

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

FCS-MPC Aplicado em Filtro Híbrido
Multinível para Compensação Harmônica e
de Reativo

João Gabriel Luppi Foster

Itajubá, 27 de julho de 2020

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

João Gabriel Luppi Foster

**FCS-MPC Aplicado em Filtro Híbrido
Multinível para Compensação Harmônica e
de Reativo.**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e sistemas elétricos industriais

**Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva
Coorientador: Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira**

**27 de julho de 2020
Itajubá**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

FCS-MPC Aplicado em Filtro Híbrido
Multinível para Compensação Harmônica e
de Reativo

João Gabriel Luppi Foster

Dissertação aprovada por banca examinadora em
06 de Julho de 2020, conferindo ao autor o título de
Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti

Prof. Dr. Silvia Costa Ferreira

Itajubá

2020

João Gabriel Luppi Foster

FCS-MPC Aplicado em Filtro Híbrido Multinível para Compensação Harmônica e de Reativo/ João Gabriel Luppi Foster. – Itajubá, 27 de julho de 2020-
114 p.

Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva

Dissertação (Mestrado)

Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Programa de pós-graduação em engenharia elétrica, 27 de julho de 2020.

1. Controle Preditivo Baseado em Modelo. 2. Conversores Multinível. 3. Filtro Ativo Híbrido

João Gabriel Luppi Foster

FCS-MPC Aplicado em Filtro Híbrido Multinível para Compensação Harmônica e de Reativo

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Itajubá, 06 de Julho de 2020:

**Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da
Silva**
Orientador

Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira
Coorientador

Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti

Prof. Dr. Silvia Costa Ferreira

Itajubá
27 de julho de 2020

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a minha mãe, Ana, por sempre estar lá para me ajudar, e por me apoiar em minhas decisões. À minha irmã, Mariana, com a qual as discussões sobre a vida, a verdade, e o universo sempre me fazem ver o mundo de um jeito diferente. Ao meu irmão, Pedro, que costuma dar ótimos conselhos que eu nunca sigo. Agradeço também ao resto da minha família pelo suporte nesta empreitada.

Aos amigos da cidade de Itajubá, e principalmente da República Aioba, pelos anos de convivência, e amizade, nos momentos bons e nos momentos difíceis.

Aos Profs. Rondineli e Robson, pelo enorme auxílio durante a realização do trabalho.

Ao Prof. Luiz Eduardo pela oportunidade de trabalhar no grupo de pesquisa GEPCI.

Ao povo brasileiro e ao CNPQ pelo apoio financeiro.

*"N3o h3a saber mais ou saber menos: H3a saberes diferentes."
(Paulo Freire)*

Resumo

Esse trabalho propõe a aplicação da técnica de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) na compensação dinâmica de reativo e de harmônicos. Para atingir esses objetivos, o FCS-MPC é aplicado a um filtro ativo híbrido composto por um banco de capacitores, um filtro LCL, e um conversor multinível.

O controle da potência reativa é realizado através do controle da tensão sobre o banco de capacitores, dessa maneira é possível fazer com que a potência reativa entregue pelo filtro híbrido seja maior ou menor do que a potência nominal do banco de capacitores. A compensação dos harmônicos presentes na corrente da fonte segue dois princípios, o bloqueio harmônico, que evita que os harmônicos da tensão da rede gerem harmônicos de corrente na fonte, e a sintonização do filtro, que faz com que o ramo do filtro híbrido atue como um curto circuito para as frequências harmônicas da carga, fazendo com que elas não circulem pela rede.

Um controle multivariável é utilizado para reduzir os problemas de ressonância do filtro LCL. As referências de controle para a frequência fundamental são calculadas a partir do modelo do sistema, e um controlador proporcional ressonante é aplicado para se encontrar a referência para as frequências harmônicas.

Para se verificar os resultados obtidos com as técnicas empregadas são primeiramente apresentados resultados de simulações efetuadas no software Matlab/Simulink[®]. Em seguida, são apresentados os resultados experimentais, adquiridos através de testes realizados em um filtro ativo híbrido montado em laboratório.

Palavras-chaves: Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC). Conversores Multiníveis. Filtro Ativo Híbrido (FAH).

Abstract

This work proposes the application of finite control set model predictive control (FCS-MPC) for dynamic reactive power and harmonics compensation. To achieve these objectives the FCS-MPC is applied to a hybrid active power filter consisting of a capacitor bank, an LCL filter and a multilevel converter.

The reactive power control is accomplished through control of the capacitor bank voltage, in this way it is possible to deliver reactive power greater or smaller than the nominal power of the capacitor bank. The source current harmonics compensation is based on two principles: harmonic blocking, which prevents grid voltage harmonics from generating harmonic currents in the source; and filter tuning, which turns the hybrid filter branch into a short circuit for the load harmonic currents, avoiding them to penetrate the grid.

A multivariable control is applied in order to reduce the problems with the LCL filter resonances. The control references for the fundamental frequency are obtained from the system model, and a proportional resonant control is applied to calculate the references for the harmonic frequencies.

Simulations and experimental results are presented in order to verify the behaviour of the applied techniques.

Key-words: Model Predictive Control (MPC). Multilevel Converters. Hybrid Active Power Filter (HAPF).

Lista de ilustrações

Figura 1 – Comportamento da potência para (a) sistema sem reativo e (b) sistema com reativo.	23
Figura 2 – Tensão e corrente de (a) sistema sem compensador e (b) sistema com compensador.	24
Figura 3 – Diagrama de Blocos da Aplicação da Teoria da Potência Instantânea na Extração de Harmônicos e Reativo.	26
Figura 4 – Filtro passa-altas.	27
Figura 5 – Diagrama de Blocos da Aplicação da Referência Síncrona na Extração de Harmônicos e Reativo.	28
Figura 6 – Diagrama de Blocos da Aplicação da Referência Síncrona Modificada.	28
Figura 7 – Estrutura de filtro adaptativo utilizada para extração de harmônico e de reativo.	30
Figura 8 – Diagrama de um Filtro Ativo Paralelo.	32
Figura 9 – Diagrama de Blocos da Referência do Barramento CC.	33
Figura 10 – Diagrama do Filtro Híbrido Ressonante.	34
Figura 11 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para a Componente Fundamental.	36
Figura 12 – Circuito Equivalente das Impedâncias do Filtro para (a) Região de Subcompensação (b) Região de Sobrecompensação.	37
Figura 13 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para as Componentes Harmônicas.	38
Figura 14 – Circuito Equivalente para os Harmônicos da Tensão da Rede.	39
Figura 15 – Circuito Equivalente para os Harmônicos da Corrente da Carga.	40
Figura 16 – Circuito Equivalente para Parcela Ativa Atuando como Fonte de Tensões Harmônicas.	42
Figura 17 – Saída de um conversor CHB de (a) 2 níveis e (b) 7 níveis.	43
Figura 18 – Topologia de conversor NPC trifásico de 3 níveis.	44
Figura 19 – Topologia de conversor FC trifásico de 3 níveis.	45
Figura 20 – Topologia de conversor MMC trifásico de N níveis.	46
Figura 21 – Composição de Módulo de Inversor MMC.	47
Figura 22 – Topologia de conversor CHB trifásico de N níveis.	47
Figura 23 – Inversor CHB monofásico de 7 níveis.	48
Figura 24 – Exemplo de sinal PWM.	50
Figura 25 – Exemplo de Modulação <i>Phase-Shifted</i> PWM.	51
Figura 26 – Métodos <i>level-shifted</i> PWM (a) PD (b) POD (c) APOD.	53
Figura 27 – Operação do FCS-MPC: Caso ideal.	56
Figura 28 – Operação do FCS-MPC: Caso real.	56
Figura 29 – Operação do FCS-MPC: Caso real com compensação de <i>delay</i>	57

Figura 30 – Circuito simplificado de um SAPF.	58
Figura 31 – Filtro ativo conectado à rede por filtro LCL.	61
Figura 32 – Filtro Híbrido com Filtro LCL.	64
Figura 33 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido em pu.	65
Figura 34 – Diagrama de Bode do Filtro LCL.	68
Figura 35 – Referência para Carga do Barramento CC.	70
Figura 36 – Diagrama de Blocos das Referências na Fundamental.	71
Figura 37 – Controlador Proporcional Ressonante	72
Figura 38 – Diagrama de Blocos do <i>Anti-Windup</i>	73
Figura 39 – Diagrama de Controle Completo.	75
Figura 40 – Simulação: Carga do Barramento CC (a) Transitório (b) Regime Per- manente.	77
Figura 41 – Simulação: Transitório na Corrente da Fonte Durante Ativação do Blo- queio Harmônico.	77
Figura 42 – Simulação: THD da Corrente da Fonte (a) Antes e (b) Depois do Blo- queio Harmônico.	78
Figura 43 – Simulação: Compensação de Potência Reativa - Região de Subcompen- sação (a) Corrente da Fonte (b) Correntes da Carga e do Ramo do Filtro Híbrido.	79
Figura 44 – Simulação: Transitório entre Regiões de Operação (a) Tensão e Cor- rente da Fonte, (b) Corrente da Carga.	79
Figura 45 – Simulação: Variáveis de Estado Durante Transitório entre Regiões de Operação (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão no Capacitor do Filtro LCL V_f , (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido I_f ; e suas respectivas referên- cias (tracejado).	80
Figura 46 – Simulação: Resposta de V_{inv} Durante Transitório entre Regiões de Ope- ração.	80
Figura 47 – Simulação: Conexão de Carga Não-Linear (a) Corrente da Fonte, (b) Corrente da Carga, (c) Corrente do Filtro.	81
Figura 48 – Simulação: Corrente da Fonte em Regime Permanente para Compem- sação Harmônica.	81
Figura 49 – Simulação: Espectro Harmônico em Regime Permanente para (a) Cor- rente da Carga Não-Linear, e (b) Corrente da Fonte.	82
Figura 50 – Simulação: Conexão de Carga Não-Linear (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL e sua referência (tracejado), (b) Tensão na Saída do Inversor.	83
Figura 51 – Simulação: Compensação Simultânea de Potência Reativa e Harmôni- cos (a) Tensão da Fonte e Corrente da Carga, (b) Tensão da Fonte e Corrente da Fonte	83

Figura 52 – Simulação: Espectro Harmônico em Regime Permanente para (a) Corrente da Carga Não-Linear em Paralelo com a Carga 1, e (b) Corrente da Fonte.	84
Figura 53 – Protótipo do Filtro Híbrido.	85
Figura 54 – Carga Não-Linear.	86
Figura 55 – Circuitos Eletrônicos de Medição, Condicionamento e Controle.	86
Figura 56 – Estabilização das Tensões do Barramento CC.	87
Figura 57 – Resposta Dinâmica do Controle do barramento CC.	88
Figura 58 – Tensão e Corrente da Fonte Durante Carga do Barramento-CC (a) Medidas de Tensão e Corrente, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.	88
Figura 59 – Bloqueio Harmônico (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.	89
Figura 60 – Carga Não-Linear (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente, (b) Harmônicos da Corrente da Carga.	89
Figura 61 – Compensação da Terceira Harmônica (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.	89
Figura 62 – Compensação da Quinta Harmônica (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.	90
Figura 63 – Compensação de Todas as Harmônicas Inseridas no P+R (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.	90
Figura 64 – Compensação de Todas as Harmônicas Inseridas no P+R (a) Corrente na Fonte e Tensão na Saída do Inversor, (b) Corrente no Ramo do Filtro Híbrido.	91
Figura 65 – Medida de THD da Compensação Completa de Harmônicos para (a) Corrente na Fonte, e (b) Corrente no Ramo do Filtro	91
Figura 66 – Transitório Durante Conexão da Carga Não-Linear.	92
Figura 67 – Potências (a) Nominal do Banco de Capacitores do Filtro Híbrido, (b) da Carga 1, (c) da Carga 2, e (d) da Carga 3.	92
Figura 68 – Carga 1: Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.	93
Figura 69 – Carga 1: Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte(a) Antes, e (b) Depois da Compensação.	93
Figura 70 – Potência na Fonte com Reativo da Carga 1 Sendo Compensado.	94
Figura 71 – Carga 2: Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.	94
Figura 72 – Carga 2: Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte(a) Antes, e (b) Depois da Compensação.	95
Figura 73 – Potência na Fonte com Reativo da Carga 2 Sendo Compensado.	95

Figura 74 – Carga 3: Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.	96
Figura 75 – Carga 3: Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.	96
Figura 76 – Potência na Fonte com Reativo da Carga 3 Sendo Compensado.	96
Figura 77 – Conexão Simultânea da Carga Não-Linear com a Carga 3 (a) Formas de Onda da Tensão e Corrente da Fonte, (b) Potências no Ponto de Acoplamento, (c) Espectro Harmônico da Corrente da Fonte, (d) Medida dos Harmônicos da Corrente da Fonte.	97
Figura 78 – Carga não-linear e Carga 3: Resultados para Teste de Compensação de Harmônicos (a) Formas de Onda da Tensão e da Corrente da fonte, (b) Espectro Harmônico da Corrente da Fonte.	98
Figura 79 – Carga não-linear e Carga 3: Resultados para Teste de Compensação Simultânea de Harmônicos e de Reativo (a) Formas de Onda da Tensão e da Corrente da fonte, (b) Espectro Harmônico da Corrente da Fonte, (c) Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte, (d) Potências no Ponto de Acoplamento.	98
Figura 80 – Tensão na Saída do Inversor para Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos.	99
Figura 81 – Diagrama Elétrico: Simulação Geral.	105
Figura 82 – Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Híbrido.	105
Figura 83 – Diagrama Elétrico: Simulação Bloco Controlador.	106
Figura 84 – Diagrama Elétrico: Simulação Carga Não-Linear.	106

Lista de tabelas

Tabela 1 – Saídas Ponte-H	49
Tabela 2 – Comparação entre CHB e MMC de 7 níveis monofásicos	49
Tabela 3 – Comparação do número de iterações entre FCS-MPC tradicional e FCS-MPC hierárquico	63
Tabela 4 – Parâmetros - Filtro LCL	68
Tabela 5 – Parâmetros da Simulação do Filtro Híbrido	76
Tabela 6 – Cargas Lineares - Simulação.	78
Tabela 7 – Cargas Lineares - Testes Práticos.	85
Tabela 8 – Parâmetros do Controlador do Protótipo	87
Tabela 9 – Temporização do Algoritmo de Controle	100
Tabela 10 – Estados de Chaveamento para conversor CHB de 7 níveis	104

Lista de abreviaturas e siglas

ANF	<i>Adaptive Notch Filter</i>	29
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>	20
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>	67
DSP's	<i>Digital Signal Processors</i>	20
ESA	<i>Extensive Search Algorithm</i>	62
FC	<i>Flying Capacitor</i>	20
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>	20
FPGA's	<i>Field Programmable Gate Arrays</i>	20
HAPF	<i>Hybrid Active Power Filter</i>	20
HPF	<i>High Pass Filter</i>	26
LMS	<i>Least Mean Squares</i>	29
LPF	<i>Low Pass Filter</i>	26
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>	20
MPC	<i>Model Predictive Control</i>	55
MSRF	<i>Modified Synchronous Reference Frame</i>	28
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>	20
P+R	<i>Proporcional Ressonante</i>	69
PI	<i>Proporcional Integral</i>	33
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>	27
pu	<i>Per Unity</i>	61
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>	49
SAPF	<i>Shunt Active Power Filter</i>	19
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>	19
SVC	<i>Static Var Compensator</i>	19
SVM	<i>State Vector Modulation</i>	50
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>	20

Lista de símbolos

T	Período	50
T_s	Período de amostragem	56

Sumário

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Organização do trabalho	21
2	COMPENSAÇÃO DINÂMICA DE REATIVO E HARMÔNICOS	22
2.1	Definição de Potência Ativa e Reativa	22
2.2	Teoria de Harmônicos	24
2.3	Métodos de Extração de Reativo e de Harmônicos	25
2.3.1	Teoria PQ	25
2.3.2	Referência Síncrona	26
2.3.3	Filtros Adaptativos	29
3	FILTRO ATIVO HÍBRIDO	32
3.1	Filtro Ativo Paralelo	32
3.2	Filtro Ativo Híbrido	34
3.2.1	Compensação de Potência Reativa	35
3.2.2	Compensação de Harmônicos	38
4	CONVERSORES MULTINÍVEIS	43
4.1	Topologias de Conversores Multiníveis	44
4.1.1	<i>Neutral-Point Clamped</i>	44
4.1.2	<i>Flying Capacitor</i>	45
4.1.3	<i>Modular Multilevel Converter</i>	46
4.1.4	<i>Cascaded H-Bridge</i>	47
4.2	Técnicas de Modulação Para Conversores Multinível	49
4.2.1	Técnicas Baseadas em Múltiplas Portadoras	50
4.2.1.1	<i>Phase-Shifted PWM</i>	50
4.2.1.2	<i>Level-Shifted PWM</i>	52
4.2.2	Chaveamento na técnica FCS-MPC	54
5	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	55
5.1	Princípio de operação do FCS-MPC	55
5.2	Elementos do Controlador FCS-MPC	58
5.2.1	Modelo Dinâmico do Sistema	58
5.2.2	Função Custo	60
5.2.3	Algoritmo de Otimização	62
6	FCS-MPC APLICADO AO FILTRO HÍBRIDO MULTINÍVEL	64

6.1	Modelagem do Sistema	64
6.2	Obtenção das referências de controle	69
6.2.1	Compensação de Potência Reativa	69
6.2.2	Mitigação de Harmônicos	72
6.3	Definição da Função Custo	73
6.4	Descrição da Estratégia de Controle	74
6.5	Resultados de Simulação	76
6.6	Resultados Experimentais	85
7	CONCLUSÕES	101
7.1	Trabalhos Futuros	101

APÊNDICES **103**

APÊNDICE A – ESTADOS DE CHAVEAMENTO 104

APÊNDICE B – DIAGRAMAS DE SIMULAÇÃO 105

ANEXOS **107**

ANEXO A – ARTIGOS PUBLICADOS 108

REFERÊNCIAS 109

1 Introdução

A crescente expansão do sistema elétrico de potência nas últimas décadas trouxe também um aumento da necessidade de estudos relativos à manutenção da qualidade da energia fornecida. Isto se deve ao grande avanço na integração de microrredes e geração distribuída, proliferação de cargas baseadas em eletrônica de potência, popularização de veículos elétricos e a maior complexidade de plantas industriais [1].

A corrente reativa que surge com a conexão de cargas no sistema elétrico pode vir a gerar problemas na tensão fornecida, como afundamentos de tensão, sobre-tensão, *flicker*, e em casos extremos, interrupção no fornecimento [2, 3]. Outra fonte de preocupação são os harmônicos, que podem ser injetados na rede elétrica tanto por cargas não-lineares como por unidades de geração distribuída, devido a suas estruturas baseadas em conversores de potência [4]. Estas componentes harmônicas aumentam as perdas na linha e em transformadores, gerando perdas na distribuição, podem causar ressonâncias com a impedância da linha ou com componentes passivos conectados à rede, além de poderem danificar equipamentos mais sensíveis [3, 5].

A forma mais simples de se efetuar a compensação de reativo é através de bancos de capacitores, ou indutores, conectados em paralelo com a rede e próximos das cargas, evitando assim que a parcela reativa da corrente circule pelo sistema elétrico [6]. A utilização de elementos passivos, apesar de satisfatória, tem como principal desvantagem o fato de apenas compensar uma quantidade fixa de reativo. Pensando em resolver esta limitação, foram desenvolvidos equipamentos como o SVC (*Static Var Compensator*) e o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), que empregam eletrônica de potência em conjunto com diferentes técnicas de controle com o objetivo de manter o fator de potência unitário mesmo quando ocorrerem variações de potência reativa na carga [6, 7].

Da mesma forma que a parcela reativa da corrente, uma maneira de se mitigar correntes harmônicas é através da utilização de elementos passivos, na forma de filtros passivos LC sintonizados nas frequências desejadas, fazendo com que, para estas frequências, os ramos destes filtros atuem como um curto-circuito [3]. O problema da utilização destes filtros passivos é a possibilidade da ocorrência de ressonâncias com a impedância da linha ou com outros elementos passivos conectados nas proximidades [4, 5] e a limitação na capacidade de eliminar frequências de ordens maiores [8].

Com o desenvolvimento de dispositivos mais robustos de eletrônica de potência foi possível, em meados da década de 1970, o desenvolvimento do SAPF (*Shunt Active Power Filter*) [3], que atua através da injeção das correntes harmônicas necessárias pela carga, fazendo com que estes harmônicos não circulem pelo sistema elétrico [9]. Além da

capacidade de fornecer os harmônicos necessários, o SAPF é capaz de efetuar ao mesmo tempo a compensação da potência reativa. Porém, filtros ativos puros podem necessitar que a potência dos conversores utilizados sejam muito elevadas, o que pode tornar o custo de projeto alto [10]. A forma encontrada para se reduzir a potência destes conversores foi a utilização de elementos passivos em conjunto com a parte ativa, o que deu origem às topologias de HAPF (*Hybrid Active Power Filter*), que combinam as vantagens da compensação passiva e ativa, entregando um melhor custo-benefício [10, 11].

