreamento da corrente seja adequada ao projeto. A curva da corrente da compensação ( $i_{cfg}$ ) é:

$$\frac{di_{cfg}}{dt} = \frac{d}{dt}(\sqrt{2}I_{cfg}\sin(\omega t - 90)) = \sqrt{2}I_{cfg}\omega \cos(\omega t - 90) = \sqrt{2}I_{cfg}\omega \sin(\omega t) \quad (2.60)$$

A relação entre o indutor de acoplamento e a curva da corrente de compensação é

$$\frac{di_{cfg}}{dt} = \frac{v_{inv} - v_s}{L} \quad (2.61)$$

Se o valor máximo da curva de corrente na equação (2.61) pode ser adquirido, o indutor de acoplamento deve satisfazer a equação (2.62).

$$L \leq \frac{v_{inv} - v_s}{\sqrt{2}I_{cfg}\omega} \quad (2.62)$$

Por simplicidade, assume-se que  $v_{inv} - v_s = \delta_v V_{dc\_bus}$  e a versão simplificada pode ser utilizada para determinar a fronteira superior da indutância de acoplamento e a equação (2.63) é obtida.

$$L \leq \frac{\delta_v V_{dc\_bus}}{r I_c \omega} \quad (2.63)$$

Onde  $\delta_v$  é um fator que multiplicado por  $V_{dc\_bus}$  é igual à diferença entre as tensões  $v_{inv}$ , gerada pelo inversor, e a tensão de alimentação  $v_s$  ( $\delta_v$  se encontra numa faixa entre 0,1 e 0,3),  $r$  é a ordem harmônica mais significativa na corrente da carga,  $\omega$  é o valor da frequência fundamental e  $I_c$  é o valor eficaz da corrente entregue pelo inversor.

Por fim, combinando as equações (2.59) e (2.63), a faixa de valores adequados para o dimensionamento do indutor de acoplamento é mostrada na equação (2.64).

$$\frac{V_{dc\_bus}}{8f_s(Level - 1) \Delta I_r} \leq L \leq \frac{\delta_v V_{dc\_bus}}{r I_c \omega} \quad (2.64)$$

Dentro dessa faixa recomenda-se a utilização de valores próximos da fronteira inferior, tendo em vista que este valor consegue uma melhor velocidade no rastreo da corrente e oscilações de corrente aceitáveis [23].

## 2.7 Controle da Tensão CC dos Inversores

De modo a garantir o nível da tensão do barramento CC desejado nos inversores (convencional e multinível), um controlador do tipo proporcional-integral (PI) é inserido no diagrama de blocos da Figura 2.4, conforme mostrado na Figura 2.18. A entrada do mesmo é o erro entre a referência de tensão desejada e o valor da tensão do barramento CC. A sua saída representa o valor de potência auxiliar  $p_{dc}$  para manter a tensão de barramento no seu valor de referência. Do mesmo modo que na equação (2.17),  $p_{dc}$  é multiplicado por  $\frac{v_\alpha}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)}$  e somado às outras duas parcelas da equação (2.22), formando a equação (2.65).

$$i_{c\alpha}(\omega t)' = \frac{(-v_{s\alpha}(\omega t) * \tilde{p}(\omega t) + v_{s\beta}(\omega t) * q(\omega t)) + v_{s\alpha}(\omega t) * \bar{p}_{dc}(\omega t)}{v_{s\alpha}^2(\omega t) + v_{s\beta}^2(\omega t)} \quad (2.65)$$

Ou seja, um termo adicional de corrente soma-se à corrente de referência calculada pela Teoria pq Monofásica [24][25], a Figura 2.19 representa o Diagrama de Blocos do sistema de controle para carregar a tensão contínua do inversor em MATLAB/SIMULINK.



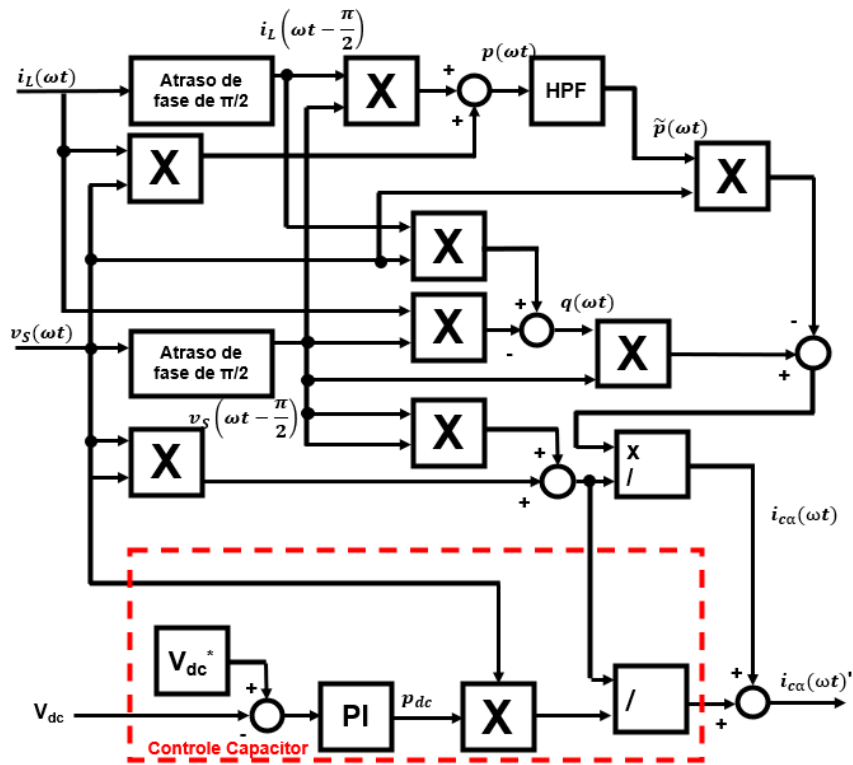


Figura 2.18: Diagrama de Blocos do sistema de controle para carregar a tensão contínua do inversor (convencional ou multinível).

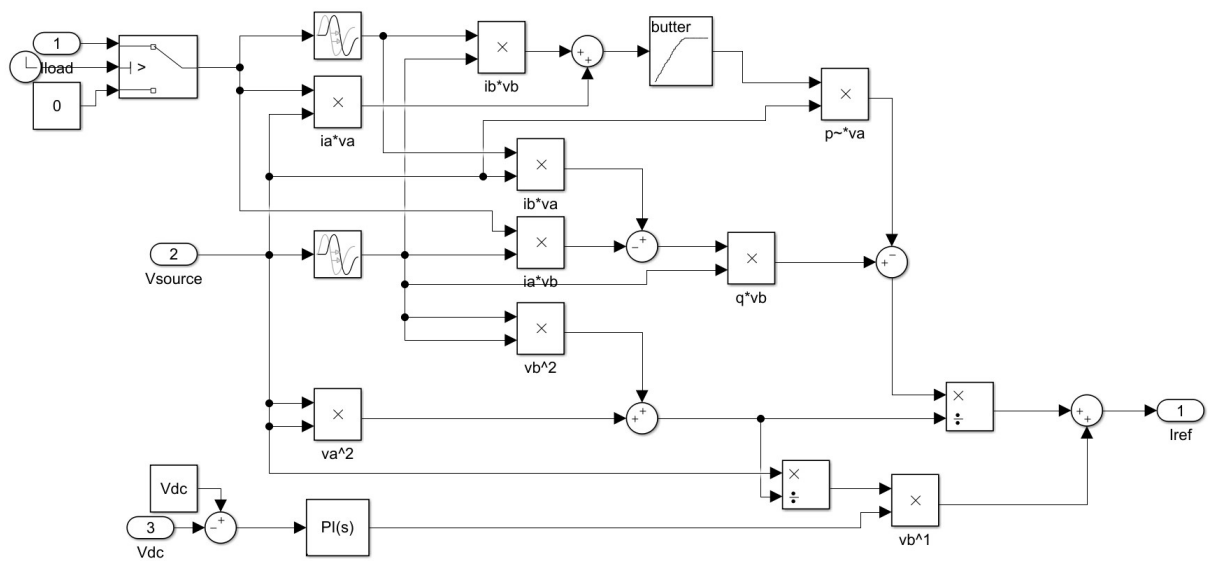


Figura 2.19: Diagrama de Blocos do sistema de controle para carregar a tensão contínua do inversor (convencional ou multinível) representado no MATLAB/SIMULINK.

## 2.8 Balanceamento das Tensões no Inversor Multinível

Este tópico está relacionado ao Inversor de Tensão de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado. Uma vez que este possui dois capacitores, para que permaneçam com tensões equilibradas, deve-se providenciar uma estratégia de controle baseada nas alternativas de chaveamentos. Analisando as possibilidades de chaveamento é possível perceber que, das nove opções (PP, PO, PN, OP, OO, ON, NP, NO e NN), três geram tensão nula, duas geram tensão  $\frac{+1}{2}V_{dc}$ , duas geram tensão  $\frac{-1}{2}V_{dc}$ , uma gera tensão  $+V_{dc}$  e uma gera tensão  $-V_{dc}$ . Neste trabalho, a estratégia proposta está baseada na observação do efeito na diferença de tensões entre capacitores quando se utilizam as opções de chaveamento que produzam tensão  $\frac{-1}{2}V_{dc}$ ,  $0V$  e  $\frac{+1}{2}V_{dc}$ , opções que provocam o carregamento ou descarregamento dos capacitores, balanceando as suas tensões.

Observando a Figura 2.16, é possível enumerar as seguintes possibilidades de comportamento da corrente do inversor ( $i_{inv}$ ):

- **Caso 1** -  $I_{inv} > (I_{ref} + 2 * h)$ ;
- **Caso 2** -  $(I_{ref} + h) < I_{inv} < (I_{ref} + 2 * h)$ ;
- **Caso 3** -  $0 < I_{inv} < I_{ref} + h$ ;
- **Caso 4** -  $0 > I_{inv} > -(I_{ref} + h)$ ;
- **Caso 5** -  $-(I_{ref} + h) > I_{inv} > -(I_{ref} + 2 * h)$ ; e
- **Caso 6** -  $I_{inv} < -(I_{ref} + 2 * h)$ .

Logo, adaptando as estratégias reportadas em [26], referida a um inversor monofásico com tensão imposta, e [27], referida a um filtro ativo trifásico, e confirmando o comportamento de cada opção de chaveamento, propõem-se as opções listadas na Tabela 2.2.

Na Figura 2.20 mostra-se o fluxograma da estratégia utilizada para o balanceamento das tensões nos capacitores, onde a saída do algoritmo de chaveamento representa os estados lógicos das chaves semicondutoras mostradas na Figura 2.14.

Tabela 2.2: Carregamento e Descarregamento dos Capacitores

$V_a - V_b$	$V_{ab}$	Corrente Inversor	$V_{dc1}$	$V_{dc2}$
$P - P$	0	<b>Caso 3</b>	Carrega	Descarrega
$P - P$	0	<b>Caso 4</b>	Descarrega	Carrega
$P - O$	$\frac{+1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 5</b>	Carrega	Descarrega
$P - N$	$+V_{dc}$	<b>Caso 6</b>	-	-
$O - P$	$\frac{-1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 2</b>	Carrega	Descarrega
$O - O$	0V	<b>Não Utilizado</b>	-	-
$O - N$	$\frac{+1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 5</b>	Descarrega	Carrega
$N - P$	$-V_{dc}$	<b>Caso 1</b>	-	-
$N - O$	$\frac{-1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 2</b>	Descarrega	Carrega
$N - N$	0	<b>Caso 3</b>	Descarrega	Carrega
$N - N$	0	<b>Caso 3</b>	Carrega	Descarrega

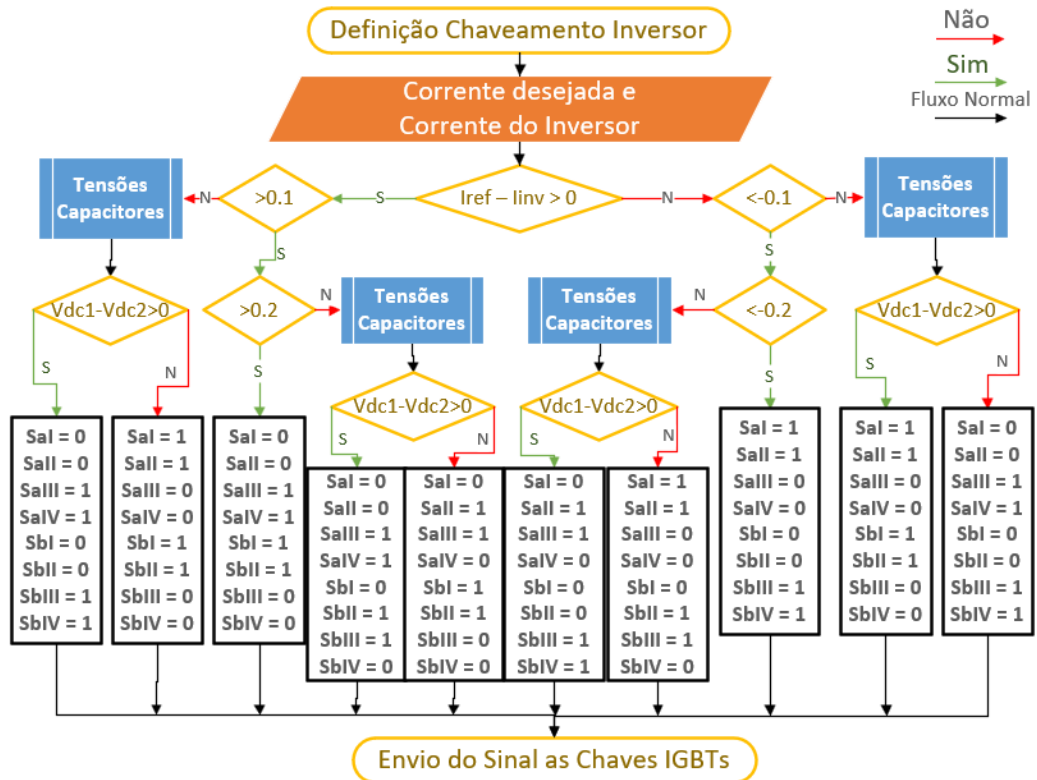


Figura 2.20: Lógica de Seleção das Chaves IGBT do Inversor.

## Capítulo 3

# Simulações do Filtro Ativo Monofásico

Para comparar o desempenho de duas estruturas de filtro ativo monofásico tomaram-se as mesmas premissas básicas de topologia mostrada na Figura 3.1. Estas estruturas foram simuladas no software MATLAB, como ilustrado na Figura 3.2 (Inversor Convencional) e Figura 3.3 (Inversor Multinível). Nelas, observam-se duas cargas não-lineares padrão, onde cada uma delas corresponde a um retificador monofásico de ponte completa, conforme ilustrado na Figura 3.4. Este tipo de carga é bem comum de se encontrar nas redes monofásicas, acarretando em distorções harmônicas que afetam as tensões de alimentação da rede CA.

O bloco PLL destas estruturas está representado na Figura 3.5, o bloco PQ controle foi representado na figura 2.19, os blocos dos inversores foram mostrados nas Figuras 2.11 e 2.14; e os blocos do controlador com/de Faixa de Histerese serão ilustrados nos tópicos seguintes deste capítulo.

De modo a realizar as simulações mais próximas da realidade brasileira, tomou-se o cuidado de impor valores de distorção harmônica na tensão de alimentação próximos do máximo valor desejado a ser observado no sistema de distribuição, baseado nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) - Módulo 8 (Revisão 12 - Vigente a partir de 01/01/2021), da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Da mesma forma, foi atentado para esses valores respeitarem a norma IEEE Std 519 de 2014. Na Tabela 3 são listados os valores dos componentes e parâmetros utilizados nas simulações.

Para as simulações que incluem a atuação dos filtros ativos foram considerados 5 segundos de tempo de simulação, uma vez que em aproximadamente 3 segundos os capa-

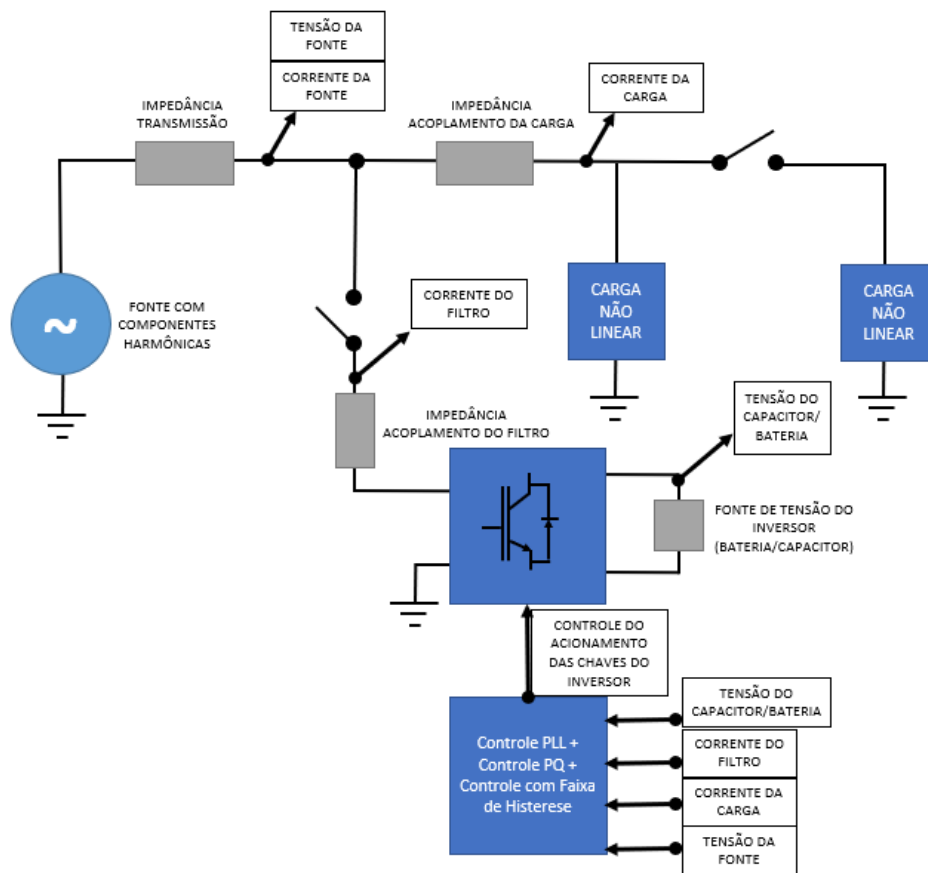


Figura 3.1: Diagrama de Blocos Geral - Filtro Ativo.

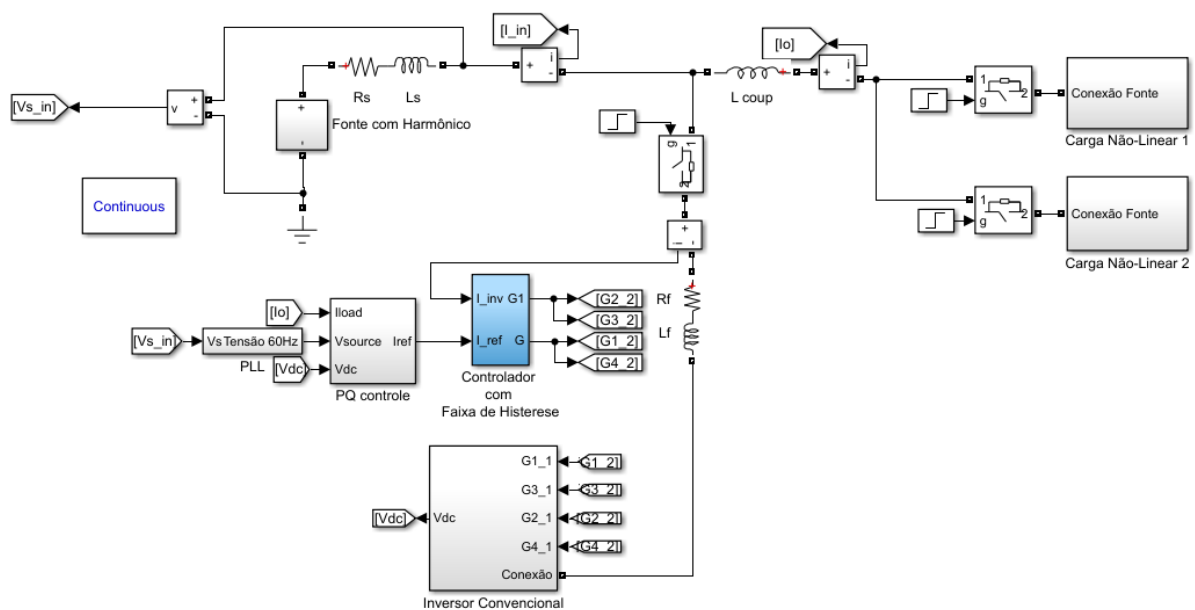


Figura 3.2: Diagrama de Blocos Geral - Filtro Ativo com Inversor Convencional. Implementado no ambiente Matlab/Simulink.

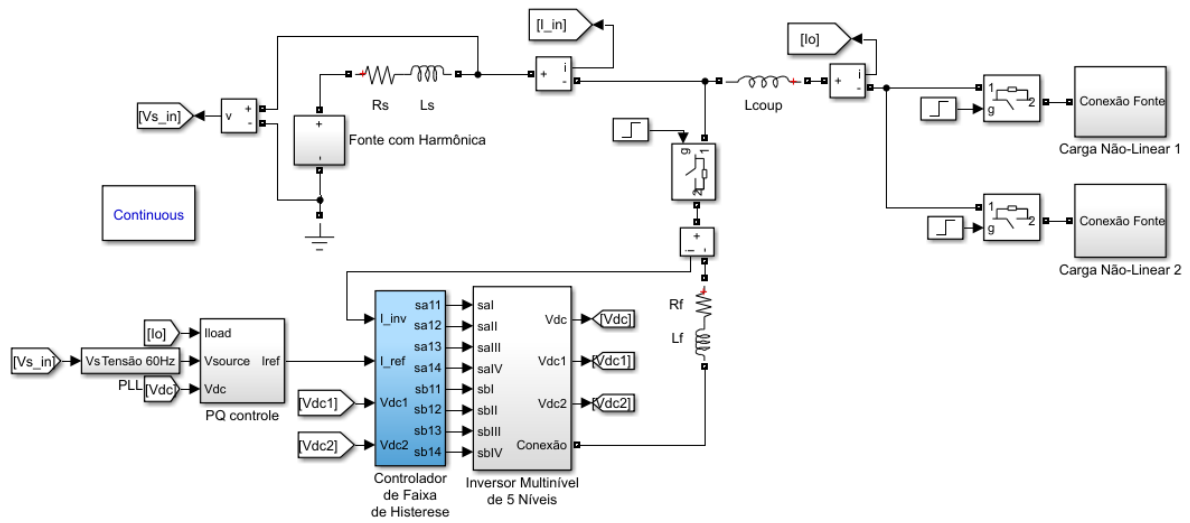


Figura 3.3: Diagrama de Blocos Geral - Filtro Ativo com Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado. Implementado no ambiente Matlab/Simulink.

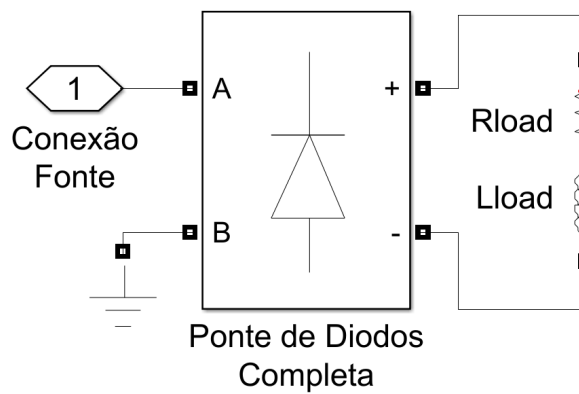


Figura 3.4: Carga Não-Linear - Retificador Monofásico de Ponte Completa. Implementado no ambiente Matlab/Simulink.

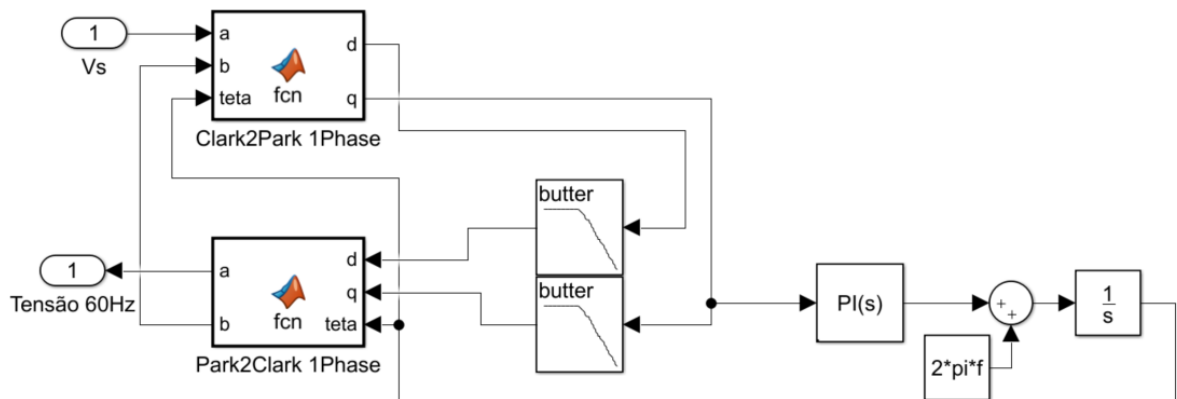


Figura 3.5: Bloco PLL implementado no ambiente Matlab/Simulink.

Tabela 3.1: Parâmetros de Simulação

Valor de pico da componente fundamental - 60Hz	$V_s = 179,6051[V]$
Valor de pico do terceiro harmônico - 180Hz	$V_{3p} = 8,0822[V]$
Valor de pico do quinto harmônico - 300Hz	$V_{5p} = 8,0822[V]$
Distorção Harmônica Total da Tensão de Alimentação	$DHTv = 6,36[\%]$
Frequência de Chaveamento	$f_{chav} = 20[kHz]$
Impedância de Linha	$R_s = 0,887[\Omega] / L_s = 2[mH]$
Indutor de Acoplamento da carga	$L_{coup} = 4[mH]$
Indutor de Acoplamento do filtro	$L_f = 45,5[mH]$
Resistor de Acoplamento do filtro	$R_f = 0,01[\Omega]$
Capacitor do Inversor Convencional	$C_f = 0,6[mF]$
Capacitor 1 do Inversor Multinível	$C_f = 1,2[mF]$
Capacitor 2 do Inversor Multinível	$C_f = 1,2[mF]$
Tensão CC desejada	$V_{dc} = 500[V]$
Carga 1 e 2 após o retificador	$R_{load} = 60[\Omega] / L_{load} = 500[mH]$

citores chegam a alcançar as tensões de referência, como ilustrado na Figura 3.6. Dessa maneira, é possível visualizar a atuação do filtro de forma mais efetiva após o carregamento dos capacitores.

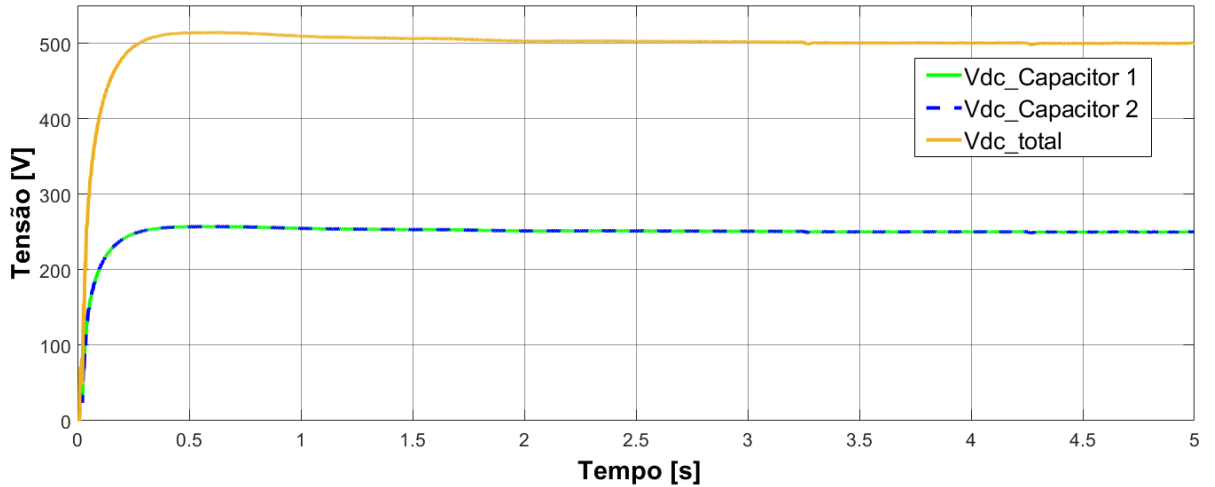


Figura 3.6: Tensão dos Capacitores.