Em sistemas de média e alta tensão, a utilização de inversores de dois níveis começa a apresentar algumas desvantagens, como a necessidade de se utilizar chaves eletrônicas mais robustas ou transformadores de acoplamento, aumentando o custo e o tamanho do equipamento. Nestes casos torna-se interessante a utilização de inversores multiníveis, que além de aliviar o estresse sobre os dispositivos eletrônicos também fornece uma tensão de saída com menor THD (*Total Harmonic Distortion*) [8, 12].

Diversas topologias de inversores multiníveis podem ser encontradas na literatura sendo aplicadas em filtros ativos, como a NPC (*Neutral Point Clamped*) [13, 14], a FC (*Flying Capacitor*) [15, 16], a MMC (*Modular Multilevel Converter*) [17, 18] e a CHB (*Cascaded H-Bridge*) [12, 19]. As topologias NPC e FC possuem algumas dificuldades para a obtenção de muitos níveis de tensão em suas saídas, como o aumento na complexidade do controle e na quantidade de dispositivos necessários [20, 21]. Sendo assim, para inversores multiníveis com mais de cinco níveis de tensão na saída geralmente são utilizadas topologias modulares, como a MMC e a CHB.

Para o desenvolvimento deste trabalho foi feita a escolha da topologia multinível baseada em pontes-H em cascata (CHB), devido a sua simplicidade de construção e confiabilidade, derivadas de sua característica construtiva baseada em módulos iguais ligados em cascata [22], e da quantidade de estados de chaveamento redundantes existentes nesta topologia. Estas redundâncias podem ser aproveitadas pela técnica FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) para se alcançar objetivos específicos de controle, como a carga do barramento CC, redução de perdas de chaveamento, melhora no espectro harmônico da saída, diminuição no tempo computacional, redução de tensões de modo comum entre outros [23]-[25].

Apesar dos conceitos de controle preditivo baseado em modelo não serem recentes, sua aplicação em eletrônica de potência somente se mostrou computacionalmente viável nas últimas décadas, devido ao avanço nos dispositivos computacionais utilizados, como DSP's (*Digital Signal Processors*) e FPGA's (*Field Programmable Gate Arrays*), e o desenvolvimento de técnicas para reduzir o custo computacional envolvido [26, 27].

O FCS-MPC se torna especialmente interessante para ser usado no campo da eletrônica de potência por diversos fatores, sendo eles a natureza discreta dos conversores, que contam com uma quantidade limitada de possíveis ações de controle [28], a boa

resposta dinâmica obtida [26], e a capacidade da técnica de efetuar controle multivariável e de incluir não-linearidades e limitações do sistema de maneira simples, através da inserção de termos na função custo avaliada [24, 29]

Neste trabalho, o FCS-MPC será aplicado no controle de um HAPF formado por um inversor CHB de 7 níveis com filtro LCL na saída, para compensação de reativo e mitigação de harmônicos na corrente da fonte.

1.1 Organização do trabalho

O trabalho está organizado conforme os capítulos descritos à seguir.

Capítulo 2 - Compensação de Reativo e de Harmônicos: apresenta a formulação matemática da potência instantânea, mostrando o comportamento da potência reativa na rede. Além disso, resume algumas técnicas utilizadas na obtenção de referências de controle para a compensação dinâmica de reativo e de harmônicos.

Capítulo 3 - Filtro Ativo Híbrido: descreve o funcionamento de um filtro ativo paralelo e do filtro híbrido ressonante utilizado no trabalho, evidenciando as diferenças operativas entre estes equipamentos.

Capítulo 4 - Conversores Multiníveis: um resumo das topologias de inversores multiníveis mais utilizadas em filtros ativos de potência, com foco no CHB que será utilizado no decorrer do trabalho.

Capítulo 5 - Finite Control Set Model Predictive Control: histórico da utilização do FCS-MPC em filtros ativos de potência, seguido da explicação do funcionamento da técnica.

Capítulo 6 - Aplicação de FCS-MPC em Filtro Ativo Híbrido Multinível: este capítulo mostra a obtenção do modelo do sistema, a forma utilizada para obtenção das referências de controle e o projeto da função custo que será utilizada. Também são mostrados os resultados de simulação, que são comparados com os obtidos experimentalmente.

Capítulo 7 - Conclusões: são apresentadas as conclusões tomadas a partir dos resultados obtidos, indicando possíveis trabalhos futuros que podem dar continuidade na pesquisa de controladores preditivos aplicados aos filtros híbridos.

2 Compensação Dinâmica de Reativo e Harmônicos

2.1 Definição de Potência Ativa e Reativa

Na teoria de circuitos elétricos é possível se definir três potências: a potência ativa (P), responsável pela geração de trabalho, a potência reativa (Q), utilizada para manter o campo magnético dos enrolamentos de máquinas elétricas e a potência aparente (S), que é a soma vetorial das duas potências citadas anteriormente.

Para circuitos de corrente alternada (CA) senoidais estas potências podem ser descritas a partir da formulação de potência instantânea [30]:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (2.1)$$

E considerando a tensão e a corrente como formas de onda puramente senoidais tem-se:

$$v(t) = \sqrt{2}V_{rms} \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (2.2)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I_{rms} \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (2.3)$$

Onde θ representa o ângulo de fase da tensão e ϕ representa o ângulo de fase da corrente.

Substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1) e fazendo algumas manipulações matemáticas obtém-se a equação:

$$p(t) = (V_{rms} \cdot I_{rms})\cos(\theta - \phi)[1 + \cos(2\omega t)] - (V_{rms} \cdot I_{rms})\sin(\theta - \phi)\sin(2\omega t) \quad (2.4)$$

Em (2.4) é possível se evidenciar uma parcela referente à potência ativa e uma parcela referente à potência reativa, sendo:

$$P = (V_{rms} \cdot I_{rms})\cos(\theta - \phi) \quad (2.5)$$

$$Q = (V_{rms} \cdot I_{rms})\sin(\theta - \phi) \quad (2.6)$$

A análise do comportamento de (2.4) mostra que o termo referente à potência ativa é composto por uma parte constante e por uma parte que pulsa com o dobro da frequência fundamental, já o termo referente à potência reativa se comporta como uma senoide, o que indica que para um período da fundamental seu valor médio é zero. A Figura 1 mostra o comportamento das curvas de tensão (azul), corrente (vermelho) e potência (amarelo) para dois casos, na Figura 1a, quando a tensão e a corrente estão sincronizadas, é possível notar que a potência se restringe a valores positivos, indicando que o fluxo da potência é sempre na direção da fonte para a carga. Já na Figura 1b, um ângulo de 60° entre a tensão e a corrente faz com que uma parte da curva da potência passe a ter valores negativos, indicando a parcela de potência que retorna para a fonte em cada ciclo.

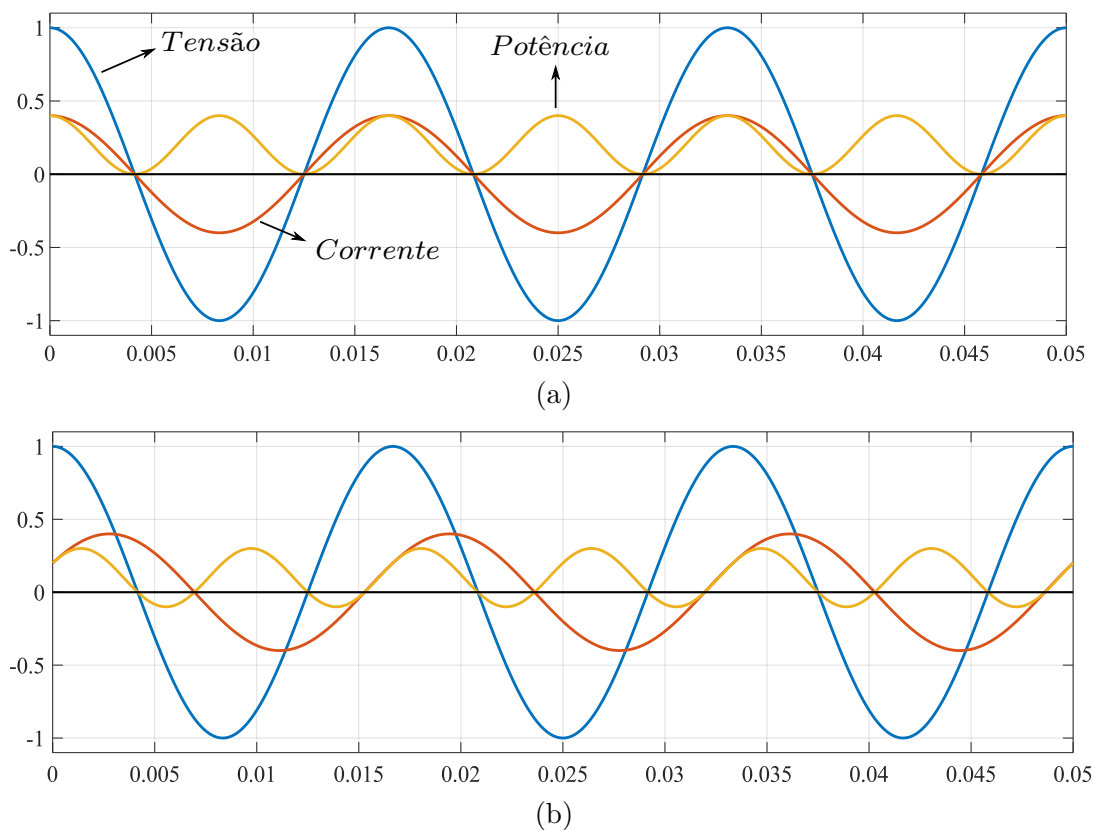


Figura 1 – Comportamento da potência para (a) sistema sem reativo e (b) sistema com reativo.

Para que a fonte não precise fornecer a parcela reativa da potência da carga é possível se utilizar um compensador, que tem como função fornecer o reativo necessário pela carga. Uma maneira intuitiva de visualizar o resultado da compensação é através da notação vetorial das tensões e das correntes. A Figura 2 mostra o resultado da inclusão de um compensador paralelo que injeta a parcela reativa necessária pela carga. A Figura 2a mostra o sistema antes da compensação, neste caso a fonte precisa fornecer tanto a parcela ativa como a reativa necessária pela carga, isso gera um aumento da corrente e, consequentemente, das perdas na linha. Com a adição do compensador na Figura 2b, a

corrente fornecida pela fonte passa a ser apenas a parcela ativa, isso reduz as perdas e melhora a regulação de tensão nos terminais da carga [26].

Para que o compensador injete a quantidade correta de reativo necessário pela carga, é preciso que alguma técnica de extração seja utilizada para se encontrar a referência de controle que será utilizada. Diversas maneiras de se obter esta referência são encontradas na literatura [31], mais à frente neste capítulo serão apresentadas algumas das técnicas mais comumente utilizadas, sendo elas a *teoria pq*, a referência síncrona e filtros adaptativos. Ao final será apresentada uma breve discussão sobre os motivos que levaram à escolha de uma estrutura de filtro adaptativo como forma de obtenção da referência de reativo utilizada.

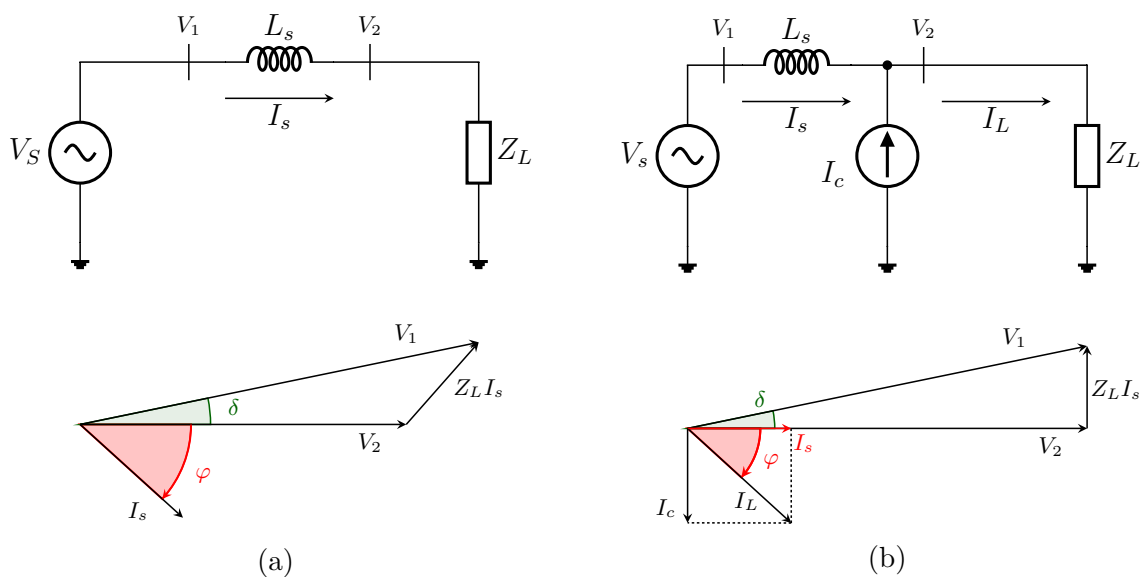


Figura 2 – Tensão e corrente de (a) sistema sem compensador e (b) sistema com compensador.

2.2 Teoria de Harmônicos

Os harmônicos de corrente, ou tensão, são frequências múltiplas da fundamental que surgem no sistema elétrico principalmente devido ao uso de cargas não-lineares, tanto pela indústria como pelo consumidor doméstico [32]. Uma forma de onda senoidal que contenha harmônicos pode ser descrita como:

$$i(t) = \sum_{h=1}^N A_h \cdot \text{sen}(\omega_h t + \phi_h) \quad (2.7)$$

onde, h é a ordem da harmônica, A_h é a amplitude, ω_h é a frequência angular e ϕ_h é o ângulo de fase. Em sistemas elétricos monofásicos os principais harmônicos são os de ordem ímpar, e em sistemas trifásicos são os de ordem $6h \pm 1$. Além disso, a conexão de

novas tecnologias, como a geração eólica, tornou importante o estudo do aparecimento e do impacto de harmônicas pares e inter-harmônicas na rede elétrica [1].

2.3 Métodos de Extração de Reativo e de Harmônicos

2.3.1 Teoria PQ

A *teoria PQ* é baseada na formulação da potência instantânea, sendo assim também chamada de teoria da potência instantânea. Ela foi introduzida em [33] e profundamente analisada em [34]. Na *teoria PQ*, os sinais de tensão e de corrente abc são primeiramente transformados para o sistema de referências estacionárias $\alpha\beta 0$ através da Transformada de Clarke, dada por (2.8), onde X pode ser substituído pela tensão ou pela corrente:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Os valores de potência ativa e reativa são encontrados a partir do equacionamento da potência aparente:

$$S = V \cdot I^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (2.9)$$

Em (2.9), a parcela real da potência aparente é a potência ativa, e a imaginária é a reativa, dessa maneira é obtido:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{p} + \bar{p} \\ \tilde{q} + \bar{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

onde, \bar{p} e \bar{q} são, respectivamente, as componentes contínuas da potência ativa e da potência reativa e \tilde{p} e \tilde{q} são suas componentes harmônicas. De (2.10) pode-se encontrar uma formulação das correntes instantâneas que produzem as potências p e q :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

As correntes de compensação são calculadas para as componentes \tilde{p} e $-q$, como mostrado na Figura 3. Após o cálculo das correntes de compensação na referência estaci-

onária, é necessário retornar estas correntes para a coordenada abc , o que é feito através da Transformada Inversa de Clarke:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

A Figura 3 mostra um esquema de controle que utiliza a *teoria PQ*. O filtro passa-altas HPF (*High Pass Filter*) utilizado remove a componente referente à fundamental da potência ativa, dessa maneira apenas as harmônicas são compensadas.

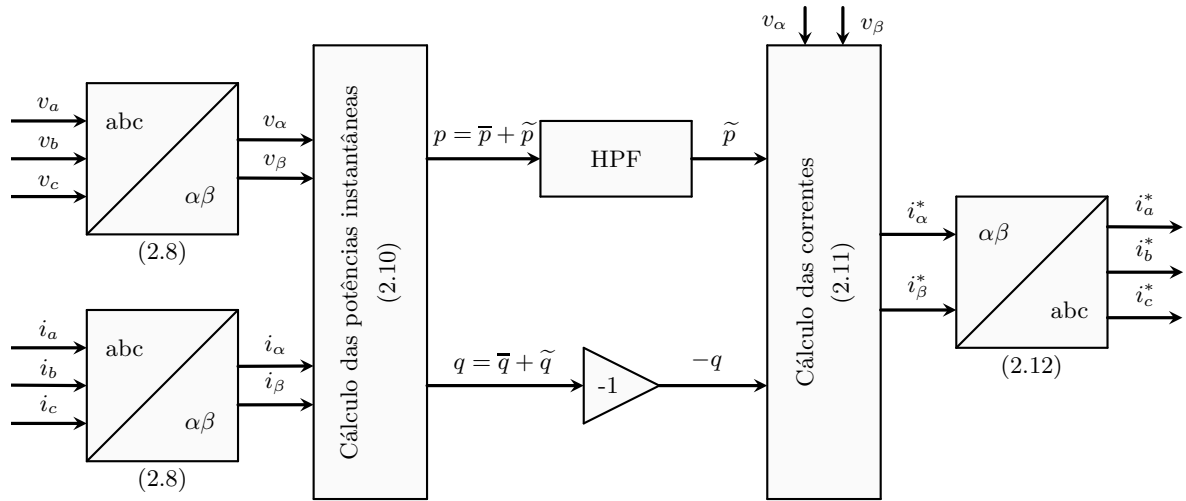


Figura 3 – Diagrama de Blocos da Aplicação da Teoria da Potência Instantânea na Extração de Harmônicos e Reativo.

Apesar de ser uma técnica simples de ser implementada, a teoria da potência instantânea tem seu desempenho muito comprometido na presença de harmônicos de tensão e de desbalanceamentos na rede [31]. Além disso, por ser baseada em transformadas trifásicas, sua aplicação é restrita a sistemas trifásicos [35].

Para se evitar distorções na fase, o HPF utilizado na Figura 3 pode ser implementado através de um filtro passa-baixas LPF (*Low Pass Filter*), como o mostrado na Figura 4.

2.3.2 Referência Síncrona

Na referência síncrona ao invés de ser utilizada a referência estacionária $\alpha\beta$, como na *teoria PQ*, é utilizada uma referência que gira na frequência da fundamental da rede e

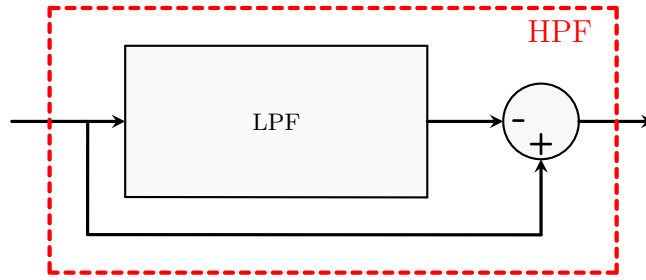


Figura 4 – Filtro passa-altas.

no sentido horário, chamada referência dq . Devido a essa sincronia as frequências sofrem um deslocamento, o que faz com que a fundamental passe a ser considerada como um nível contínuo.

A mudança para o sistema dq é feita através da Transformação de Park, descrita em (2.13).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_q \\ \bar{i}_d + \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\text{sen } \omega t \\ \text{sen } \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

onde, i_d e i_q são as componentes dq da corrente, e $\cos(\omega t)$ e $\text{sen}(\omega t)$ são responsáveis pela rotação das componentes dq , sendo obtidos através de um PLL (*Phase Locked Loop*) aplicado à tensão da rede.

Assim como na *teoria PQ*, pode ser notado em (2.13), que i_d e i_q podem ser separadas em uma parcela contínua e uma parcela harmônica. Porém, como comentado anteriormente, no caso do sistema dq a componente fundamental é a componente contínua, podendo ser filtrada diretamente com um filtro passa-baixas. Caso o interesse de controle seja na obtenção das componentes harmônicas, é possível obtê-las através de um filtro passa-altas como o da Figura 4.

Após a filtragem do sinal, é necessário que as referências encontradas sejam retornadas para o sistema de coordenadas abc . Isso é feito através da Transformada Inversa de Park, mostrada em (2.14), seguida da Transformada Inversa de Clarke.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \text{sen } \omega t \\ -\text{sen } \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

O diagrama de blocos da Figura 5 mostra a utilização da referência síncrona na extração de harmônicos e do reativo da corrente. Para que os sinais na referência dq fiquem devidamente sincronizados com a tensão da fonte, é necessário que seja aplicado um algoritmo de PLL a essa tensão.

Além da possibilidade de se extrair as harmônicas através de um filtro passa-altas nos sinais na referência dq , também é possível se extrair harmônicos específicos através da referência síncrona. Para isso é necessário que seja utilizado um PLL sincronizado na frequência de interesse, dessa forma esta frequência se torna a componente contínua na referência dq e pode ser obtida através de um filtro passa-baixas [36]. Na Figura 5, ω_h é a frequência na qual o PLL está sincronizado.

Apesar de possuir boa resposta dinâmica e imunidade a ruídos [35], a referência síncrona é muito dependente do algoritmo de PLL utilizado [32]. Além disso, quando utilizada para extração de diversas harmônicas específicas, o emprego de mais de um PLL pode aumentar significativamente a complexidade e o esforço computacional [35].

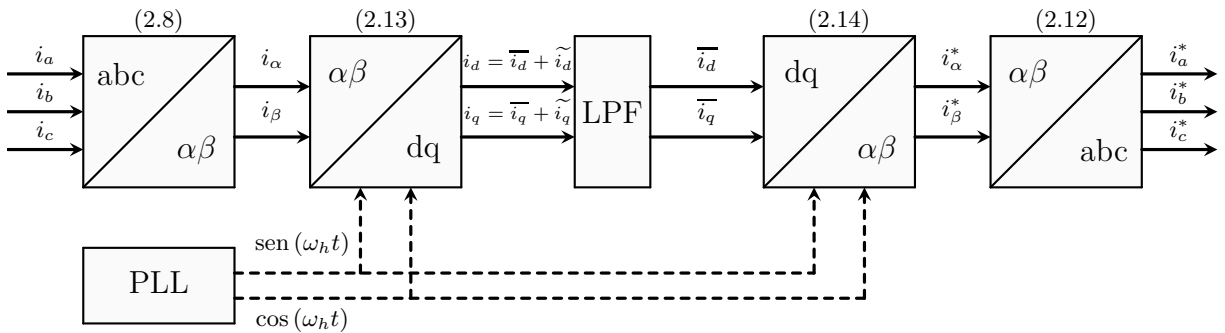


Figura 5 – Diagrama de Blocos da Aplicação da Referência Síncrona na Extração de Harmônicos e Reativo.

Assim como a *teoria PQ*, a referência síncrona se baseia em transformadas trifásicas, então é necessário que sejam feitas algumas modificações para poder se trabalhar com os conceitos da referência síncrona em sistemas monofásicos. Utiliza-se, nesse caso, a Referência Síncrona Modificada MSRF (*Modified Synchronous Reference Frame*).

A MSRF para sistemas monofásicos é obtida como mostrado na Figura 6 através da multiplicação do sinal medido por um seno e por um cosseno, gerados a partir de um PLL sincronizado com a tensão da rede.

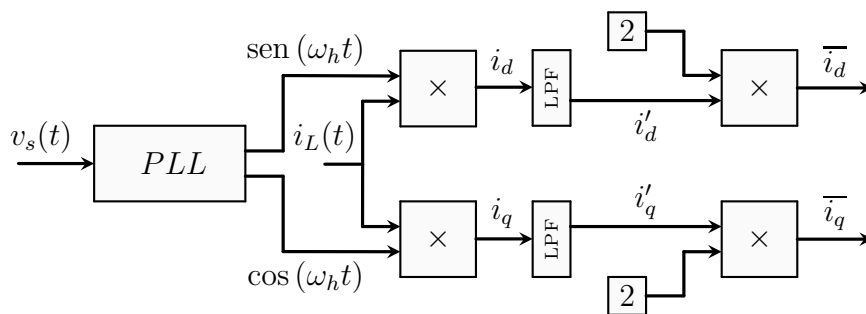


Figura 6 – Diagrama de Blocos da Aplicação da Referência Síncrona Modificada.

A entrada da MSRF é a corrente da carga $i_L(t)$, com frequência fundamental igual a w_h e que pode estar poluída com harmônicos, como em (2.7). Em [37] é mostrado o desenvolvimento destas multiplicações, que, após o filtro passa-baixas, tem como resultado:

$$i'_d = \frac{I_1}{2} \cos(\phi_1) = \frac{\overline{i_d}}{2} \quad (2.15)$$

$$i'_q = \frac{I_1}{2} \sin(\phi_1) = \frac{\overline{i_q}}{2} \quad (2.16)$$

onde, I_1 é o valor de pico da fundamental da corrente, e ϕ_1 é o ângulo entre a fundamental da corrente e a da tensão.

É possível se notar a semelhança de (2.16) com a definição da potência reativa mostrada em (2.6). Isso indica que a componente em quadratura (i'_q) traz as informações necessárias para a compensação da corrente reativa fundamental da carga, através da utilização de $2i'_q$ [26].

2.3.3 Filtros Adaptativos

Os filtros adaptativos sintonizados ANF (*Adaptive Notch Filter*) são filtros digitais capazes de modificar sua resposta em frequência através do ajuste de seus coeficientes, dessa maneira um ANF consegue se adaptar a eventuais variações do sinal de entrada [26]. Em [38] os autores apresentam uma estrutura de ANF utilizada para a remoção de uma única frequência de um sinal, e que necessita da adaptação de apenas dois coeficientes.

Em eletrônica de potência é possível se empregar esta estrutura de filtro adaptativo na extração dos harmônicos de um sinal de corrente, enquanto, ao mesmo tempo, é obtida a informação da componente reativa deste sinal [39, 40]. Além disso, a filtragem adaptativa também tem sido utilizada em eletrônica de potência para estimação de frequência e sincronização com a rede [40]. A Figura 7 mostra esta estrutura de ANF sendo utilizada na extração do conteúdo harmônico e na estimação do reativo de um sinal de corrente.

O sinal de corrente $i(n)$, poluído com harmônicas, é comparado com a saída do filtro $y(n)$, gerando um sinal de erro $e(n)$. O algoritmo de adaptação utiliza este erro no cálculo dos coeficientes w_1 e w_2 do filtro, que são multiplicados por dois sinais de referência ortogonais entre si e somados para se obter a saída do filtro.

Na Figura 7, é utilizado um algoritmo LMS (*Least Mean Squares*) para se efetuar a adaptação dos coeficientes do filtro. A formulação do filtro com a utilização deste algoritmo

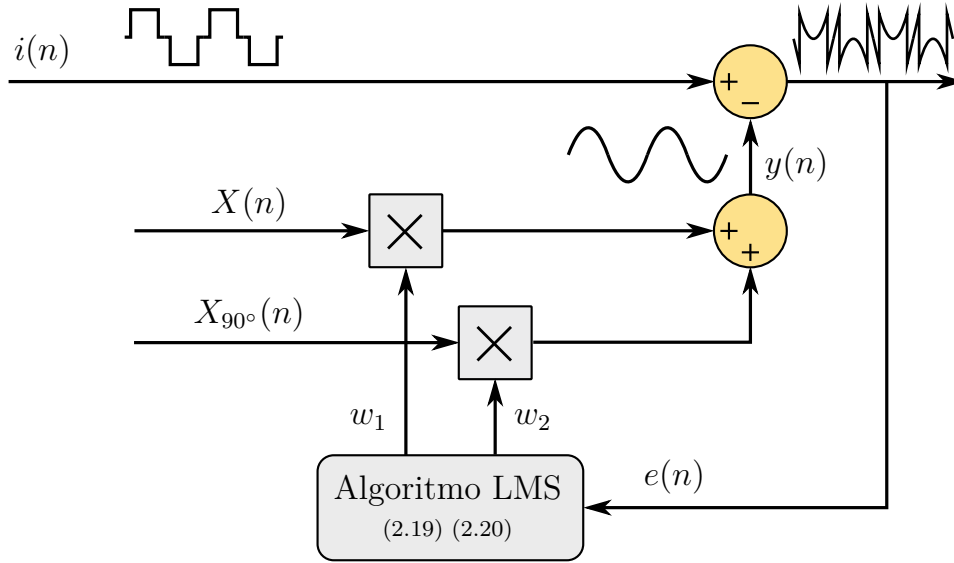


Figura 7 – Estrutura de filtro adaptativo utilizada para extração de harmônico e de reativo.

é dada por:

$$y(n) = w_1(n) \cdot x(n) + w_2(n) \cdot x_{90^\circ}(n) \quad (2.17)$$

$$e(n) = i(n) - y(n) \quad (2.18)$$

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu \cdot e(n) \cdot x(n) \quad (2.19)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + \mu \cdot e(n) \cdot x_{90^\circ}(n) \quad (2.20)$$

onde, μ é o passo de adaptação do filtro, e $w_p(n+1)$ representa o novo valor calculado para o coeficiente p .

Em sistemas monofásicos, os sinais ortogonais de referência x e x_{90° podem ser obtidos através de um PLL sincronizado com a tensão da rede. No caso de sistemas trifásicos, é possível utilizar como referências as componentes α e β da Transformada de Clarke, após filtragem, removendo a necessidade da utilização de um PLL, o que melhora a velocidade de convergência do algoritmo e garante que estas referências sigam eventuais variações de frequência ou de fase na fonte [41]. Porém, apesar da utilização das componentes da Transformada de Clarke melhorar a resposta da extração do conteúdo harmônico da corrente, os coeficientes w_1 e w_2 do filtro perdem as informações da parcela ativa e reativa da corrente, mostradas a seguir, e não podem mais ser comparados com i_d e i_q da Referência Síncrona.

Substituindo x e x_{90° por um seno e um cosseno sincronizados com a tensão da rede a saída do filtro pode ser escrita como:

$$y(n) = w_1(n) \cdot \text{sen}(\omega t) + w_2(n) \cdot \text{cos}(\omega t) \quad (2.21)$$

Como a intenção do filtro é encontrar a fundamental da corrente $i(t)$, a saída do filtro, em regime permanente, pode ser escrita como sendo um sinal senoidal genérico da forma:

$$y(n) = I_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1) \quad (2.22)$$

onde, I_1 é a amplitude da corrente fundamental e ϕ_1 é o ângulo de fase entre a fundamental da tensão e a fundamental da corrente. A expansão de (2.22), através da propriedade do seno da soma resulta:

$$y(n) = I_1 \cos(\phi_1) \text{sen}(\omega t) + I_1 \text{sen}(\phi_1) \cos(\omega t) \quad (2.23)$$

Sabendo que (2.23) e (2.21) devem ser equivalentes, é possível determinar:

$$w_1 = I_1 \cos(\phi_1) \quad (2.24)$$

$$w_2 = I_1 \text{sen}(\phi_1) \quad (2.25)$$

As formulações encontradas para os coeficientes w_1 e w_2 em (2.24) e (2.25) são semelhantes às utilizadas na MSRF para \bar{i}_d e \bar{i}_q , mostradas em (2.15) e (2.16) respectivamente. Isso mostra a possibilidade da utilização do valor de w_2 como referência na compensação do reativo da corrente fundamental da carga [26].

Quando a saída do filtro tende para o valor da fundamental da corrente da entrada, tem-se que o sinal de erro $e(n)$ se torna igual ao conteúdo harmônico presente neste sinal.

$$e(n) = i(n) - i_1(n) = i_h(n) \quad (2.26)$$

Neste trabalho optou-se pela utilização de filtros adaptativos com PLL, com a estrutura mostrada nesta sessão, para a obtenção das componentes dq das variáveis de interesse, e para a extração dos harmônicos da corrente da fonte, que serão utilizados no algoritmo de controle, como será explicado na próxima sessão. Esta escolha foi feita principalmente tendo em vista o tempo de execução do algoritmo, a resposta dinâmica satisfatória e a facilidade de aplicação do algoritmo deste filtro [40].

3 Filtro Ativo Híbrido

A filtragem ativa foi desenvolvida como uma maneira de melhorar o desempenho da compensação harmônica e de reativo realizada unicamente por componentes passivos. Através da utilização de componentes ativos, chaves de potência, em conjunto a alguma técnica de controle, é possível modificar a saída do filtro com o intuito de se alcançar algum objetivo específico, seja ele a compensação de potência reativa, a mitigação de harmônicos, a redução de *flicker*, o balanceamento de tensões em sistemas trifásicos, entre outros [4].

A utilização de filtros ativos paralelos para compensação reativa e de harmônicos já se tornou uma prática comum na indústria. Apesar disso, topologias de filtros híbridos têm ganhado cada vez mais espaço, devido a sua boa performance aliada à redução da potência da parcela ativa, o que reduz o custo de projeto de topologias híbridas [36, 10].

Neste capítulo, será feita uma comparação entre os objetivos de controle de um filtro ativo paralelo (SAPF) e do filtro híbrido utilizado neste trabalho.

3.1 Filtro Ativo Paralelo

Os filtros ativos paralelos (SAPF) seguem o diagrama mostrado na Figura 8, com o inversor conectado diretamente à rede através de uma indutância de acoplamento. Por estar ligado diretamente à rede, é necessário que as chaves de potência utilizadas na construção do inversor possuam capacidade de suportar a tensão da rede e conduzir o valor total da corrente I_f , que circula no ramo do filtro, o que tende a aumentar o custo do projeto do filtro.

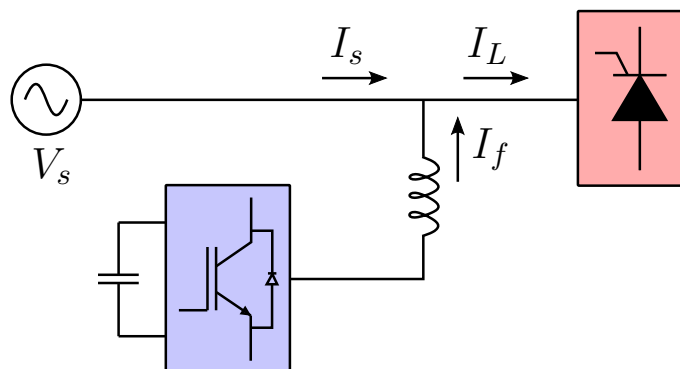


Figura 8 – Diagrama de um Filtro Ativo Paralelo.

A utilização de um banco de capacitores no barramento CC do inversor torna necessária a adição de um termo relativo à manutenção do nível de tensão neste banco de

capacitores, que decai devido à injeção das correntes harmônicas e das perdas que ocorrem nas chaves de potência.

A carga do capacitor do barramento CC é realizada através da retificação ativa, dessa maneira é possível carregar o banco de capacitores do barramento CC ao mesmo tempo em que o reativo e os harmônicos da carga são compensados. A ação de controle necessária é calculada por uma malhas externa de controle, que utiliza um controlador PI (*Proportional Integral*), como mostrado na Figura 9.

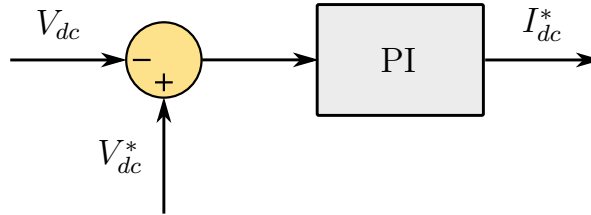


Figura 9 – Diagrama de Blocos da Referência do Barramento CC.

onde, V_{dc} é o valor medido da tensão no banco de capacitores, V_{dc}^* é a referência da tensão e I_{dc}^* é a referência da corrente responsável pela carga do barramento CC.

O controle dos inversores desta topologia de filtros é feito através de uma malha de controle de corrente. Duas malhas de controle diferentes podem ser utilizadas, uma baseada na corrente do filtro I_f , denominada *controle direto*, e outra baseada na corrente da fonte I_s , chamada de *controle indireto* [42].

No controle direto, a referência é formada pelas componentes que devem ser fornecidas pelo filtro, ou seja, a parcela harmônica da parte ativa e as componentes reativas da corrente da carga, o que, na referência dq , resulta em:

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Ld} + I_{dc}^* \\ \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Já no controle indireto, como a referência é comparada com a corrente da fonte, a componente que deve ser utilizada na formação da referência deve ser apenas a fundamental da parte ativa da corrente da carga, o que faz com que o filtro forneça as outras componentes da corrente da carga:

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{Ld} + I_{dc}^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

No caso de um SAPF trifásico, a referência para a corrente I_f de cada fase pode ser obtida a partir das transformações trifásicas mostradas no capítulo 2 .

Em sistemas monofásicos, as componentes dq da corrente da carga podem ser obtida através da MSRF, mostrada no capítulo anterior, e, a referência é encontrada através da transformação:

$$I_f^* = i_d^* \sin(\omega t) + i_q^* \cos(\omega t) \quad (3.3)$$

Quando se utiliza um filtro adaptativo com a estrutura igual ao da Figura 7, a referência, para o controle direto da corrente, é obtida através da soma de w_2 — parcela reativa da corrente da carga, transformada de acordo com (3.3) — com o sinal de erro $e(n)$, que contém a informação dos harmônicos, resultando em:

$$I_f^* = i_{dc}^* \sin(\omega n) + w_2 \cos(\omega n) + e(n) \quad (3.4)$$

3.2 Filtro Ativo Híbrido

O filtro ativo híbrido utilizado neste trabalho foi descrito em [43]. A principal diferença desta topologia com outras topologias de filtros híbridos é a utilização de apenas um elemento passivo, um capacitor, em série com o filtro ativo. O diagrama deste filtro é mostrado na Figura 10.

Nesta topologia de filtro híbrido, ao contrário do filtro ativo mostrado na seção anterior, a corrente de compensação não passa pela parte ativa do filtro. O lado de baixa do transformador é conectado ao ramo do filtro, e o lado de alta é conectado ao inversor. Dessa maneira, a corrente que circula pelas chaves de potência do inversor é consideravelmente menor do que a corrente do ramo do filtro. Além disso, como a maior parte da componente fundamental da tensão fica sobre o banco de capacitores, os requisitos de tensão das chaves de potência também são reduzidos.

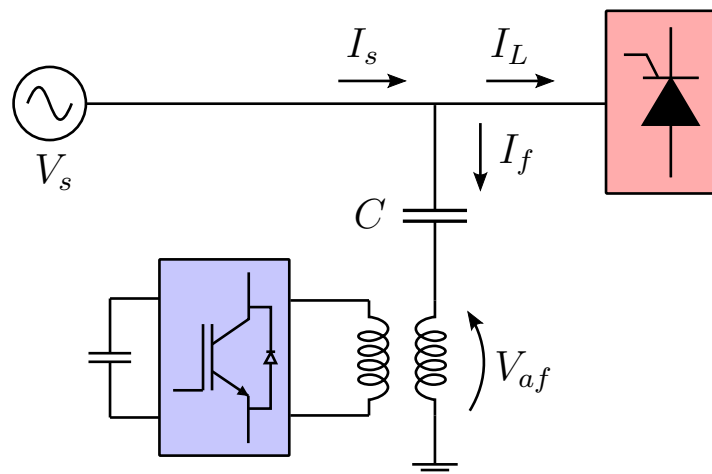


Figura 10 – Diagrama do Filtro Híbrido Ressonante.

Outra diferença entre o filtro ativo mostrado anteriormente e o filtro híbrido se encontra nos objetivos de controle envolvidos na compensação das correntes harmônicas da carga. Ao invés de efetuar a injeção dos harmônicos necessários, o filtro é capaz de, através do controle da tensão V_{af} , sintonizar eletronicamente o ramo do filtro para que ele se torne um curto-circuito para as frequências desejadas.

3.2.1 Compensação de Potência Reativa

O controle da potência reativa injetada na rede pelo filtro híbrido é efetuado através da manipulação da amplitude da componente fundamental da tensão sobre o banco de capacitores C . Para isso, é feito o controle da amplitude e da fase da componente fundamental da tensão V_{af} .

Além da parcela relativa ao controle da injeção de reativo, a tensão V_{af} também precisa de uma componente relacionada à carga dos capacitores do barramento CC do inversor, obtida através de um controlador PI, da mesma forma que na Figura 9. Como é mostrado em [43], para que o filtro híbrido efetue este carregamento, é necessário que o termo da ação de controle relativo à carga esteja em fase com a corrente que circula pelo ramo do filtro híbrido.

Esta sincronização pode ser feita de diversas maneiras. Em [44] é utilizado um PLL sincronizado com a tensão do capacitor, porém, como a tensão do capacitor possui um atraso de 90° em relação à corrente, é necessário que seja utilizado o cosseno deste PLL para a sincronização. Já em [45], para evitar a utilização de uma estrutura de PLL, o autor aplica um filtro sintonizado para extrair a componente fundamental da corrente do ramo do filtro, e a utiliza para fazer a sincronização.