Nestas simulações foram analisadas a distorção harmônica total da corrente ( $DHTi$ ) na fonte de alimentação, considerando duas cargas iguais, sendo a primeira aplicada a partir de 3,25 segundos e a outra, em paralelo, a partir de 4,25 segundos. O atraso na inserção da primeira carga é necessário para que os capacitores se carreguem até chegar aos seus valores de regime permanente, como já mencionado anteriormente. Na Figura 3.7, mostra-se a corrente na fonte de alimentação, sem a introdução do filtro (igual a corrente da carga), destacando o momento da inserção da segunda carga no instante 4,25 segundos.

A norma IEEE Std 519 de 2014 [4] orienta que a largura da janela de medida de níveis

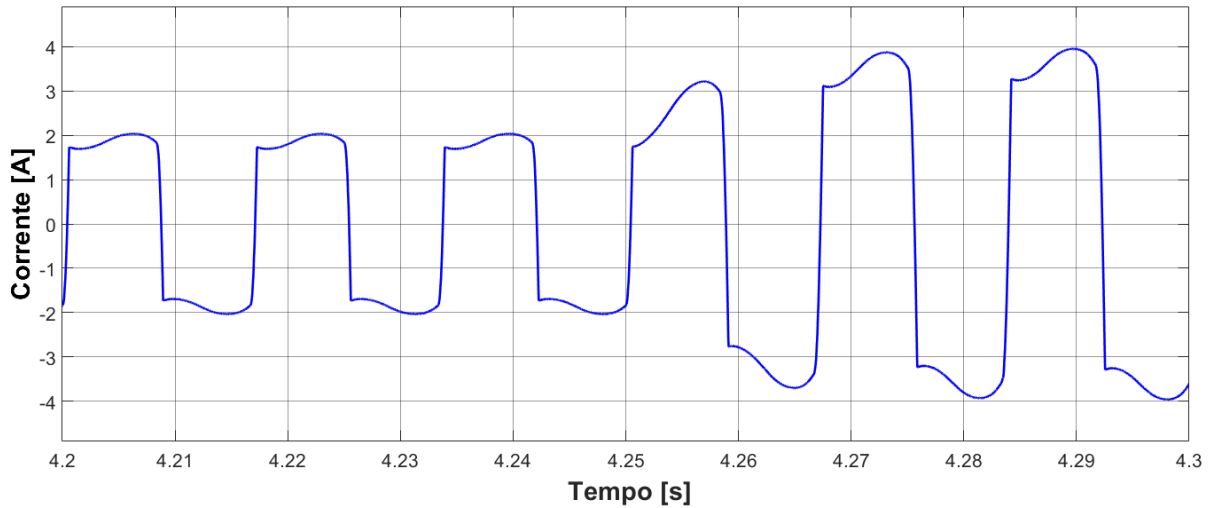


Figura 3.7: Corrente da Carga.

harmônicos utilizada, por instrumentos digitais que utilizam Técnicas de Transformada de Fourier Discreta, deve ter 12 ciclos (aproximadamente 200ms) para sistemas de potência de 60 Hz. Dessa maneira, seguindo esta orientação nas simulações, foram analisados os intervalos de tempo a partir de 4 segundos e a partir de 4,3 segundos, obtendo a Tabela 3.2, a Figura 3.8 e a Figura 3.9.

Tabela 3.2: Distorção Harmônica Total - DHTi (Sem Filtro)

Carga	I	I+II
DHTi Cargas	39,18%	36,26%

A partir dessas figuras, é possível perceber a presença das componentes harmônicas de ordem ímpar, onde as mais expressivas são as de menor ordem. O fator de potência é calculado através da equação 3.1 [28].

$$FP = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi; \quad (3.1)$$

onde  $I_{s1}$  é o valor da corrente referente à primeira componente harmônica,  $I_s$  é o valor eficaz da corrente e  $\cos \phi$  é o fator de deslocamento. O  $\phi$  é o ângulo entre as componentes fundamentais da corrente e da tensão de entrada, chamado de ângulo de deslocamento [28].

O valor de fator de potência encontrado em  $t=4$  segundos foi de 0,927 e em  $t=4.3$  segundos foi de 0,935. Embora não seja o objetivo deste trabalho filtrar tensão, é importante destacar o comportamento da distorção harmônica total de tensão (DHTv) no ponto de conexão das cargas antes da inserção do filtro, como pode ser visto nas Figuras 3.10, 3.11 e 3.12. Os valores de DHTv do sistema com as cargas são mostrados na Tabela 3.3.



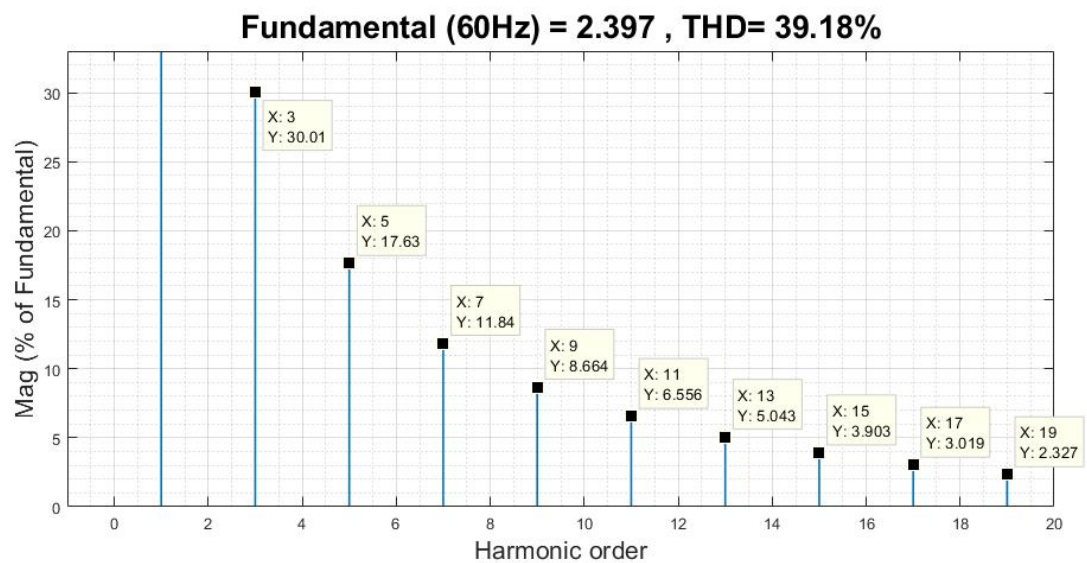


Figura 3.8: Espectro harmônico da corrente pela fonte entre  $t=4s$  e  $t=4,2s$  (Carga I).

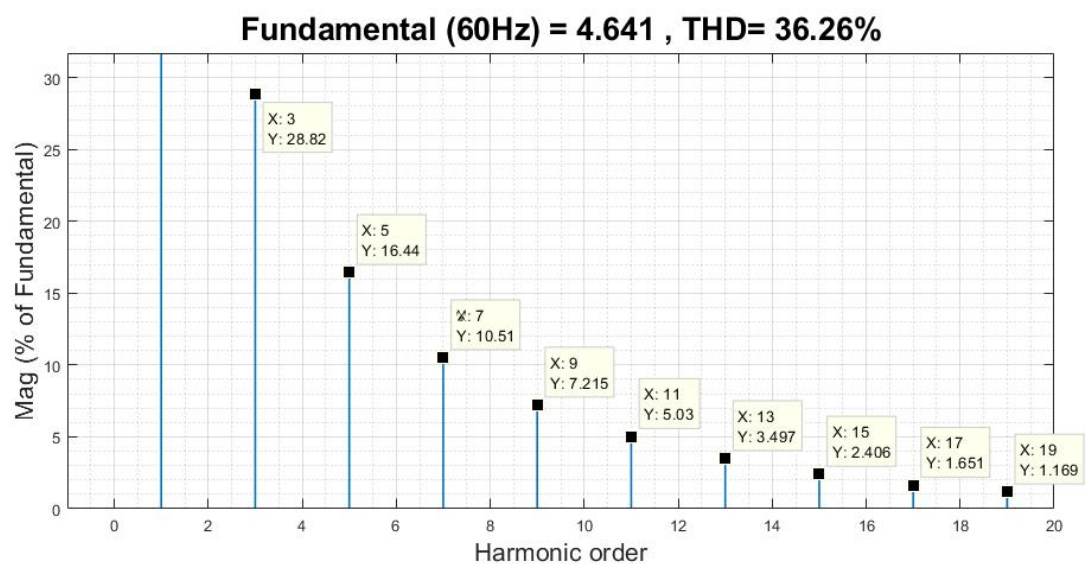


Figura 3.9: Espectro harmônico da corrente pela fonte entre  $t=4,3s$  e  $t=4,5s$  (Carga I + Carga II).

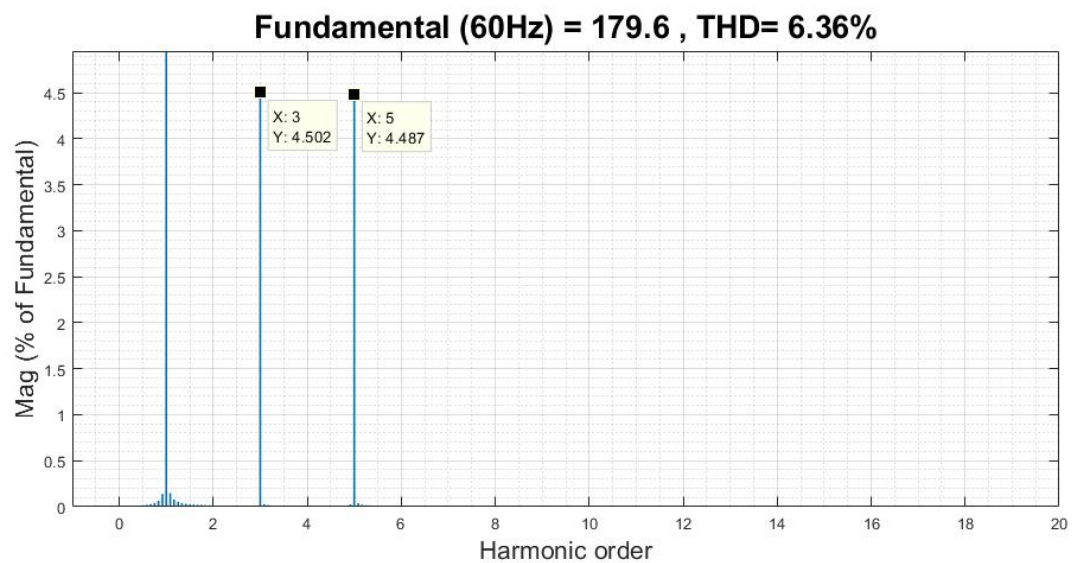


Figura 3.10: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum antes da entrada de operação do filtro ativo e da carga

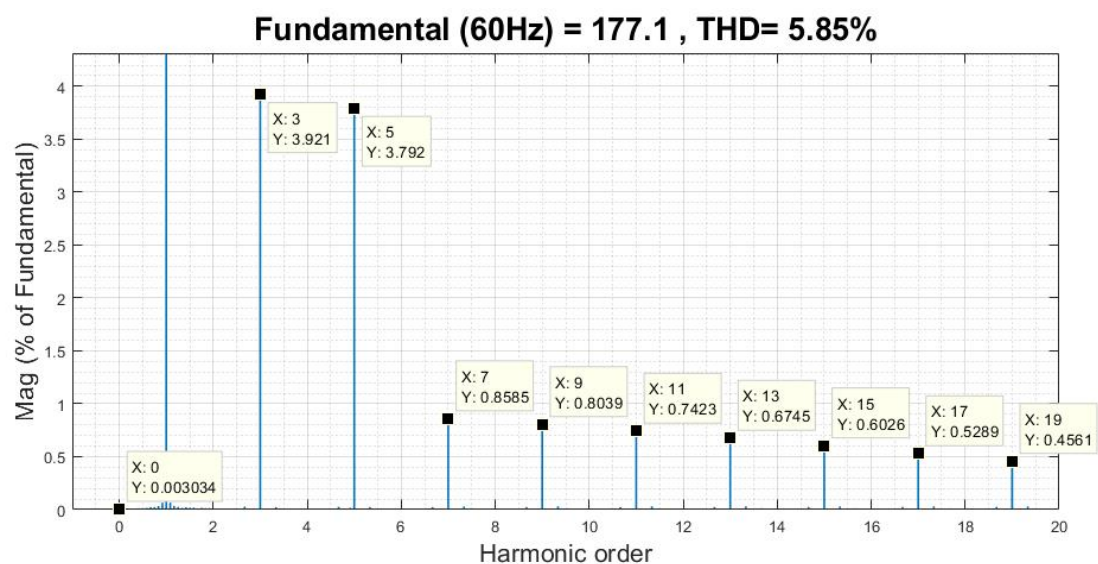


Figura 3.11: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum antes da entrada de operação do filtro ativo entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

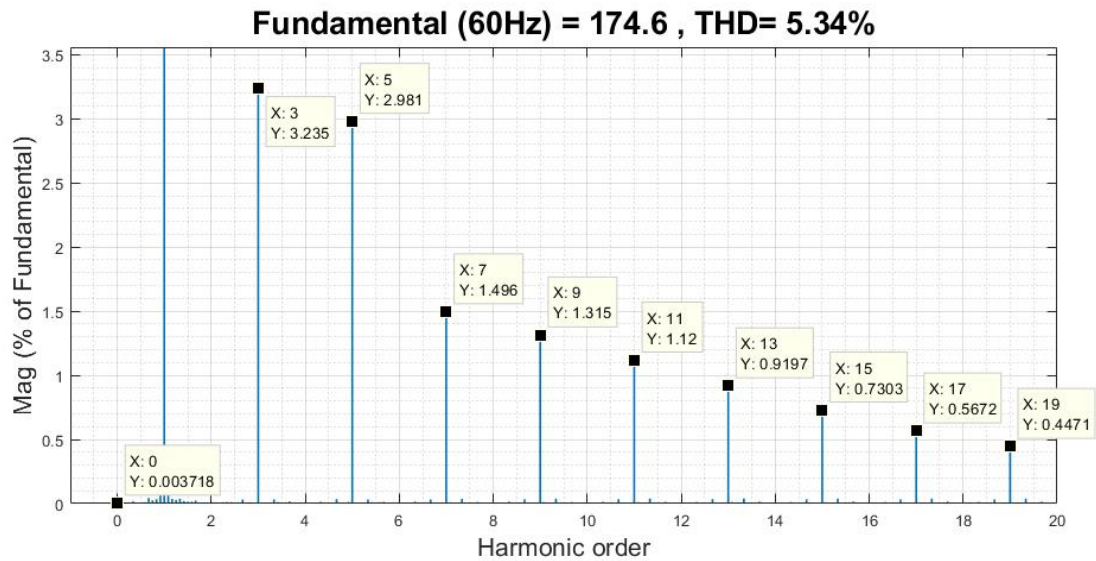


Figura 3.12: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum antes da entrada de operação do filtro ativo entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I+ Carga II).

Das figuras 3.10, 3.11 e 3.12 se conclui que o valor da distorção harmônica total da tensão (DHTv) reduz quando se inserem as cargas, e que as componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem, que são inicialmente inseridas na tensão, foram reduzindo enquanto as outras componentes ímpares de ordem superior aumentavam.

Tabela 3.3: Distorção Harmônica Total - DHTv Sistema com Carga e Sem Filtro

Carga	I	I+II
DHTv Cargas	5,85%	5,34%

### 3.1 Simulação I – Filtro Ativo com Inversor Convencional com 2 níveis de tensão

Nesta primeira simulação é avaliado o comportamento do filtro utilizando um Inversor Convencional de 2 níveis de tensão, cuja tensão CC é providenciada por um capacitor e são mostrados os desempenhos utilizando a lógica de histerese de corrente com dois níveis de tensão ( $+V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ). Na Figura 3.13, é possível ver o comportamento da corrente e suas similaridades com a corrente senoidal e, ao ser feita a análise de DHTi, são obtidos os valores de 13,43% quando inserida somente a 1ª carga e, 7,45% quando inseridas as 2 cargas. As análises de componentes harmônicas são ilustradas nas Figuras 3.14 e 3.15, e expostas na Tabela 3.4

É possível perceber, ao comparar as Figuras 3.14 e 3.15 com as Figuras 3.8 e 3.9, que

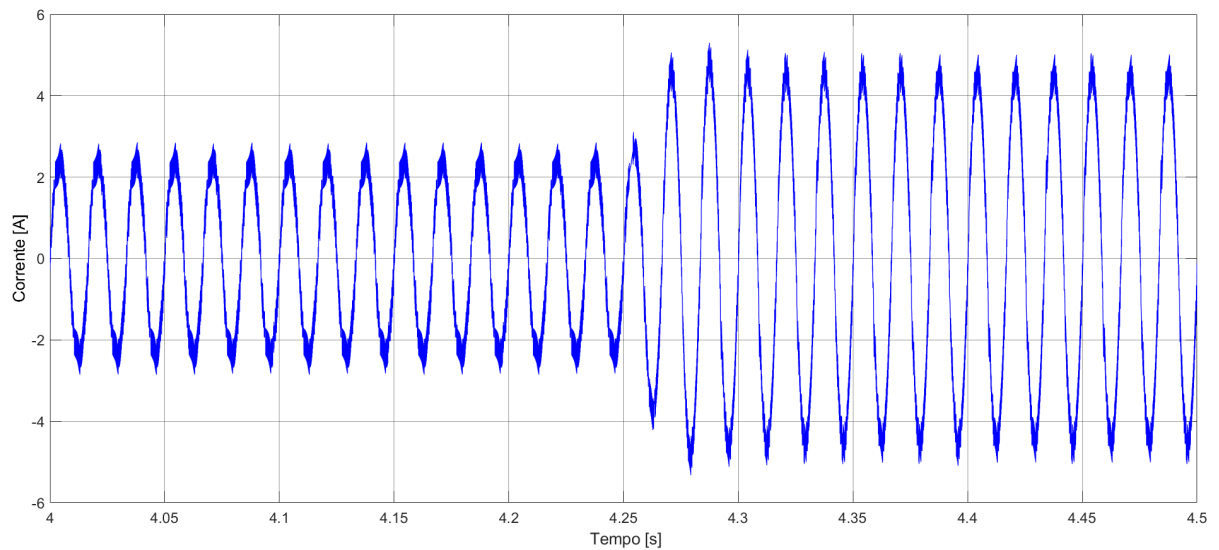


Figura 3.13: Comportamento da corrente da fonte de alimentação utilizando um filtro com inversor convencional e operação por histerese com 2 níveis.

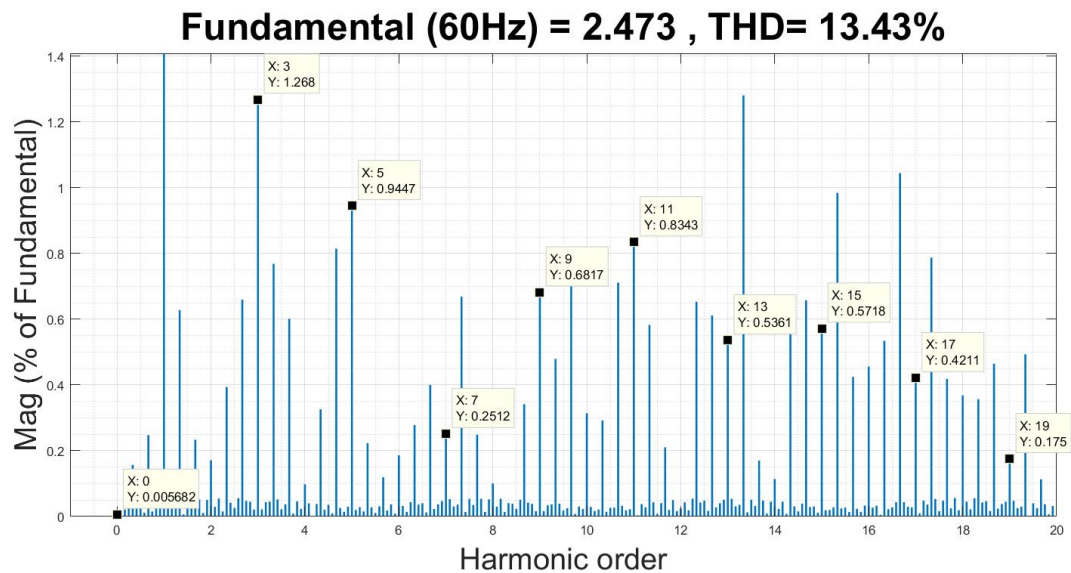


Figura 3.14: Espectro harmônico da corrente fornecida pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre t=4s e t=4.2s (Carga I).

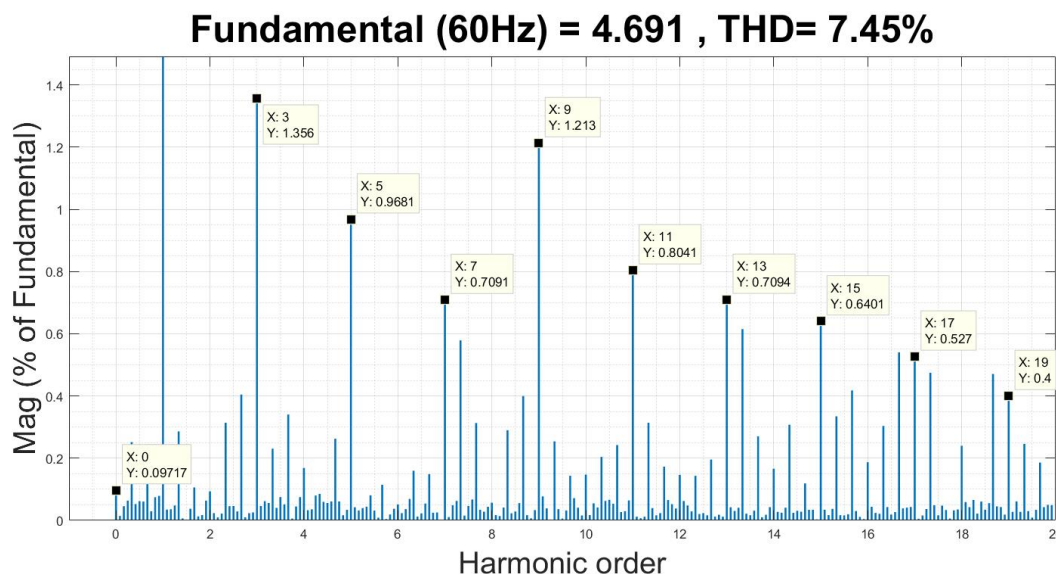


Figura 3.15: Espectro harmônico da corrente fornecida pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).

Tabela 3.4: Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação I

Carga	I	I+II
DHTi Cargas	39,18%	36,26%
DHTi Simulação I	13,43%	7,45%

as componentes harmônicas de menor ordem foram reduzidas significativamente. Como as harmônicas de menor ordem são as de maior amplitude, uma vez que esta configuração de filtro ativo reduz quase 30 vezes a componente da 3ª harmônica e quase 17 vezes a componente da 5ª harmônica, é natural que o índice de DHT da corrente tenha a redução expressiva mostrada (27,5% para a carga I e 30,55% para a carga I+II). Ao realizar a análise de fator de potência nos tempos de  $t=4$  segundos e  $t=4.3$  segundos foram encontrados os valores de 0,999 e 0,999 respectivamente, mostrando a eficiência do filtro ativo.

Com o intuito de comprovar a eficácia da lógica de controle utilizada para manter o capacitor do inversor convencional carregado, a Figura 3.16 mostra a tensão deste capacitor ao longo da simulação. Nesta figura, a tensão se mostra controlada de modo a atingir o valor desejado de 500V em regime permanente, próximo do tempo de 3 segundos.

Novamente, o DHTv de duas situações de cargas foi analisado, uma com a inserção da primeira carga, Figura 3.17, e outra com a inserção da segunda carga em paralelo com a primeira, Figura 3.18, e seus valores mostrados na Tabela 3.5. Estas figuras mostram que, comparadas à situação sem filtragem e com carga, os percentuais das componentes



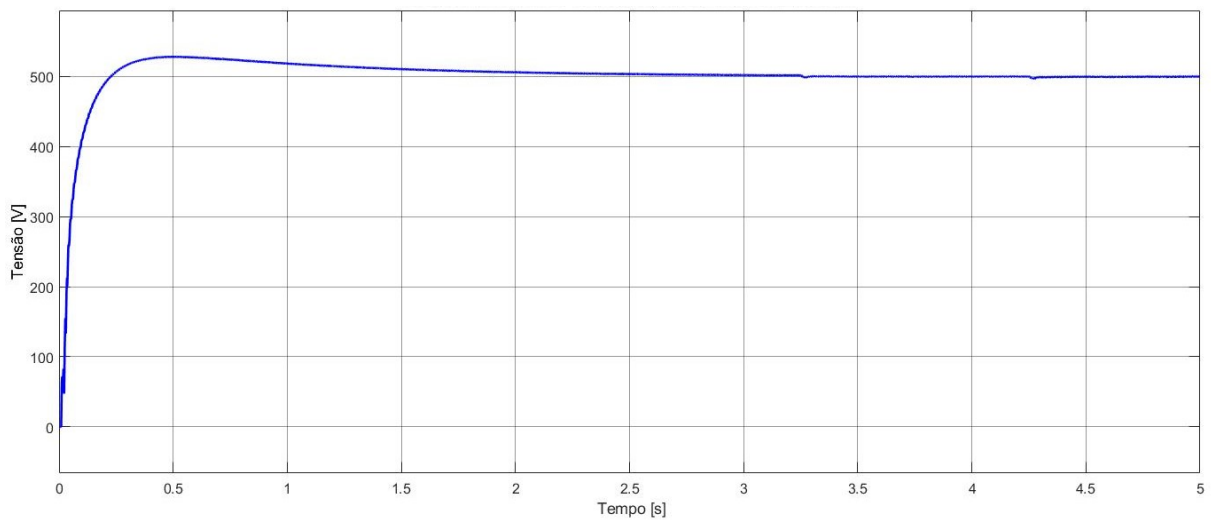


Figura 3.16: Tensão no Capacitor do Inversor Convencional de 2 níveis.

harmônicas de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordem aumentam até valores similares de quando não havia cargas (Figura 3.10), oriundos da própria rede poluída com estes harmônicos.

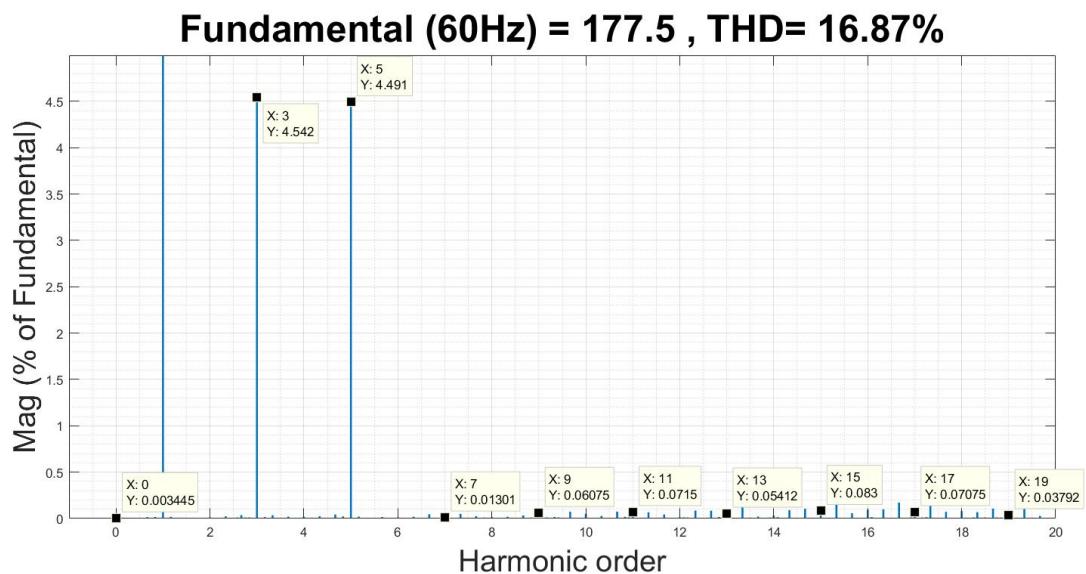


Figura 3.17: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

Por último, na Figura 3.19, estão mostradas as potências ativa e reativa instantâneas na fonte de alimentação CA e no ponto de conexão da carga. Na Figura 3.20 são mostradas as tensões geradas pela modulação por histerese para dois níveis no Inversor Convencional, cujo modelo em MATLAB/SIMULINK está ilustrado na Figura 3.21.