A formulação do sistema pode ser efetuada através da decomposição de suas variáveis em componentes em quadratura:

$$\dot{V}_s = V_s^d + jV_s^q = V_s^d \quad (3.5)$$

$$\dot{I}_f = I_f^d + jI_f^q \quad (3.6)$$

$$\dot{V}_{af} = V_{af}^d + jV_{af}^q \quad (3.7)$$

A Figura 11 mostra o circuito equivalente do filtro híbrido para a frequência fundamental. As resistências que compõe as impedâncias do capacitor e do indutor podem ser desconsideradas, por serem muito pequenas em relação às reatâncias, e, utilizando a lei de Kirchhoff das malhas, é obtida a formulação:

$$\dot{V}_s = \dot{V}_{af} + \dot{V}_c + \dot{V}_t = \dot{V}_{af} + jX_t \dot{I}_f - jX_c \dot{I}_f \quad (3.8)$$

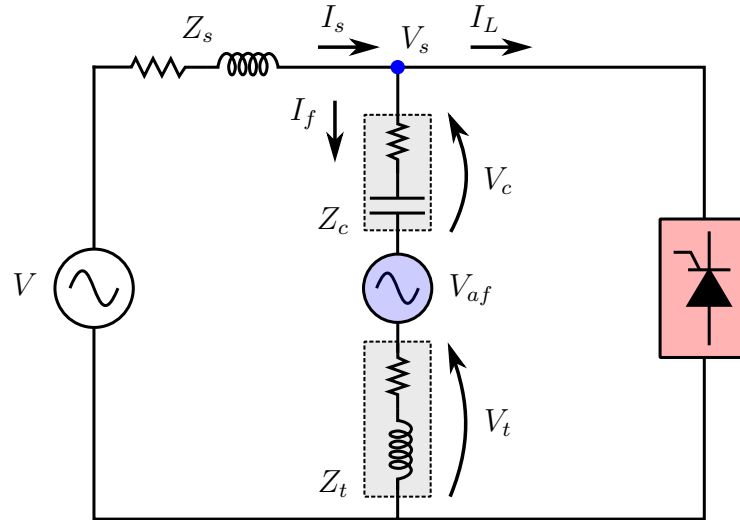


Figura 11 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para a Componente Fundamental.

onde X_t é a reatância de curto circuito do transformador e X_c é a reatância do banco de capacitores. Substituindo (3.5), (3.6) e (3.7) em (3.8), e fazendo algumas manipulações matemáticas, são obtidos os valores da corrente do filtro:

$$I_f^d = \frac{V_{af}^q}{X_c - X_t} \quad (3.9)$$

$$I_f^q = \frac{V_s^d - V_{af}^d}{X_c - X_t} \quad (3.10)$$

Pode ser então definido um fator β que relaciona V_{af}^d com V_s :

$$V_{af}^d = \beta V_s \quad (3.11)$$

E, substituindo (3.11) em (3.10), temos:

$$I_f^q = \frac{(1 - \beta)V_s}{X_c - X_t} \quad (3.12)$$

A potência reativa fornecida pelo filtro pode ser calculada como sendo a parcela imaginária de sua potência aparente:

$$Q_f = \text{Im}(S_f) = \text{Im}(V_s \cdot I_f^*) = \frac{(1 - \beta)V_s^2}{X_t - X_c} \quad (3.13)$$

Analisando a equação (3.13), duas regiões de operação podem ser definidas para o filtro:

- Subcompensação ($0 < \beta < 1$): a tensão sobre o capacitor é reduzida, o que reduz a potência reativa entregue pelo filtro.

- Sobrecompensação ($-1 < \beta < 0$): a tensão sobre o capacitor é elevada, aumentando a potência reativa entregue pelo filtro.

Quando o reativo requisitado pela carga for menor do que o reativo nominal do banco de capacitores, a parte ativa do filtro gera uma tensão V_{af} em fase com a rede, o que, pela equação (3.11), implica em um β positivo, colocando o filtro na região de subcompensação, e reduzindo o reativo entregue pelo filtro híbrido. De forma análoga, quando a carga possui um reativo maior do que o nominal do banco de capacitores, a tensão V_{af} é aplicada com uma defasagem de 180° em relação à rede, β negativo em (3.11), o que faz com que a tensão sobre o banco de capacitores aumente, assim como a potência reativa injetada pelo filtro.

O efeito do controle da tensão V_{af} pode ser então associado a uma variação da impedância do ramo do filtro na frequência fundamental. Devido a esta característica esta topologia foi denominada como *Smart Impedance* [46]. A Figura 12 mostra como esta impedância ativa X_{af} atua nas duas regiões de trabalho definidas para o filtro.

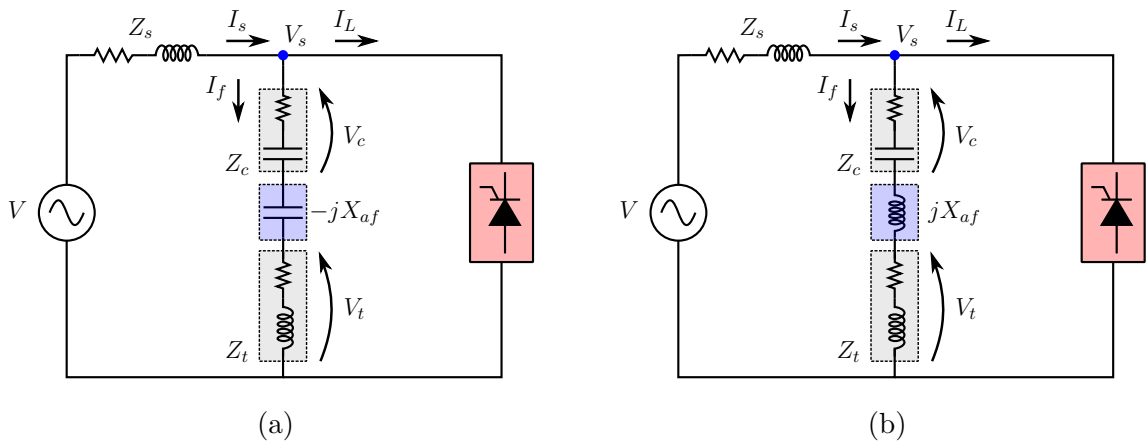


Figura 12 – Circuito Equivalente das Impedâncias do Filtro para (a) Região de Subcompensação (b) Região de Sobrecompensação.

Considerando os circuitos equivalentes da Figura 12, é possível se fazer uma formulação análoga a feita anteriormente, porém baseada nas impedâncias do sistema:

$$V_s = jX_t \dot{I}_f - jX_c \dot{I}_f \pm jX_{af} \dot{I}_f \quad (3.14)$$

Que resulta no equacionamento da potência reativa:

$$Q_f = \frac{V_s^2}{X_t - X_c \pm X_{af}} \quad (3.15)$$

O comportamento de (3.15) pode ser analisado da mesma forma que em (3.13). Quando o reativo da carga é inferior ao nominal do banco de capacitores, região de

subcompensação, a impedância ativa se comporta como um capacitor em série no ramo do filtro, o que implica em um valor negativo de X_{af} em (3.15), reduzindo a quantidade de reativo injetada. Sendo assim, quanto mais negativo o valor da impedância ativa, menor é a quantidade de reativo compensado pelo filtro.

No caso de uma carga na qual o valor do reativo ultrapassa o valor nominal do banco de capacitores, a impedância ativa se comporta como uma indutância em série no ramo do filtro, valor positivo de X_{af} , o que aumenta o valor de Q_f . Neste caso, quanto mais positivo o valor da impedância ativa, maior é a quantidade de potência reativa sendo injetada pelo filtro.

Para um entendimento correto das equações (3.13) e (3.15), é importante que seja notado que, para a frequência fundamental, tem-se $X_t \ll X_c$, o que faz com que a quantidade de potência reativa injetada seja sempre capacitiva, ou seja, $Q_f < 0$. Logo, uma quantidade maior de reativo sendo injetada pelo filtro significa um valor mais negativo de Q_f em (3.13) e (3.15).

3.2.2 Compensação de Harmônicos

O comportamento do filtro híbrido da Figura 10 também pode ser analisado para as frequências harmônicas das correntes e das tensões, e o circuito equivalente é mostrado na Figura 13.

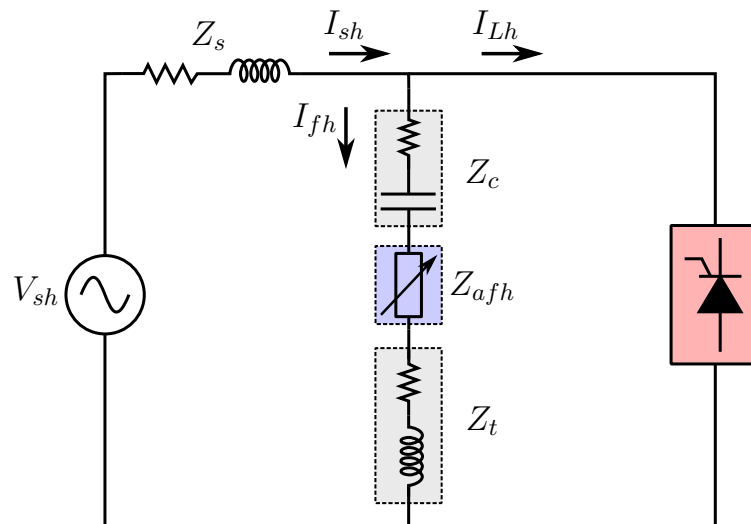


Figura 13 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para as Componentes Harmônicas.

onde, Z_s é a impedância equivalente da fonte, V_{sh} são as componentes harmônicas da tensão da rede, Z_c é a impedância do banco de capacitores, Z_t é a impedância do transformador e Z_{afh} é a impedância variável gerada pela parte ativa do filtro híbrido.

A impedância total do ramo do filtro híbrido (Z_{fh}) pode ser definida pela equação (3.16), na qual fica claro que, através da variação de Z_{afh} , é possível se modificar o valor

da impedância do ramo do filtro híbrido para uma frequência h .

$$Z_{fh} = Z_c + Z_{afh} + Z_t \quad (3.16)$$

O equacionamento do circuito da Figura 13 pode ser feito através do conceito da superposição. Para isso o circuito deve ser analisado separadamente para os harmônicos da tensão da fonte e para os harmônicos da corrente da carga.

Para o estudo do efeito dos harmônicos da tensão da fonte, é necessário que a carga, que pode ser considerada como uma fonte de corrente, seja removida do sistema. O circuito equivalente é mostrado na Figura 14.

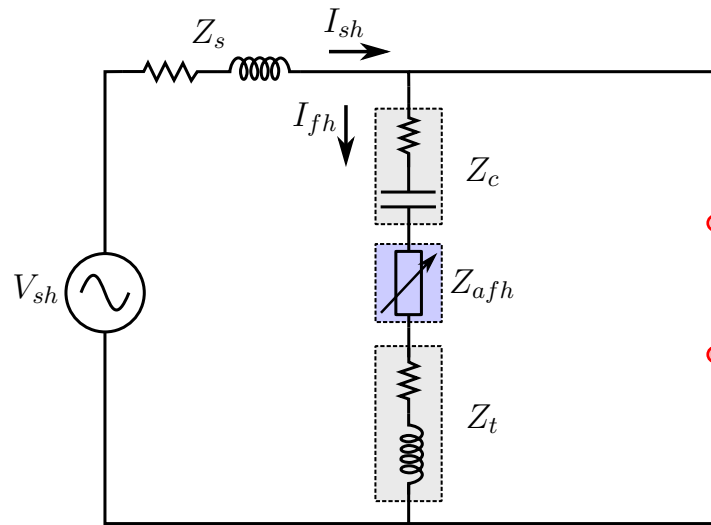


Figura 14 – Circuito Equivalente para os Harmônicos da Tensão da Rede.

A formulação encontrada a partir da Figura 14 é feita de maneira semelhante à utilizada para os sistemas da Figura 12, porém dessa vez são utilizados os módulos das impedâncias, e então, como I_{fh} é igual a I_{sh} , a contribuição de V_{sh} nos harmônicos da corrente pode ser descrito como:

$$I_{sh} = \frac{V_{sh}}{Z_s + Z_c + Z_{afh} + Z_t} \quad (3.17)$$

A corrente I_{sh} é uma corrente formada pelos harmônicos que aparecem na linha devido aos harmônicos de tensão e à impedância da rede. Então, o objetivo de controle relacionado a esta corrente deve ser no sentido de impedir que ela passe pelo ramo do filtro híbrido, ou seja, fazer com que I_{sh} seja igual a zero em (3.17). Para que isto ocorra é necessário que Z_{afh} tenha um valor muito alto, idealmente infinito [45].

Para que seja encontrado o equacionamento dos efeitos da corrente harmônica da carga, é necessário que a fonte de tensão seja colocada em repouso — sendo então representada por um curto-circuito — o que resulta no circuito equivalente da Figura 15.

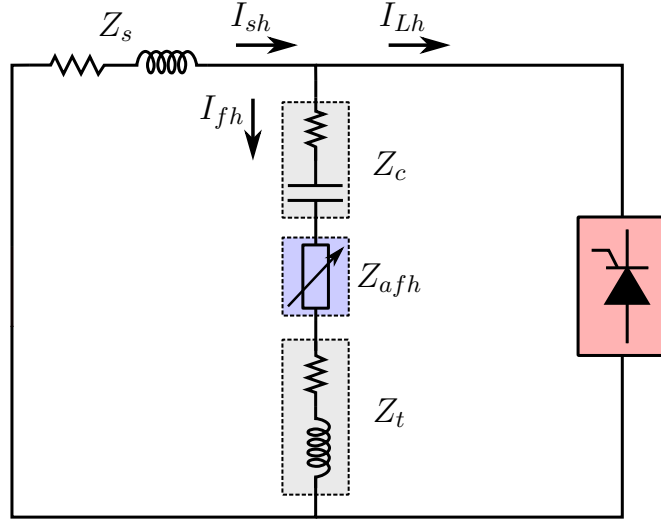


Figura 15 – Circuito Equivalente para os Harmônicos da Corrente da Carga.

Através deste circuito equivalente é possível encontrar a relação entre as correntes da fonte, da carga e do ramo do filtro:

$$I_{sh} = I_{Lh} + I_{fh} \quad (3.18)$$

$$Z_s I_{sh} = (Z_c + Z_{afh} + Z_t) I_{fh} \quad (3.19)$$

que, por meio da substituição de (3.19) em (3.18) resulta em:

$$I_{sh} = \frac{Z_c + Z_t + Z_{afh}}{Z_s + Z_c + Z_t + Z_{afh}} I_{Lh} \quad (3.20)$$

Neste caso, o controle deve ter como objetivo não permitir que as correntes harmônicas da carga I_{Lh} circulem pelo ramo da fonte, o que equivale a fazer I_{sh} ser igual a zero em (3.19). Isso ocorre quando as impedâncias do ramo do filtro se anulam para as frequências que compõem I_{Lh} , o que faz com que o filtro se comporte como um curto-circuito para estas frequências, ou seja, quando:

$$Z_c + Z_t + Z_{afh} = 0 \rightarrow Z_{afh} = -(Z_c + Z_t) \quad (3.21)$$

Sendo estas impedâncias da forma:

$$Z_{afh} = r_a \pm jX_{afh} \quad (3.22)$$

$$Z_c = r_c - jX_c \quad (3.23)$$

$$Z_t = r_t + jX_t \quad (3.24)$$

Pode ser então definida a impedância ativa Z_{afh} , que é formada por uma resistência ativa r_a e por uma reatância ativa X_{afh} . A resistência ativa é responsável por eliminar qualquer resistência residual dos componentes passivos do filtro [46]:

$$r_a = -(r_c + r_t) \quad (3.25)$$

onde r_c e r_t são as resistências equivalentes do banco de capacitores e do transformador, respectivamente.

A reatância ativa X_{afh} efetua a sintonização do filtro para cada frequência harmônica desejada.

$$X_{afh} = -(X_t - X_c) \quad (3.26)$$

Em (3.26) é possível notar que essa reatância ativa deve possuir um valor diferente para cada frequência, dado que os valores de X_t e X_c são dependentes da frequência.

Através das análises feitas de (3.17) e (3.19) foram obtidos dois objetivos de controle para a impedância do ramo do filtro híbrido que podem ser considerados divergentes, sendo:

$$\begin{cases} Z_{fh} = \infty, & \text{para } V_{sh} \\ Z_{fh} = 0, & \text{para } I_{Lh} \end{cases} \quad (3.27)$$

Porém, assim como mostrado na sessão 3.2.1 para a frequência fundamental, a parte ativa do filtro híbrido tem a capacidade de se comportar como uma fonte de tensão para cada harmônico separadamente, como mostra a Figura 16. O equacionamento da Figura 16 resulta em:

$$V_{sh} = Z_s I_{sh} + (Z_t + Z_c) I_{fh} + V_{afh} \quad (3.28)$$

E pode ser definido:

$$Z_p = Z_t + Z_c \quad (3.29)$$

Substituindo (3.18) e (3.29) em (3.28), e fazendo as devidas manipulações matemáticas, é encontrada a relação entre as correntes harmônicas que circulam pela fonte com cada uma das outras correntes e tensões harmônicas do sistemas:

$$I_{sh} = \underbrace{\frac{V_{sh}}{Z_s + Z_p}}_I + \underbrace{\frac{Z_p I_{Lh}}{Z_s + Z_p}}_{II} - \underbrace{\frac{V_{afh}}{Z_s + Z_p}}_{III} \quad (3.30)$$

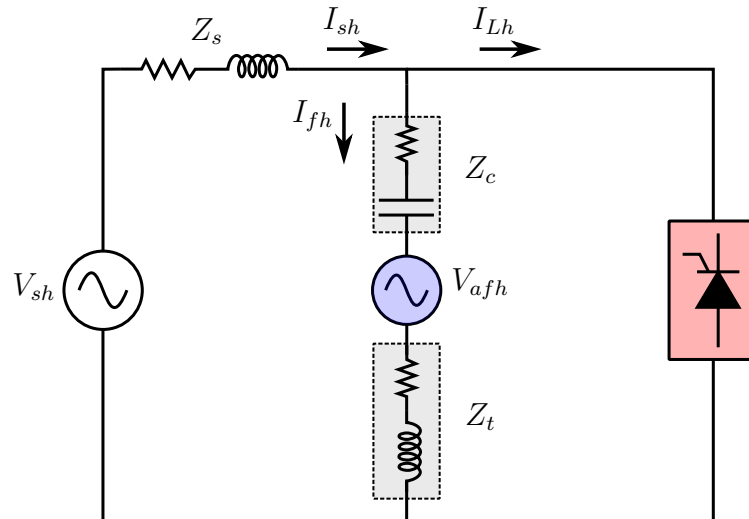


Figura 16 – Circuito Equivalente para Parcela Ativa Atuando como Fonte de Tensões Harmônicas.

Em (3.30), a parcela (I) é a contribuição dos harmônicos da tensão da fonte, (II) é a contribuição dos harmônicos da corrente da carga, e (III) é a contribuição das tensões harmônicas geradas pela parte ativa do filtro híbrido.

Para que a corrente harmônica circulando pela fonte seja nula, é necessário que I_{sh} seja zero em (3.30), o que resulta em:

$$V_{afh} = V_{sh} + Z_p I_{Lh} \quad (3.31)$$

A equação (3.31) mostra a tensão que deve ser gerada, em cada frequência harmônica h , pela parte ativa do filtro híbrido, para que não exista circulação de correntes harmônicas na rede. A aplicação de V_{sh} faz com que o filtro se comporte como um circuito aberto, impedância infinita, impedindo que as correntes geradas pela distorção da rede fluam pelo filtro híbrido. Já o termo $Z_p I_{Lh}$ cancela as quedas de tensão, geradas pelas correntes harmônicas da carga, nos componentes passivos do filtro híbrido, tornando o ramo do filtro um curto-circuito para estas componentes [45]. Dessa maneira, é possível que ambos os objetivos de controle mostrados em (3.27) sejam atendidos simultaneamente.

4 Conversores Multiníveis

Os filtros ativos para baixas tensões geralmente utilizam inversores de dois níveis na construção de sua parte ativa. Isso se deve ao menor custo e complexidade envolvidos no projeto deste tipo de conversores. Porém, existem limitações para a utilização destes inversores em projetos de média e alta tensão, pois, para serem utilizados nestas faixas de operação, torna-se necessário o emprego de chaves de potência que suportem maiores níveis de tensão e de transformadores com alta taxa de transformação [19].

Para médias e altas tensões, a utilização de topologias multiníveis se torna mais vantajosa, uma vez que torna possível a obtenção de níveis mais altos de tensão através de dispositivos de chaveamento de menor potência e remove a necessidade de utilização de transformadores [19, 47]. Outra característica muito importante dos conversores multiníveis é a redução na THD da tensão de saída do conversor, o que resulta em perdas menores, melhora na qualidade da energia fornecida e redução dos filtros necessários na saída do conversor [8, 47]. A Figura 17 mostra uma comparação entre a saída de um conversor CHB de dois níveis (Figura 17a), com a saída de um conversor CHB de sete níveis (Figura 17b), para um período da fundamental. A referência do sinal é indicada em vermelho, e a saída do conversor em azul.