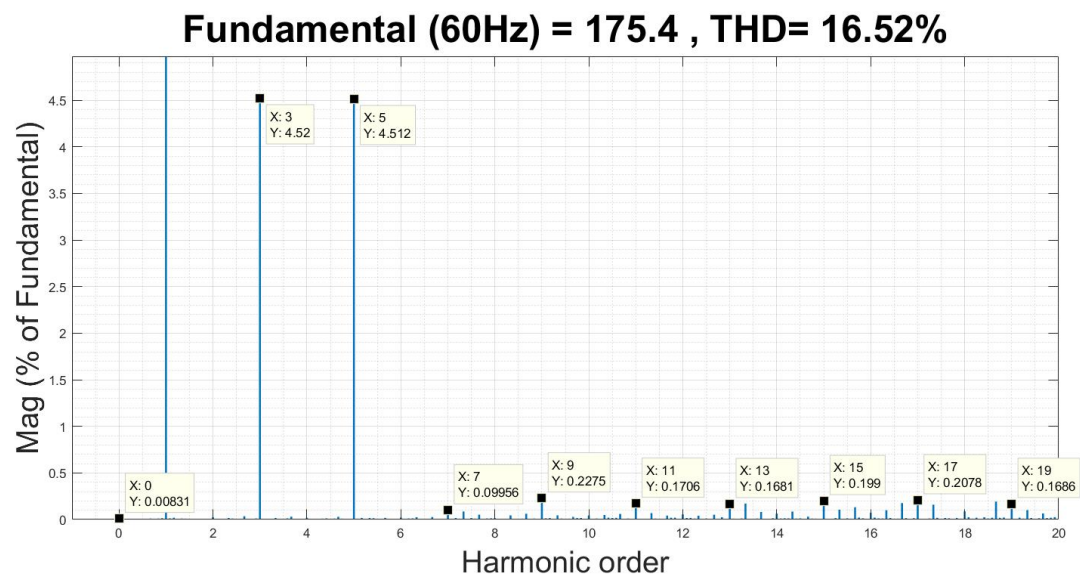


Figura 3.18: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 2 níveis – entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).

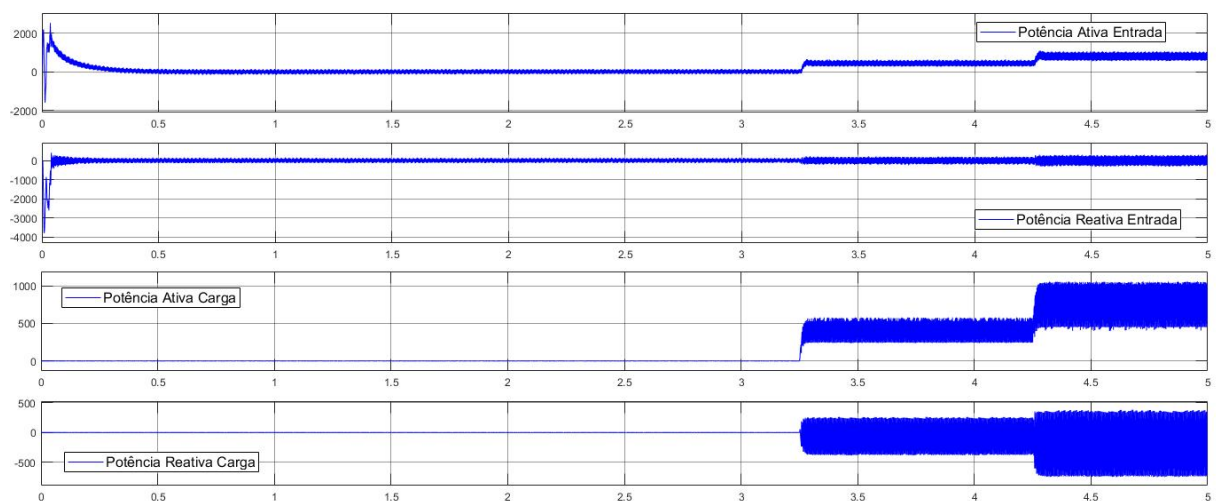


Figura 3.19: Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Convencional - 2 níveis.

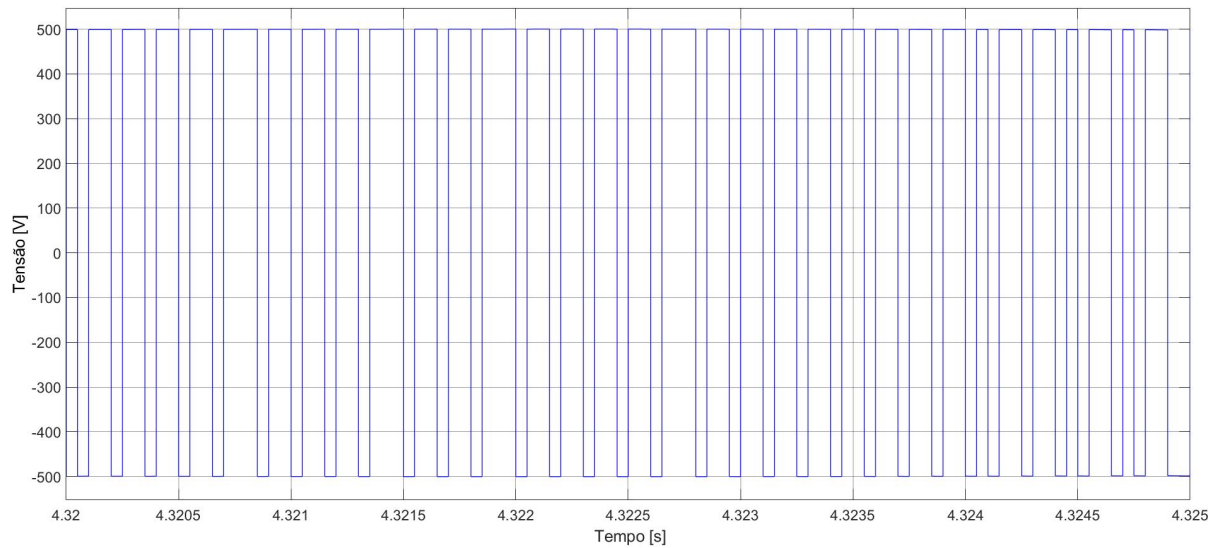


Figura 3.20: Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 2 níveis.

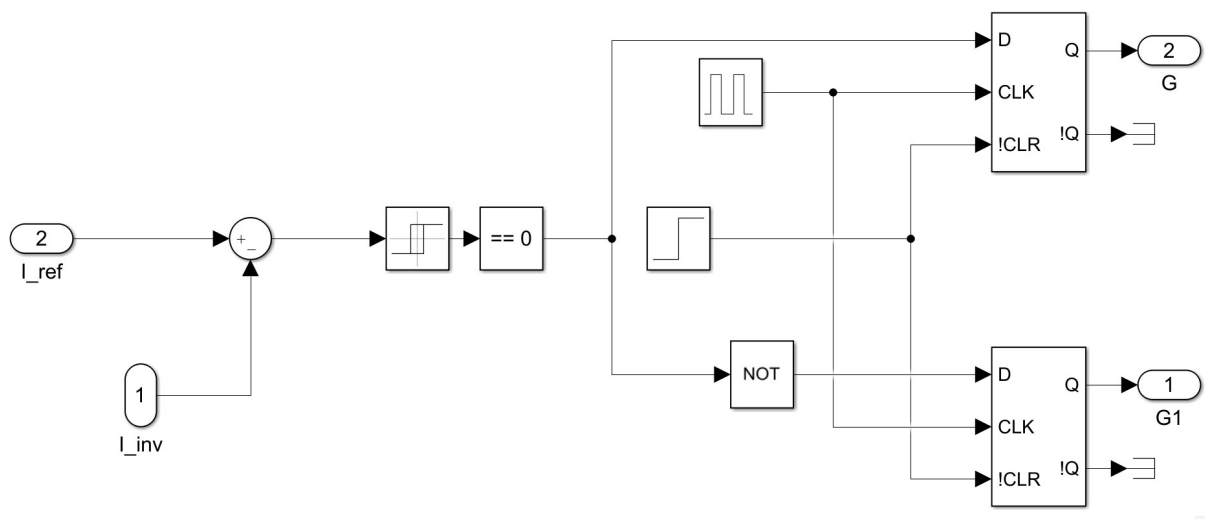


Figura 3.21: Modulação de histerese para 2 Níveis de tensão CC - Representação no MATLAB/SIMULINK.



Tabela 3.5: Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação I

Carga	I	I+II
DHTv Cargas	5,85%	5,34%
DHTv Simulação I	16,87%	16,52%

### 3.2 Simulação II – Filtro Ativo com Inversor Convencional com 3 níveis de tensão

A segunda simulação avalia o comportamento do filtro utilizando um Inversor Convencional operando com 3 níveis de tensão, cuja tensão CC do inversor é fornecida por um capacitor. São mostrados os desempenhos utilizando as lógicas de histerese com três níveis de tensão ( $+V_{dc}$ ,  $0V$  e  $-V_{dc}$ ). Na Figura 3.22 é ilustrada a forma de onda da corrente pela fonte CA ao ser feita a análise de DHTi, e são obtidos os valores de 9,73% quando inserida somente a 1ª carga e 5,70% quando inseridas as duas cargas. Estes valores são expostos na Tabela 3.6 As Figuras 3.23 e 3.24 ilustram os espectros de Fourier em dois instantes distintos da corrente.

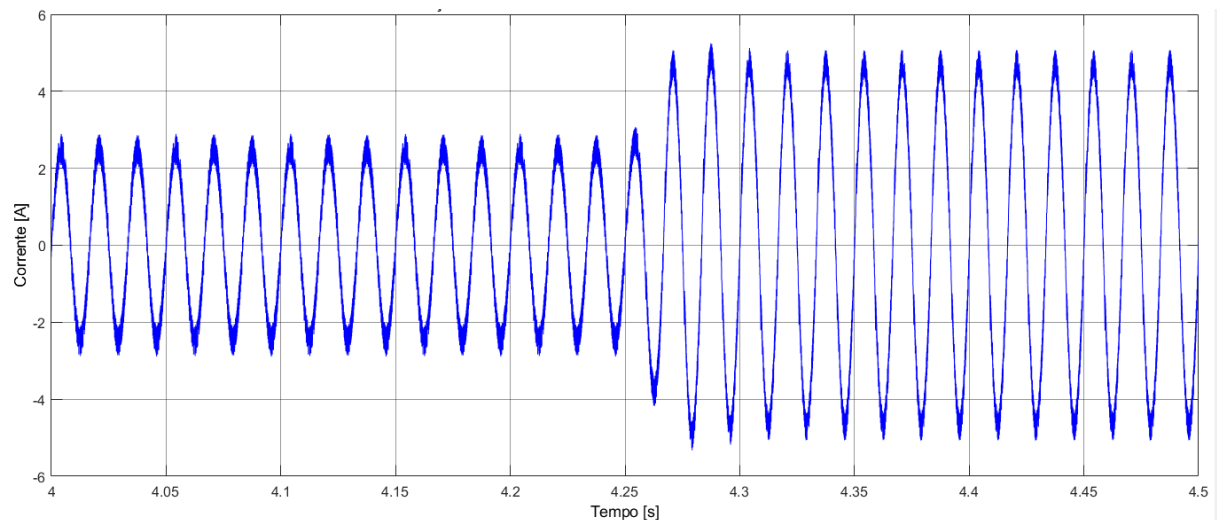


Figura 3.22: Comportamento da Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor Convencional e histerese com 3 níveis.

Tabela 3.6: Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação II

Carga	I	I+II
DHTi Cargas	39,18%	36,26%
DHTi Simulação I	13,43%	7,45%
DHTi Simulação II	9,73%	5,70%

Quando inserido mais um nível de tensão no Inversor de Tensão Convencional (0V) é notória a melhoria no DHTi em comparação com o Inversor Convencional de 2 níveis

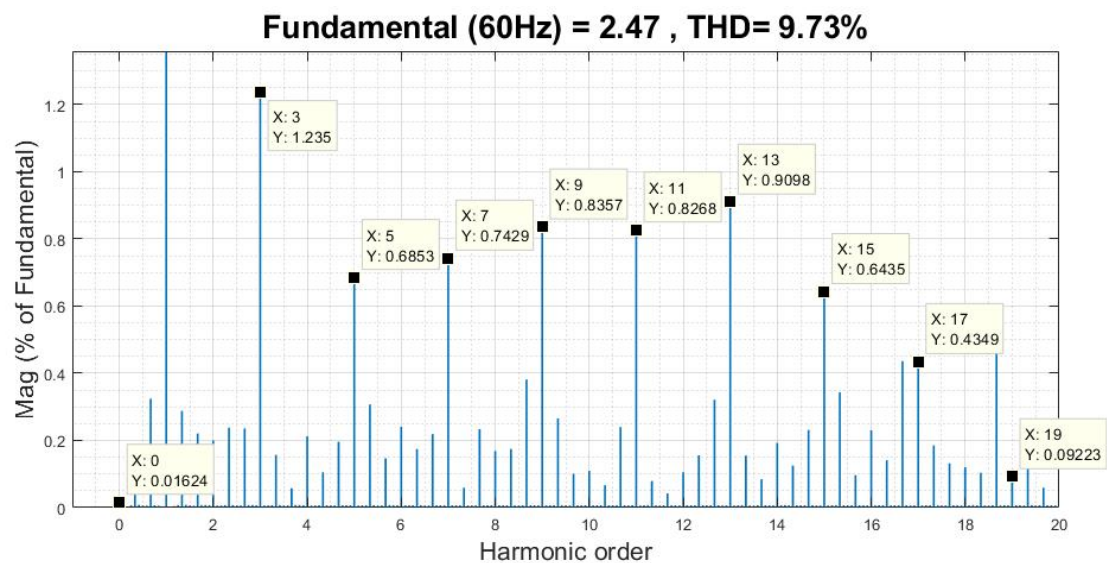


Figura 3.23: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis de tensão - entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

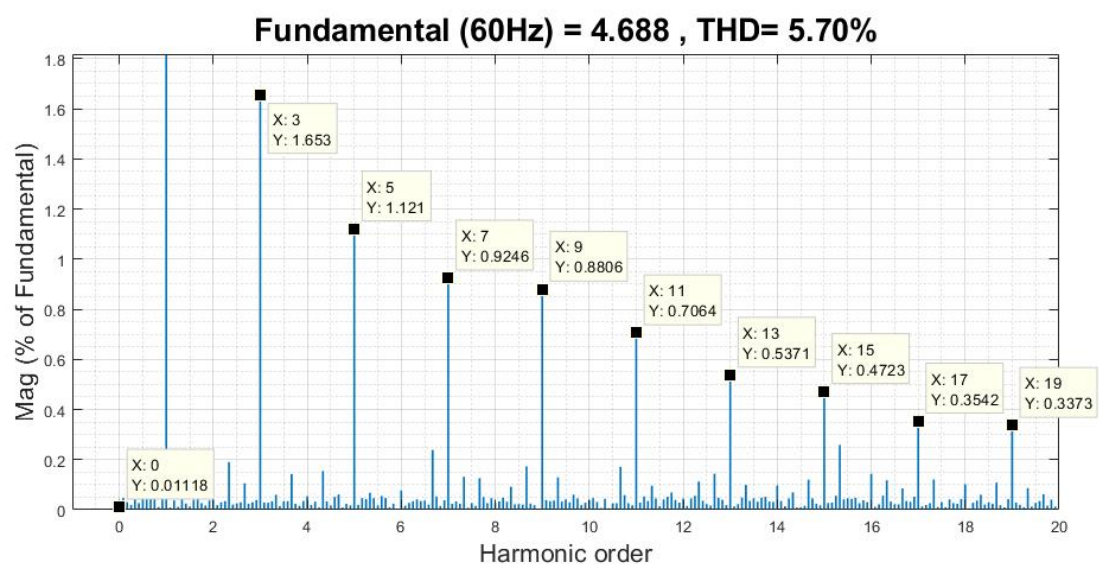


Figura 3.24: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis de tensão - entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).

de tensão. Dentre os principais aspectos que se podem averiguar pelas figuras de análise DHTi é a redução nas componentes interharmônicas. Quando comparadas as amplitudes das componentes harmônicas ímpares entre estes casos há uma ligeira melhora no caso de se utilizar o inversor de 3 níveis ao invés de usar o inversor de 2 níveis. Ao realizar a análise de fator de potência nos tempos de  $t=4$  segundos e  $t=4.3$  segundos foram encontrados os valores de 0,999 e 0,999 respectivamente, mostrando a eficiência do filtro ativo.

Do mesmo modo como foi feito na simulação anterior, a eficácia da lógica de controle utilizada para manter o capacitor do inversor convencional carregado é mostrada na Figura 3.25, onde a tensão deste capacitor atinge o valor definido e se mantém ao longo da simulação. Nesta figura a tensão se mostra controlada de modo a atingir o valor desejado de 500V em regime permanente próximo do tempo de 3 segundos.

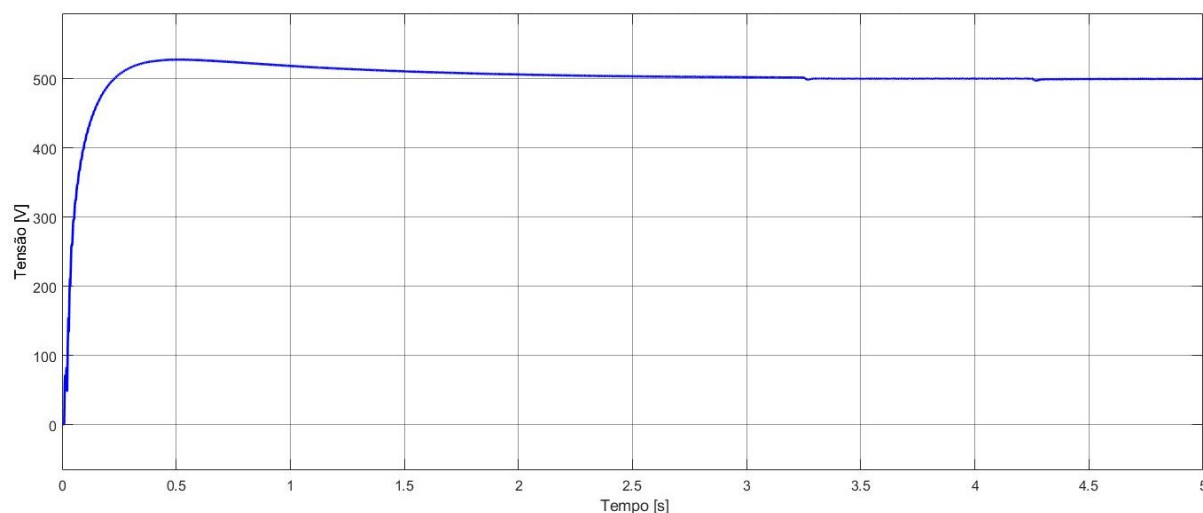


Figura 3.25: Tensão do Capacitor do Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional com operação em histerese de 3 níveis.

Assim como na simulação I, as DHTv dos dois momentos anteriormente analisados foram avaliados e seus valores expostos na Tabela 3.7 e seus espectros harmônicos mostrados na Figura 3.26 e da Figura 3.27. Se comparar estes resultados com aqueles da simulação anterior e do caso sem filtragem é possível concluir que as componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem, novamente, atingiram valores similares de quando não havia cargas (Figura 3.10). As harmônicas ímpares de ordem superior à 5ª reduziram ainda mais, logo o aumento do nível fez com que o DHTv nos dois casos reduzisse.

Por último, na Figura 3.28, estão mostradas as potências ativa e reativa instantâneas na fonte de alimentação CA e no ponto de conexão da carga. Na Figura 3.29 são mostradas as tensões geradas pela modulação por histerese para três níveis no Inversor Convencional, cujo modelo em MATLAB/SIMULINK está ilustrado na Figura 3.30. O bloco nomeado

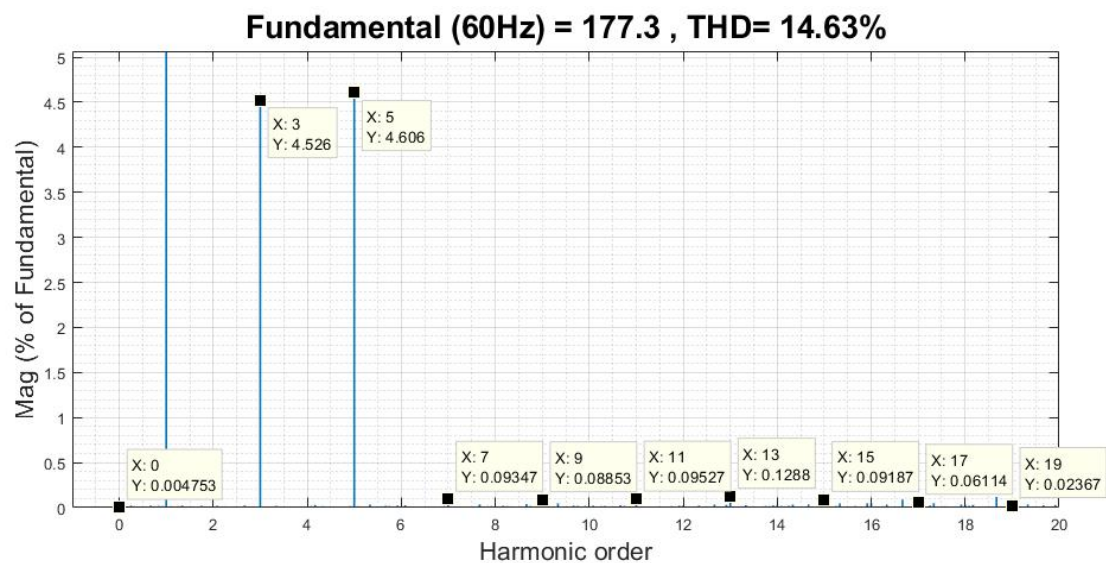


Figura 3.26: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis – entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

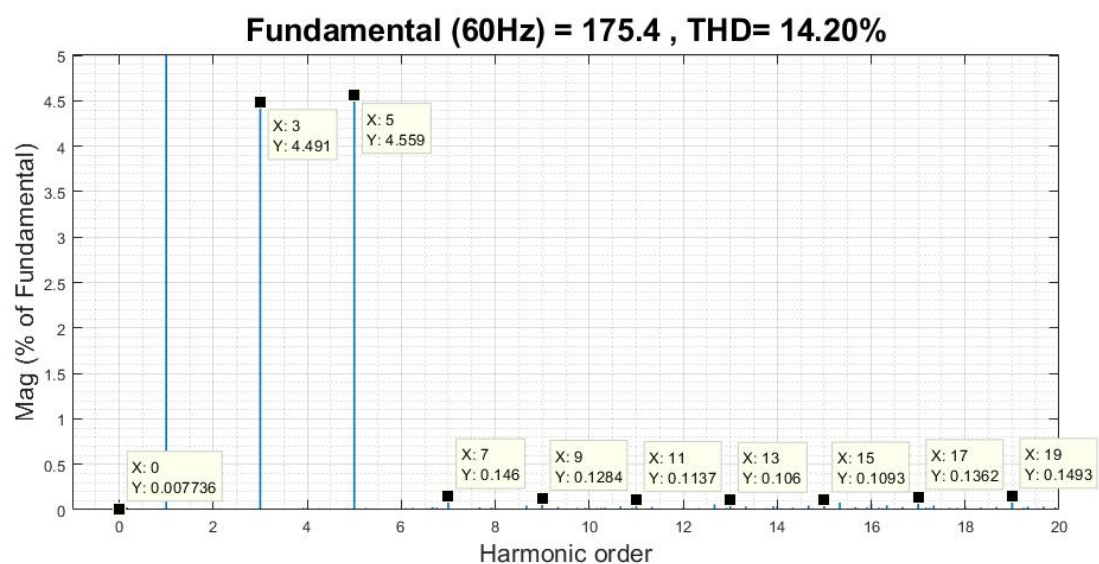


Figura 3.27: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Convencional - Operação Histerese de 3 níveis – entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).

Tabela 3.7: Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação II

Carga	I	I+II
DHTv Cargas	5,85%	5,34%
DHTv Simulação I	16,87%	16,52%
DHTv Simulação II	14,63%	14,20%

como Disparos é um bloco MATLAB function, cuja função está disponibilizada no Anexo D.

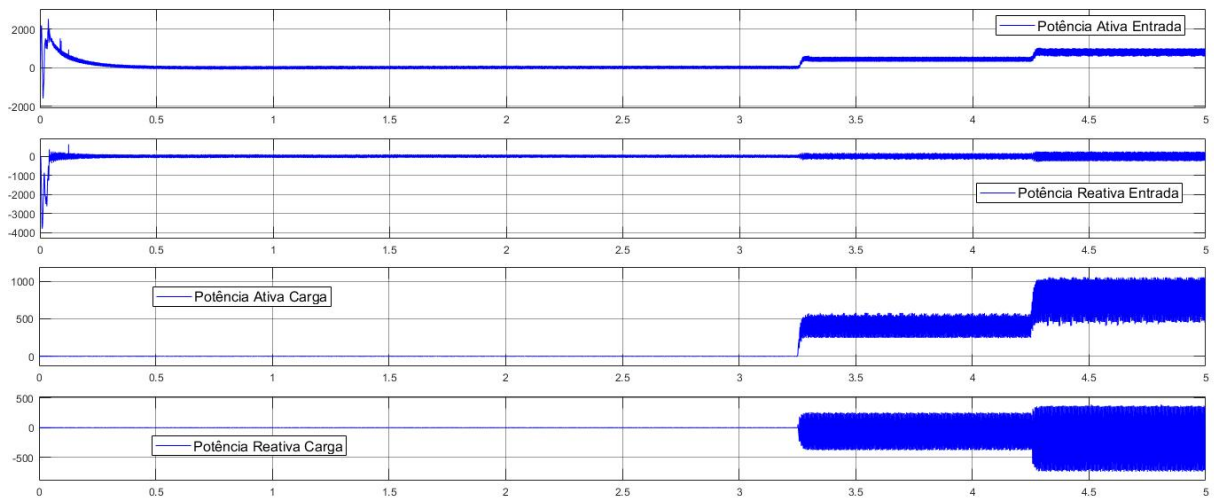


Figura 3.28: Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Convencional - 3 níveis.

### 3.3 Simulação III – Filtro Ativo com Inversor Multinível com fonte de tensão CC imposta por uma bateria

Neste tipo de simulação foi analisado o comportamento do filtro utilizando um Inversor Multinível do tipo 5 níveis em ponte H com ponto neutro grampeado, cuja tensão CC é baseada em 2 fontes ideais de tensão. O desempenho utilizando lógica de histerese multinível com 5 níveis de tensão ( $+V_{dc}$ ,  $\frac{\pm 1}{2}V_{dc}$ ,  $0V$ ,  $\frac{-1}{2}V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ) traz maior precisão na replicação da corrente de referência por parte do inversor. Na Figura 3.31 é representado o comportamento da corrente e suas similaridades com a corrente senoidal e, ao ser feita a análise de DHTi, são obtidos os valores de 5,43%, quando inserida somente a 1ª carga e 4,00% quando inseridas as duas cargas. Estes valores estão expostos na Tabela 3.8. Os espectros harmônicos da corrente são ilustradas na Figuras 3.32 e 3.33.

O Inversor Multinível traz algumas características junto com a redução do DHTi em

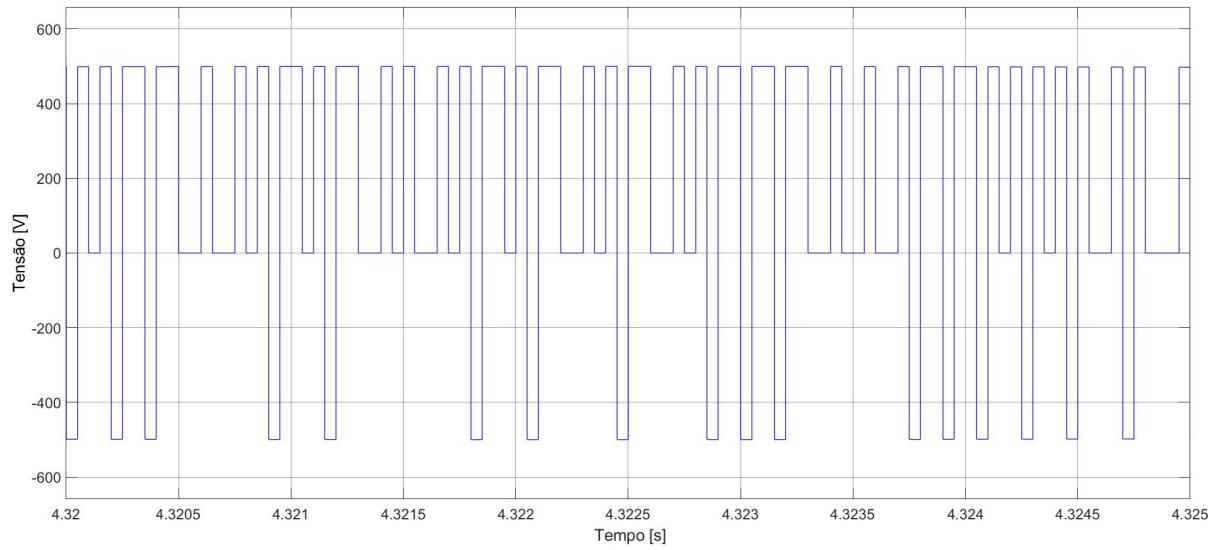


Figura 3.29: Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 3 níveis.

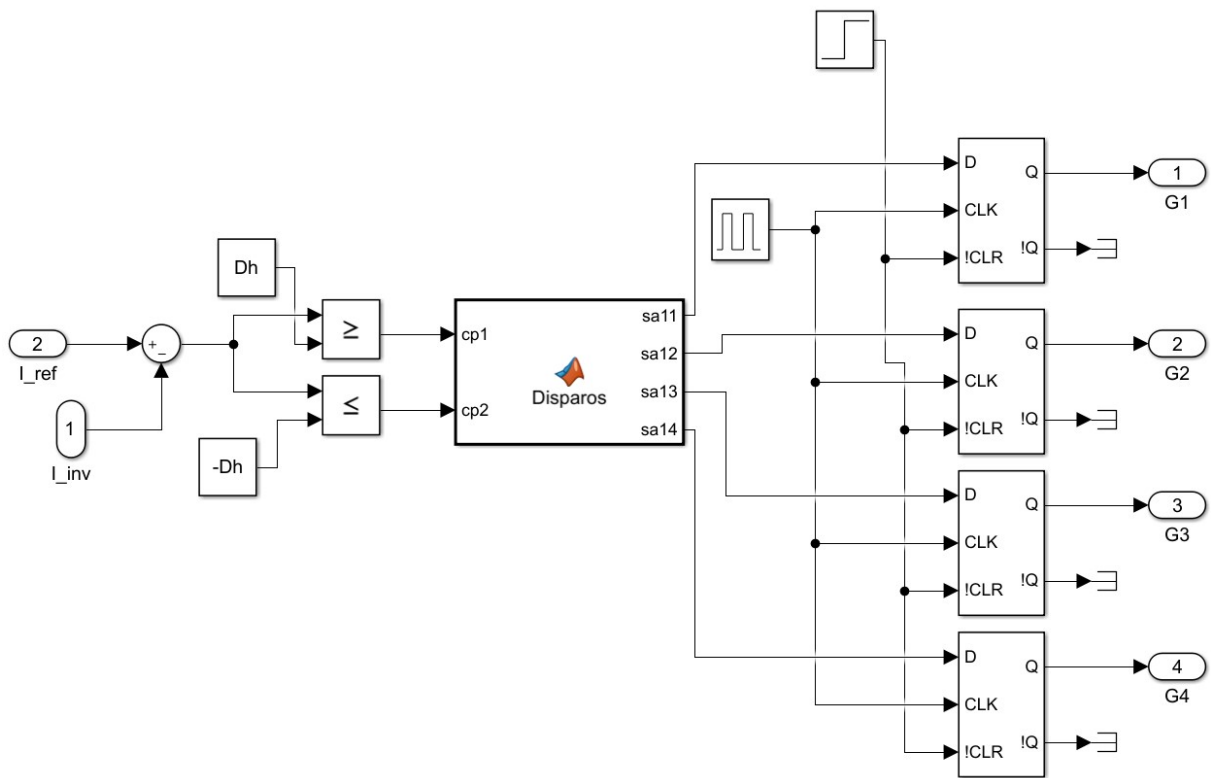


Figura 3.30: Modulação de histerese para 3 Níveis de tensão CC - Representação no MATLAB/SIMULINK.



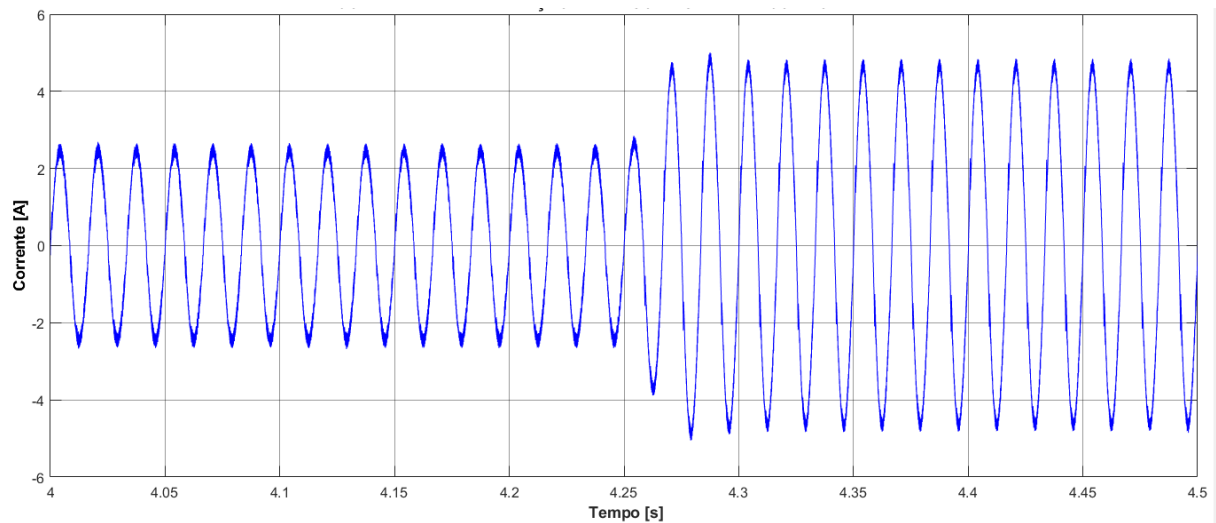


Figura 3.31: Comportamento da Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado e duas fontes ideais.

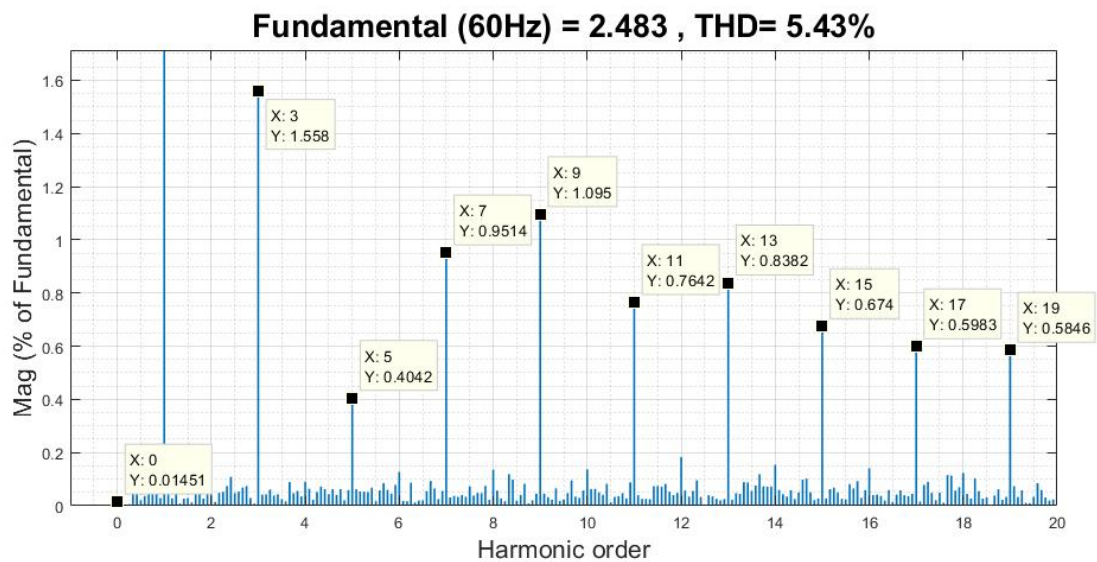


Figura 3.32: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC ideal (bateria) - entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

Tabela 3.8: Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação III

Carga	I	I+II
DHTi Cargas	39,18%	36,26%
DHTi Simulação I	13,43%	7,45%
DHTi Simulação II	9,73%	5,70%
DHTi Simulação III	5,43%	4,00%

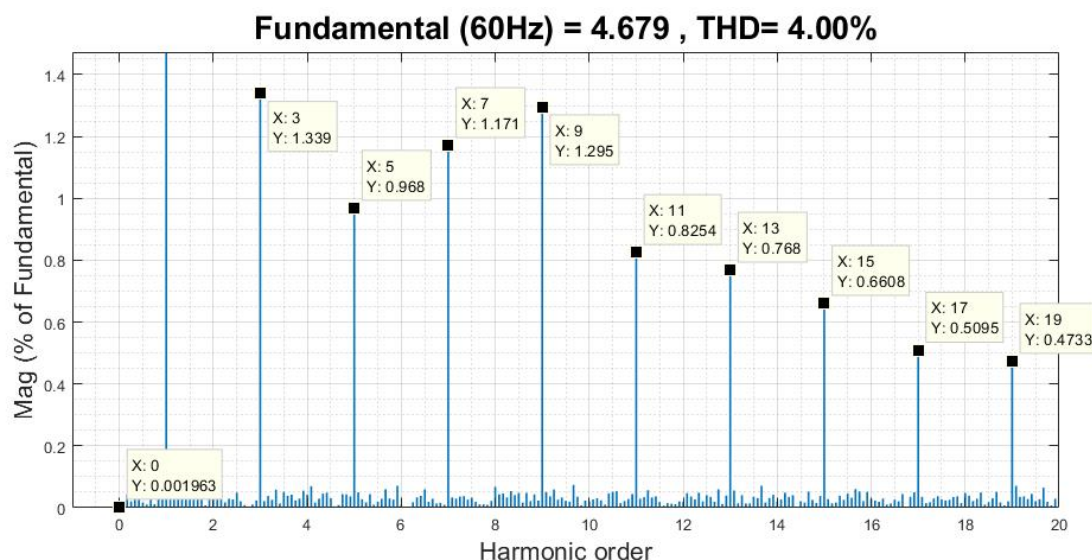


Figura 3.33: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão ideal CC (bateria) - entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).

comparação com o Inversor Convencional de 2 e 3 níveis. Dentre essas características tem-se a redução das componentes harmônicas com exceção da componente de 3<sup>a</sup> harmônica comparando o Inversor Multinível com o Inversor Convencional de 2 e 3 níveis e suas múltiplas ímpares (9<sup>a</sup>, 15<sup>a</sup>, etc) quando comparado somente com o Inversor Convencional de 3 níveis. Quanto a mesma comparação, em relação às componentes interharmônicas, é possível constatar redução na sua amplitude. Ao realizar a análise de fator de potência nos tempos de  $t=4$  segundos e  $t=4.3$  segundos foram encontrados os valores de 0,999 e 0,999 respectivamente, mostrando a eficiência do filtro ativo.

Novamente as DHTv de dois momentos foram avaliados e seus resultados estão expostos na Tabela 3.9 e seus espectros harmônicos são mostrados nas Figuras 3.34 e 3.35. Nestes casos estão nítidos índices menores de DHTv quando comparados aos encontrados para o caso de utilizar o Inversor Convencional. De forma análoga ao Inversor Convencional, o Inversor Multinível faz com que as componentes harmônicas de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordem apresentem valores similares de quando não havia cargas (Figura 3.10).



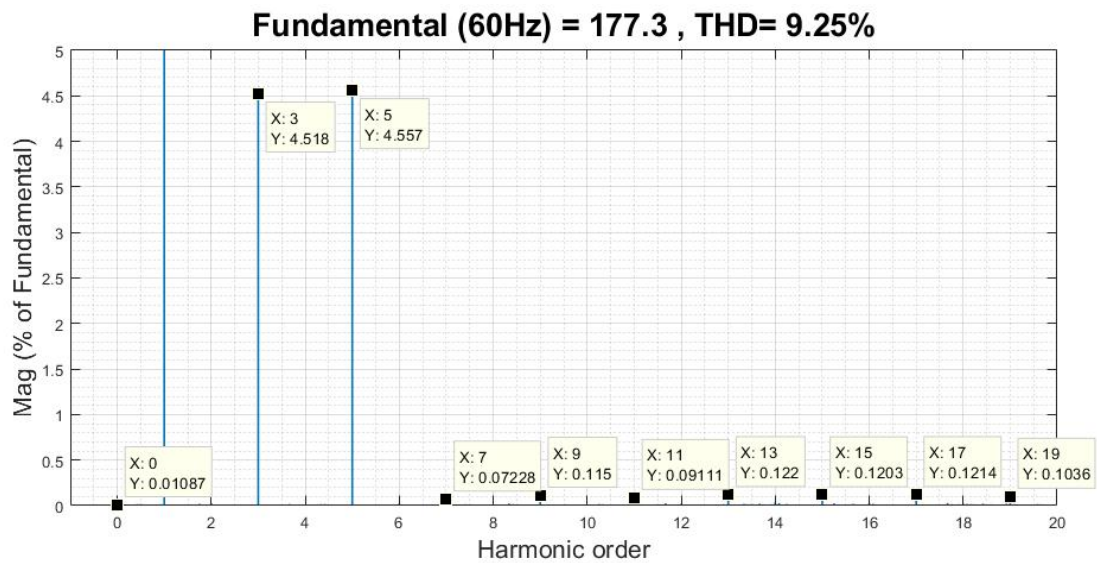


Figura 3.34: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC ideal (bateria) - entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

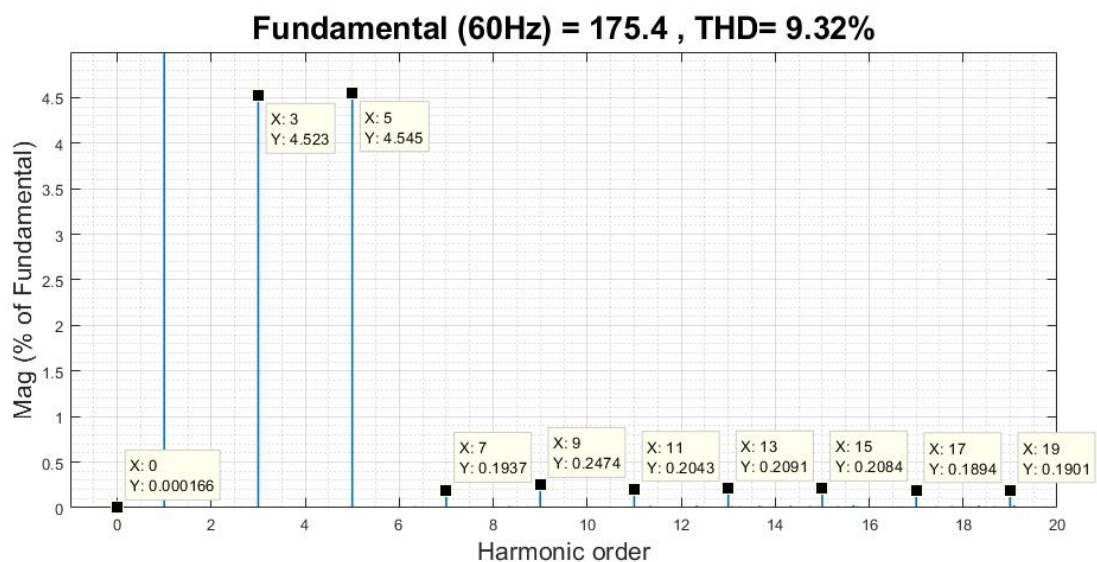


Figura 3.35: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC ideal (bateria) - entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).

Tabela 3.9: Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação III

Carga	I	I+II
DHTv Cargas	5,85%	5,34%
DHTv Simulação I	16,87%	16,52%
DHTv Simulação II	14,63%	14,20%
DHTv Simulação III	9,25%	9,32%

Por último, na Figura 3.36, estão mostradas as potências ativa e reativa instantâneas na fonte de alimentação CA e no ponto de conexão da carga. Na Figura 3.37 são mostradas as tensões geradas pela modulação por histerese multinível para cinco níveis no Inversor Multinível com fonte de tensão CC fornecida por baterias, cujo modelo em MATLAB/SIMULINK está ilustrado na Figura 3.38 e representa o mesmo modelo utilizado para a próxima simulação com fonte de tensão CC por capacitores. O bloco nomeado como SelecaoDisparos\_Melhorado é um bloco MATLAB function, cuja função está disponibilizada no Anexo D.

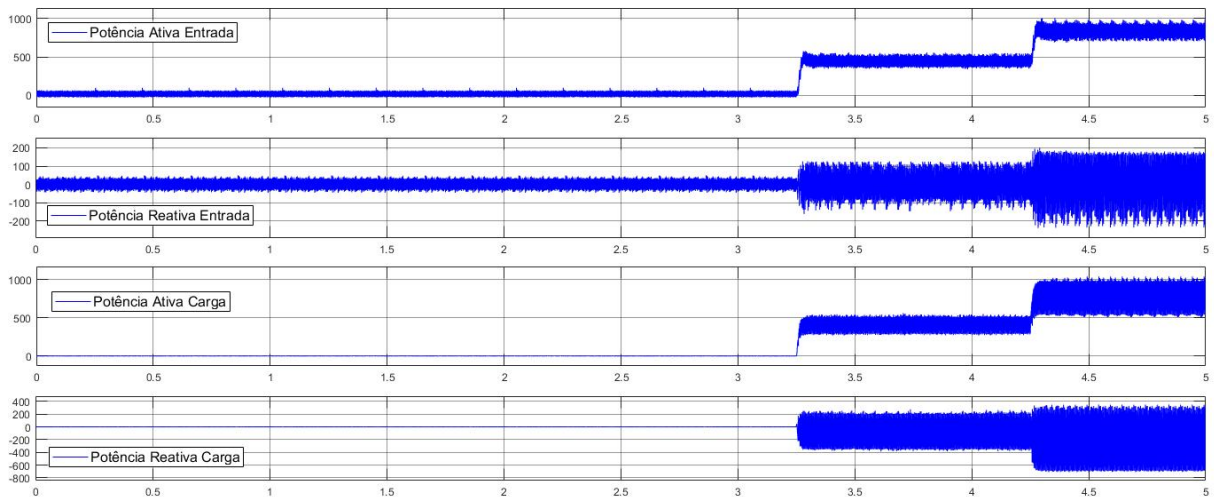


Figura 3.36: Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Multinível - Fonte Ideal.

### 3.4 Simulação IV – Filtro Ativo com Inversor Multinível com fonte de tensão CC por capacitores

A última simulação monofásica traz o comportamento de um Inversor Multinível do tipo 5 níveis em ponte H com ponto neutro grampeado, cuja tensão CC é baseada em dois capacitores. Como já dito, o desempenho utilizando lógica de histerese multinível com 5 níveis de tensão ( $+V_{dc}$ ,  $\frac{+1}{2}V_{dc}$ ,  $0V$ ,  $\frac{-1}{2}V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ) traz maior precisão na replicação da

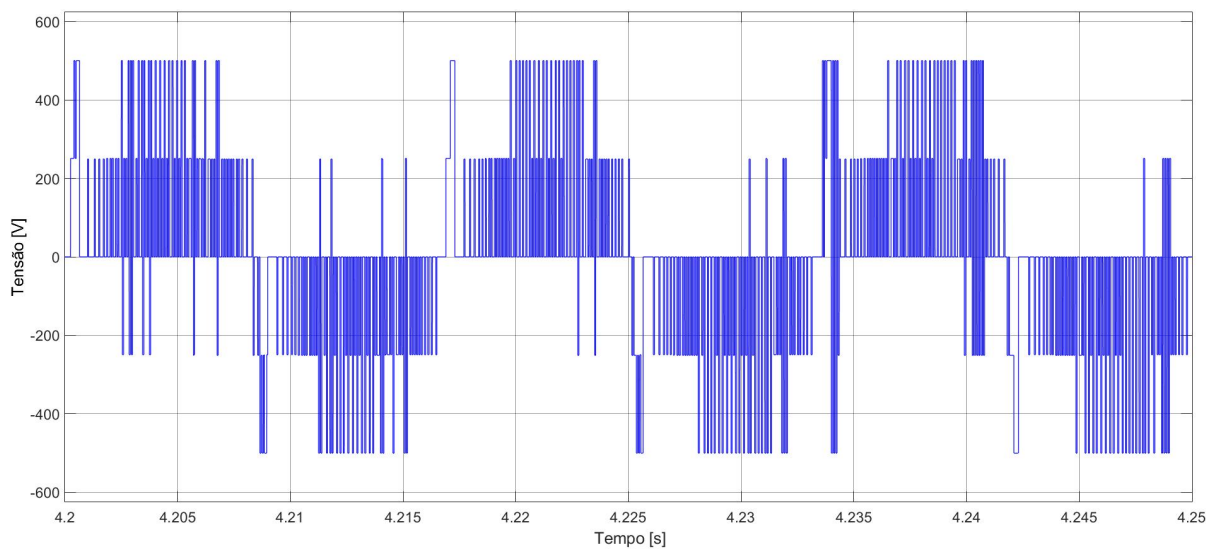


Figura 3.37: Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 5 níveis.

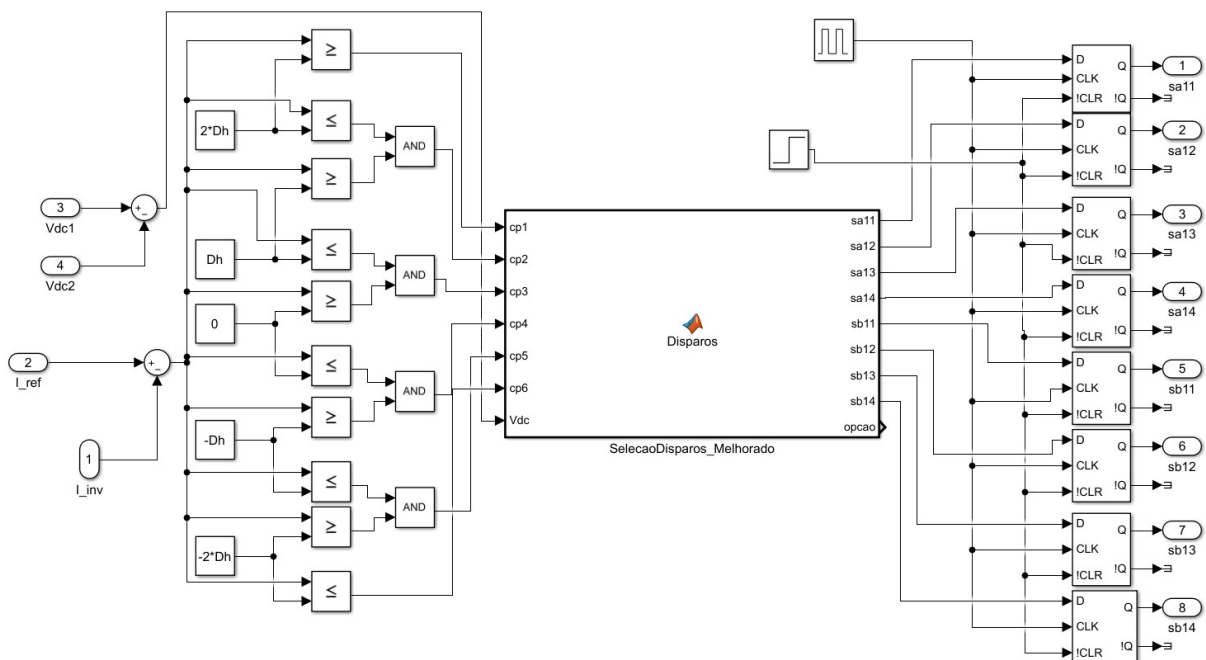


Figura 3.38: Modulação de histerese multinível para 5 Níveis de tensão CC (Baterias e Capacitores) - Representação no MATLAB/SIMULINK.

corrente de referência por parte do inversor. Na Figura 3.39 é representado o comportamento da corrente no ponto de entrada de energia, e os valores de DHTi obtidos neste ponto foram de 4,76% quando inserida somente a 1ª carga e 3,67% quando inseridas as duas cargas. Estes valores estão expostos junto ao das outras simulações na Tabela 3.10. Os espectros harmônicos da corrente são ilustrados nas Figuras 3.40 e 3.41.

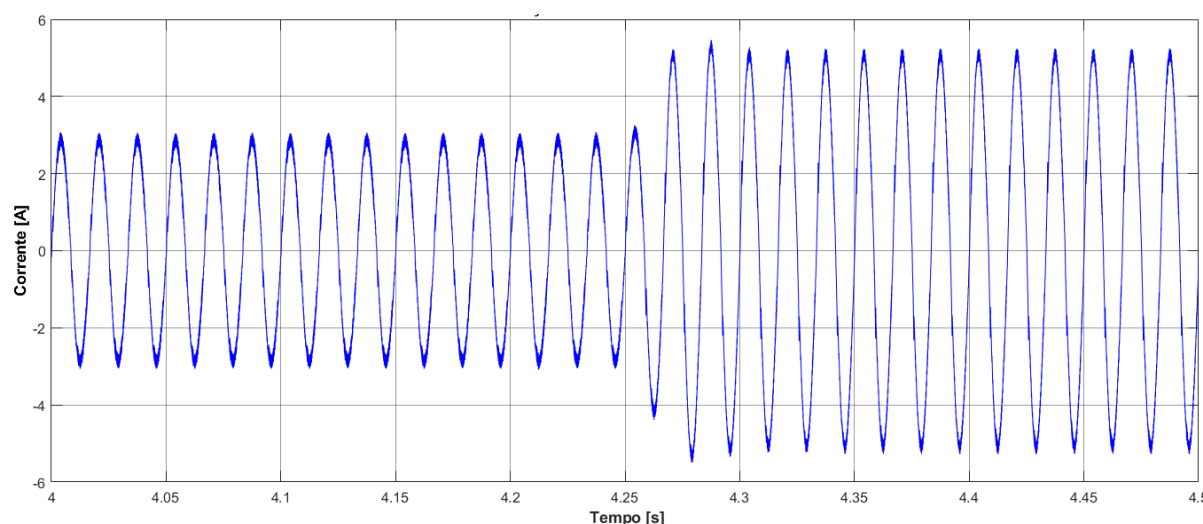


Figura 3.39: Comportamento da Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado e dois Capacitores.

Tabela 3.10: Distorção Harmônica Total - DHTi Comparação IV

Carga	I	I+II
DHTi Cargas	39,18%	36,26%
DHTi Simulação I	13,43%	7,45%
DHTi Simulação II	9,73%	5,70%
DHTi Simulação III	5,43%	4,00%
DHTi Simulação IV	4,76%	3,67%

Nesta simulação é perceptível que o DHTi reduziu em comparação a todas as outras simulações em seus respectivos momentos de apuração. Ao analisar a decomposição do DHTi, observa-se que as componentes harmônicas de 5ª e 11ª ordem são as menores já encontradas e as outras componentes harmônicas ímpares nos casos desta simulação possuem valores próximos das outras simulações. A Figura 3.41 traz resultados de harmônicos pares e interharmônicos com valores abaixo de 0,2%. Ao realizar a análise de fator de potência nos tempos de  $t=4$  segundos e  $t=4,3$  segundos foram encontrados os valores de 0,999 e 0,999 respectivamente, mostrando a eficiência do filtro ativo.

Com a intenção de verificar a eficácia da utilização de capacitores como fonte de tensão contínua do inversor foi utilizado o diagrama de blocos visto na Figura 2.18 e foi

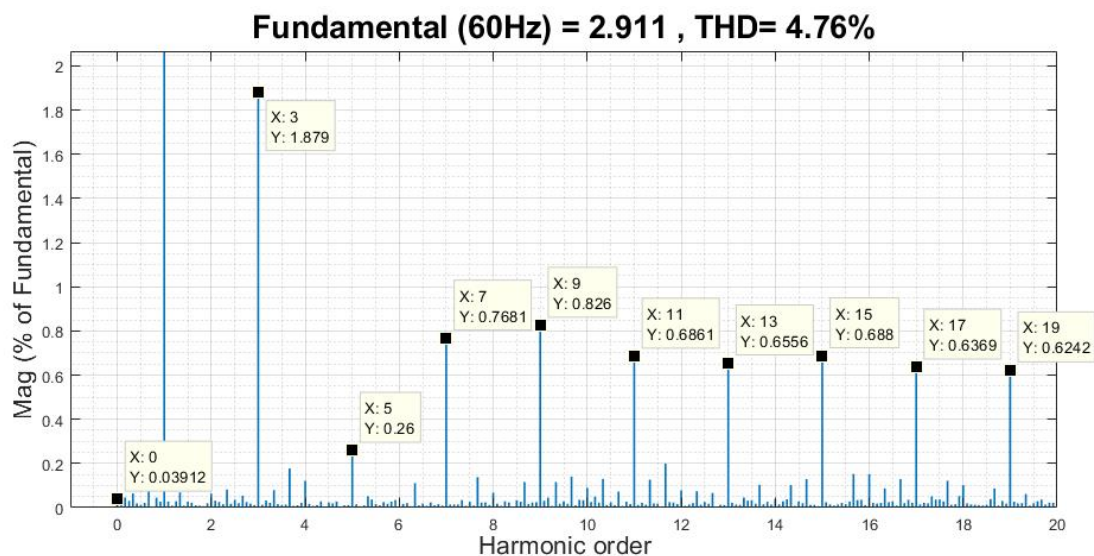


Figura 3.40: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

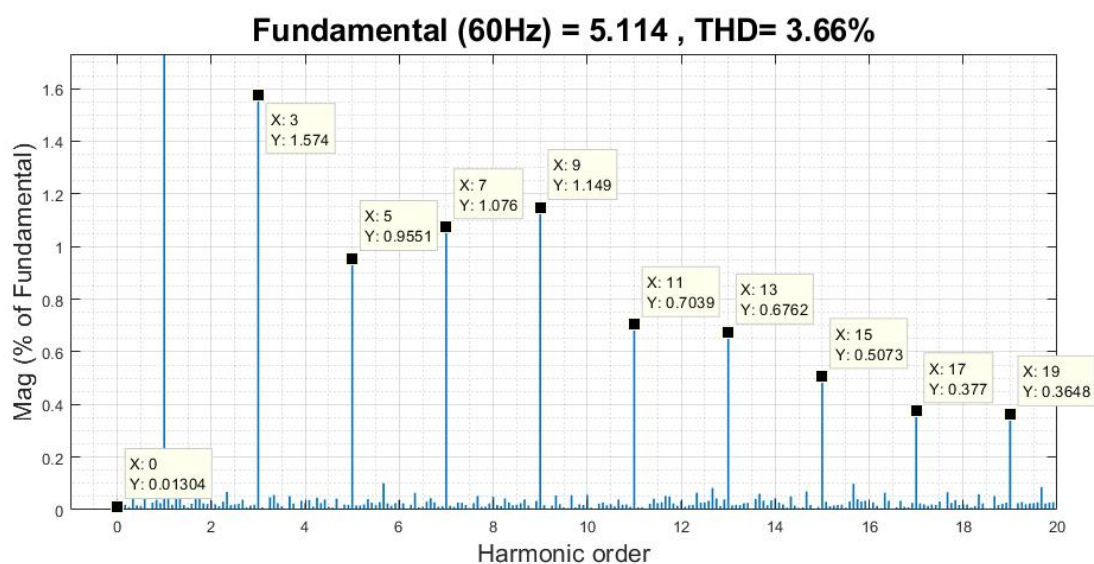


Figura 3.41: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para o Filtro Ativo de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).



implementado nesta simulação em conjunto com a lógica de seleção de chaveamento do fluxograma da Figura 2.20. O resultado desta simulação é mostrado na Figura 3.6.