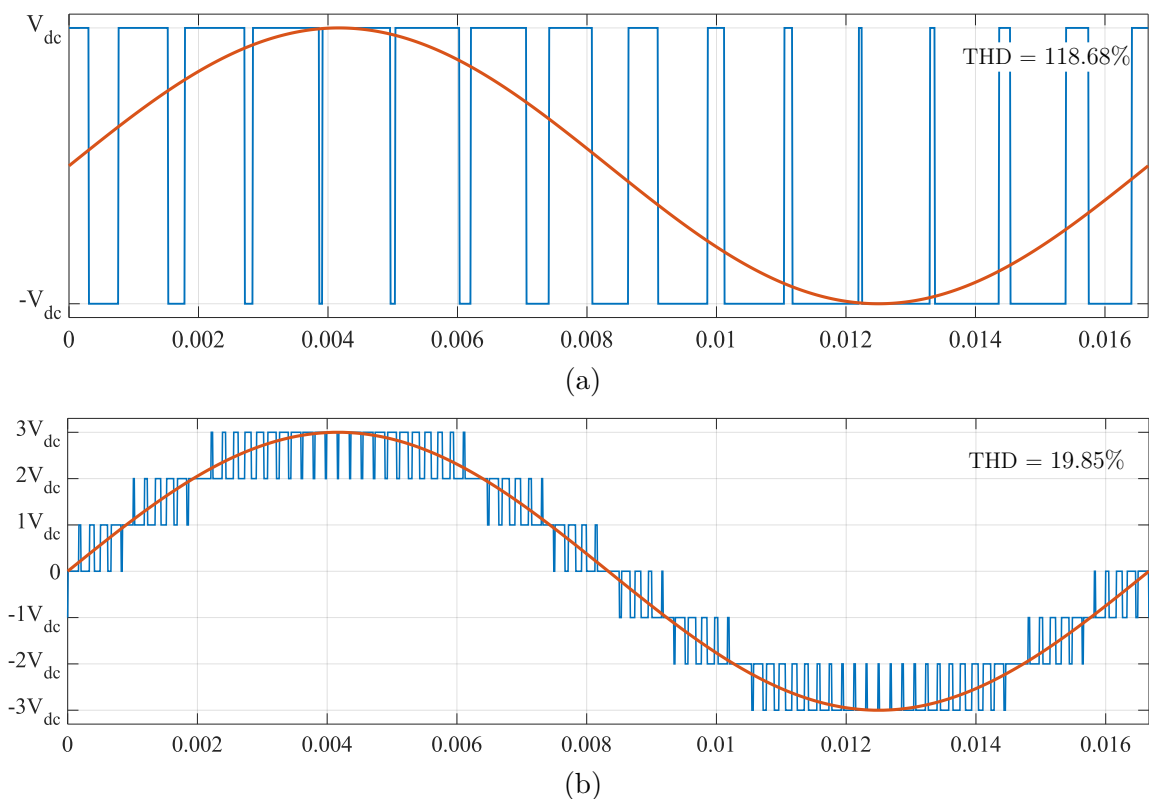


Figura 17 – Saída de um conversor CHB de (a) 2 níveis e (b) 7 níveis.

A Figura 17 deixa clara a diferença entre as saídas de um inversor de dois níveis e de um multinível. Primeiramente, é possível notar que o valor da tensão do barramento CC é muito superior para o conversor de dois níveis, o que aumenta consideravelmente a potência das chaves eletrônicas que devem ser utilizadas. Além disso, o maior dv/dt no momento do chaveamento gera mais estresse na eletrônica de potência. A Figura também mostra que o valor da THD para a saída do inversor de dois níveis fica em 118.68%, enquanto que para o inversor de sete níveis a THD fica em 19.85%, o que evidencia a maior qualidade da tensão entregue pelo conversor multinível.

4.1 Topologias de Conversores Multiníveis

4.1.1 *Neutral-Point Clamped*

Nos conversores NPC, os diodos têm como objetivo auxiliar na distribuição da tensão entre os capacitores do barramento CC e as chaves de potência [20]. Esse efeito ocorre devido à limitação de tensão imposta pelos diodos sobre os dispositivos [48]. A Figura 18 mostra a estrutura de um inversor NPC trifásico de 3 níveis.

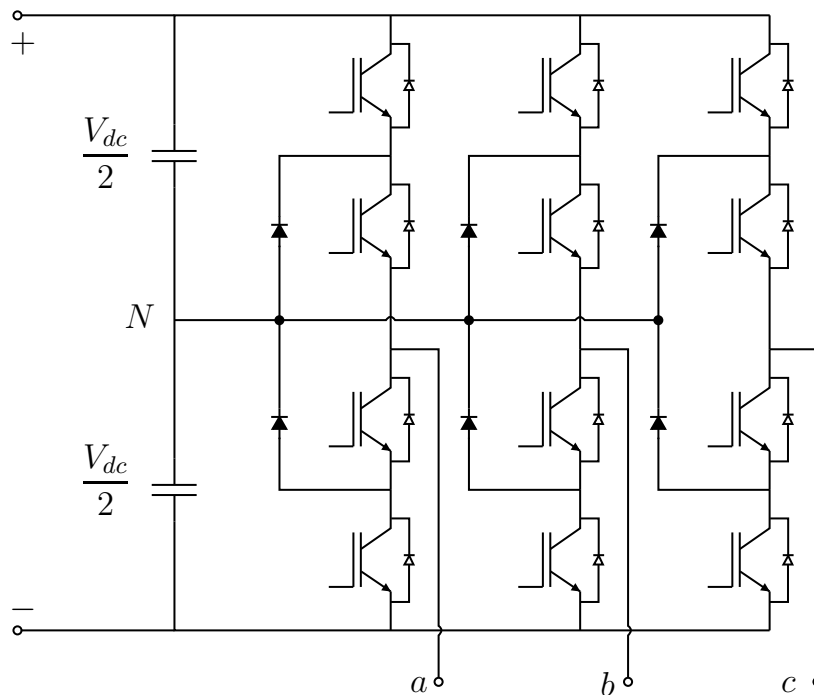


Figura 18 – Topologia de conversor NPC trifásico de 3 níveis.

A estrutura multinível NPC de 3 níveis tem como principais vantagens a capacidade de chaveamentos em frequências mais baixas, a alta eficiência, e a utilização de apenas um barramento CC compartilhado em sua estrutura trifásica, o que reduz a quantidade de capacitores utilizados e facilita a sua integração com energias renováveis [20, 21, 49]

Apesar de ser possível um aumento na quantidade de níveis de tensão de saída na topologia NPC, isso gera um aumento expressivo na complexidade envolvida no controle, além de um aumento grande na quantidade de diodos necessários [48, 21].

4.1.2 *Flying Capacitor*

As topologias de conversores do tipo FC utilizam capacitores para a obtenção de diferentes níveis nas suas saídas. A Figura 19 ilustra uma estrutura de conversor FC que fornece três possíveis níveis de tensão. Para isso, os capacitores flutuantes C_1 , C_2 e C_3 precisam ser carregados com uma tensão de $V_{dc}/2$ [50]. Assim sendo, através do chaveamento adequado das chaves eletrônicas, é possível conectar o capacitor de cada fase de maneira a gerar as tensões desejadas nas saídas.

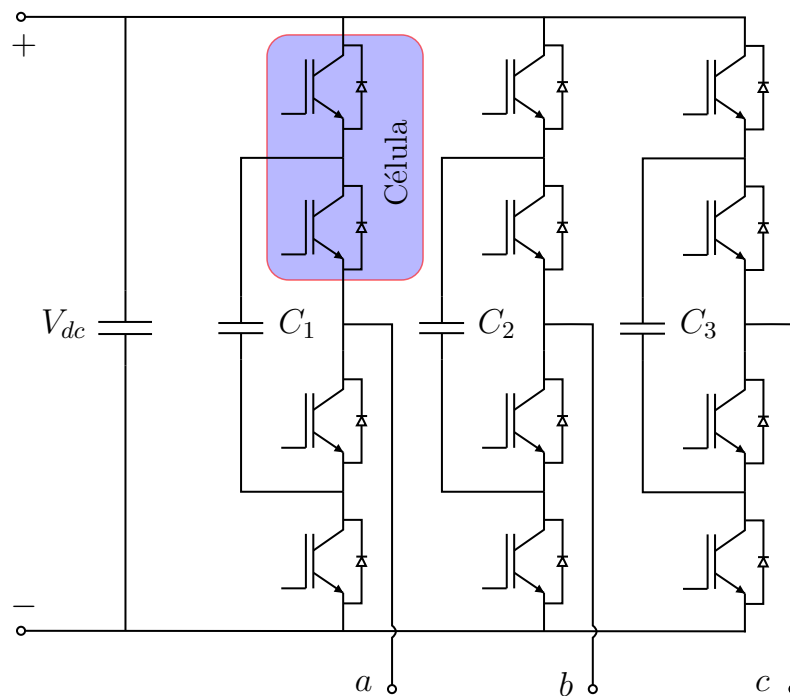


Figura 19 – Topologia de conversor FC trifásico de 3 níveis.

Uma vantagem da topologia trifásica multinível FC em relação a NPC, é a capacidade do controle independente da tensão dos capacitores para cada braço do inversor, o que garante mais um grau de liberdade ao controle [50]. Porém, ao contrário do NPC, a topologia baseada em capacitores flutuantes se limita a ser utilizada com frequências de chaveamento mais altas, devido aos valores das capacitâncias e da energia armazenada nos capacitores [20].

Para uma estrutura de N níveis, a quantidade de células utilizadas por fase segue a equação (4.1), e o número de capacitores flutuantes necessários segue (4.2) [51].

$$p = N - 1 \quad (4.1)$$

$$C = p - 1 \quad (4.2)$$

onde p é o número de células, como a indicada na Figura 19, e C é o número de capacitores flutuantes. Esse aumento na quantidade de dispositivos pode elevar muito o custo para mais níveis, o que faz com que a utilização desta topologia seja, normalmente, limitada a quatro níveis [21].

4.1.3 Modular Multilevel Converter

Os inversores multiníveis MMC são formados por dois braços por fase, um superior e um inferior. Cada um destes braços é constituído de n módulos, como ilustrado na Figura 20.

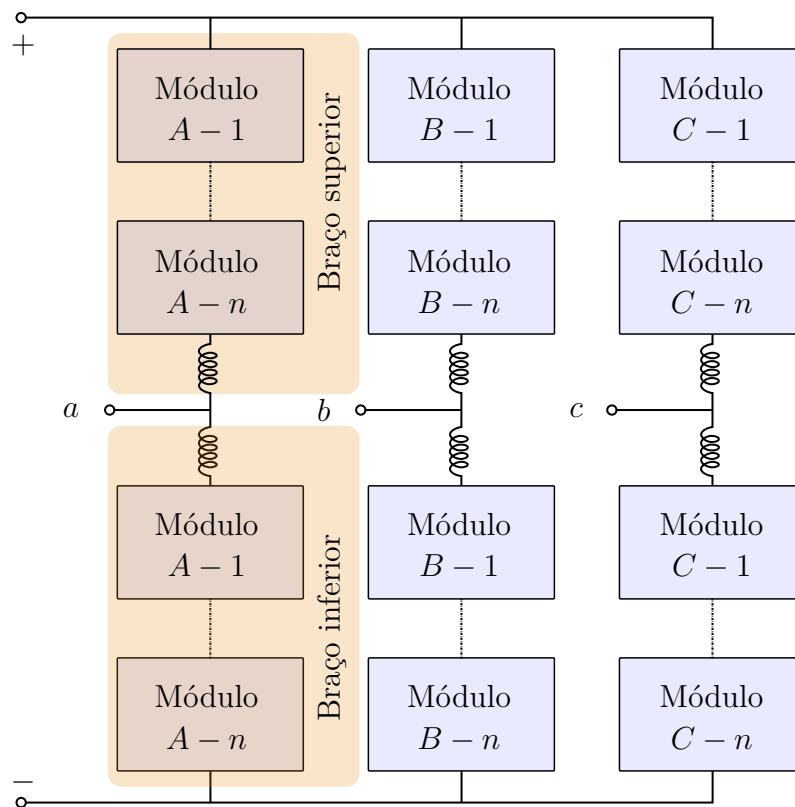


Figura 20 – Topologia de conversor MMC trifásico de N níveis.

Os módulos de um conversor MMC são formados por um conjunto de duas chaves de potência e um capacitor, ligados como mostrado na Figura 21. Dessa maneira, quando o $S1$ é ligado, o módulo fornece a tensão V_{cap} em sua saída, e, quando o $S2$ é ligado, o módulo sofre um *bypass* e é desconectado.

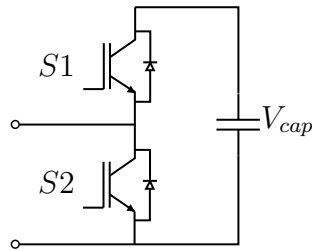


Figura 21 – Composição de Módulo de Inversor MMC.

Esta característica construtiva faz com que seja possível se obter $(n + 1)$ níveis de tensão na saída do conversor, e a tensão necessária no capacitor de cada módulo é calculada de acordo com (4.3) [17].

$$V_{cap} = \frac{V_{dc}}{n} \quad (4.3)$$

A utilização de módulos iguais na composição da topologia MMC é uma grande vantagem, facilitando a manutenção do equipamento e o aumento nos níveis de tensão na saída [17, 18].

4.1.4 Cascaded H-Bridge

Assim como a topologia MMC, os conversores do tipo ponte-H em cascata (CHB) são formados por módulos iguais ligados em série. A Figura 22 mostra como é montado um conversor CHB trifásico.

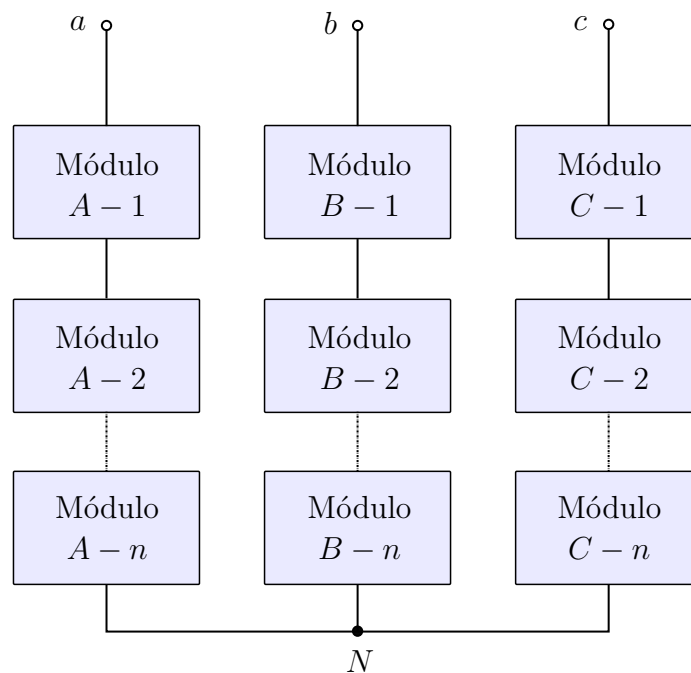


Figura 22 – Topologia de conversor CHB trifásico de N níveis.

Cada um dos módulos que compõe o conversor CHB é formado por um circuito ponte-H. A Figura 23 mostra como é feita a conexão dos módulos de um inversor monofásico CHB com 7 níveis de tensão na saída, como o utilizado neste trabalho.

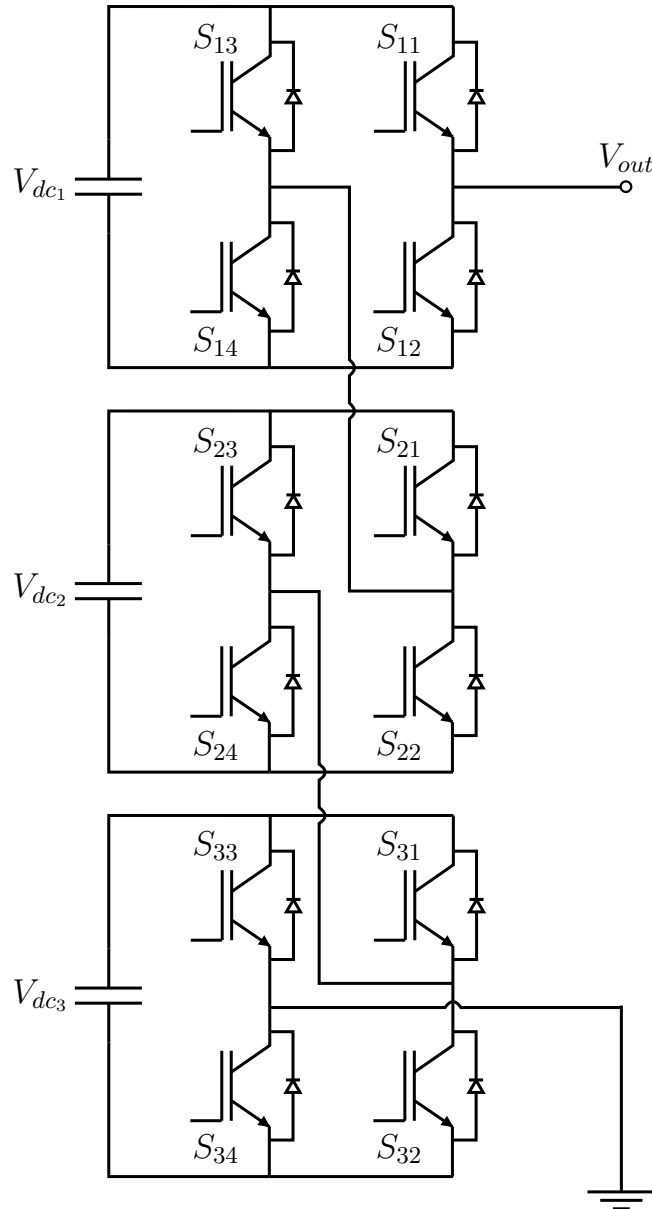


Figura 23 – Inversor CHB monofásico de 7 níveis.

A tensão V_{out} , obtida na saída do conversor, é dada pela soma das tensões em cada ponte-H. A tensão de cada ponte-H é dependente da tensão V_{dc} , dos capacitores do barramento CC, e do estado no qual cada chave de potência se encontra, como mostrado na Tabela 1. Nesta tabela, o valor 1 simboliza que a chave se encontra fechada, ou seja, conduzindo, e o valor 0 indica que a chave está aberta. É importante notar que as chaves nas posições 1 e 2 são sempre chaveadas de maneira oposta, assim como as chaves nas posições 3 e 4.

Nestes conversores, a quantidade de níveis na saída está relacionada ao número

Tabela 1 – Saídas Ponte-H

S1	S2	S3	S4	Saída
0	1	0	1	0
0	1	1	0	$-V_{dc}$
1	0	0	1	V_{dc}
1	0	1	0	0

de pontes ligadas em cascata pela equação (4.4), onde N é o número de níveis, e n é o número de pontes-H [52]. Como pode ser notado pela Tabela 1, a quantidade de estados de chaveamento possíveis não é igual ao número de níveis na saída do conversor. O número de estados de chaveamento pode ser calculado a partir da equação (4.5) [25].

$$N = 2n + 1 \quad (4.4)$$

$$N^{\circ} \text{estados} = 4^n \quad (4.5)$$

A tabela completa, com todos os possíveis estados de chaveamento e o respectivo valor de V_{out} para o inversor CHB de 7 níveis utilizado neste trabalho, se encontra no Apêndice A.

Apesar da semelhança com o conversor MMC, uma vantagem da topologia CHB está na quantidade de capacitores e de dispositivos de potência necessários, como mostra a Tabela 2, para topologias monofásicas de 7 níveis [52].

Tabela 2 – Comparação entre CHB e MMC de 7 níveis monofásicos

	CHB 7 níveis	MMC 7 níveis
Número de módulos	3	12
Número de dispositivos de potência	12	24
Número de capacitores	3	12

4.2 Técnicas de Modulação Para Conversores Multinível

As técnicas de modulação utilizadas em conversores multiníveis podem ser divididas em duas categorias de algoritmos: 1) Algoritmos baseados na comparação de sinais; 2) Algoritmos baseados em vetores no espaço de estados [21].

Entre os algoritmos da primeira categoria, os mais amplamente utilizados são os que se baseiam na comparação de portadoras triangulares com a referência desejada. Esses algoritmos são chamados de PWM (*Pulse Width Modulation*) de múltiplas portadoras ou, do inglês, *Multicarrier PWM* [21].

As técnicas da segunda categoria utilizam os vetores de tensão gerados pelos conversores, e os estados de chaveamento que fornecem esses vetores de tensão, para otimizar a ação de controle que será tomada [53]. Esta segunda categoria é chamada SVM (*State Vector Modulation*).

Apesar da diferença na maneira como o sinal modulado é calculado, ambas as técnicas se utilizam do conceito de PWM, ou seja, a modulação é feita a partir do controle da largura do pulso que será aplicado na respectiva chave de potência. A Figura 24 ilustra a forma e as principais características de um sinal PWM.

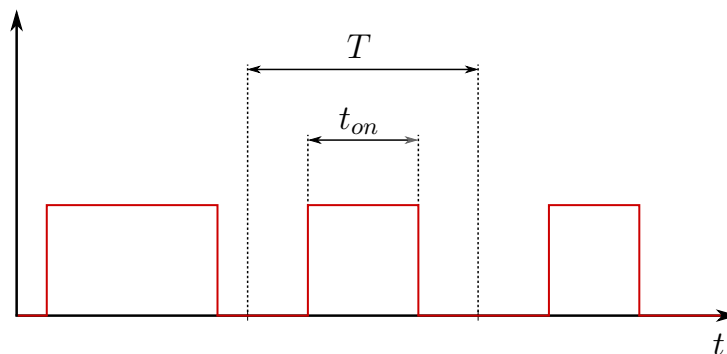


Figura 24 – Exemplo de sinal PWM.

Na Figura 24, T é o período do sinal modulado, e t_{on} é a parcela de tempo do período na qual a chave de potência fica ligada. A relação entre t_{on} e T é chamada *Duty Cycle* e é dada pela equação (4.6).