Os valores referentes à DHTv desta simulação estão expostos na Tabela 3.11 e seus espectros harmônicos da tensão são mostrados nas Figuras 3.42 e 3.43. Comparado com a simulação do Inversor Multinível com duas fontes de tensão ideais, as componentes harmônicas de menor ordem sofreram reduções bem pequenas, de modo que o DHTv não teve grande variação.

Tabela 3.11: Distorção Harmônica Total - DHTv Comparação IV

Carga	I	I+II
DHTv Cargas	5,85%	5,34%
DHTv Simulação I	16,87%	16,52%
DHTv Simulação II	14,63%	14,20%
DHTv Simulação III	9,25%	9,32%
DHTv Simulação IV	9,15%	8,94%

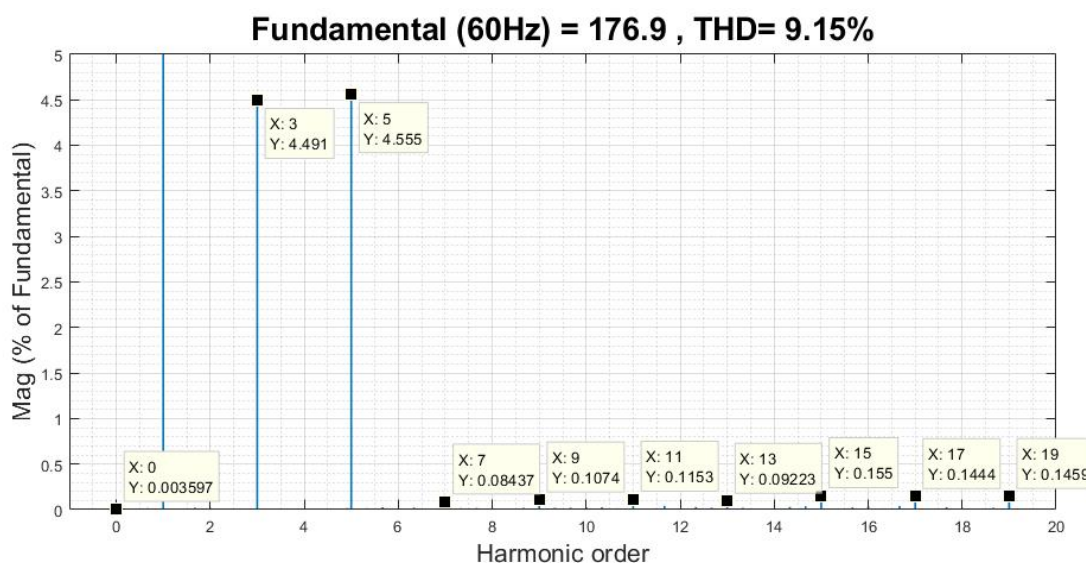


Figura 3.42: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre  $t=4s$  e  $t=4.2s$  (Carga I).

Por fim, é importante verificar o comportamento das Potências Ativa e Reativa Instantâneas na fonte de alimentação CA e no ponto de conexão da carga. Isto está mostrado na Figura 3.44. Na Figura 3.45 são mostradas as tensões geradas pela modulação por histerese multinível para cinco níveis no Inversor Multinível com fonte de tensão CC fornecida por capacitores, cujo modelo em MATLAB/SIMULINK está ilustrado na Figura 3.38 e representa o mesmo modelo utilizado para a próxima simulação com fonte de tensão CC por bateria.

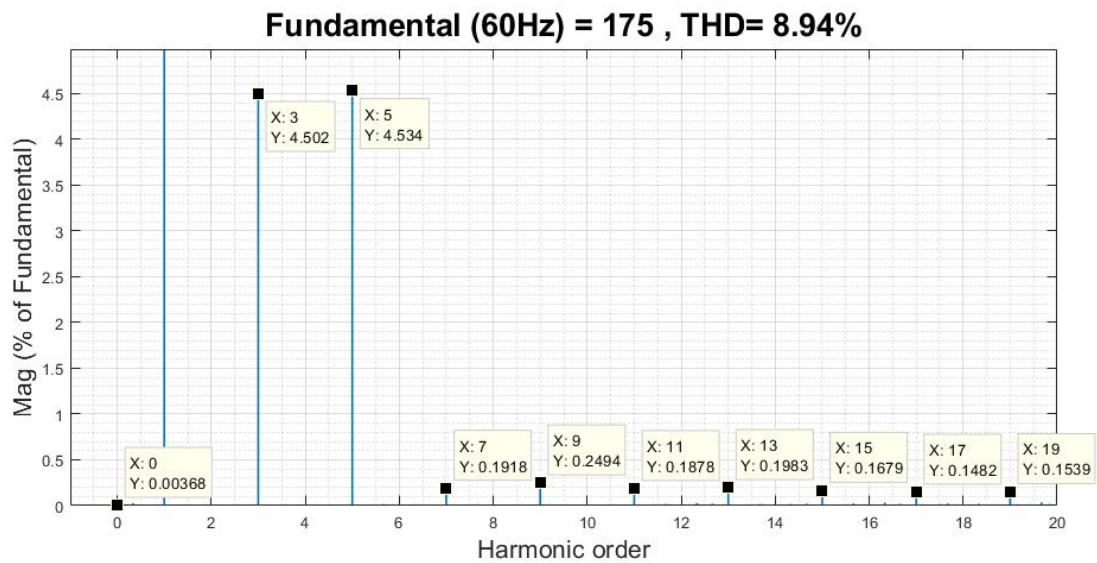


Figura 3.43: Espectro harmônico da tensão no ponto de acoplamento comum para o Filtro Ativo de Potência com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - entre  $t=4.3s$  e  $t=4.5s$  (Carga I + Carga II).

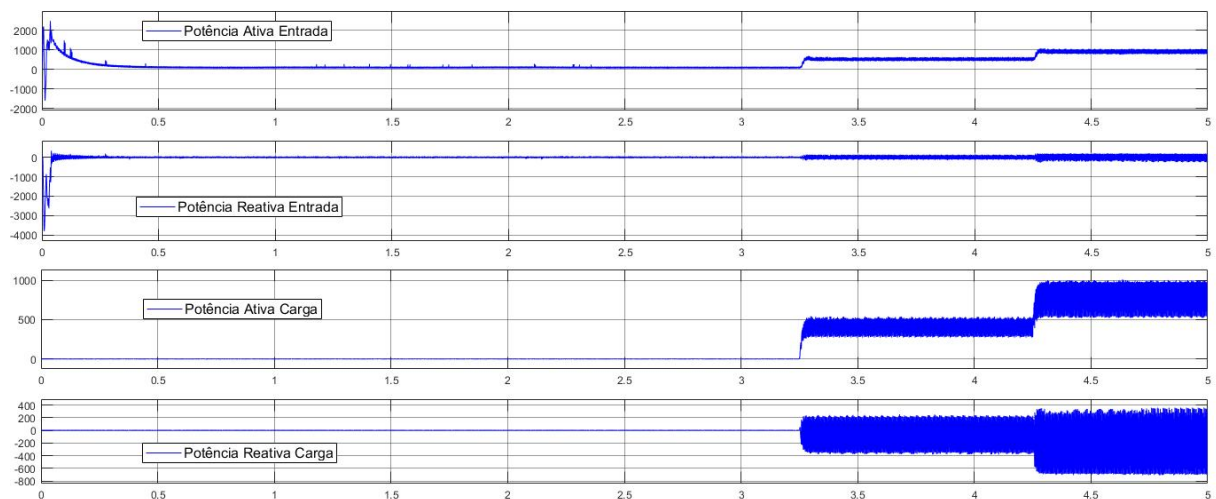


Figura 3.44: Potências Ativa e Reativa Instantâneas na Entrada e na Carga com Inversor Multinível - Com Capacitor.

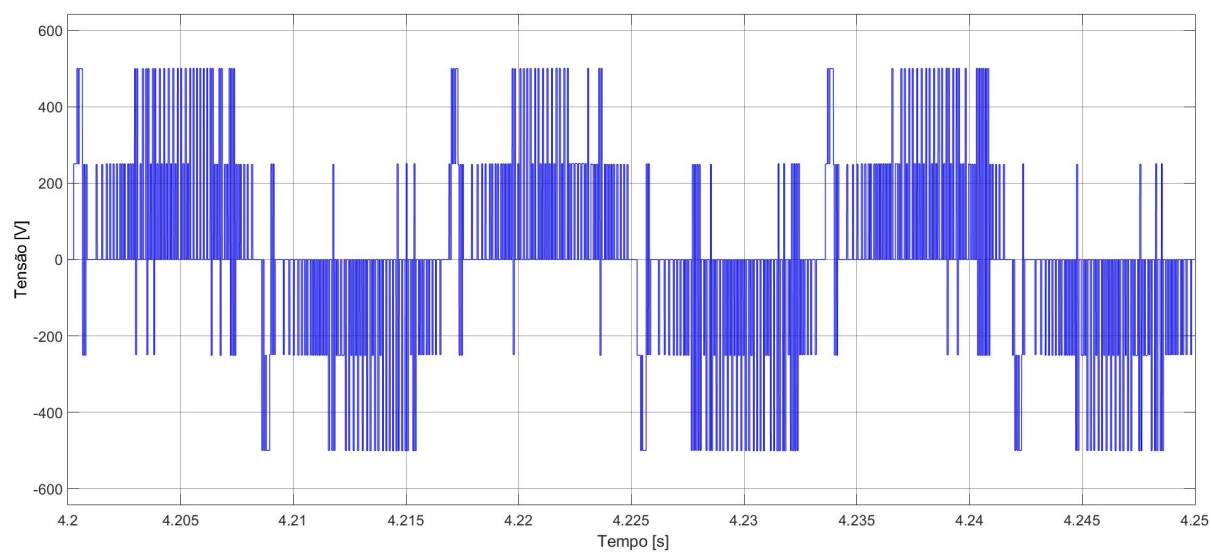


Figura 3.45: Níveis de tensão CC entregue pelo Inversor - 5 níveis com Capacitores.



## Capítulo 4

# Comparação entre um filtro ativo trifásico a 4 fios e 3 filtros ativos monofásicos

Neste capítulo, o objetivo é estudar as diferenças no que tange às distorções harmônicas na corrente quando se usa um filtro ativo trifásico a 4 fios e quando se usam três filtros ativos monofásicos. As estruturas dos filtros ativos serão compostas das seguintes partes: o inversor de frequência (monofásico ou trifásico), o indutor do filtro ativo e a estrutura de controle de acionamento do inversor.

O inversor de frequência utilizado nos 3 filtros ativos monofásicos é o Inversor Multinível com fonte de tensão CC por capacitores já mostrado nos capítulos anteriores, e o inversor de frequência Multinível de 5 níveis do tipo ponto de neutro grampeado (PNG) com a fonte CC de capacitores utilizado no filtro ativo trifásico está representada na Figura 4.1.

Os indutores dos filtros ativos utilizados para o caso do filtro ativo trifásico são calculados por fase e da mesma forma que o indutor do filtro ativo calculado para o filtro ativo monofásico. Ambos os tipos de filtros ativos tiveram, na sua estrutura de controle de acionamento do inversor, uma lógica de programação que mantivesse os capacitores devidamente carregados durante todo o tempo de simulação.

A estrutura de controle de acionamento dos inversores dos filtros ativos monofásicos são iguais e foi explicada no item 3.4. A estrutura de controle de acionamento do inversor do filtro ativo trifásico utiliza as variáveis de corrente e tensão como variáveis de entrada, um PLL trifásico, uma lógica com base na teoria descrita no item 2.2.1 visando calcular a corrente necessária para filtragem e compensação reativa; e um bloco responsável por

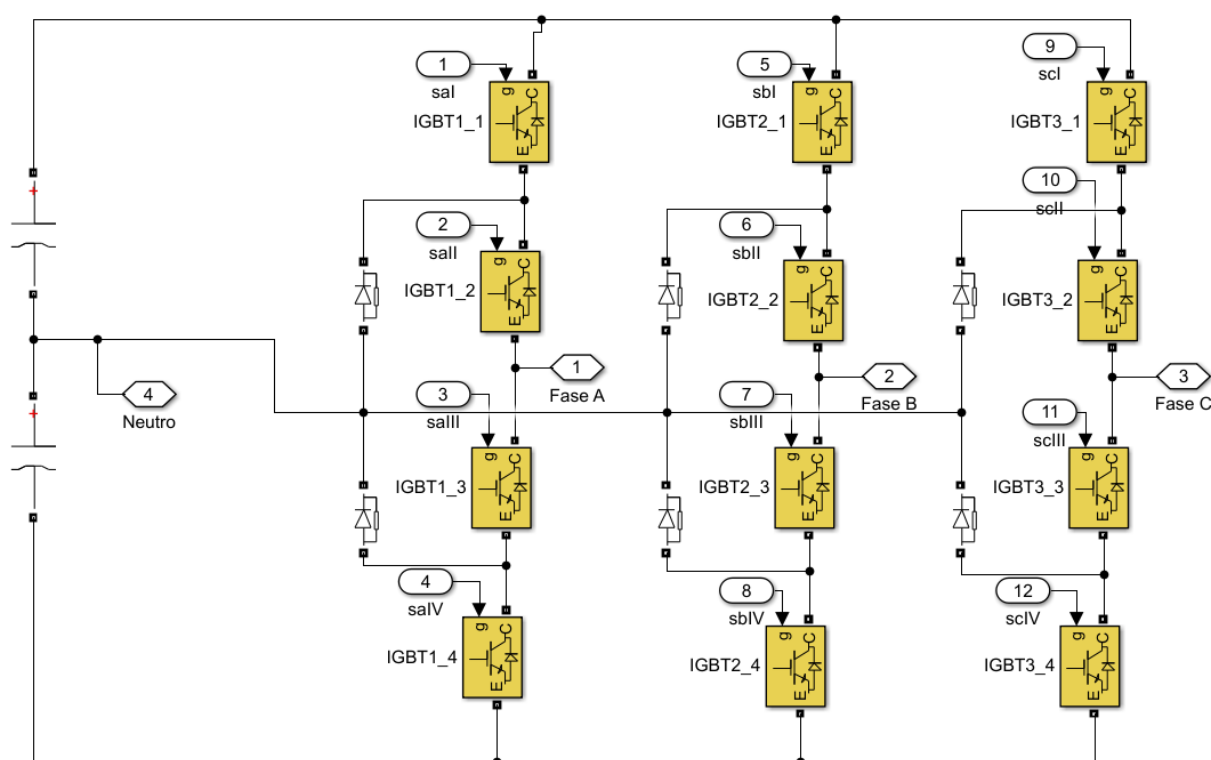


Figura 4.1: Inversor Trifásico do tipo ponto de neutro grampeado (PNG) com capacitores no barramento CC.

realizar a comparação entre a corrente calculada e a corrente efetivamente gerada pelo inversor, com posterior escolha da forma de acionamento, cuja programação está descrita no Anexo D.2.

As simulações para o estudo comparativo tratam de três cargas não-lineares monofásicas balanceadas num primeiro caso e desbalanceadas em outro caso. Em função da complexidade e do principal objetivo da análise, a tensão de entrada (tensão da concessionária) é considerada equilibrada e sem conteúdo harmônico. As Figuras 4.2 e 4.3 mostram as estruturas montadas em blocos no SIMULINK dos 3 filtros ativos monofásicos e do filtro ativo trifásico respectivamente.

As estruturas dos dois tipos de filtragem ativa possuem algumas diferenças no que se refere à obtenção da corrente de referência necessária para filtrar os componentes harmônicos requisitados das cargas não-lineares.

A primeira diferença está no PLL utilizado nos dois casos, onde para o caso monofásico este já foi apresentado nos capítulos anteriores, e para o caso trifásico foi utilizado um PLL estritamente trifásico. O PLL trifásico, mostrado na Figura 4.4, possui topologia similar ao PLL monofásico, com diferenças no detector de fase, onde, neste caso, as tensões nas coordenadas  $abc$  são transformadas para  $\alpha\beta 0$  por meio da Transformação de

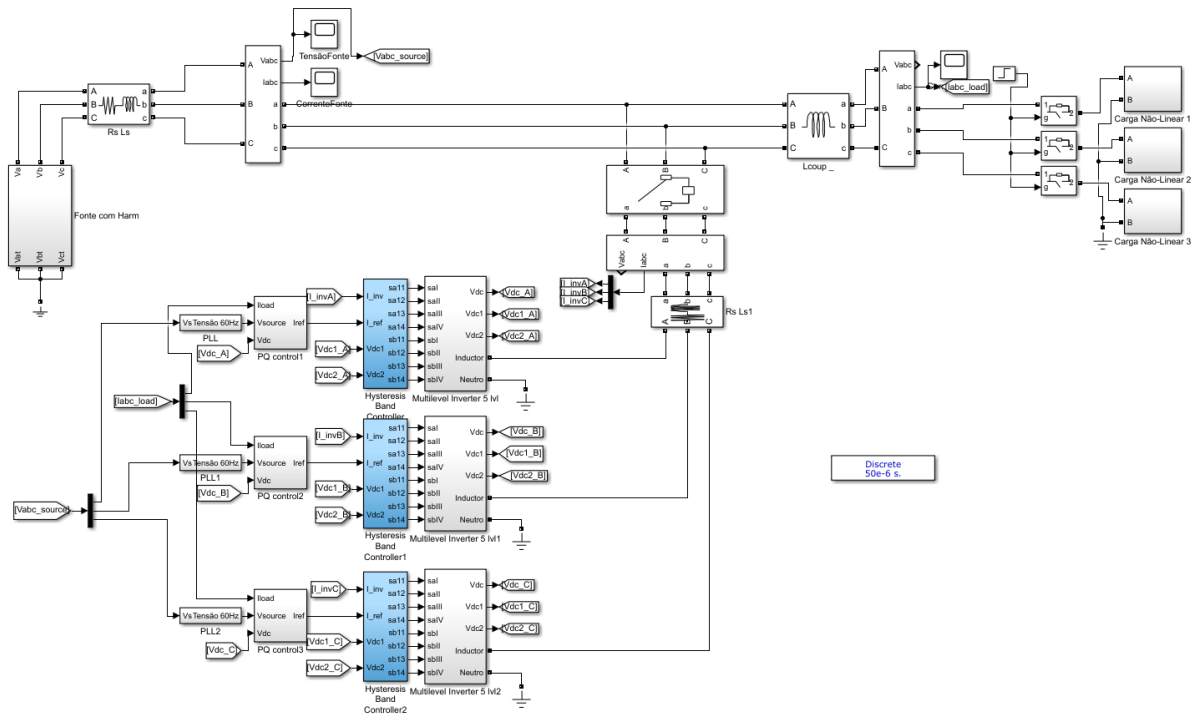


Figura 4.2: Três Filtros Ativos de Potência tipo Shunt Monofásicos com inversor multi-nível.

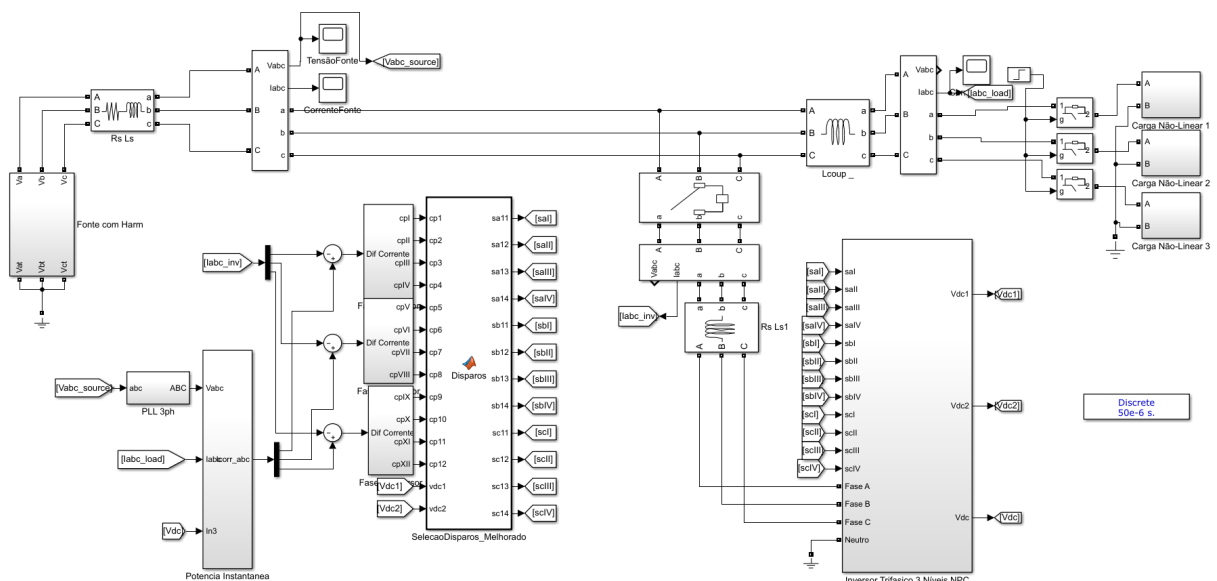


Figura 4.3: Filtro Ativo de Potência tipo Shunt Trifásico.

Clarke e em seguida aplica-se a Transformação de Park. O ângulo de fase é detectado sincronizando a estrutura de marco referencial girante do PLL com o vetor de tensão de referência. Ajustando a componente de tensão no eixo da referência  $d$  ( $V_d$ ) para ser igual a zero, resulta no travamento da saída do PLL no ângulo de fase do vetor de tensão de referência. Esta topologia está detalhada em [29].

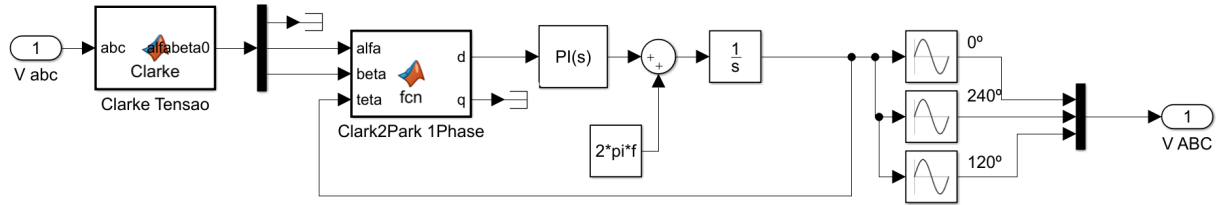


Figura 4.4: PLL Trifásico.

Outro ponto de diferença é a Teoria de Potência Instantânea utilizada em ambos os casos, onde no caso trifásico foi utilizado a teoria apresentada em [5] e descrita no item 2.2.1 deste trabalho. O último aspecto diferente é a variável de atuação do controle para o carregamento dos capacitores dos inversores. Enquanto no caso monofásico o controle atua diretamente no cálculo da corrente necessária para que os capacitores se mantenham carregados, no caso do filtro ativo trifásico se atua diretamente na potência instantânea que deverá ser gerada pelo filtro. A Figura 4.5 mostra o diagrama de blocos referente ao cálculo das correntes de referência da filtragem ativa trifásica.

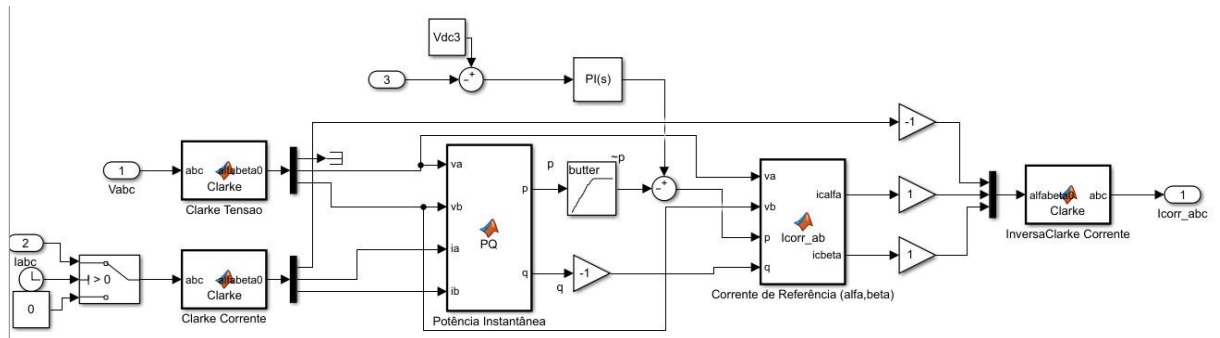


Figura 4.5: Diagrama de Blocos - Cálculo da Corrente de referência trifásica.

Com essas diferenças apresentadas, os próximos tópicos deste capítulo irão trazer os resultados obtidos em cada simulação.

## 4.1 Comparação com cargas balanceadas nas três fases

Esta comparação corresponde ao caso mais simples de análise, onde não se tem a preocupação de um controle da corrente que flui pelo neutro. A carga utilizada foi do tipo

não-linear monofásica para cada uma das fases, sua corrente demandada e equilibrada pode ser vista na Figura 4.6.

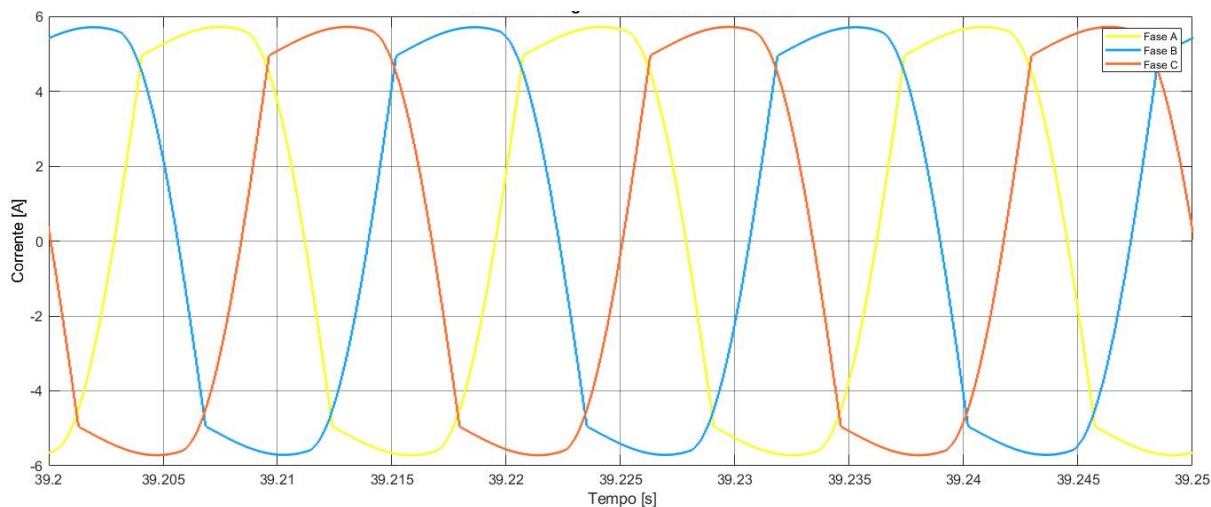


Figura 4.6: Corrente das Cargas Não-Lineares Monofásicas Balanceadas.

O primeiro aspecto a ser analisado é o comportamento da corrente após a filtragem ativa para o caso monofásico, visto na Figura 4.7, e para o caso trifásico, visto na Figura 4.8. Em ambos os casos é notório que o deslocamento de fase da corrente original, que é responsável pelo baixo fator de potência, é corrigido de maneira semelhante, contudo a amplitude de corrente possui diferentes resultados em cada situação. Observando a magnitude das correntes pico, nos dois casos estas foram superiores à corrente original, obtendo para o caso monofásico um valor ligeiramente maior do que para o caso trifásico. Esta diferença pode ser explicada em razão do maior número de capacitores (todos de mesma capacitância) na situação dos três inversores monofásicos. Ao realizar uma simulação substituindo os capacitores do caso dos inversores monofásicos por baterias, constatou-se o resultado na Figura 4.9 e realizando o mesmo para o caso do inversor trifásico obteve-se o resultado da figura 4.10. Assim, como ainda existe uma diferença de aproximadamente 1 Ampère do valor pico, esta diferença pode ser explicada pelo maior número de componentes, que consomem potência ativa, quando se utilizam inversores monofásicos comparado com a utilização de apenas um inversor trifásico.

Outro aspecto da análise é o valor de DHTi para a filtragem ativa monofásica, mostrada na Figura 4.11, e para a filtragem ativa trifásica, mostrada na Figura 4.12, ambas na fase A. As componentes harmônicas para o caso de filtragem monofásica têm menor percentual em sua maioria, com a 5ª ordem acentuada no caso de três filtro ativos monofásicos e a 3ª ordem acentuada para o caso do filtro ativo trifásico. Na Tabela 4.1 estão registrados os valores encontrados por fase do DHTi para o caso de cargas balanceadas.

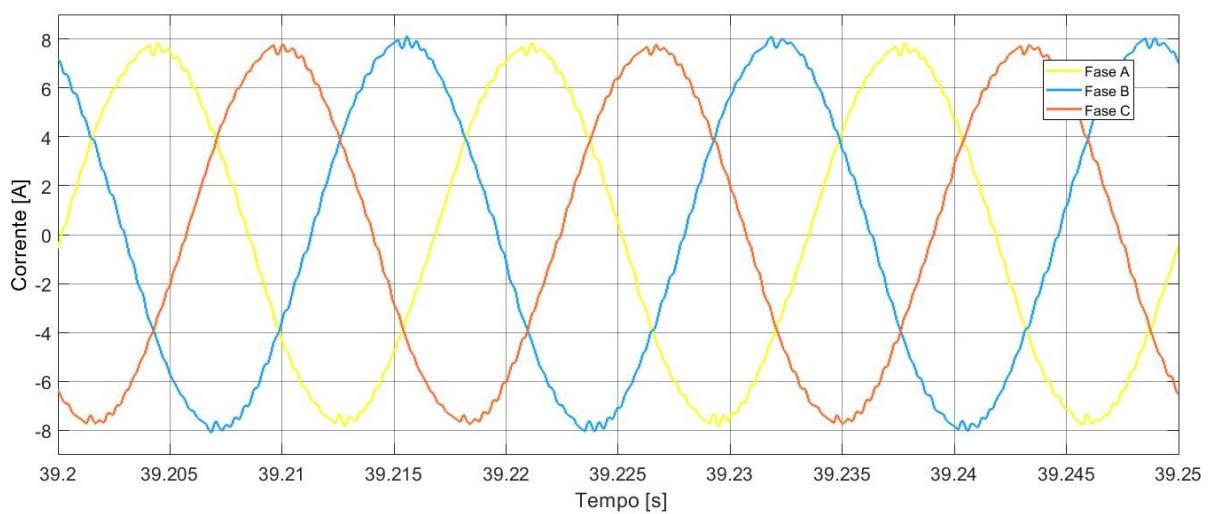


Figura 4.7: Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Monofásica - Cargas Balanceadas.

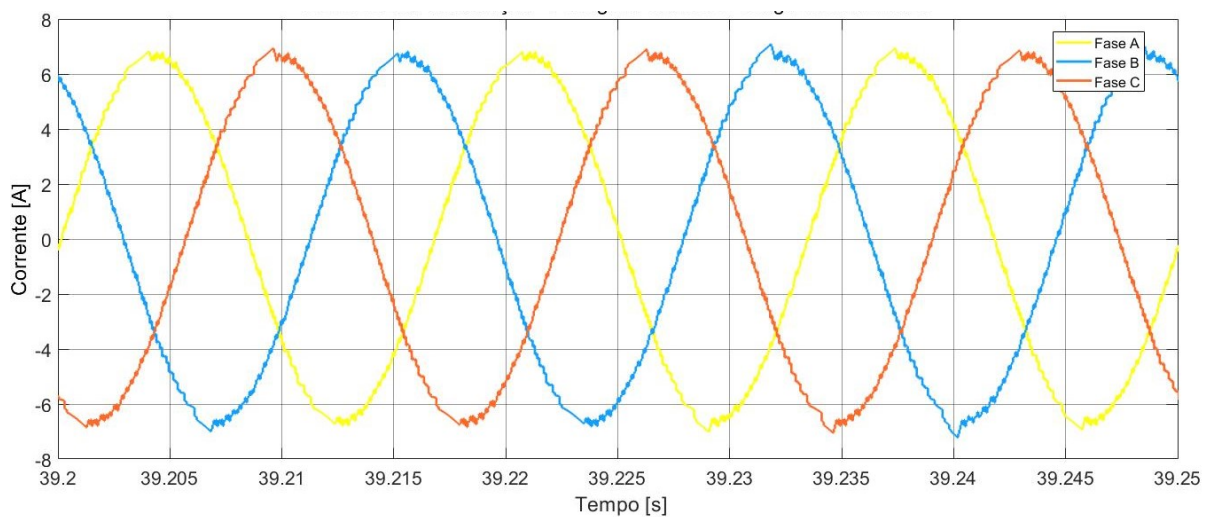


Figura 4.8: Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Trifásica - Cargas Balanceadas.

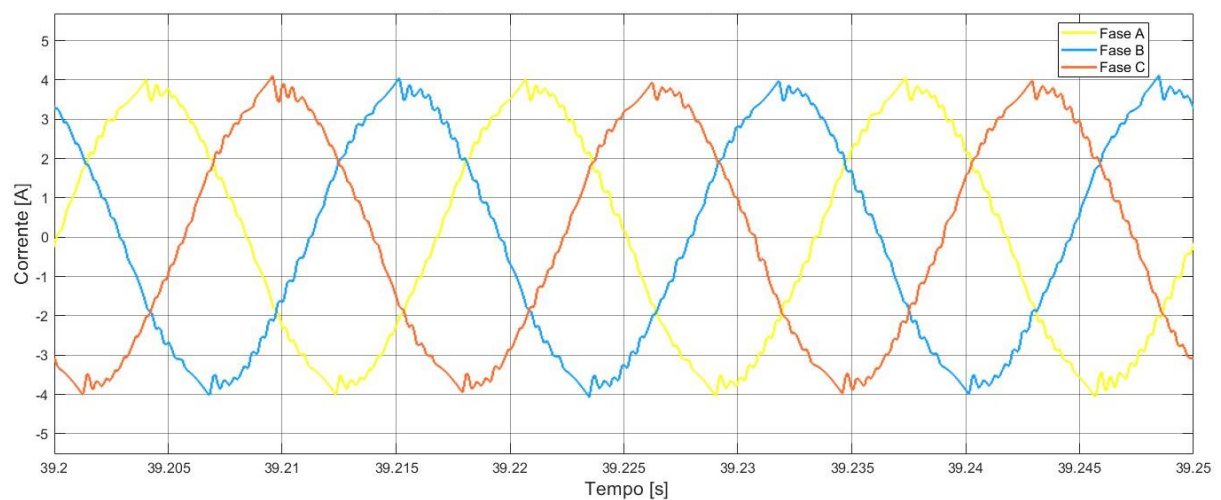


Figura 4.9: Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Monofásica - Cargas Balanceadas e Fonte Ideal.



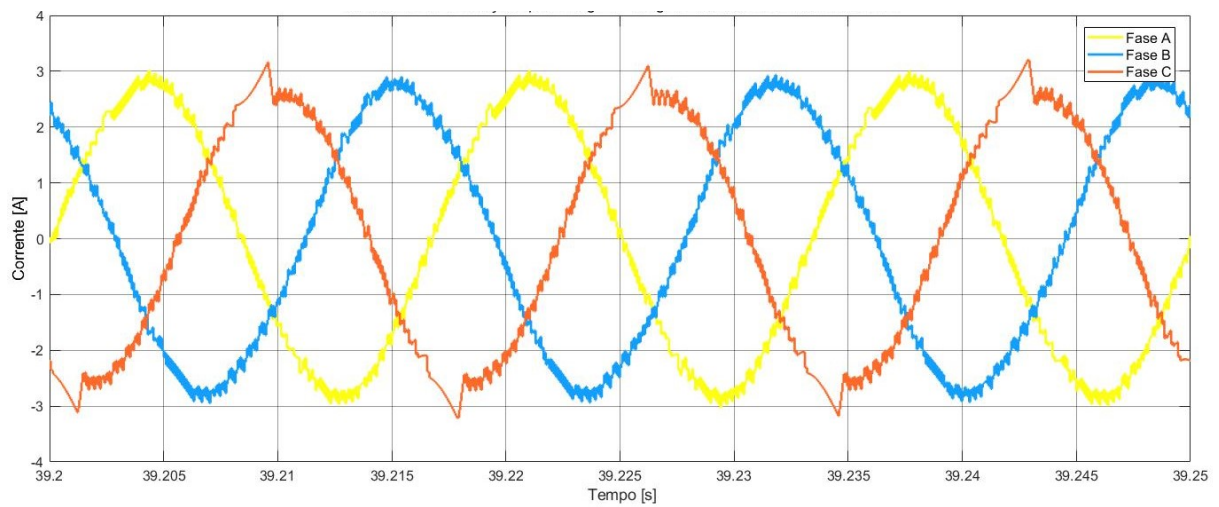


Figura 4.10: Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Trifásica - Cargas Balanceadas e Fonte Ideal.

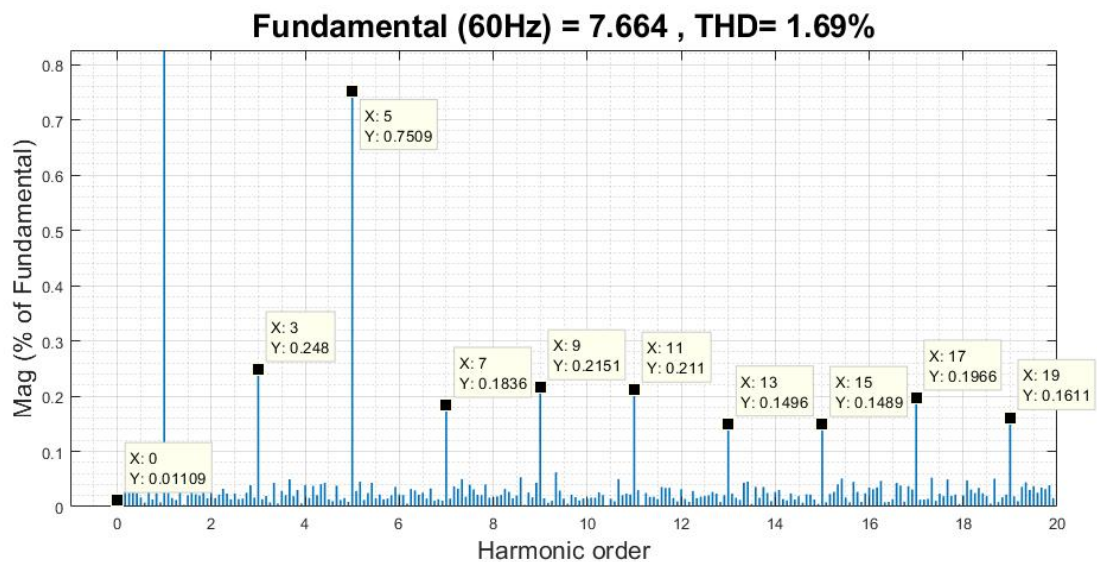


Figura 4.11: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para três Filtros Ativos Monofásicos de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Balanceadas.

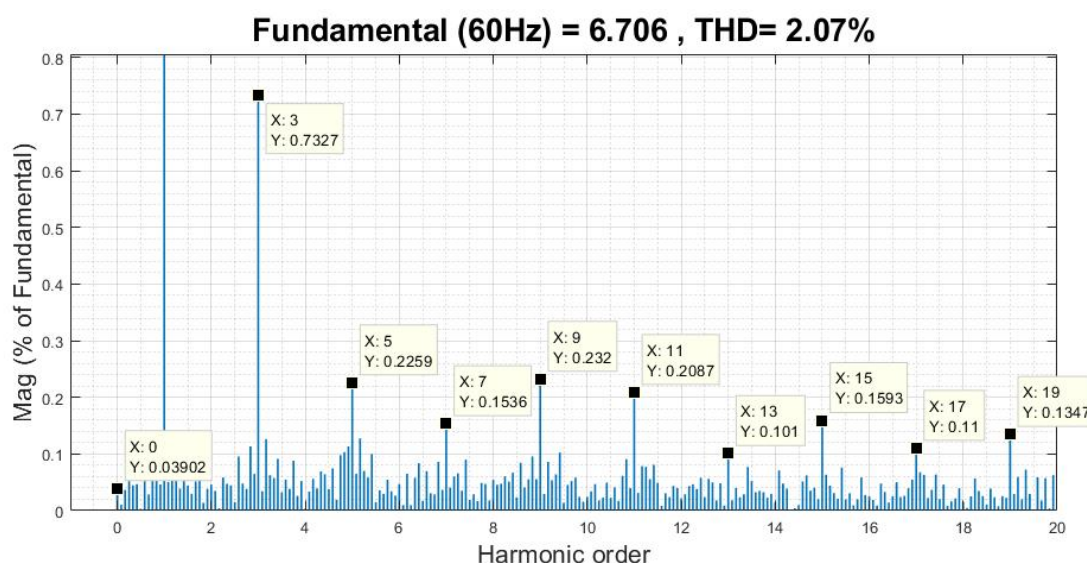


Figura 4.12: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para um Filtro Ativo Trifásico de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Balanceadas.

Tabela 4.1: Distorção Harmônica Total Corrente - Cargas Balanceadas

	SEM FILTRAGEM	FILTRAGEM ATIVA MONOFÁSICA	FILTRAGEM ATIVA TRIFÁSICA
FASE A	17,18%	1,69%	2,07%
FASE B	17,19%	1,70%	2,19%
FASE C	17,19%	1,61%	2,18%

## 4.2 Comparação com cargas desbalanceadas nas três fases

A segunda comparação se trata de uma situação um pouco mais complexa, porém mais realista, onde as cargas em cada fase são não-lineares e diferentes, tratando-se de carga trifásica desequilibrada. As correntes demandadas são mostradas na Figura 4.13.

Nesta situação, ao realizar a filtragem ativa são analisados os comportamentos das correntes para o caso de utilizar filtros ativos monofásicos, como mostrado na Figura 4.14, e para o caso de utilizar um filtro ativo trifásico, como mostrado na Figura 4.15. Novamente, é possível perceber que em ambos os casos o deslocamento de fase da corrente é corrigido e a amplitude da corrente atinge resultados diferentes para cada tipo de filtragem. Da mesma forma que para o caso de operar com cargas balanceadas, a amplitude das correntes após a atuação da filtragem trifásica é menor do que as obtidas após a atuação da filtragem monofásica. Como já explicado no item 4.1, o maior número de capacitores na filtragem com inversores monofásicos explica esse fenômeno.



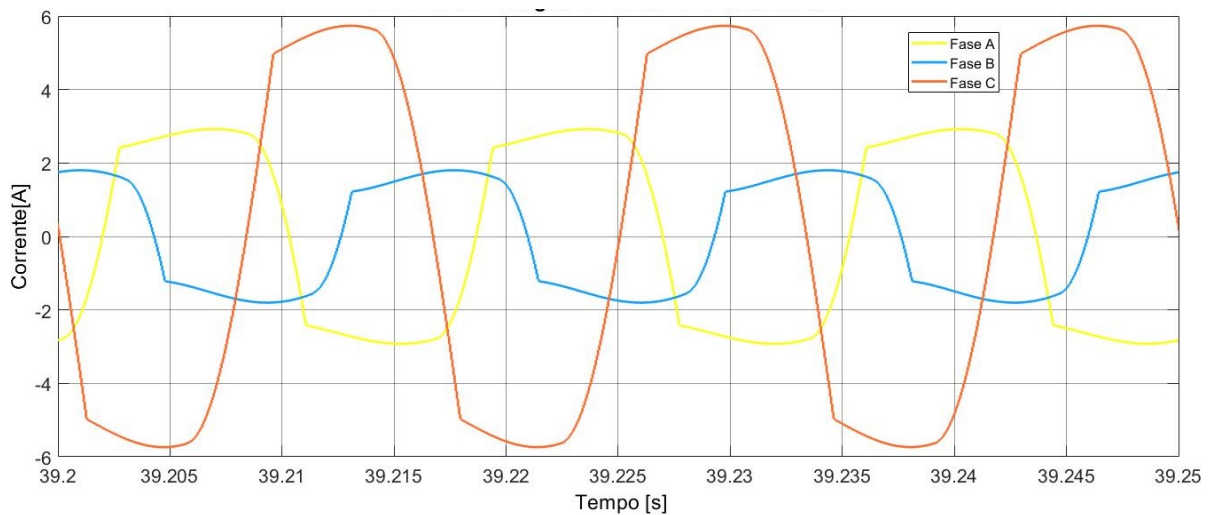


Figura 4.13: Correntes demandadas das cargas Não-Lineares Monofásicas Desbalanceadas.

Além disso, é notório que para o caso de utilizar o filtro ativo trifásico, as correntes de entrada tornam-se balanceadas. Isso ocorre pois a lógica de controle utilizada para este caso faz com que a componente zero da corrente da carga seja compensada.

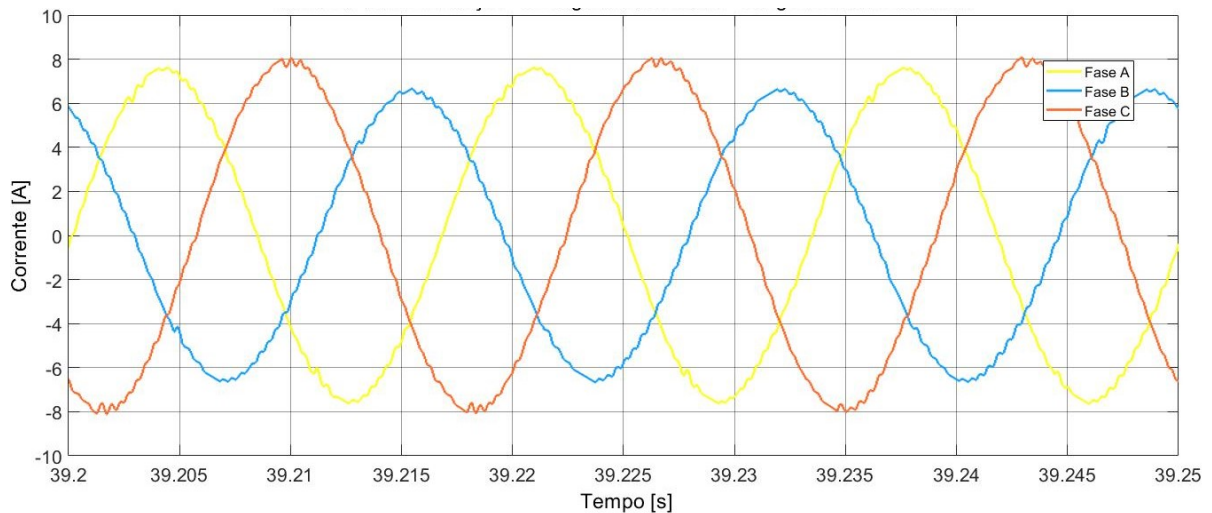


Figura 4.14: Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Monofásica - Cargas Desbalanceadas.

Por fim, os espectros harmônicos da corrente da fonte CA e os seus valores de DHTi estão mostrados na Figura 4.16 (Filtragem Ativa Monofásica Fase A) e Figura 4.17 (Filtragem Ativa Trifásica Fase A). As componentes harmônicas para o caso de filtragem trifásica têm menor percentual na maioria das ordens com exceção da 5ª ordem. Na Tabela 4.2 estão registrados os valores de DHTi encontrados por fase para o caso de cargas desbalanceadas.

Dessa forma, verificou-se neste capítulo que tanto para o caso de utilizar três filtros

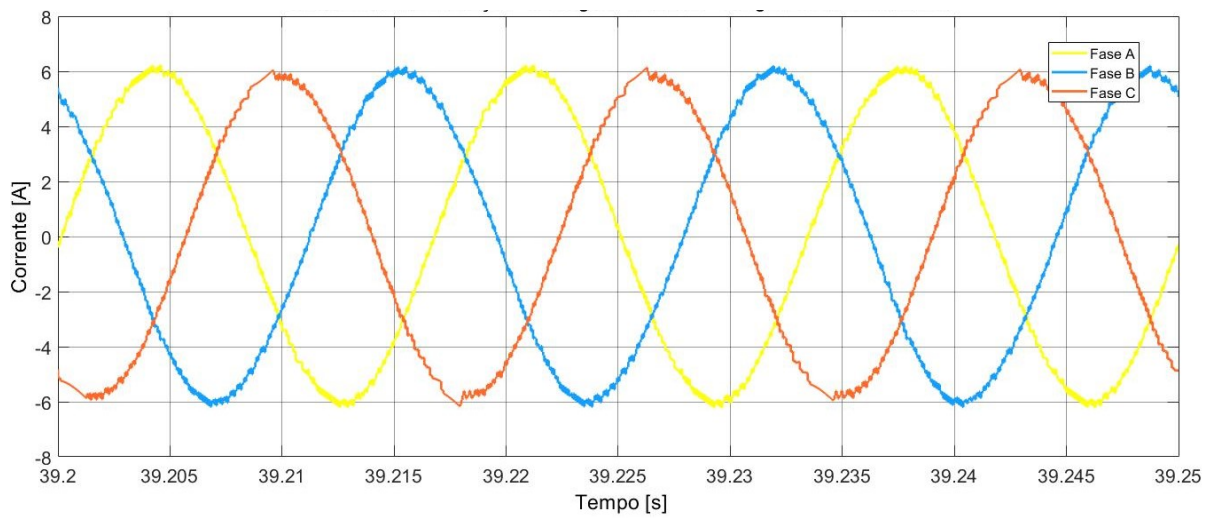


Figura 4.15: Corrente de Alimentação - Filtragem Ativa Trifásica - Cargas Desbalanceadas.

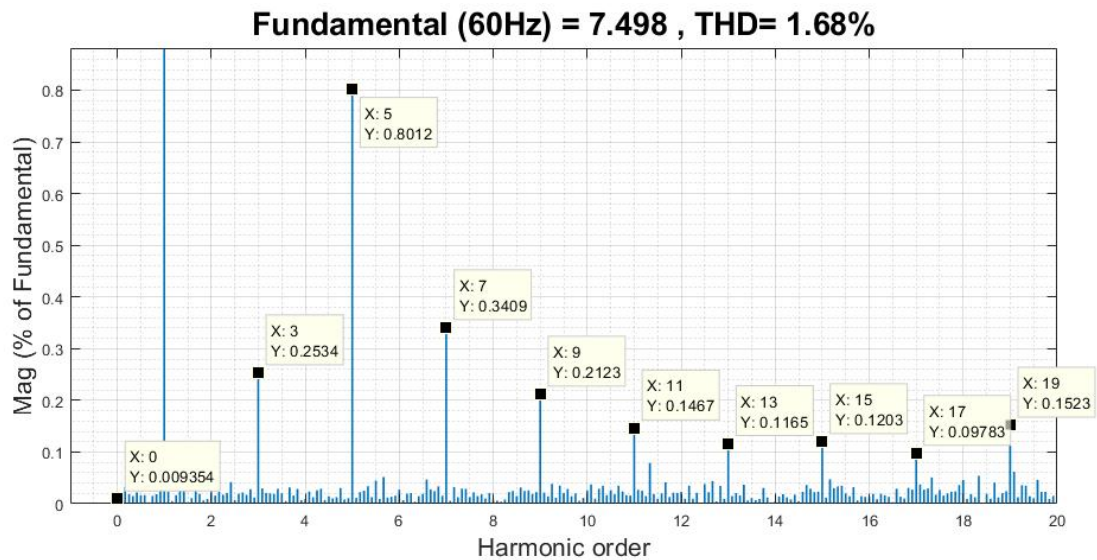


Figura 4.16: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para três Filtros Ativos Monofásicos de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Desbalanceadas.

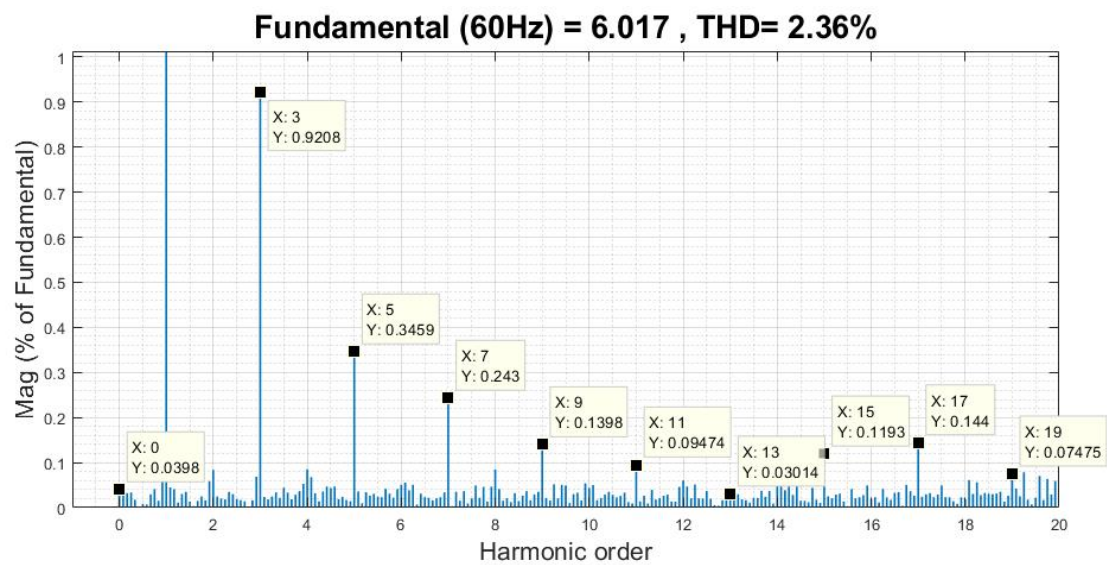


Figura 4.17: Espectro harmônico da corrente pela fonte CA para um Filtro Ativo Trifásico de Potência implementado com Inversor Multinível - Fonte de tensão CC com capacitores - Cargas Desbalanceadas.

Tabela 4.2: Distorção Harmônica Total Corrente - Cargas Desbalanceadas

	SEM FILTRAGEM	FILTRAGEM ATIVA MONOFÁSICA	FILTRAGEM ATIVA TRIFÁSICA
FASE A	24,84%	1,68%	2,36%
FASE B	25,47%	1,74%	2,55%
FASE C	17,19%	1,69%	2,61%

ativos monofásicos, quanto para o caso de utilizar um filtro ativo trifásico a quatro fios, ambos cumpriram o seu objetivo de filtragem, reduzindo o DHTi a valores próximos de zero, com as seguintes diferenças:

- A corrente de cada fase do filtro com inversores monofásicos é levemente superior à corrente de cada fase do filtro ativo trifásico, em função do maior número de capacitores do conjunto com três filtros monofásicos; e
- O filtro ativo trifásico a quatro fios, no caso de cargas desbalanceadas, atua eliminando a componente zero da corrente, o que acarreta no balanceamento das correntes na entrada.

# Capítulo 5

## Conclusões e Trabalhos Futuros

Este trabalho trouxe como proposta a comparação do desempenho de dois tipos de inversores para filtragem ativa monofásica. No primeiro caso é utilizado um inversor ponte completa, referenciada como inversor convencional, para filtrar uma carga não-linear, constituída por uma ponte de diodos, simulando um retificador, que alimenta um resistor e um indutor. O inversor convencional possibilita duas estratégias de chaveamento: o chaveamento de dois níveis ( $-V_{dc}$  e  $+V_{dc}$ ) e de três níveis ( $-V_{dc}$ ,  $0V$  e  $+V_{dc}$ ), obtendo diferentes resultados de DHT da corrente no ponto de alimentação de energia. No segundo caso é utilizado um inversor multinível de cinco níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado (PNG), onde duas situações são apresentadas: a primeira utilizando duas fontes de tensão CC ideais, e a segunda utilizando dois capacitores.

De modo a atingir o objetivo da comparação, este trabalho apresentou a teoria de potência instantânea (Teoria pq) monofásica, que permite o cálculo da corrente de compensação necessária para a correção de componentes harmônicos. Juntou-se a esta teoria a utilização de um PLL monofásico que tem por objetivo eliminar as componentes harmônicas na tensão para posterior utilização no cálculo da corrente de referência e, ainda, a utilização de uma lógica de controle que possibilite o carregamento dos capacitores de modo a mantê-los igualmente carregados e fornecer a tensão CC desejada. Por fim, de modo a obter uma atuação eficiente e simples dos inversores foi escolhido o modo de atuação por banda de histerese.