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (4.6)$$

Por não ser o foco deste trabalho, os conceitos da modulação PWM serão abordados a partir da análise de dois métodos baseados na comparação de múltiplas portadoras. Porém, diversas outras técnicas de modulação para conversores multiníveis, cada uma com suas vantagens e desvantagens, podem ser encontradas na literatura [21, 54].

4.2.1 Técnicas Baseadas em Múltiplas Portadoras

Entre as técnicas de PWM baseadas na comparação da referência com múltiplas portadoras, as duas mais utilizadas são a *phase-shifted* PWM e a *level-shifted* PWM [25].

4.2.1.1 Phase-Shifted PWM

Na técnica *phase-shifted* PWM, as portadoras são ondas triangulares defasadas entre si com um ângulo que depende do número de níveis do conversor. A equação (4.7)

mostra a relação entre o número de níveis e a defasagem entre as portadoras.

$$\Phi_{tr} = \frac{360^\circ}{N - 1} \quad (4.7)$$

onde, N é o número de níveis do conversor, e Φ_{tr} é a defasagem, em graus, entre as portadoras. Além disso, como nesse caso é utilizada uma modulação unipolar, também é necessário que, para cada portadora, uma portadora em fase oposta seja utilizada, o que faz com que a quantidade total de portadoras seja igual ao dobro do número de pontes-H empregadas no conversor. A Figura 25 ilustra esta técnica de modulação sendo aplicada para um inversor CHB de 7 níveis.

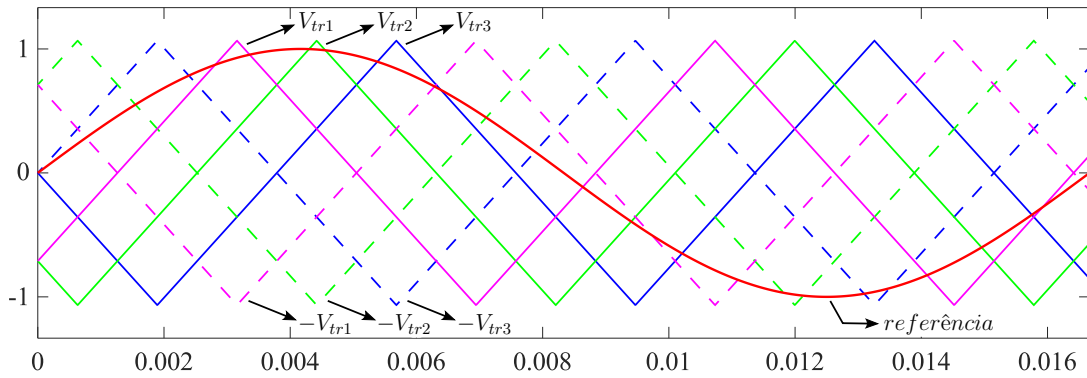


Figura 25 – Exemplo de Modulação *Phase-Shifted* PWM.

Os sinais V_{tr1} , V_{tr2} , e V_{tr3} , são as portadoras, e estão defasados de 60° entre si, seguindo a equação (4.7). As portadoras em fase oposta são representadas por $-V_{tr1}$, $-V_{tr2}$ e $-V_{tr3}$. Cada portadora e sua respectiva portadora oposta são responsáveis pelo chaveamento de uma ponte-H. Tomando como base o conversor da Figura 23, V_{tr1} e $-V_{tr1}$ geram os sinais de disparo da ponte 1, V_{tr2} e $-V_{tr2}$ geram os sinais de disparo da ponte 2, e V_{tr3} e $-V_{tr3}$ geram os sinais de disparo da ponte 3.

Os sinais de disparo são gerados de acordo com a comparação entre a referência e as portadoras, seguindo as equações (4.8) e (4.9).

$$S_{k1} = \begin{cases} 1, & \text{se referência} \geq V_{trk} \\ 0, & \text{se referência} < V_{trk} \end{cases} \quad (4.8)$$

$$S_{k3} = \begin{cases} 1, & \text{se referência} \geq -V_{trk} \\ 0, & \text{se } -V_{trk} < \text{referência} \end{cases} \quad (4.9)$$

onde, k é a ponte-H na qual o dispositivo de potência está conectado, e 1 e 3 são as posições das chaves, de acordo com a Figura 23. As chaves 2 e 4 não aparecem nas equações, pois elas são chaveadas de maneira inversa às chaves 1 e 3, como indicado na seção anterior.

Duas características importantes que devem ser levadas em consideração nesta técnica de modulação são a taxa de modulação da frequência m_f e a taxa de modulação da amplitude m_a . A taxa de modulação de frequência é a relação entre a frequência das portadoras e a frequência da fundamental da referência, e é dada por:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{referência1}} \quad (4.10)$$

Pela equação (4.10) é possível notar que um aumento da frequência das portadoras também aumenta o valor de m_f . Essa relação é importante porque, em inversores CHB multiníveis, as harmônicas do sinal modulado são movidas para valores múltiplos de $2km_f$, onde k é o número de pontes ligadas em cascata [54]. O aumento da frequência do sinal modulado facilita a sua filtragem através de um filtro passa-baixas, porém, frequências muito altas aumentam as perdas no chaveamento [54, 30].

A taxa de modulação de amplitude é uma relação entre as amplitudes do sinal de referência e das portadoras, como mostrado na equação (4.11)

$$m_a = \frac{V_{referência}}{V_{tri}} \quad (4.11)$$

A definição da taxa de modulação de amplitude é importante, principalmente, para o caso de conversores que não possuem controle do barramento CC, pois através da variação de m_a é possível se manter a amplitude da saída mesmo com eventuais variações nos níveis do barramento CC. Isso pode ser feito porque, para o caso de termos $m_a \leq 1$, a amplitude da fundamental do sinal de saída é linearmente proporcional a m_a [30].

4.2.1.2 Level-Shifted PWM

Ao invés de possuírem uma defasagem entre si, na técnica *level-shifted* PWM as portadoras sofrem um *offset* no seu nível de tensão. O índice de modulação de amplitude m_a é definido pela equação (4.12) [25]. Da mesma forma que o observado na técnica *phase-shifted* PWM, o número de portadoras utilizadas é igual ao dobro de pontes-H sendo chaveadas.

$$m_a = \frac{V_m}{V_{tri}(N-1)}, \text{ para } 0 \leq m_a \leq 1 \quad (4.12)$$

onde, V_m é a amplitude da referência, V_{tri} é a amplitude das portadoras, e N é o número de níveis do conversor. Existem três maneiras tradicionais de se fazer o posicionamento das portadoras [55, 56]:

- *Phase Disposition* (PD): todas as portadoras em fase;

- *Phase Opposition Disposition* (POD): portadoras no semi-ciclo negativo defasadas de 180° ;
- *Alternative Phase Opposition Disposition* (APOD): cada portadora é defasada de 180° em relação à portadora superior.

A Figura 26 mostra os três métodos citados.

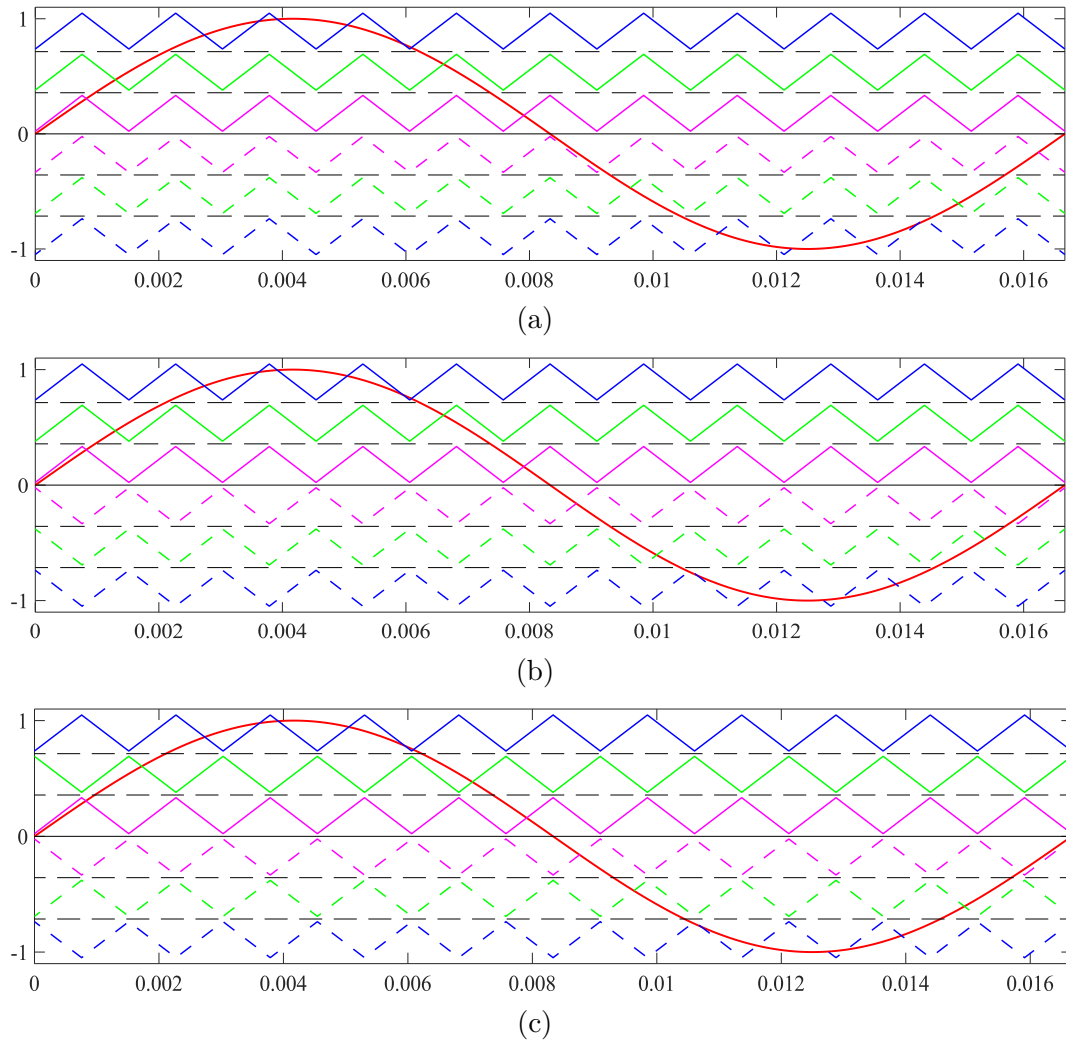


Figura 26 – Métodos *level-shifted* PWM (a) PD (b) POD (c) APOD.

O *level-shifted* PWM não se mostra uma boa opção para ser utilizada com conversores CHB multiníveis, pois as perdas ocasionadas nas chaves são desproporcionais entre os módulos do conversor [54, 56]. Isso ocorre porque, quanto mais próxima do zero da referência a portadora se encontra, menos vezes as chaves relacionadas a esta portadora serão chaveadas [25]. Esta técnica de modulação se mostra mais efetiva quando utilizada para a topologia multinível NPC[54].

4.2.2 Chaveamento na técnica FCS-MPC

A técnica de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) não faz uso de um estágio de modulação para o chaveamento dos dispositivos de potência utilizados. Isso ocorre porque, como será explicado na próxima seção, o estado de cada chave de potência é calculado diretamente em cada período, de modo que o erro na variável, ou variáveis, de estado de interesse seja reduzido. Isso é feito através do modelo dinâmico do sistema e da tabela de possíveis estados de chaveamento, mostrada no Apêndice A.

Devido a esta característica do FCS-MPC, a frequência de saída do conversor passa a ser variável, com frequência máxima igual a metade da frequência de amostragem [57]. Esse atributo do FCS-MPC é uma de suas principais desvantagens, pois dificulta o projeto de filtros de ordens mais altas na saída do conversor, como o filtro LCL utilizado neste trabalho, devido a possíveis excitações das frequências de ressonância do filtro [26, 58].

Na literatura podem ser encontradas maneiras de se obter uma frequência fixa de chaveamento. Algumas destas técnicas se baseiam diretamente na função custo, através de penalizações e filtros [59], e outras focam no cálculo de um período de chaveamento e na utilização de alguma técnica de modulação, seja PWM ou SVM [58].

5 Controle Preditivo Baseado em Modelo

O controle preditivo baseado em modelo não é uma técnica de controle recente, e já vem sendo utilizado a décadas [60]. Quando foi desenvolvido, sua principal aplicação foi na indústria química, uma vez que neste setor os períodos envolvidos nos processos são longos, permitindo que a técnica fosse utilizada com a tecnologia da época[61].

A evolução da eletrônica, com o desenvolvimento de microprocessadores, microcontroladores, DSP's, e FPGA's, que possuem alta capacidade de processamento, tornou possível a aplicação do MPC (*Model Predictive Control*) em áreas com sistemas nos quais as constantes de tempo são muito menores, como é o caso da eletrônica de potência [60].

O custo computacional envolvido na utilização do MPC é elevado, devido à quantidade de cálculos que devem ser efetuados. Para se reduzir o tempo de cálculo do algoritmo é possível se tirar proveito da natureza discreta dos dispositivos de eletrônica de potência. Dessa maneira, os cálculos apenas precisam ser efetuados para o conjunto limitado de possíveis estados das chaves de potência, e essa é a base para o desenvolvimento da técnica de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito [26].

5.1 Princípio de operação do FCS-MPC

A aplicação do FCS-MPC é muito direta, e seu princípio básico de operação pode ser dividido em cinco passos [26]:

1. Medição das variáveis de estado do sistema;
2. Predição das variáveis de estado para o próximo período de amostragem, considerando cada estado de chaveamento possível no conversor;
3. Avaliação da função custo;
4. Escolha do estado de chaveamento que minimiza a função custo;
5. Aplicação do estado de chaveamento escolhido.

Devido ao tempo utilizado no processamento do algoritmo, principalmente no passo 2, no qual diversas iterações podem ocorrer, dependendo da quantidade de possíveis estados, é necessário que este atraso, entre a medição das variáveis de estado e a aplicação do estado ideal, seja levado em consideração. No caso de aplicações de conversores de potência, não considerar este atraso faz com que a variável de estado, geralmente a corrente, oscile em torno da referência, aumentando o seu *ripple* [62].

A Figura 27 mostra como o FCS-MPC funciona em um caso ideal, no qual o processamento ocorre de maneira instantânea, para um sistema com n possíveis estados em sua saída.

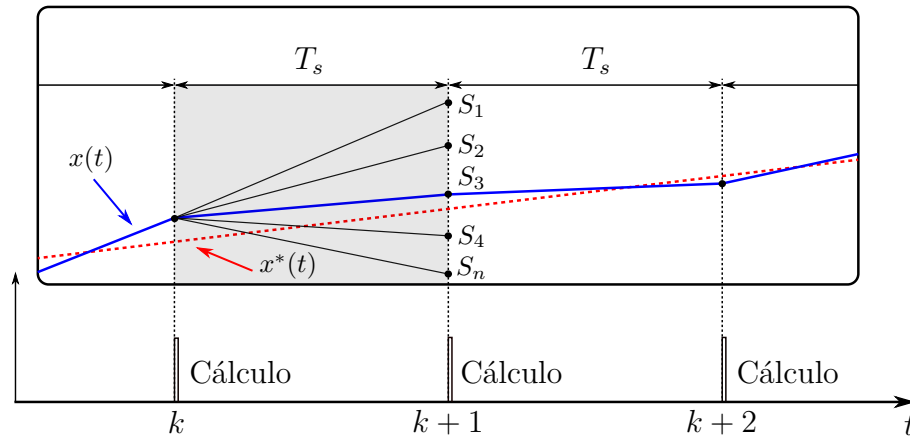


Figura 27 – Operação do FCS-MPC: Caso ideal.

Na Figura 27, T_s é o período de amostragem, $x(t)$ é a variável de estado sendo controlada, $x^*(t)$ é a referência para esta variável, k é o instante no qual a variável $x(t)$ é medida, e $S_{(1..n)}$ são os resultados obtidos a partir de cada possível estado S na entrada do sistema. No instante k a variável de estado $x(t)$ é medida, em seguida são realizados os cálculos para prever os possíveis valores da variável no instante $k+1$, tomando como base o valor atual da variável de estado, o modelo do sistema, e as possíveis ações de controle que podem ser tomadas. Como neste exemplo o atraso do cálculo não é considerado, é possível ver que a variável segue instantaneamente para o valor S_3 , que foi calculado como sendo o mais próximo de $x^*(t)$ no instante $k+1$.

A Figura 28 mostra como o sistema se comporta em um caso real, no qual o atraso dos cálculos ocorre.

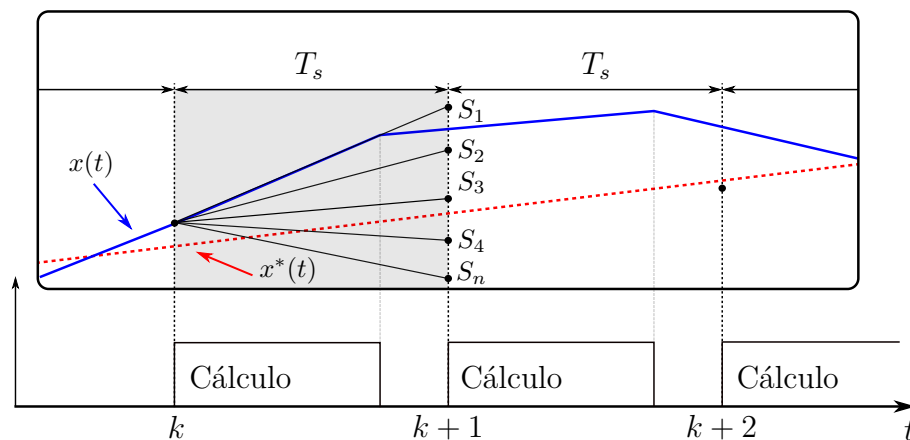


Figura 28 – Operação do FCS-MPC: Caso real.

Como pode ser notado, o valor de $x(t)$ continua sendo medido no instante k , porém, agora o estado escolhido somente é aplicado ao sistema após o final dos cálculos. Isso faz

com que o sinal $x(t)$ mantenha sua trajetória anterior até que a nova ação de controle seja tomada. Dessa maneira, ao chegar no instante $k + 1$ o sistema não vai estar na posição que foi calculada pelo controle.

Para resolver este problema, um novo passo é adicionado ao algoritmo. Agora, ao invés da ação de controle ser tomada ao final dos cálculos, ela deve ser a primeira coisa a ser executada no instante k . É importante notar que o estado sendo aplicado em k , é o que foi calculado em $k - 1$. Dessa maneira, o algoritmo consegue utilizar esta ação de controle, que está sendo tomada neste instante, para fazer uma previsão do valor que $x(t)$ terá no instante $k + 1$. Esta previsão $x^p(k + 1)$ é então usada, em conjunto com todos os possíveis estados do sistema, para calcular a ação que, ao ser tomada em $k + 1$, faz com que $x(t)$ se aproxime da referência em $k + 2$. Dessa forma é possível que o efeito do atraso seja removido [26, 62]. A Figura 29 ilustra o resultado do algoritmo modificado.

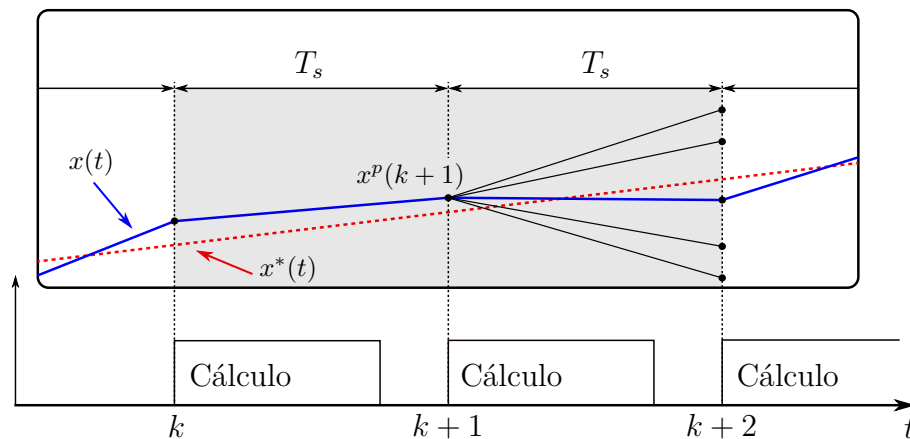


Figura 29 – Operação do FCS-MPC: Caso real com compensação de *delay*.

Os passos do algoritmo do FCS-MPC para um conversor de potência, com compensação do atraso, ficam:

1. Medição das variáveis de estado do sistema;
2. Aplicação do estado de chaveamento calculado no período anterior;
3. Estimação do valor da variável de estado no instante $k + 1$, a partir do modelo do sistema e do estado de chaveamento aplicado no passo 2;
4. Predição do valor da variável de estado no instante $k + 2$, para todos os possíveis estados de chaveamento;
5. Avaliação da função custo;
6. Escolha do estado que minimiza a função custo, e que será aplicado no próximo período.

5.2 Elementos do Controlador FCS-MPC

Existem três aspectos principais que precisam ser devidamente analisados no projeto de um controlador FCS-MPC [60]:

- Modelo do sistema: responsável pelas previsões das saídas;
- Função custo: define a dinâmica desejada para o sistema;
- Algoritmo de otimização: utilizado para efetuar os cálculos.