Os resultados obtidos por meio das comparações mostram que a utilização de um inversor multinível de cinco níveis, ponte H com PNG, proporciona valores de DHTi na fonte CA menor do que para o caso de utilizar um inversor convencional. As componentes interharmônicas são consequência da frequência de chaveamento e da quantidade de chaves dos inversores. Dessa forma, observou-se que utilizando o inversor multinível foram

obtidas menores amplitudes das componentes interharmônicas. A distorção harmônica total na tensão (DHTv), no ponto de conexão com as cargas, é afetada em ambas as comparações, de modo que no estado original, sem o equipamento de filtragem ativa no sistema e considerando apenas as cargas em análise, a DHTv é menor do que quando o filtro ativo entra em execução. Entretanto, ao comparar o desempenho da filtragem ativa, quando se utilizou o inversor multinível com capacitores, o impacto no DHTv foi menor. Visando a redução deste efeito, sugerem-se como soluções possíveis a utilização de filtro passivo LC[30] e filtros ativos série[31]. Outro aspecto analisado foi o fator de potência, cujo valor calculado não obteve muita variação, mas em todos os casos se aproximou mais do valor unitário do que se não fosse realizada a filtragem.

Adicionalmente, com esses resultados a mão, este trabalho propôs uma comparação em um sistema trifásico a quatro fios entre três filtros ativos monofásicos e um filtro ativo trifásico multinível, visando comparar os resultados obtidos para o DHTi do ponto de alimentação da energia. Nessa comparação, o filtro ativo monofásico utilizou o inversor multinível de cinco níveis Ponte H com PNG por ter demonstrado um resultado melhor na comparação entre inversores. O filtro ativo trifásico utilizou a Teoria pq trifásica proposta em [5] e um PLL trifásico adequado e mais eficiente para a finalidade da filtragem. Essa comparação trouxe um adicional ao estudo de filtragem ativa de modo a mostrar a atuação de ambos os tipos de filtros em duas situações: cargas monofásicas balanceadas e cargas monofásicas desbalanceadas. O intento em demonstrar tais situações é visualizar se existem vantagens no uso de filtro ativo monofásico atuando diretamente em cada fase ao invés de um único filtro trifásico atuando nas três fases.

Nesse âmbito, as simulações mostraram que as DHTi encontradas tanto para o caso de alimentar cargas balanceadas como para cargas desbalanceadas atingiram valores percentuais menores com a utilização de filtros ativos monofásicos. Porém, o maior investimento em equipamentos extras necessários para a utilização de filtros ativos monofásicos deve ser ponderado se é adequado, uma vez que a diferença percentual entre as distorções harmônicas na corrente é menor que 1% quando comparado ao filtro ativo trifásico. Contudo, esses resultados foram obtidos com ajuste manual do controlador PI, responsável por manter os capacitores do filtro ativo monofásico carregados, podendo, por meio de algum método de controle mais apurado e automatizado, atingir valores melhores.

Por fim, de modo a contribuir com melhorias para este trabalho algumas propostas de trabalhos futuros são sugeridas:

- A efetiva montagem de uma bancada experimental do filtro ativo monofásico nas

configurações propostas, de modo a demonstrar de forma prática as conclusões simuladas neste trabalho;

- Aplicação de sistemas de controle otimizados para gerar as correntes de referências necessárias para o carregamento dos capacitores do lado CC do inversor;
- Considerando o ambiente de estudo monofásico, avaliar a utilização de filtros ativos em série[31] junto ao filtro ativo em paralelo para uma filtragem completa tanto no quesito de DHTi quanto na DHTv, de modo a obter melhor qualidade de corrente e tensão, como reportado em [32], [33] e [34]; e
- Utilização de filtros passivos, tais como o filtro LC ou o LCL[35], junto ao filtro ativo paralelo, de modo a estudar a redução de conteúdos harmônicos de alta ordem inseridos pelos componentes ativos do inversor de tensão.

# Referências

- [1] MAGDUM, P. S.; PATIL, U. T. Development of single phase shunt active power filter. In: *2017 International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 351–355.
- [2] JOU J. WU E H., e. C. H. New single-phase active power filter. In: . [S.l.: s.n.], 1994. v. 141, n. 3, p. 129–134.
- [3] ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – prodist - módulo 8. In: \_\_\_\_\_. [S.l.]: AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2021. cap. 4 - Seção 8.1.
- [4] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, p. 1–29, 2014.
- [5] AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. The instantaneous power theory. In: \_\_\_\_\_. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 37–109.
- [6] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, 1984.
- [7] DAI, X.; LIU, G.; GRETSCH, R. Generalized theory of instantaneous reactive quantity for multiphase power system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, p. 965–972, 2004.
- [8] BITOLEANU, A.; POPESCU, M. Shunt active power filter overview on the reference current methods calculation and their implementation. In: *2013 4th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–12.
- [9] LIU, J.; YANG, J.; WANG, Z. A new approach for single-phase harmonic current detecting and its application in a hybrid active power filter. In: *IECON'99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.99CH37029)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 849–854 vol.2.
- [10] HAQUE, M. T. Single-phase pq theory for active filters. In: *2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering. TENCOM '02. Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1941–1944 vol.3.
- [11] NEVES, G. d. S.; SANTISTEBAN, J. A. A comparison between two single-phase static compensator methodologies — pq theory and state feedback. In: *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

- [12] TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. Grid requirements for pv. In: \_\_\_\_\_. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 31–42.
- [13] GAO, S.; BARNES, M. Phase-locked loop for ac systems: Analyses and comparisons. In: *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.
- [14] NISE, N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*. 6. ed.. ed. [S.l.: s.n.], 2013. ISBN 978-85-216-2136-2.
- [15] SEIFI, S.; KARIMI, H. Stability analysis of a single-phase phase-locked loop for power systems applications. In: *2012 11th International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1383–1387.
- [16] WANG, Z.; FAN, S.; ZHENG, Y.; CHENG, M. Control of a six-switch inverter based single-phase grid-connected pv generation system with inverse park transform pll. In: *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 258–263.
- [17] WU, G.; ZHU, H. Combined hysteresis current-controlled pwm inverter and robust control for a permanent-magnet synchronous motor. In: *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 5753–5757.
- [18] SINGH, V.; IQBAL, S. J.; GUPTA, S.; YADAV, A. Performance evaluation of a shunt active power filter for current harmonic elimination. In: *2021 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.
- [19] CORZINE, K. A. A hysteresis current-regulated control for multilevel drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 15, p. 169–175, 2000.
- [20] ACUÑA, P. F.; MORÁN, L. A.; WEISHAUP, C. A.; DIXON, J. W. An active power filter implemented with multilevel single-phase npc converters. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4367–4372.
- [21] MAHANTY, R. Indirect current controlled shunt active power filter for power quality improvement. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 62, p. 441–449, 2014.
- [22] XIAO, J.; ZHANG, X.; WEN, S.; LIU, Z. Active power filter design for improving power quality. In: *2015 International Conference on Advanced Mechatronic Systems (ICAMechS)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 557–561.
- [23] DAI, N.-Y.; WONG, M.-C. Design considerations of coupling inductance for active power filters. In: *2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1370–1375.
- [24] KHADKIKAR, A. C. e. B. N. e. S. V. Generalised single-phase p-q theory for active power filtering: Simulation and dsp-based experimental investigation. *Power Electronics, IET*, v. 2, p. 67–78, 2009.



- [25] TALEBKHAH, A.; SHADLU, M. S.; FATEMI, S. M. Control strategy of a single phase active power filter with adjustable dc link capacitor voltage for thd reduction in non-linear loads. In: *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 606–611.
- [26] SHULTS, T. E.; FILATOVA, A. S.; DYBKO, M. A.; HUSEV, O. O. Svpwm capacitor balancing method for single-phase three-level npc impedance-source inverters. In: *2018 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 6403–6407.
- [27] ZHANG, H.; FINNEY, S. J.; MASSOUD, A.; WILLIAMS, B. W. An svm algorithm to balance the capacitor voltages of the three-level npc active power filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 6, p. 2694–2702, 2008.
- [28] RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações*. 4. ed.. ed. [S.l.: s.n.], 2014. ISBN 8543005949.
- [29] ARRUDA, L.; SILVA, S.; FILHO, B. Pll structures for utility connected systems. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2655–2660 vol.4.
- [30] KARBASFOROOSHAN, M.-S.; MONFARED, M. Adaptive self-tuned current controller design for an lcl-filtered lc-tuned single-phase shunt hybrid active power filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, p. 1–1, 2021.
- [31] TORRE, J. L.; BARROS, L. A. M.; AFONSO, J. L.; PINTO, J. G. Development of a proposed single-phase series active power filter without external power sources. In: *2019 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- [32] YADA, H. K.; MURTHY, M. Operation and control of single-phase upqc based on sogi-pll. In: *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- [33] LI, C.; RONG, Y.; CAO, L.; ZHENG, X. Adaptive control for single-phase unified power quality conditioner using neural networks. In: *2007 Second International Conference on Bio-Inspired Computing: Theories and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 146–150.
- [34] KOLHATKAR, Y. Y.; DAS, S. P. Experimental investigation of a single-phase upqc with minimum va loading. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 373–380, 2007.
- [35] CHENG, R.; SONG, Y.; MA, K.; GUO, K.; TANG, Y. Modeling of interconnected converter system with coupled lcl and lc filters. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 5927–5933.

## APÊNDICE A – Parâmetros de Simulação Filtro Ativo–Script

```
% Parâmetros de Simulação Filtro Ativo

% Autor: Guilherme Baumann Corrêa 25DEZ2020

clear

clc

%Parâmetros para o filtro ativo

% Source Geração

Vs = 127 * (2 ^ 0.5);

V3p = 4.5/100;

V5p = 4.5/100;

Rs = 0.887;

Ls = 2e - 3;

f = 60;

T = 1/f;

% Load Carga

Rl = 60;

Ll = 0.5;

Re = 1e6; %Resistência de Aterramento

% Filter

Rf = 0.01;
```

```
Lf = 0.0455;

Cf = 1200e - 6;

Lcoup = 0.004;

% Controle do Filtro

Vdc = 500;

Fhigh = 2 * pi * 20;

Kp = Vs * 0.032;

Ki = Vs * 0.032;

% Frequência de Chaveamento

fchav = 20000;

tchav = 1/fchav;

% Histerese

Dh = 0.11;

% Phase Locked Loop (PLL)

% Parametros PLL

csipark = 1/(2 ^ 0.5);

% Inverse Park Transform Filter

wfilter = 4 * pi * csipark * f;

% PI - PLL

Pid = 4 * pi * csipark * f/Vs;

Tid1 = (4 * csipark ^ 2)/Pid;

Tid = 1/Tid1;

% Tempos de acionamento

tload1 = 3.25;

tload2 = 4.25;

tdist = T/4;
```

## APÊNDICE B – Parâmetros de Simulação Filtro Ativo Trifásico—Script

```
% Parâmetros de Simulação Filtro Ativo Trifásico

% Autor: Guilherme Baumann Corrêa 01ABR2021

clear

clc

%Parâmetros para o filtro ativo

% Source Geração

Vs = 127 * (2 ^ 0.5);

V3p = 0;

V5p = 0;

Rs = 0.887;

Ls = 2e - 3;

f = 60;

T = 1/f;

% Load Carga (Escolher 0 para cargas equilibradas e 1 para desequilibradas)

caso = 0; %caso = 1 (cargas desbalanceadas); caso = 0 (cargas balanceadas)

if caso == 1

Rl = 30;

Ll = 0.5;

Rl_2 = 60;
```

```
Ll_2 = 0.4;

Rl_3 = 10;

Ll_3 = 0.3;

else

Rl = 10;

Ll = 0.3;

Rl_2 = Rl;

Ll_2 = Ll;

Rl_3 = Rl;

Ll_3 = Ll;

end

Re = 1e6; %Resistência de Aterramento

% Filter

Rf = 0.001;

Lf = 0.403052;

Cf = 1400e-6;

Lcoup = 0.04;

% Controle do Filtro

Vdc = 1600;

%Filtro Ativo Trifásico

Vdc3 = 3200;%Filtro Ativo Trifásico

Fhigh = 2*pi*20;

Kp = 0.82;

Ki = 0.32;

%Filtro Ativo Trifásico

if caso == 1
```

```
Kp3 = 0.82;

Ki3 = 0.095;

else

Kp3 = 0.82;

Ki3 = 0.055;

end

% Frequência de Chaveamento

fchav = 20000;

tchav = 1/fchav;

% Histerese

Dh = 0.09;

%Filtro Ativo Trifásico

Dh3 = 0.005;%Filtro Ativo Trifásico

% Phase Locked Loop (PLL)

% Parametros PLL

csipark = 1/(2 ^ 0.5);

% Inverse Park Transform Filter

wfilter = 4*pi*csipark*f;

% PI - PLL

Pid = 4*pi*csipark*f/Vs;

Tid1 = (4 * csipark ^ 2)/Pid;

Tid = 1/Tid1;

% Tempos de acionamento

tload1 = 15;

tload2 = 0;

tload3 = 0;
```

---

```
tdist = T/4;  
tinv = 0;  
inversormulti = 1;  
%inversorconv = (1-inversormulti);  
naolinear = 1;  
naolinear3ph = (1-naolinear);
```

**APÊNDICE C – Artigo 2021 14th IEEE  
International Conference on  
Industry Applications  
(INDUSCON)**

Artigo: Comparação de desempenhos de um Inversor Convencional e o de um Inversor Multinível na Filtragem Ativa Monofásica



# Comparação de desempenhos de um Inversor Convencional e o de um Inversor Multinível na Filtragem Ativa Monofásica

Guilherme Baumann Corrêa  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
e Telecomunicações - PPGEET  
Universidade Federal Fluminense - UFF  
Niterói, Brasil  
email: gbcorreia@id.uff.br

José Andrés Santisteban  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
e Telecomunicações - PPGEET  
Universidade Federal Fluminense - UFF  
Niterói, Brasil  
email: josesantisteban@id.uff.br

**Abstract**—This paper presents a comparative study between a Shunt Active Power Filter (SAPF) with a Conventional Inverter and with a 5-Level Neutral Point Clamped (NPC) Inverter based on MATLAB simulations. By comparing both kinds of equipment it is possible to acknowledge the main advantage of including some extra IGBTs, and the proper balance control of the Capacitor Voltages. The SAPF control is based on the Instantaneous Power Theory (P-Q Theory) and has as the main objective to calculate the reference current, responsible for the harmonic compensation, that will be generated by a single-phase inverter in series with an Inductor. As it was considered the higher harmonic distortion for the voltage source, according to the PRODIST norm of ANEEL, and the IEEE Std 519, a Phase-Locked Loop (PLL) was appropriately designed in order to obtain a perfect sinusoidal reference to be used with the SAPF control. Additionally, different switching strategies were considered for both type of inverters and a particular one is proposed for the single-phase NPC five-level inverter in order to have equal DC link capacitor voltages. Finally, after different simulations, the principal conclusions of this research are shown.

**Index Terms**—Shunt Active Power Filter, Multilevel Inverter, Neutral Point Clamped, Instantaneous Power Theory, Capacitor Voltage Balance.

## I. INTRODUÇÃO

No atual cenário tecnológico, a sociedade se mostra cada vez mais dependente de equipamentos que manipulam a energia de acordo com a sua necessidade de alimentação. Porém, tais equipamentos acarretam um custo para o sistema elétrico, os componentes harmônicos. Provindos das cargas não-lineares de equipamentos cuja eletrônica é muito utilizada, estes componentes harmônicos poluem as redes de energia elétrica e, por conseguinte, potencializa a probabilidade de danos a equipamentos cuja sensibilidade à qualidade de energia é alta.

Tendo em vista a demanda desses equipamentos, duas soluções se mostram possíveis: a primeira seria adaptar a carga para que se torne mais robusta e menos sensível às distorções harmônicas da tensão da rede; e a segunda seria a instalação de sistemas condicionadores das linhas que suprimam ou atuem contra as perturbações do sistema de potência [1], um filtro de componentes harmônicos.

O filtro de componentes harmônicos tem duas possibilidades de estrutura: passiva e ativa. A grande diferença entre estes filtros é a maleabilidade da compensação harmônica,

onde o filtro passivo é projetado para filtrar uma ou algumas componentes harmônicas de frequências fixas. Por outro lado, o filtro ativo consegue compensar diversos componentes harmônicos, inclusive quando a carga é variável.

O sistema de filtro ativo trifásico é adequado para grandes potências, porém para potências menores a utilização de um filtro ativo monofásico se mostra mais adequado, principalmente quando se fala em cargas desbalanceadas. Ou seja, é possível, com isso, realizar compensações harmônicas de forma independente [2].

O objetivo deste trabalho é realizar a comparação entre o desempenho de um filtro ativo monofásico que utiliza um inversor de tensão convencional, com um filtro ativo monofásico que utiliza um inversor multinível do tipo ponte completa de 5 níveis com ponto neutro grampeado. Os inversores atuam como fonte de tensão em série com um indutor, visando injetar a corrente que irá compensar os harmônicos da corrente da carga. Dessa forma, neste trabalho, optou-se pela utilização da Teoria de Potência Instantânea Monofásica (Teoria P-Q Monofásica).

## II. TEORIA P-Q MONOFÁSICA

A teoria P-Q trifásica é bem conhecida no meio da eletrônica de potência, sendo que esta permite calcular a corrente fornecida por um inversor para realizar tanto compensação reativa como filtragem de correntes harmônicas. Com o auxílio da transformação de Clarke, componentes de tensão e corrente defasados entre si de 90° solidários a eixos de coordenadas ortogonais, denominados  $\alpha\beta$ , podem ser encontrados. Assim, para o caso de sistemas monofásicos é possível adaptar a teoria trifásica e encontrar os seguintes vetor de tensões [3] [4]:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}(\omega t) \\ v_{s\beta}(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s(\omega t) \\ v_s(\omega t + (\pi/2)) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Onde  $v_s(\omega t)$  é a tensão instantânea monofásica de alimentação do sistema monofásico e  $v_{s\alpha}(\omega t)$  e  $v_{s\beta}(\omega t)$  as respectivas componentes que resultam da Transformação de Clarke.

De forma análoga, a corrente da carga também pode ser representada em coordenadas  $\alpha\beta$  com um avanço de  $\pi/2$ , como mostrado em (2).

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha}(\omega t) \\ i_{L\beta}(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L(\omega t + \varphi_L) \\ i_L(\omega t + \varphi_L + (\pi/2)) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Por meio da tensão de alimentação e da corrente da carga é possível calcular as potências ativa ( $p(\omega t)$ ) e reativa ( $q(\omega t)$ ).

$$\begin{bmatrix} p(\omega t) \\ q(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(\omega t) & v_{s\beta}(\omega t) \\ -v_{s\beta}(\omega t) & v_{s\alpha}(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L\alpha}(\omega t) \\ i_{L\beta}(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

As potências  $p(\omega t)$  e  $q(\omega t)$  podem ser, por sua vez, decompostas como:

$$p(\omega t) = \bar{p}(\omega t) + \tilde{p}(\omega t) \quad (4)$$

$$q(\omega t) = \bar{q}(\omega t) + \tilde{q}(\omega t) \quad (5)$$

onde  $\bar{p}(\omega t)$  e  $\bar{q}(\omega t)$  são as componentes contínuas (CC) das potências instantânea ativa e reativa, respectivamente. Por outro lado,  $\tilde{p}(\omega t)$  e  $\tilde{q}(\omega t)$  são as componentes alternadas (CA), responsáveis por potências harmônicas. Com auxílio das equações (3), (4) e (5) é possível calcular as correntes de referência que se devem utilizar para compensar a componente de potência reativa ( $q(\omega t)$ ) e a componente harmônica da potência ativa da carga.

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}(\omega t) \\ i_{C\beta}(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(\omega t) & v_{s\beta}(\omega t) \\ -v_{s\beta}(\omega t) & v_{s\alpha}(\omega t) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{p}(\omega t) \\ -q(\omega t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha}(\omega t) \\ i_{C\beta}(\omega t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2(\omega t) + v_{s\beta}^2(\omega t)} \times \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(\omega t) & -v_{s\beta}(\omega t) \\ v_{s\beta}(\omega t) & v_{s\alpha}(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{p}(\omega t) \\ -q(\omega t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Dessa forma, encontram-se os valores de corrente de referência  $i_{C\alpha}$  e  $i_{C\beta}$ , defasadas de  $\pi/2$ . A figura 1 mostra o diagrama de blocos para encontrar a corrente de referência  $i_{C\alpha}$ , utilizada neste trabalho.

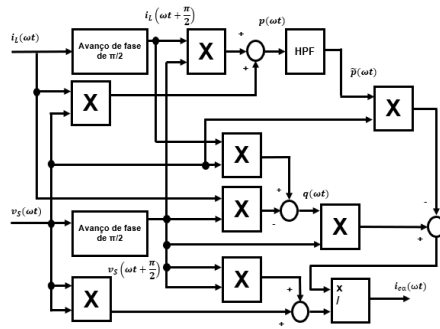


Figura 1. Diagrama de Blocos do Algoritmo para calcular a corrente de compensação baseada na Teoria P-Q Monofásica [3]

Por fim, observa-se que o cálculo apropriado da corrente de referência, que irá ser responsável por corrigir a distorção harmônica da rede, depende da qualidade da tensão de

alimentação, que, teoricamente, não deveria possuir componentes harmônicos. Entretanto, uma vez que a rede não está livre destes componentes, é necessária uma alternativa de isolar e sincronizar a componente fundamental da tensão. Dentre as alternativas de soluções mais comuns estão: o *Second Order Generalized Integrator* (SOGI) e o *Phase-Locked Loop* (PLL). Neste trabalho foi escolhida a segunda opção.

### III. INVERSORES DE FREQUÊNCIA MONOFÁSICO

O principal componente de um filtro ativo é o inversor de tensão. Este realiza a conversão de uma tensão contínua para uma tensão alternada, na frequência da rede, neste caso 60 Hz.

#### A. Inversor Convencional

A forma mais básica de um inversor monofásico, denominado de inversor convencional, é mostrado na figura 2. Sua topologia é composta por 4 chaves semicondutoras, que neste trabalho foram escolhidos IGBTs, conectadas em ponte H e disponibilidade de 3 níveis de tensão na carga ( $+V_{dc}$ ,  $0V$  e  $-V_{dc}$ ).

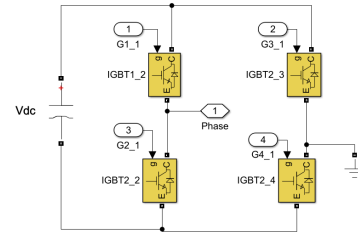


Figura 2. Inversor Convencional com 4 IGBTs

#### B. Regulação de Corrente por Histerese Convencional

A Regulação de corrente por histerese convencional será utilizada para providenciar sinais de modulação de amplitude de pulso [5] para o Inversor Convencional de duas maneiras. A primeira, considera-se dois níveis de tensão ( $+V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ) e a segunda três níveis de tensão ( $+V_{dc}$ ,  $0V$  e  $-V_{dc}$ ). As figuras 3 e 4 mostram essas duas configurações.

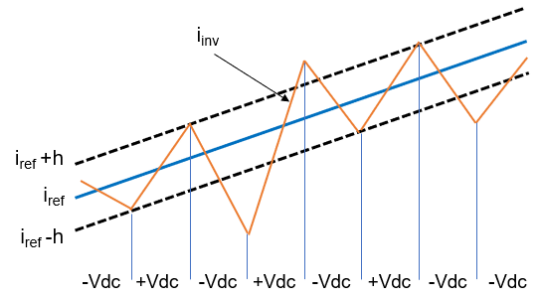


Figura 3. Operação da regulação de corrente por histerese convencional - 2 níveis

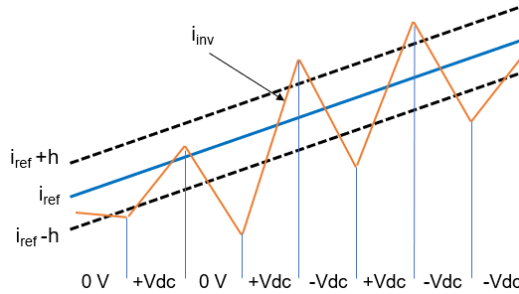


Figura 4. Operação da regulação de corrente por histerese convencional - 3 níveis

Baseados nessas estratégias, as condições das chaves semicondutoras podem seguir os estados lógicos mostrados na tabela 1.

Tabela 1  
ESTADOS LÓGICOS POSSÍVEIS PARA O INVERSOR CONVENCIONAL

Vab	G1_1	G2_1	G3_1	G4_1
$-V_{dc}$	0	1	1	0
0V	0	1	0	1
0V	1	0	1	0
$+V_{dc}$	1	0	0	1

#### C. Inversor Multinível do tipo 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado (NPC)

O inversor de 5 níveis em ponte H com ponto neutro grampeado (NPC) é composto por 8 chaves semicondutoras, 4 diodos e 2 capacitores, conforme mostrado na figura 5. Esta topologia se destaca por conseguir moldar a tensão na carga em 5 níveis ( $+V_{dc}$ ,  $+\frac{1}{2}V_{dc}$ , 0V,  $-\frac{1}{2}V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ). Para que isso seja possível, determinadas combinações de chaveamento devem ser executadas conforme será explicado a seguir:

- **P** - quando as duas chaves semicondutoras superiores de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas inferiores permanecerem desligadas.
- **O** - quando as duas chaves semicondutoras intermediárias de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas externas permanecerem desligadas.
- **N** - quando as duas chaves semicondutoras inferiores de uma das pernas do inversor forem acionadas e as outras duas superiores permanecerem desligadas.

#### D. Regulação de Corrente por Histerese Multinível

Visando a melhor utilização dos 5 níveis de tensão é possível regular a corrente por histerese de modo mais preciso e próximo do valor desejado, conforme ilustrado nas figuras 6 e 7 [6]. Para isto, neste trabalho foi desenvolvida uma estratégia, adaptando para um caso monofásico o que foi relatado em [6] para o caso trifásico, de tal forma que, no momento que a corrente do inversor ultrapasse os valores de histerese das camadas mais externas ( $I_{ref} + 2 * h$  e  $I_{ref} - 2 * h$ ), são enviados comandos para as chaves semicondutoras que aplicam na carga a soma das tensões dos

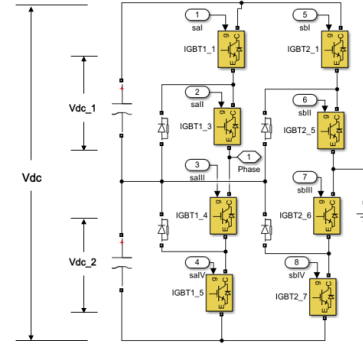


Figura 5. Inversor Multinível do tipo 5 Níveis Ponte H com Ponto Neutro Grampeado (NPC) com IGBTs

dois capacitores (positivamente ou negativamente). Quando o valor da corrente do inversor se encontra entre a camada mais externa ( $I_{ref} + 2 * h$  e  $I_{ref} - 2 * h$ ) e a camada mais próxima do valor de referência ( $I_{ref} + h$  e  $I_{ref} - h$ ) apenas a tensão de um dos capacitores é aplicada na carga. E por último, quando o valor da corrente do inversor se encontra entre a camada mais próxima do valor de referência ( $I_{ref} + h$  e  $I_{ref} - h$ ) e do próprio valor de referência ( $I_{ref}$ ) são enviados os comandos para as chaves, de modo a entregar tensão nula.

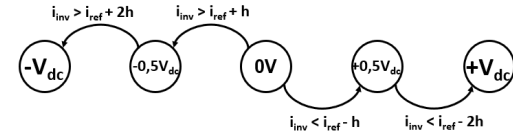


Figura 6. Diagrama de decisões para regulação de corrente por histerese multinível e suas respectivas tensões na carga [6].

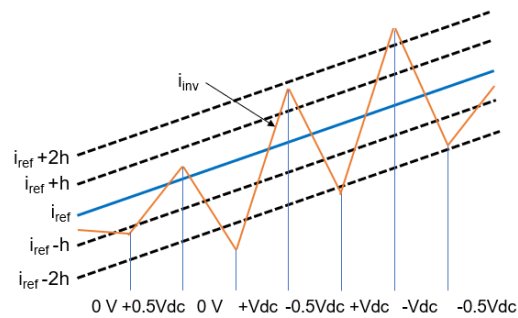


Figura 7. Operação da histerese multinível de regulação por corrente - 5 níveis [6].

#### E. Phase Locked Loop - PLL

Este dispositivo é considerado fundamental no estado da arte para capturar e sincronizar um sinal com a frequência

desejada, a partir de um sinal distorcido de entrada, como por exemplo num sistema de geração distribuída [7].

A estrutura básica do PLL inclui um detector de fase (DF), responsável por gerar um sinal de saída proporcional à diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal gerado pelo oscilador controlado; um filtro passa baixa (PB), que irá atenuar as componentes de alta frequência vindos do DF; e por fim o oscilador controlado por tensão, que irá gerar o sinal de saída requisitado. A estrutura é mostrada na figura 8.

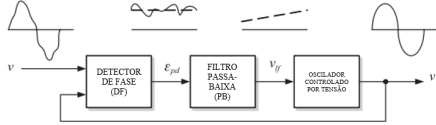


Figura 8. Estrutura Básica do PLL [8].