Esta seção irá detalhar cada um destes elementos do controlador.

5.2.1 Modelo Dinâmico do Sistema

Um modelo dinâmico é definido como uma formulação matemática, baseada em equações diferenciais, capaz de descrever o comportamento dinâmico de um sistema [63]. Um sistema dinâmico é da forma:

$$\frac{dx}{dt} = f(u, x) \quad (5.1)$$

onde, x é a variável de estado e u representa as entradas do sistema. Para demonstrar como um modelo dinâmico é aplicado na previsão do valor futuro de uma variável, será utilizado como exemplo o sistema de um filtro ativo paralelo com um indutor de acoplamento, como o mostrado na Figura 8. A modelagem deste sistema pode ser feita através do circuito simplificado, mostrado na Figura 30 [25].

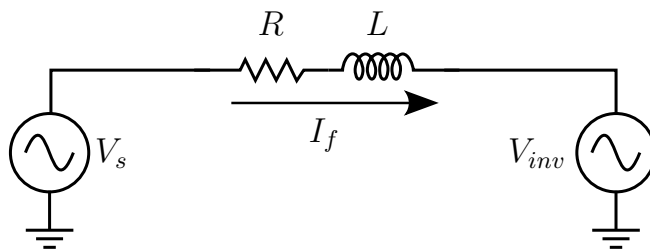


Figura 30 – Circuito simplificado de um SAPF.

Aplicando a lei de Kirchhoff das malhas neste circuito, é encontrada a equação:

$$V_{inv}(t) + RI_f(t) + V_L(t) - V_s(t) = 0 \quad (5.2)$$

onde, V_{inv} é a tensão na saída do inversor, V_s é a tensão da fonte, I_f é a corrente do ramo do filtro, R é a resistência residual do indutor de acoplamento, e V_L é a tensão sobre o indutor. A tensão V_L segue a equação:

$$V_L(t) = L \frac{di_f(t)}{dt} \quad (5.3)$$

E substituindo (5.3) em (5.2), temos:

$$V_{inv}(t) + Ri_f(t) + L \frac{di_f(t)}{dt} - V_s(t) = 0 \quad (5.4)$$

Para que uma equação diferencial possa ser utilizada dentro de um sistema micro-controlado, é necessário que a equação (5.4) seja discretizada. Existem diversas maneiras de se efetuar a discretização um sistema dinâmico, uma maneira simples, e que fornece um resultado satisfatório, quando altas frequências de amostragem são empregadas, é através do método de discretização chamado *forward Euler* [64]. A equação (5.5) mostra como esta transformação é feita.

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (5.5)$$

Aplicando (5.5) na derivada da corrente do filtro em (5.4), e isolando o termo relativo ao valor da variável em $(k+1)$, obtemos:

$$i_f^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_f(k) + \left(\frac{T_s}{L}\right) (V_s(k) - V_{inv}(k)) \quad (5.6)$$

Dessa forma, é possível prever o valor de i_f no instante $k+1$ a partir dos valores medidos de i_f e V_s , e do valor que está sendo aplicado na saída do filtro no instante k . De maneira similar, as previsões para o instante $k+2$, podem ser feitas pela equação (5.7).

$$i_f^{pn}(k+2) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_f^p(k+1) + \left(\frac{T_s}{L}\right) (V_s(k) - V_{inv}^n(k+1)) \quad (5.7)$$

Neste caso, $V_{inv}^n(k+1)$ representa todos os n possíveis níveis de tensão na saída do inversor, e $i_f^{pn}(k+2)$ é a previsão da corrente no filtro para cada nível de tensão n . É possível notar que em (5.7), é utilizado o mesmo valor de $V_s(k)$ que foi aplicado na equação (5.6), isso pode ser feito quando o período de amostragem é suficientemente pequeno, pois neste caso a variação de V_s entre os instantes k e $k+1$ pode ser desconsiderada. Para o caso de períodos de amostragem maiores, pode ser necessária a utilização de algum método de extrapolação da variável e das referências [24, 65].

Neste trabalho, o sistema utilizado é um filtro LCL conectado a saída do inversor. O equacionamento deste filtro será feito no próximo capítulo.

5.2.2 Função Custo

A função custo tem como objetivo definir qual será o comportamento do sistema [60]. Isso faz com que sua definição seja um dos pontos mais importantes no projeto do FCS-MPC [27]. Uma função custo pode ser descrita, de forma geral, pela equação:

$$J = \underbrace{\sum_{l=k+1}^{k+N_p} \sum_{j=0}^{m-1} \lambda_j (x_{j,l}^* - x_{j,l}^p)^2}_I + \underbrace{\sum_{r=k}^{k+N_c-1} \sum_{i=0}^{n-1} \lambda_i (u_{i,r})^2}_{II} \quad (5.8)$$

Na parcela (*I*) da equação (5.8), $x_{j,l}^p$ é a previsão feita para a variável de estado x_j no instante l , $x_{j,l}^*$ é a referência da variável de estado x_j no instante l , N_p é o horizonte de predição, m é a quantidade de variáveis sendo controladas, e λ_j é um fator de peso, que será explicado mais adiante. Sendo assim, esta primeira parcela da equação é responsável por fazer com que as referências das variáveis de estado sejam seguidas.

A parcela (*II*) é utilizada para se considerar limites operativos, não-linearidades, ou qualquer outro objetivo de controle adicional desejado. Nesta parcela, $u_{i,r}$ representa uma ação de controle i aplicada no instante r , e, assim como na primeira parcela da equação, λ_i é um fator de peso [60].

Um estudo inicial do funcionamento da função custo pode ser feito através das equações (5.9) e (5.10), que são utilizadas, respectivamente, para o controle da corrente de um filtro ativo monofásico e para o controle das correntes de um filtro ativo trifásico:

$$J = (i_f^* - i_f^p)^2 \quad (5.9)$$

$$J = (i_\alpha^* - i_\alpha^p)^2 + (i_\beta^* - i_\beta^p)^2 \quad (5.10)$$

A análise da equação (5.9) mostra que, quanto mais próximo o valor previsto está da referência, menor será o valor da função custo, ou seja, ao selecionar o valor de i_f^p que minimiza J , o controlador escolhe a ação de controle que mais aproxima a variável de sua referência.

De maneira similar, no caso trifásico, a ação de controle, escolhida pela minimização da função custo, fará com que ambas as variáveis sejam levadas para próximo de suas respectivas referências. Na equação (5.10), a utilização das componentes α e β da corrente do filtro reduz o custo computacional do algoritmo, sem afetar as correntes trifásicas [66].

A capacidade do FCS-MPC de controlar mais de uma variável de maneira simultânea, pode ser exemplificada através da função custo apresentada na equação (5.11)

[64].

$$J = \lambda_i (i_{fc}^* - i_{fc}^p)^2 + \lambda_v (v_f^* - v_f^p)^2 \quad (5.11)$$

A equação (5.11) é utilizada no controle de um conversor conectado à rede através de um filtro LCL, como mostrado na Figura 31. Nesta equação as variáveis sendo controladas são, a corrente do lado do conversor i_{fc} , e a tensão no capacitor do filtro v_f . Nesta aplicação, o controle multivariável ajuda a evitar as ressonâncias entre as indutâncias e a capacitância do filtro [64].

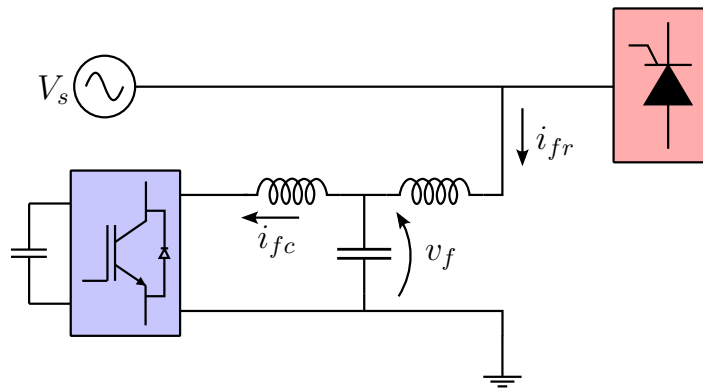


Figura 31 – Filtro ativo conectado à rede por filtro LCL.

Os fatores de peso utilizados λ_i e λ_v tem como objetivo normalizar a dependência de J com as referências. Isso é necessário pois, geralmente, as variáveis controladas possuem naturezas diferentes, como a corrente e a tensão em (5.11), o que faz com que as contribuições de cada variável na função custo não sejam equivalentes [60].

Quando as variáveis, e suas referências, são empregadas em valores pu (*Per Unity*), a função custo não fica dependente das amplitudes de cada variável, o que elimina esta dependência de J . Porém, a utilização de fatores de peso ainda se faz necessária, uma vez que estes pesos podem ser aplicados para se priorizar o controle de uma das variáveis [27]. É possível notar que em (5.10) não existe a necessidade da implementação de fatores de peso, pois ambas variáveis possuem a mesma ordem de grandeza e a mesma importância relativa no controle.

Como foi discutido anteriormente, a segunda parcela da equação (5.8) pode ser utilizada para se levar em conta limites operativos do equipamento. Para isso, é possível se projetar uma função custo como:

$$J = \lambda_i (i_{fc}^* - i_{fc}^p)^2 + \lambda_v (v_f^* - v_f^p)^2 + \lambda_{lim} \quad (5.12)$$

Neste caso, λ_{lim} pode impor uma limite na tensão do capacitor do filtro LCL [26],

sendo da forma:

$$\lambda_{lim} = \begin{cases} \infty, & \text{se } -lim > v_f^p > lim \\ 0, & \text{se } -lim < v_f^p < lim \end{cases} \quad (5.13)$$

Assim sendo, no caso da tensão prevista, para o estado sendo analisado, não ficar dentro dos limites estipulados, o valor de λ_{lim} é definido como ∞ , o que faz com que este estado não seja selecionado pelo controle. Já, caso a tensão prevista esteja dentro do limite, o valor de λ_{lim} é zero, não tendo efeito sobre o resto da função custo.

Diversos outros objetivos podem ser levados em consideração na função custo, como o espectro da corrente [67], a carga dos capacitores do barramento CC de inversores [25], limitações no número de comutações das chaves de potência [68] e limitações de temperatura dos dispositivos [69].

5.2.3 Algoritmo de Otimização

Como foi mostrado na seção 5.1, para poder avaliar a função custo, o algoritmo tradicional do FCS-MPC precisa efetuar os cálculos do modelo do sistema para todos os possíveis estados de chaveamento do conversor. Neste caso, um algoritmo denominado ESA (*Extensive Search Algorithm*) é utilizado, este tipo de algoritmo, apesar de efetivo, tem um custo computacional muito elevado, principalmente para topologias multiníveis [60]. Como foi mostrado na equação (4.4), a quantidade de estados de chaveamento que devem ser analisados pelo algoritmo, cresce de maneira exponencial com a adição de mais células em um conversor CHB.

Uma técnica que tem sido cada vez mais utilizada para se reduzir o custo computacional do algoritmo, em conversores multiníveis, é denominada FCS-MPC hierárquico [60]. Nesta técnica, o problema de otimização da função custo é separado em duas camadas, a divisão destas camadas depende dos objetivos de controle considerados [66].

Para exemplificar o funcionamento deste algoritmo, as funções custo (5.14) e (5.15) podem ser consideradas. Estas equações poderiam ser aplicadas no controle de um inversor CHB de 7 níveis, funcionando como filtro ativo paralelo.

$$J_1 = (i_f^* - i_f^p)^2 \quad (5.14)$$

$$J_2 = (V_{dc}^* - v_{dc1}^p)^2 + (V_{dc}^* - v_{dc2}^p)^2 + (V_{dc}^* - v_{dc3}^p)^2 \quad (5.15)$$

Com a utilização de duas funções de custo, é possível se tirar vantagem da grande quantidade de estados de chaveamento redundantes. A função custo J_1 , responsável por

fazer com que a corrente do filtro siga a sua referência, é analisada somente para os 7 níveis de tensão possíveis na saída do inversor, ao invés dos 64 estados de chaveamento. Em seguida, a função custo J_2 faz o balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC, sendo computada apenas para os estados de chaveamento que geram o nível de tensão escolhido pela minimização de J_1 .

Uma comparação entre o número de iterações necessárias no algoritmo tradicional, e no algoritmo hierárquico, é feita na tabela 3, para um conversor CHB de 7 níveis. A primeira coluna indica o nível de tensão selecionado pelo controle, a segunda coluna mostra as iterações necessárias pelo algoritmo tradicional, e, as iterações necessárias pelas funções de custo J_1 e J_2 são mostradas separadamente. Esta tabela foi montada de acordo com os dados da tabela 10.

Tabela 3 – Comparação do número de iterações entre FCS-MPC tradicional e FCS-MPC hierárquico

Nível de tensão selecionado	FCS-MPC tradicional	FCS-MPC hierárquico	
		J_1	J_2
$3V_{dc}$	64	7	1
$2V_{dc}$	64	7	6
V_{dc}	64	7	15
0	64	7	20
$-V_{dc}$	64	7	15
$-2V_{dc}$	64	7	6
$-3V_{dc}$	64	7	1

Fica claro que, através do algoritmo hierárquico, é possível se reduzir em mais do que a metade a quantidade de iterações. Além disso, para se reduzir o dv/dt na saída do conversor, a função custo J_1 pode ser avaliada apenas para os níveis de tensão adjacentes ao nível de tensão sendo aplicado atualmente na saída do conversor [66], o que reduz ainda mais o tempo de processamento do algoritmo.

A avaliação de menos níveis de tensão na função custo J_1 também ocasiona uma pequena redução na velocidade da resposta durante transitórios. Porém, a redução no estresse sobre as chaves de potência, devido ao menor dv/dt , e a diminuição do custo computacional do algoritmo, justificam a utilização desta técnica.

6 FCS-MPC Aplicado ao Filtro Híbrido Multinível

A descrição matemática do filtro híbrido feita em 3.2, mostra como o controle deve atuar para efetuar a compensação da potência reativa e dos harmônicos da carga. O controle atua no sistema através da tensão de saída do inversor multinível, porém, devido ao fato da tensão e da corrente do inversor serem chaveadas, se faz necessária a utilização de um filtro em sua saída para atenuar as altas frequências de chaveamento.

Neste trabalho a filtragem é efetuada por um filtro LCL. Os filtros LCL são muito utilizados em conversores conectados à rede devido a sua maior capacidade de atenuação, em comparação aos filtros puramente indutivos. Essa característica faz com que componentes menores possam ser utilizados para se obter a taxa de atenuação desejada, o que resulta em menores custos de projeto [70]. A Figura 32 mostra o circuito completo do filtro híbrido utilizado neste trabalho.

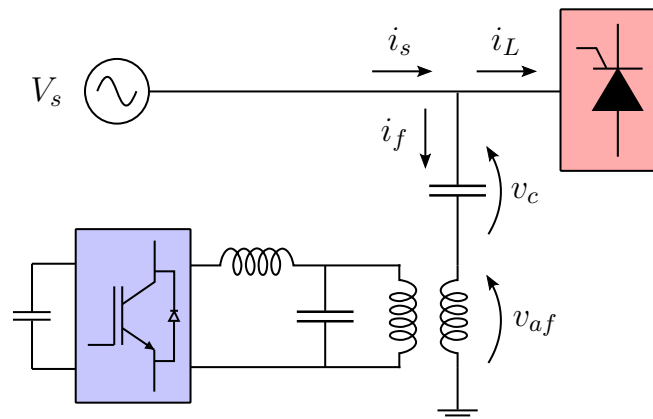


Figura 32 – Filtro Híbrido com Filtro LCL.

Este capítulo mostra como foi realizado o projeto do controlador. Primeiramente é feita a modelagem do sistema, em seguida é descrita a maneira utilizada para se encontrar as referências do controle. Com as referências de controle definidas é feito o projeto da função custo, e por último serão apresentados os resultados obtidos em simulação, que são comparados com os resultados práticos.

6.1 Modelagem do Sistema

O FCS-MPC é uma técnica de controle que depende do modelo do sistema para poder atuar. No caso deste trabalho o sistema que deve ser descrito é o filtro LCL conectado à saída do conversor. Para que possa ser utilizado é necessário que o modelo

relacione a tensão aplicada pelo conversor, que é a variável de controle, com as variáveis de estado[26]. A Figura 33 mostra o circuito equivalente em pu utilizado para se fazer a modelagem do sistema.

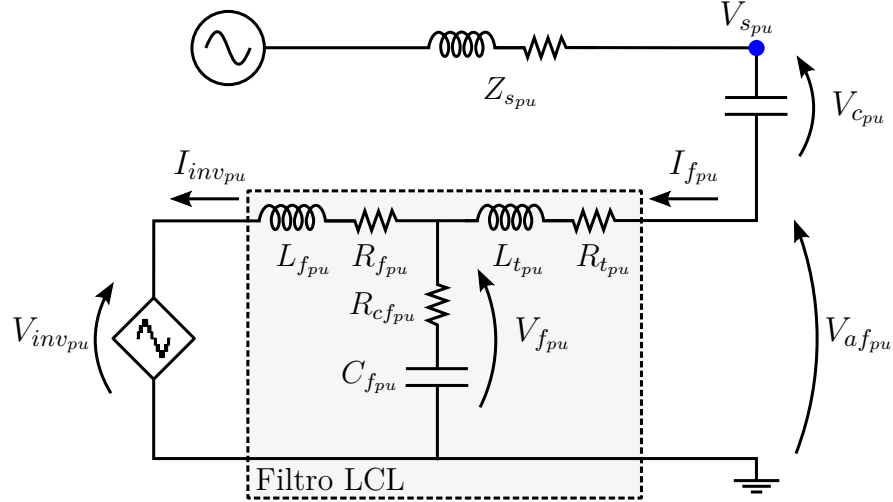


Figura 33 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido em pu.

Na Figura 33, V_{invpu} e I_{invpu} são a tensão e a corrente aplicadas pelo inversor, L_{fpu} e R_{fpu} são a indutância e a resistência do indutor do lado do inversor, L_{tpu} e R_{tpu} são a indutância e a resistência de curto-circuito do transformador, C_{fpu} e R_{cfpu} são a capacitância e a resistência do capacitor do filtro, V_{fpu} é a tensão no capacitor do filtro, V_{afpu} é a tensão aplicada pela parcela ativa do filtro híbrido, V_{cpu} é a tensão no banco de capacitores e V_{spu} é a tensão da rede no ponto de acoplamento.

Da mesma forma que foi mostrada no capítulo anterior para um indutor de acoplamento, é possível se obter as equações que modelam o filtro LCL através da Figura 33, das equações de cada elemento do sistema, e das leis de Kirchhoff. Dessa maneira é possível se chegar às equações (6.1), (6.2) e (6.3) [26].

$$V_{fpu}(t) - V_{invpu}(t) = L_{fpu} \left[\frac{d}{dt} i_{invpu}(t) \right] + R_{fpu} [i_{invpu}(t)] \quad (6.1)$$

$$V_{afpu}(t) - V_{fpu}(t) = L_{tpu} \left[\frac{d}{dt} i_{fpu}(t) \right] + R_{tpu} [i_{fpu}(t)] \quad (6.2)$$

$$V_{fpu}(t) = R_{cfpu} [i_{fpu}(t) - i_{invpu}(t)] + \frac{1}{C_{fpu}} \int [i_{fpu}(t) - i_{invpu}(t)] dt \quad (6.3)$$

Um sistema de equações como o apresentado pode ser escrito em espaço de estados

quando colocado na forma:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (6.4)$$

onde $x(t)$ é um vetor com as variáveis de estado, $\dot{x}(t)$ é um vetor com as derivadas das variáveis de estado, $u(t)$ é um vetor com as variáveis de controle, \mathbf{A} é a matriz de estado e \mathbf{B} é a matriz de entrada.