Para aplicações em sistemas elétricos, diversas alternativas de PLL podem ser encontradas na literatura, sendo que se destacam aquelas que substituem o oscilador controlado por tensão pelo conjunto formado por um gerador de frequência/fase-ângulo (GFFA) operando com auxílio de sinais em quadratura. Neste trabalho, foi escolhida a estrutura utilizada em [8] e [9]. Nela, conforme mostrado na figura 9, é utilizada a Transformação de Park síncrona  $dq$  e a estacionária  $\alpha\beta$ . Onde:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

De tal forma que a transformação inversa fica como mostrada na equação (9):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & -\sin(\theta') \\ \sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

Desta forma, com a inclusão de dois filtros passa baixa (Low Pass Filter - LPF), é possível encontrar uma imagem em quadratura ( $v'_\beta$ ) de um sinal de entrada monofásico  $v$ . Na figura 9, o  $\omega_c$  representa a frequência desejada do sistema.

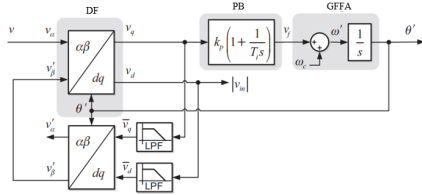


Figura 9. PLL baseado na transformação inversa de Park [8].

Assumindo que o PLL está devidamente ajustado, os sinais  $d$  e  $q$  resultantes da Transformada de Park direta poderão vir acompanhados de oscilações em virtude de eventual presença de harmônicos que acompanhem o sinal de entrada. Contudo, os filtros passa-baixa permitem que o ângulo de fase da componente fundamental do sinal de entrada seja detectado corretamente.

#### F. Dimensionamento dos capacitores e do indutor do filtro ativo

Para dimensionar os capacitores utilizados com o inversor convencional e o multinível, foi tomado como referência o método proposto em [10], e mostrado na equação (10). Este dimensionamento depende, somente, da requerida compensação [11]. Para o inversor convencional, o valor calculado corresponde ao único capacitor utilizado, enquanto que para o inversor multinível o valor de cada capacitor é o dobro do calculado.

$$C_{dc} \geq \frac{T}{2} \cdot \frac{v_{sm} i_s}{((v_{dc}^*)^2 - v_{dcmin}^2)} \quad (10)$$

Onde  $v_{sm}$  é o valor de pico fase-neutro da tensão de alimentação,  $i_s$  é o valor eficaz (RMS) da corrente de carga,  $T$  é o período da tensão de alimentação,  $v_{dc}^*$  é a tensão total CC de referência ou desejada e  $v_{dcmin}$  é a menor tensão CC permitida [10]. Para o caso de um inversor convencional,  $v_{dc}$  é a tensão no único capacitor, mostrado na figura 2. No caso do inversor da figura 5,  $v_{dc}$  é a soma das tensões de ambos capacitores.

O dimensionamento do indutor de ambos os tipos de inversores é proposto em [12], considerando a seguinte faixa de valores:

$$\frac{V_{dc,bus}}{8f_s(Level-1)\Delta I_r} \leq L \leq \frac{\delta_v V_{dc,bus}}{r\omega I_c} \quad (11)$$

Onde  $V_{dc,bus}$  é a tensão total desejada do barramento CC do inversor,  $f_s$  é o valor da frequência de chaveamento,  $Level$  é o número de níveis de tensão do inversor,  $\Delta I_r$  é a variação da ondulação da corrente almejada,  $\delta_v$  é um fator que multiplicado por  $V_{dc,bus}$  é igual à diferença entre as tensões  $v_{inv}$ , gerada pelo inversor, e a tensão de alimentação  $v_s$  ( $\delta_v$  se encontra numa faixa entre 0,1 e 0,3),  $r$  é a ordem harmônica mais significativa na corrente da carga,  $\omega$  é o valor da frequência fundamental e  $I_c$  é o valor eficaz da corrente entregue pelo inversor.

#### G. Controle da Tensão CC dos Inversores

De modo a garantir o nível da tensão do barramento CC desejada nos inversores (convencional e multinível), um controlador do tipo proporcional-integral (PI) é inserido na figura 1. A entrada do mesmo é o erro entre a referência de tensão desejada e o valor da tensão do barramento CC. A sua saída representa o valor de potência auxiliar  $p_{dc}$  para manter a tensão de barramento no seu valor de referência. Conforme a equação (7),  $p_{dc}$  é multiplicado por  $\frac{v_{\alpha\beta}}{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$ , como aparece no meio da equação (12). Este produto, é finalmente somado às outras duas parcelas que formam parte da equação (12).

$$i_{C\alpha}(\omega t)' = \frac{(-v_{s\alpha}(\omega t) * \tilde{p}(\omega t) + v_{s\alpha}(\omega t) * \bar{p}_{dc}(\omega t) + v_{s\beta}(\omega t) * q(\omega t))}{v_{s\alpha}^2(\omega t) + v_{s\beta}^2(\omega t)} \quad (12)$$

Por fim, soma-se a esta a corrente de referência calculada pela teoria P-Q Monofásica [13]. Dessa maneira o diagrama de blocos apresentado na figura 1 será alterado conforme mostrado na figura 10.

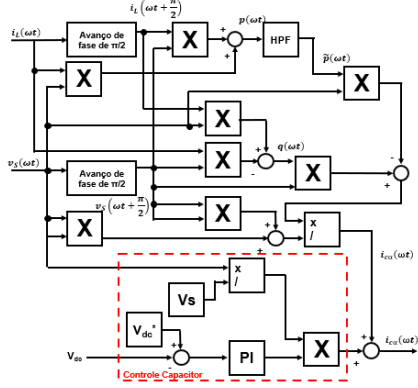


Figura 10. Cálculo da Corrente de Compensação incluindo o Diagrama de Blocos do sistema de controle da tensão contínua do inversor (convencional ou multinível).

#### H. Balanceamento das Tensões no Inversor Multinível

Este tópico está relacionado ao Inversor de Tensão de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado. Uma vez que este possui dois capacitores, para que permaneçam com tensões equilibradas, deve-se providenciar uma estratégia de controle baseada nas alternativas de chaveamentos. Analisando as possibilidades de chaveamento é possível perceber que, das nove opções (PP, PO, PN, OP, OO, ON, NP, NO e NN), três geram tensão nula, duas geram tensão  $+\frac{1}{2}V_{dc}$ , duas geram tensão  $-\frac{1}{2}V_{dc}$ , uma gera tensão  $+V_{dc}$  e uma gera tensão  $-V_{dc}$ . Neste trabalho, a estratégia proposta está baseada na observação do efeito na diferença de tensões entre capacitores pelas opções de chaveamento que produzam tensão  $-\frac{1}{2}V_{dc}$ ,  $0V$  e  $+\frac{1}{2}V_{dc}$ , opções que provocam o carregamento ou descarregamento dos capacitores, balanceando as suas tensões.

Observando a figura 7, é possível enumerar as seguintes possibilidades de comportamento da corrente do inversor ( $i_{inv}$ ):

- **Caso 1** -  $I_{inv} > (I_{ref} + 2 * h)$ ;
- **Caso 2** -  $(I_{ref} + h) < I_{inv} < (I_{ref} + 2 * h)$ ;
- **Caso 3** -  $0 < I_{inv} < I_{ref} + h$ ;
- **Caso 4** -  $0 > I_{inv} > -(I_{ref} + h)$ ;
- **Caso 5** -  $-(I_{ref} + h) > I_{inv} > -(I_{ref} + 2 * h)$ ; e
- **Caso 6** -  $I_{inv} < -(I_{ref} + 2 * h)$ .

Logo, adaptando as estratégias reportadas em [14], referidas a um inversor monofásico com tensão imposta, em [15], referidas a um filtro ativo trifásico, e confirmando o comportamento de cada opção de chaveamento, propõem-se as opções listadas na tabela II.

Na figura 11 mostra-se o fluxograma da estratégia utilizada para o balanceamento das tensões nos capacitores, onde a saída do algoritmo de chaveamento representa os estados lógicos das chaves semicondutoras mostradas na figura 5.

#### IV. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Para comparar o desempenho das estruturas de filtro monofásico estas foram simuladas no ambiente MATLAB. Nelas observam-se duas cargas não lineares padrão, onde

Tabela II  
CARREGAMENTO E DESCARREGAMENTO CAPACITORES

Va - Vb	Vab	Corrente Inversor	Vdc1	Vdc2
P - P	0	<b>Caso 3</b>	Carrega	Descarrega
P - P	0	<b>Caso 4</b>	Descarrega	Carrega
P - O	$+\frac{1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 5</b>	Carrega	Carrega
P - N	$+V_{dc}$	<b>Caso 6</b>	-	-
O - P	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 2</b>	Carrega	Descarrega
O - O	0	<b>Não utilizado</b>	-	-
O - N	$+\frac{1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 5</b>	Descarrega	Carrega
N - P	$-V_{dc}$	<b>Caso 1</b>	-	-
N - O	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	<b>Caso 2</b>	Descarrega	Carrega
N - N	0	<b>Caso 3</b>	Descarrega	Carrega
N - N	0	<b>Caso 4</b>	Carrega	Descarrega

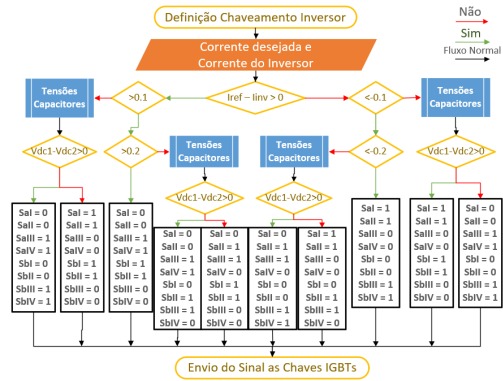


Figura 11. Fluxograma da estratégia utilizada para o balanceamento das tensões nos capacitores do inversor multinível.

cada uma delas corresponde a um retificador monofásico de ponte completa, conforme mostrado na figura 12. Como conhecido, este tipo de carga se torna cada vez mais comum, o que acarreta em distorções harmônicas que afetam a tensão da rede. Nas figuras 13 e 14 mostram-se o filtro monofásico utilizando um inversor convencional e um inversor multinível com ponto neutro grampeado respectivamente.

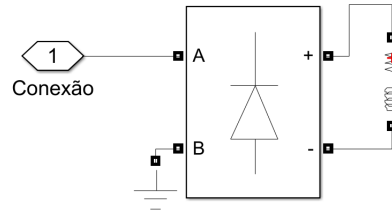


Figura 12. Carga Não-Linear composta por um retificador monofásico de ponte completa alimentando uma carga RL.

Por outro lado, para realizar as simulações mais próximas da realidade, tomou-se o cuidado de impor valores de distorção harmônica na tensão de alimentação próximos do máximo permitido nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRO-DIST) - Módulo 8, da Agência Nacional de Energia Elétrica

(ANEEL). Da mesma forma, foi atentado para esses valores seguirem a norma IEEE Std 519 de 2014.

Na tabela III são listados os valores dos componentes e parâmetros utilizados nas simulações. Nestas, foram analisadas a distorção harmônica total da corrente (THDi) na fonte de alimentação e a correção do fator de potência com 2 cargas iguais sendo 1 aplicada a partir de 3.25 segundos e a outra, em paralelo, a partir de 4.25 segundos. O atraso na inserção da primeira carga é necessário para que os capacitores se carreguem até chegar aos seus valores de regime permanente.

Tabela III  
PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Tensão da Fonte (pico) - 60Hz	$V_s = 179,6051[V]$
Tensão da Fonte (pico) - 180Hz	$V_{3p} = 8,0822[V]$
Tensão da Fonte (pico) - 300Hz	$V_{5p} = 8,0822[V]$
Distorção Harmônica Total da Tensão de Alimentação	$THDv = 6,44[\%]$
Frequência de Chaveamento	$f_{chav} = 20[kHz]$
Impedância de Linha	$R_s = 0,887[\Omega]$ $L_s = 2[mH]$
Indutor de Acoplamento	$L_f = 45,5[mH]$
Resistor de Acoplamento	$R_f = 0,01[\Omega]$
Capacitor do Inversor Convencional	$C_f = 0,6[mF]$
Capacitor 1 do Inversor Multinível	$C_f = 1,2[mF]$
Capacitor 2 do Inversor Multinível	$C_f = 1,2[mF]$
Tensão CC desejada	$V_{dc} = 500[V]$
Carga 1 e 2 após o retificador	$R_{load} = 60[\Omega]$ $L_{load} = 500[mH]$

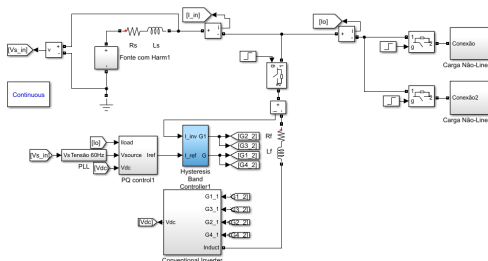


Figura 13. Diagrama Geral de um filtro monofásico que utiliza um inversor convencional.

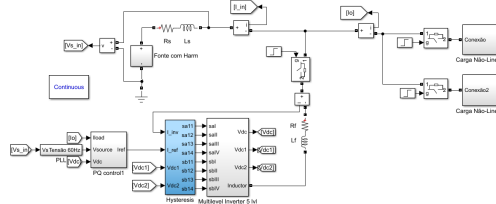


Figura 14. Diagrama Geral de um filtro monofásico que utiliza um inversor de 5 níveis em ponte H com Ponto Neutro Grampeado (NPC).

Na figura 15, mostra-se a corrente na fonte de alimentação antes de introduzir o filtro, destacando o momento da inserção da segunda carga no instante 4.25 segundos. Na tabela IV estão listadas as distorções (THDi) dessa corrente.

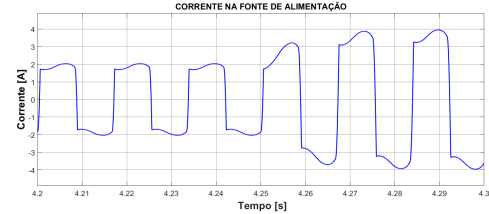


Figura 15. Corrente na fonte de alimentação antes de realizar a filtragem ativa.

Tabela IV  
DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL - THDi (SEM FILTRO)

Carga	I	I+II
THDi Cargas	40,26%	37,83%

Para as simulações que incluem os filtros, foram considerados 5 segundos, uma vez que em aproximadamente 3 segundos os capacitores chegam a alcançar as tensões de referência, como ilustrado na figura 16.

A distorção harmônica é analisada para 12 ciclos, conforme recomendado na norma IEEE Std 519 de 2014.

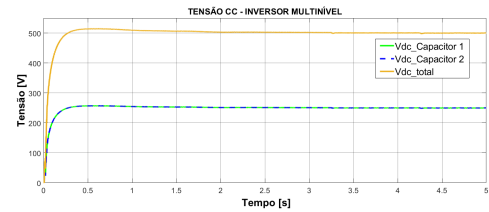


Figura 16. Tensões no Inversor Multinível. a) Na linha verde e linha tracejada azul mostram-se as tensões de cada um dos capacitores; b) Em laranja mostra-se a soma das tensões dos capacitores.

#### A. Simulação I - Filtro com Inversor Convencional

Nesta primeira simulação é avaliado o comportamento do filtro utilizando um Inversor Convencional. São mostrados os desempenhos utilizando as lógicas de histerese com dois níveis de tensão ( $+V_{dc}$  e  $-V_{dc}$ ) na figura 17 e com três níveis de tensão ( $+V_{dc}$ ,  $0V$  e  $-V_{dc}$ ) na figura 18. A partir destas figuras são determinados os valores de THDi mostrados na tabela V.

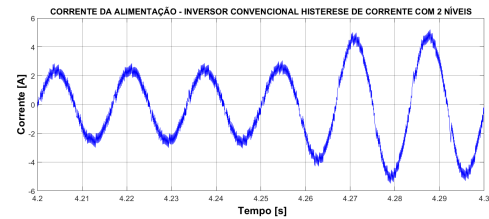


Figura 17. Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor Convencional e histerese de corrente com 2 níveis.

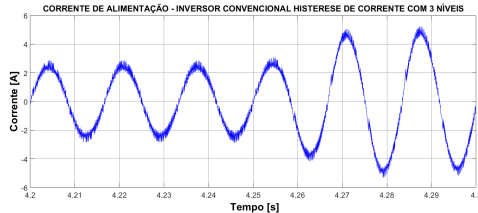


Figura 18. Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor Convencional e histerese de corrente com 3 níveis.

Tabela V  
RESULTADOS THDi - INVERSOR CONVENCIONAL

Carga	I	I+II
2 Níveis	12,85%	7,28%
3 Níveis	9,73%	5,70%

Como é possível perceber pelas figuras 17 e 18, e pela tabela V, o aumento da quantidade de níveis de tensão reduz o percentual de distorção harmônica da corrente da fonte de alimentação.

#### B. Simulação II - Filtro com Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado

Na segunda simulação é realizada a comparação das distorções harmônicas (THDi) na corrente da fonte alternada para o caso de alimentar o inversor com duas fontes de tensão ideais e para o caso de utilizar apenas dois capacitores. Novamente, o comportamento das correntes é analisado a partir das figuras 19 e 20, e os THDi's estão apresentados na tabela VI.

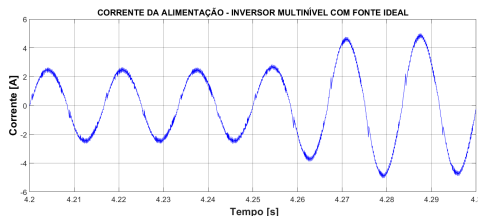


Figura 19. Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado e duas fontes ideais.

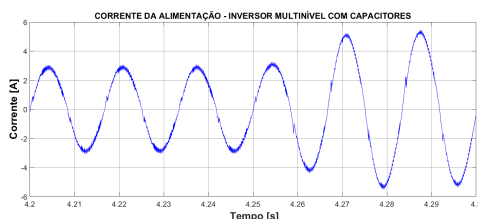


Figura 20. Corrente da Fonte de Alimentação utilizando Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado e dois Capacitores.

Tabela VI  
RESULTADOS THDi - INVERSOR DE 5 NÍVEIS EM PONTE H COM PONTO NEUTRO GRAMPEADO

Carga	I	I+II
Fonte de Tensão	5,43%	4,00%
Capacitores	4,85%	3,67%

Com os resultados expostos é visível que a utilização de capacitores como fontes CC se torna mais eficaz na redução do THDi do que quando se utilizam as fontes ideais, e que ambos são mais eficazes do que quando se utiliza apenas um inversor convencional. Conforme previsto, o THDi com um inversor multinível é significativamente reduzido quando comparado com o produzido por um filtro que utiliza um inversor convencional.

#### V. CONCLUSÕES

Neste trabalho, dois tipos de inversores utilizados para a filtragem de correntes com harmônicos foram simulados quando aplicados em um sistema elétrico monofásico com cargas não-lineares. O primeiro é o inversor convencional, possuindo 4 chaves IGBTs numa configuração em ponte H completa monofásica e com capacidade de chaveamento com 2 e 3 níveis de tensão. O segundo é o inversor de 5 níveis em ponte H com Ponto Neutro Grampeado, que é composto de 8 chaves IGBTs com a sua fonte CC primeiramente simulada com duas fontes ideais e, depois, com dois capacitores. Foram utilizados parâmetros iguais para todas as simulações, incluindo a isso um controle PQ para cálculo da corrente de compensação harmônica e reativa, um PLL devidamente configurado para sincronização de fase da tensão, e, nos devidos casos, um controle de balanceamento de capacitores para o inversor multinível. Até o presente momento, os autores não encontraram nenhuma referência onde fossem apresentadas comparações como as que foram relatadas neste trabalho.

Utilizando um Inversor Convencional é possível observar que ao ser inserida a tensão nula o THDi reduz mais do que se fossem utilizadas apenas as tensões extremas positiva e negativa.

A utilização do Inversor de 5 Níveis em Ponte H com Ponto Neutro Grampeado se mostrou mais eficaz do que utilizar o Inversor Convencional, reduzindo o THDi pela metade. Ao ser avaliada a eficácia da utilização de capacitores, devidamente dimensionados e com um controle que garante balanceamento, em comparação com duas fontes ideais de tensão CC, as simulações mostraram que a primeira opção tem uma redução harmônica maior.

Por fim, embora o segundo inversor possua uma lógica mais complexa de controle de chaveamento e o dobro do número de chaves, tal utilização pode ser justificada para um sistema com maior sensibilidade às componentes harmônicas.

Os autores acreditam que as comparações experimentais, em trabalhos futuros, confirmem o resultado deste estudo. Além disso, esperam que este venha a contribuir com a escolha de filtros ativos monofásicos em aplicações reais.



## REFERÊNCIAS

- [1] MAGDUM, P. S., and PATIL, U. T. "Development of Single Phase Shunt Active Power Filter". In: 2017 International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT), Coimbatore, 2017, pp. 351-355, doi: 10.1109/ICICCT.2017.7975218;
- [2] JOU, H.L.; WU, J.C. ; and CHU, H.Y. "New single-phase active power filter". IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 141, issue 3, p. 129 – 134, 1994;
- [3] HAQUE, M. T. "Single-phase pq theory for active filters", In: Proceedings of IEEE Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering, TENCON '02, pp. 1941-1944, 2002.
- [4] NEVES, G. D. S., and SANTISTEBAN, J. A. "A comparison between two single-phase static compensator methodologies — PQ theory and state feedback," In: 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), Niterói, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/SBSE.2018.8395673;
- [5] WU, G., and ZHU, H. "Combined hysteresis current-controlled PWM inverter and robust control for a permanent-magnet synchronous motor," In: 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering, Wuhan, 2011, pp. 5753-5757, doi: 10.1109/ICEICE.2011.5778376;
- [6] CORZINE, K. A. "A hysteresis current-regulated control for multi-level drives," In: IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 15, no. 2, pp. 169-175, June 2000, doi: 10.1109/60.866995;
- [7] GAO, S., and BARNES, M. "Phase-locked loop for AC systems: Analyses and comparisons," 6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), Bristol, 2012, pp. 1-6, doi: 10.1049/cp.2012.0199;
- [8] TEODORESCU, R., LISERRE, M., and RODRÍGUEZ, P. "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems". United Kingdom: John Wiley and Sons, Ltd, 2011;
- [9] SEIFI, S., and KARIMI, H. (2012). "Stability analysis of a single-phase phase-locked loop for power systems applications," In: 2012 11th International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), Montreal, QC, 2012, pp. 1383-1387, doi: 10.1109/ISSPA.2012.6310510;
- [10] ACUÑA, P. F., MORÁN, L. A., WEISHAUP, C. A., and DIXON, J. W. "An active power filter implemented with multilevel single-phase NPC converters," In: IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, 2011, pp. 4367-4372, doi: 10.1109/IECON.2011.6120027;
- [11] CHAKRABORTY, S., and SIMÕES, M. G. "Advanced Active Filtering in a Single Phase High Frequency AC Microgrid," In: 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005, pp. 191-197, doi: 10.1109/PESC.2005.1581623;
- [12] DAI, N. Y., and WONG, M. C. "Design considerations of coupling inductance for active power filters," In: 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Beijing, 2011, pp. 1370-1375, doi: 10.1109/ICIEA.2011.5975801;
- [13] KHADKIKAR, V., CHANDRA, A., and SINGH, B. N. (2009). "Generalised single-phase p-q theory for active power filtering: Simulation and DSP-based experimental investigation." Power Electronics, IET. 2. 67 - 78. 10.1049/iet-pel:20070375
- [14] SHULTS, T. E., FILATOVA, A. S., DYBKÓ, M. A., and HUSEV, O. O. "SVPWM Capacitor Balancing Method for Single-Phase Three-Level NPC Impedance-Source Inverters," In: 2018 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Erlagol, 2018, pp. 6403-6407, doi: 10.1109/EDM.2018.8434962; e
- [15] ZHANG, H., FINNEY, S. J., MASSOUD, A., and WILLIAMS, B. W. "An SVM Algorithm to Balance the Capacitor Voltages of the Three-Level NPC Active Power Filter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2694-2702, Nov. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2002820.

## BIOGRAFIAS

**Guilherme Baumann Corrêa**, recebeu o grau B.Sc. de Engenheiro Eletricista da Universidade Federal Fluminense (UFF) em 2013 e de pós-graduado em Engenharia de Automação e Controle da Universidade Estácio de Sá (UESA) em 2015. Ele tem experiência profissional no meio naval de 2 anos trabalhados no Estaleiro EISA Petro-Um S.A. como Engenheiro Eletricista na área de Projetos Navais e atualmente serve como Primeiro-Tenente do Corpo de Reserva da Marinha de Engenheiros Navais no Centro de Projetos de Navios da Marinha do Brasil. Suas principais

áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade de energia, sistemas de controle eletrônico e acionamento eletrônico de máquinas.

**José Andrés Santisteban**, recebeu o grau de Bacharel em Ciências e o de Engenheiro Eletrônico da Universidad Nacional de Ingeniería (UNI), Lima, Perú, em 1986 e 1988, respectivamente. Recebeu os graus de M.Sc. and D.Sc. em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio de Janeiro (COPPE), Rio de Janeiro, Brasil, em 1993 e 1999, respectivamente. Entre 1988 e 1991, trabalhou como pesquisador e Professor Assistente da UNI. De 1993 a 1995, foi pesquisador da UFRJ. Desde 1999 trabalha na Universidade Federal Fluminense, Niterói, Brasil, onde atualmente é Professor Associado do Departamento de Engenharia Elétrica, atuando no Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Ele é co-autor do primeiro livro brasileiro em manuais magnéticos. Suas áreas de interesse estão relacionadas a máquinas sem manuais, eletrônica de potência, acionamento eletrônico e controle de sistemas eletromecânicos. Ele é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e membro senior do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE).



## APÊNDICE D – Script dos Blocos de Funções do MATLAB

### D.1 Disparos do Inversor de 3 níveis de tensão

```
function [sa11,sa12,sa13,sa14] = Disparos(cp1,cp2)

    sa11 = false; sa12 = false; sa13 = false; sa14 = false;

    if (cp1>0.5) % -Vdc

        sa11 = false; sa12 = true; sa13 = true; sa14 = false;

    end

    if (cp1<0.5)&&(cp2<0.5) % 0

        sa11 = true; sa12 = false; sa13 = true; sa14 = false;

    end

    if (cp2>0.5) % Vdc

        sa11 = true; sa12 = false; sa13 = false; sa14 = true;

    end

end
```

### D.2 SelecaoDisparos\_Melhorado

```
function

    [sa11,sa12,sa13,sa14,sb11,sb12,sb13,sb14,opcao] = Disparos(cp1,cp2,cp3,cp4,cp5,cp6,Vdc)

    sa11 = false; sa12 = false; sa13 = false; sa14 = false;
```

---

```

sb11 = false; sb12 = false; sb13 = false; sb14 = false; opcao=0;

if (cp1>0.5) % -2Vdc N P - Caso >2*Dh

sa11 = false; sa12 = false; sa13 = true; sa14 = true;

sb11 = true; sb12 = true; sb13 = false; sb14 = false; opcao = 7;

end

if (cp2>0.5) % -Vdc - Caso <2*Dh e >Dh

if(Vdc>0) % N O

sa11 = false; sa12 = false; sa13 = true; sa14 = true;

sb11 = false; sb12 = true; sb13 = true; sb14 = false; opcao = 8;

else % O P

sa11 = false; sa12 = true; sa13 = true; sa14 = false;

sb11 = true; sb12 = true; sb13 = false; sb14 = false; opcao = 4;

end

end

if (cp3>0.5) % 0 - Caso >0 e <Dh

if(Vdc>0) %N N

sa11 = false; sa12 = false; sa13 = true; sa14 = true;

sb11 = false; sb12 = false; sb13 = true; sb14 = true; opcao = 9;

else %P P

sa11 = true; sa12 = true; sa13 = false; sa14 = false;

sb11 = true; sb12 = true; sb13 = false; sb14 = false; opcao = 1;

end

end

if (cp4>0.5) % 0 - Caso <0 e >-Dh

if(Vdc>0) %P P

sa11 = true; sa12 = true; sa13 = false; sa14 = false;

```

```
sb11 = true; sb12 = true; sb13 = false; sb14 = false; opcao = 1;

else %N N

sa11 = false; sa12 = false; sa13 = true; sa14 = true;

sb11 = false; sb12 = false; sb13 = true; sb14 = true; opcao = 9;

end

end

if (cp5>0.5) % Vdc - Caso >-2*Dh e <-Dh

if(Vdc>0) %O N

sa11 = false; sa12 = true; sa13 = true; sa14 = false;

sb11 = false; sb12 = false; sb13 = true; sb14 = true; opcao = 6;

else % P O

sa11 = true; sa12 = true; sa13 = false; sa14 = false;

sb11 = false; sb12 = true; sb13 = true; sb14 = false; opcao = 2;

end

end

if (cp6>0.5) % 2Vdc P N

sa11 = true; sa12 = true; sa13 = false; sa14 = false;

sb11 = false; sb12 = false; sb13 = true; sb14 = true; opcao = 3;

end

end
```