Para poder colocar as equações (6.1), (6.2) e (6.3) na forma de (6.4) é necessário que sejam definidas as variáveis de estado e as variáveis de controle. Neste caso, as variáveis de estado são a corrente do inversor ($i_{inv_{pu}}$), a corrente do filtro híbrido ($i_{f_{pu}}$) e a tensão do capacitor do filtro ($V_{f_{pu}}$), e as variáveis de controle são a tensão na saída do inversor ($V_{inv_{pu}}$) e a tensão da parcela ativa do filtro híbrido ($V_{af_{pu}}$). As derivadas das variáveis de estado, necessárias para o modelo em espaço de estados, são obtidas a partir de (6.1), (6.2) e (6.3) [26]:

$$\frac{d}{dt}i_{inv_{pu}}(t) = -\frac{R_{f_{pu}}}{L_{f_{pu}}} [i_{inv_{pu}}(t)] + \frac{1}{L_{f_{pu}}} [V_{f_{pu}}(t)] - \frac{1}{L_{f_{pu}}} [V_{inv_{pu}}(t)] \quad (6.5)$$

$$\frac{d}{dt}i_{f_{pu}}(t) = -\frac{R_{t_{pu}}}{L_{t_{pu}}} [i_{f_{pu}}(t)] - \frac{1}{L_{t_{pu}}} [V_{f_{pu}}(t)] + \frac{1}{L_{t_{pu}}} [V_{af_{pu}}(t)] \quad (6.6)$$

$$\frac{d}{dt}V_{f_{pu}}(t) = R_{cf_{pu}} \left[\frac{d}{dt}i_{f_{pu}}(t) - \frac{d}{dt}i_{inv_{pu}}(t) \right] + \frac{1}{C_{f_{pu}}} [i_{f_{pu}}(t) - i_{inv_{pu}}(t)] \quad (6.7)$$

A equação (6.7) está escrita em função das derivadas de $i_{f_{pu}}$ e de $i_{inv_{pu}}$, sendo assim, é possível substituir (6.6) e (6.5) em (6.7) para obter o equacionamento da derivada de $V_{f_{pu}}$.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V_{f_{pu}}(t) &= \left(\frac{R_{f_{pu}}R_{cf_{pu}}}{L_{f_{pu}}} - \frac{1}{C_{f_{pu}}} \right) [i_{inv_{pu}}(t)] + \left(\frac{1}{C_{f_{pu}}} - \frac{R_{t_{pu}}R_{cf_{pu}}}{L_{t_{pu}}} \right) [i_{f_{pu}}(t)] \\ &\quad - R_{cf_{pu}} \left(\frac{1}{L_{f_{pu}}} + \frac{1}{L_{t_{pu}}} \right) [V_{f_{pu}}(t)] + \frac{R_{cf_{pu}}}{L_{f_{pu}}} [V_{inv_{pu}}(t)] + \frac{R_{cf_{pu}}}{L_{t_{pu}}} [V_{af_{pu}}] \end{aligned} \quad (6.8)$$

O sistema é definido no espaço de estados como [64]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{inv_{pu}} \\ i_{f_{pu}} \\ V_{f_{pu}} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{inv_{pu}} \\ i_{f_{pu}} \\ V_{f_{pu}} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} V_{inv_{pu}} \\ V_{af_{pu}} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

sendo:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{f_{pu}}}{L_{f_{pu}}} & 0 & \frac{1}{L_{f_{pu}}} \\ 0 & -\frac{R_{t_{pu}}}{L_{t_{pu}}} & -\frac{1}{L_{t_{pu}}} \\ \frac{R_{f_{pu}}R_{c_{f_{pu}}}}{L_{f_{pu}}} - \frac{1}{C_{f_{pu}}} & \frac{1}{C_{f_{pu}}} - \frac{R_{t_{pu}}R_{c_{f_{pu}}}}{L_{t_{pu}}} & -R_{c_{f_{pu}}}\left(\frac{1}{L_{f_{pu}}} + \frac{1}{L_{t_{pu}}}\right) \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{f_{pu}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{t_{pu}}} \\ \frac{R_{c_{f_{pu}}}}{L_{f_{pu}}} & \frac{R_{c_{f_{pu}}}}{L_{t_{pu}}} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

A discretização do sistema no espaço de estados é da forma:

$$\begin{bmatrix} i_{inv_{pu}}(k+1) \\ i_{f_{pu}}(k+1) \\ V_{f_{pu}}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_d \begin{bmatrix} i_{inv_{pu}}(k) \\ i_{f_{pu}}(k) \\ V_{f_{pu}}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_d \begin{bmatrix} V_{inv_{pu}}(k) \\ V_{af_{pu}}(k) \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

onde, k é o instante da amostragem, e \mathbf{A}_d e \mathbf{B}_d podem ser aproximadas por (6.13) e (6.14), respectivamente [64].

$$\mathbf{A}_d = \exp^{\mathbf{A}T_s} \cong I + \frac{\mathbf{A}T_s}{1!} \quad (6.13)$$

$$\mathbf{B}_d \cong \mathbf{B}T_s \quad (6.14)$$

Assim sendo, tem-se:

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_{f_{pu}}}{L_{f_{pu}}}\right)T_s & 0 & \left(\frac{1}{L_{f_{pu}}}\right)T_s \\ 0 & 1 - \left(\frac{R_{t_{pu}}}{L_{t_{pu}}}\right)T_s & -\left(\frac{1}{L_{t_{pu}}}\right)T_s \\ \left(\frac{R_{f_{pu}}R_{c_{f_{pu}}}}{L_{f_{pu}}} - \frac{1}{C_{f_{pu}}}\right)T_s & \left(\frac{1}{C_{f_{pu}}} - \frac{R_{t_{pu}}R_{c_{f_{pu}}}}{L_{t_{pu}}}\right)T_s & 1 - \left(\frac{R_{c_{f_{pu}}}}{L_{f_{pu}}} + \frac{R_{c_{f_{pu}}}}{L_{t_{pu}}}\right)T_s \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

Desta forma é obtida uma equação capaz de ser aplicada em dispositivos discretos, como o DSP (*Digital Signal Processor*) utilizado neste trabalho.

Devido a quantidade de variáveis de estado envolvidas no modelo do sistema, diversas formas de controle podem ser aplicadas, entre elas o controle multivariável [64]. Em [26] é definido por meio de testes, que o controle multivariável da corrente do inversor (i_{inv}) e da tensão do capacitor do filtro (V_f) possui uma melhor resposta quando aplicado ao filtro híbrido, o que justifica sua utilização neste trabalho.

O diagrama de Bode do filtro LCL é apresentado na Figura 34, é possível notar que o filtro LCL sofre mais com ressonâncias do que filtros puramente indutivos. Técnicas para se lidar com as ressonâncias nos filtros LCL tem recebido muita atenção da academia, e podem ser encontradas técnicas de amortecimento passivas [71], que utilizam componentes extras conectados ao filtro, e técnicas ativas [64], que adicionam estes componentes de maneira virtual, através da soma de uma parcela referente ao amortecimento na referência de controle.

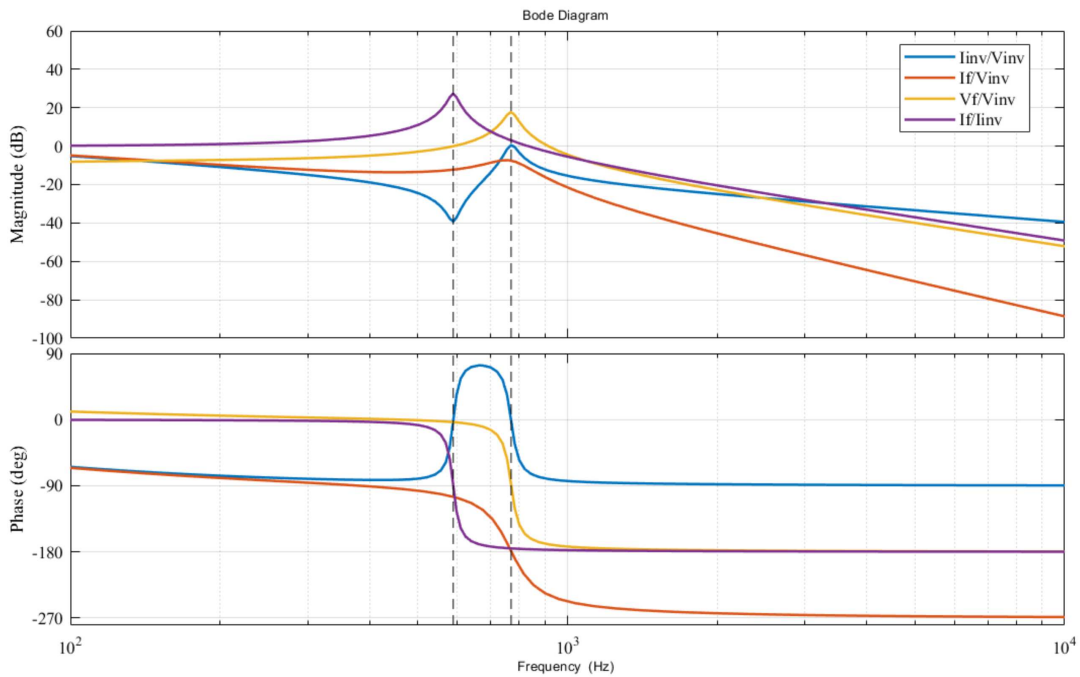


Figura 34 – Diagrama de Bode do Filtro LCL.

O diagrama de Bode da Figura 34 foi gerado a partir dos valores dos componentes utilizados neste trabalho. Estes valores foram escolhidos empiricamente, partindo dos valores apresentados em [26] e adaptados através de simulações e dos valores de componentes disponíveis. Os parâmetros do protótipo são mostrados na Tabela 4

Tabela 4 – Parâmetros - Filtro LCL

Indutor do Conversor	$L_f = 1.5 \text{ mH}$	$R_f = 0.6 \ \Omega$	$L_{fpu} = 0.0000581$	$R_{fpu} = 0.023244$
Capacitor do Filtro	$C_f = 68.6 \ \mu\text{F}$	$R_{cf} = 1 \ \Omega$	$C_{fpu} = 0.0017708$	$R_{cfpu} = 0.038739$
Transformador	$L_t = 1.064 \text{ mH}$	$R_t = 0.17 \ \Omega$	$L_{tpu} = 0.0000412$	$R_{tpu} = 0.006586$
Ressonâncias	$f_{r1} = 770 \text{ Hz}$	$f_{r2} = 589 \text{ Hz}$	-	-

As frequências de ressonância f_{r_1} e f_{r_2} são calculadas de acordo com [64]:

$$f_{r_1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f + L_t}{C_f L_f L_t}} \quad (6.16)$$

$$f_{r_2} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_f L_t}} \quad (6.17)$$

Pode ser notado que as frequências de ressonância encontradas ficam entre os harmônicos de ordem 9 e 13, o que degrada a resposta da compensação harmônica, porém, como será mostrado, é possível se obter um resultado satisfatório através do projeto adequado dos ganhos do controlador P+R (*Proporcional Ressonante*), mostrado na próxima seção.

6.2 Obtenção das referências de controle

Neste trabalho dois objetivos de controle são considerados, a compensação da potência reativa e a redução dos harmônicos presentes na corrente da rede. Como a compensação da potência reativa ocorre na frequência fundamental, e a compensação dos harmônicos ocorre nas frequências que se deseja compensar, então é possível se obter as referências destes objetivos de controle separadamente, e depois somar estas referências para se adquirir a resposta final desejada pelo sistema. Sendo assim, nesta seção cada uma das referências será tratada separadamente.

6.2.1 Compensação de Potência Reativa

Como foi discutido na seção 3.2.1, o controle da potência reativa no filtro híbrido é feito através do controle da amplitude e da fase da tensão no banco de capacitores. Porém, a referência da potência reativa é obtida com base no reativo da corrente da carga (i_L), o que gera uma referência para a corrente no ramo do filtro híbrido (i_f), como mostrado na Figura 32.

Como as variáveis de estado sendo controladas são a corrente na saída do inversor e a tensão no capacitor do filtro, é necessário que o modelo do sistema seja utilizado para se calcular as referências destas variáveis, baseando-se na referência da corrente do filtro híbrido [26].

A referência do reativo da carga, que será compensado, é obtida através de um filtro adaptativo, como o descrito na seção 2.3.3. A corrente da carga é o sinal de entrada do filtro, e os sinais ortogonais $X(n)$ e $X_{90^\circ}(n)$ são provenientes de um PLL baseado na MSRF sincronizado com a tensão da rede [37], dessa forma, o coeficiente w_2 do filtro

indica o reativo da corrente da carga, e é utilizado como referência da componente q da corrente do ramo do filtro híbrido (i_f^{q*}).

A componente d da referência da corrente do filtro híbrido (i_f^{d*}), é utilizada para efetuar a carga das tensões dos capacitores do barramento CC do inversor. Esta referência é obtida através de um controlador PI aplicado ao erro entre a média das tensões dos capacitores ($\overline{V_{dc}}$), e a referência para cada barramento CC, como mostrado na Figura 35

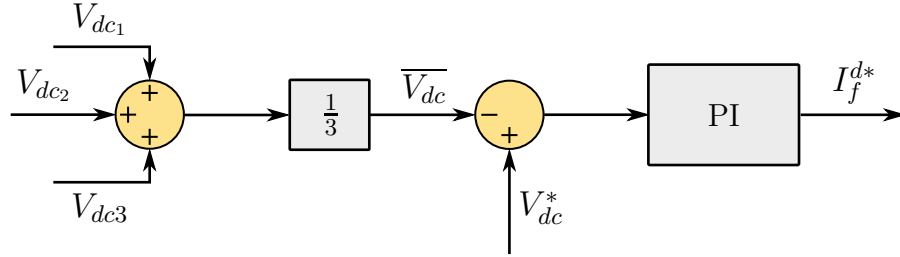


Figura 35 – Referência para Carga do Barramento CC.

A referência da corrente do filtro é então calculada através da equação (6.18).

$$i_{f_{pu}}^* = i_{f_{pu}}^{d*} \text{sen}(\omega t) + i_{f_{pu}}^{q*} \text{cos}(\omega t) \quad (6.18)$$

onde, $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$ são obtidos do PLL sincronizado com a tensão da rede. É importante notar que i_f^* não é utilizada diretamente no controle, apenas suas componentes dq serão utilizadas no cálculo das referências de V_f e de i_{inv} .

A referência da tensão do capacitor do filtro pode ser calculada através da equação (6.19), obtida da Figura 33.

$$V_{s_{pu}}^{dq} - V_{f_{pu}}^{dq} = (R_{pu} + jX_{pu})I_{f_{pu}}^{dq} \quad (6.19)$$

onde,

$$R_{pu} = R_{t_{pu}} + R_{c_{pu}} \quad (6.20)$$

$$X_{pu} = X_{t_{pu}} - X_{c_{pu}} \quad (6.21)$$

Sendo, $X_{c_{pu}}$ e $R_{c_{pu}}$ a reatância capacitiva e a resistência do banco de capacitores, e $X_{t_{pu}}$ a reatância indutiva do transformador. Substituindo os valores de $i_{f_{pu}}^{d*}$ e $i_{f_{pu}}^{q*}$ em 6.19 é obtido:

$$\begin{bmatrix} V_{f_{pu}}^{d*} \\ V_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s_{pu}}^d \\ V_{s_{pu}}^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_{pu} & X_{pu} \\ -X_{pu} & -R_{pu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f_{pu}}^{d*} \\ I_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Assim como foi feito para a corrente da carga, as componentes dq da tensão da fonte ($V_{s_{pu}}^{dq}$), utilizadas em (6.22), são obtidas através de um filtro adaptativo.

A referência da tensão no capacitor do filtro, para a componente fundamental, é então calculada através da equação (6.23).

$$V_{f_{pu}}^* = V_{f_{pu}}^{d*} \text{sen}(\omega t) + V_{f_{pu}}^{q*} \text{cos}(\omega t) \quad (6.23)$$

A última referência a ser calculada é a referência da corrente do inversor, e ela depende das duas referências calculadas anteriormente. De forma semelhante a utilizada para se encontrar a referência da tensão do capacitor do filtro, a equação (6.24) é obtida através do circuito equivalente da Figura 33.

$$V_{f_{pu}}^{dq} = -j(X_{cf_{pu}})(I_{f_{pu}}^{dq} - I_{inv_{pu}}^{dq}) \quad (6.24)$$

Em (6.24) a resistência do capacitor do filtro é desprezada, uma vez que, para a frequência fundamental, ela possui um valor muito menor do que a reatância capacitiva do capacitor do filtro ($X_{cf_{pu}}$). Substituindo os valores de referência $V_{f_{pu}}^{dq*}$ e $I_{f_{pu}}^{dq*}$, calculados anteriormente, em (6.24), temos:

$$\begin{bmatrix} I_{inv_{pu}}^{d*} \\ I_{inv_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{f_{pu}}^{d*} \\ I_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{X_{cf_{pu}}} \\ -\frac{1}{X_{cf_{pu}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{f_{pu}}^{q*} \\ V_{f_{pu}}^{d*} \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

A referência da corrente do inversor é então calculada por:

$$I_{inv_{pu}}^* = I_{inv_{pu}}^{d*} \text{sen}(\omega t) + I_{inv_{pu}}^{q*} \text{cos}(\omega t) \quad (6.26)$$

A Figura 36 resume os passos tomados para o cálculo das referências na frequência fundamental.

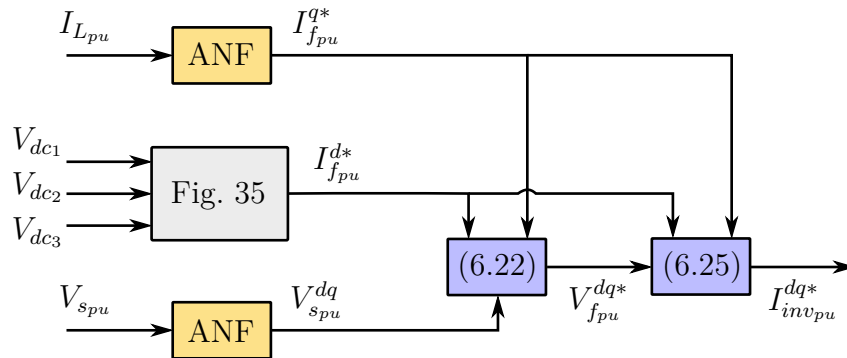


Figura 36 – Diagrama de Blocos das Referências na Fundamental.

6.2.2 Mitigação de Harmônicos

A descrição matemática do filtro híbrido, feita na seção 3.2.2, mostra que para o conteúdo harmônico na corrente da fonte (I_{sh}) seja zerado, é necessário que a parcela harmônica da tensão aplicada pela parte ativa do filtro híbrido (V_{afh}) seja como mostra a equação (3.31).

Porém, como é mostrado em [35], como o objetivo de controle que se deseja obter é o de não se ter uma corrente harmônica circulando pela fonte, é possível que V_{afh} seja obtida diretamente de I_{sh} através de um controlador P+R.

O controlador P+R é utilizado de maneira semelhante ao controlador PI, porém, ao contrário do PI, o P+R possui a capacidade de seguir referências senoidais sem erro de regime permanente [72].

A equação utilizada para o controlador P+R:

$$H(s) = K_p + \sum \frac{K_{rh}s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \quad (6.27)$$

onde, h é a ordem do harmônico, ω_0 é a frequência fundamental do sistema em rad/s , K_p é o ganho proporcional e K_{rh} é o ganho ressonante utilizado para a harmônica h . A Figura 37 mostra como é feita a obtenção de V_{afh} através do regulador P+R.

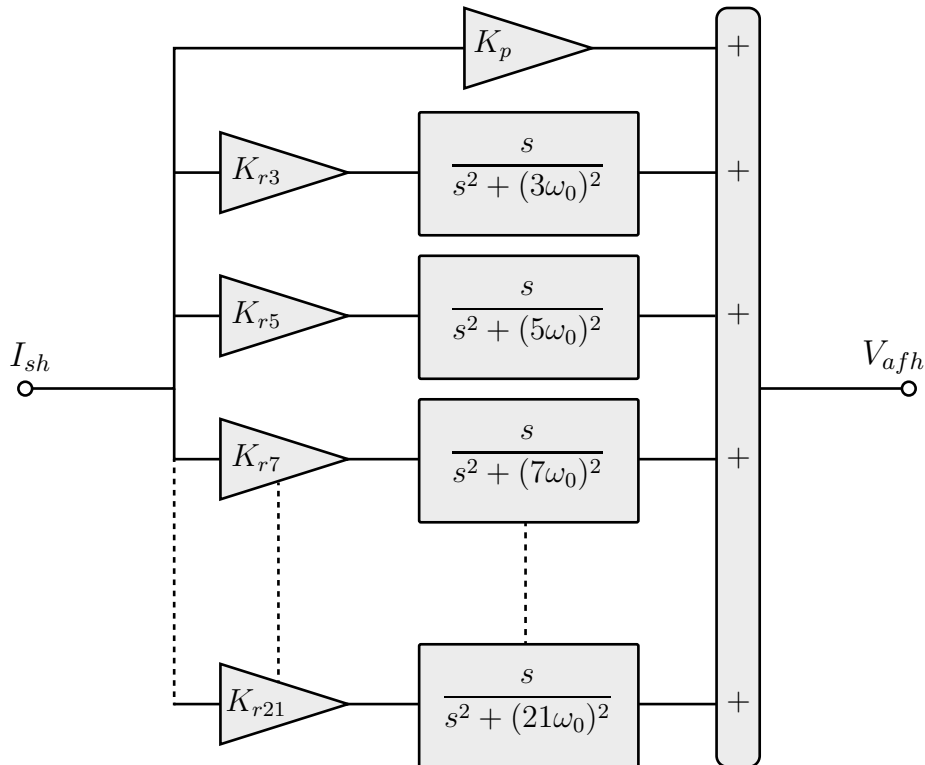


Figura 37 – Controlador Proporcional Ressonante

Neste trabalho o sinal I_{sh} utilizado no controlador P+R foi obtido através de um ANF na corrente da fonte, como mostrado em 2.3.3, e foram compensadas as harmônicas

de ordem 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19 e 21.

Assim como nos controladores PI, a utilização de um algoritmo *anti-windup* se faz necessária no controlador P+R, isso ocorre devido às limitações físicas dos equipamentos. Uma maneira de implementar um sistema *anti-windup* para o controlador P+R é como mostrado na Figura 38.

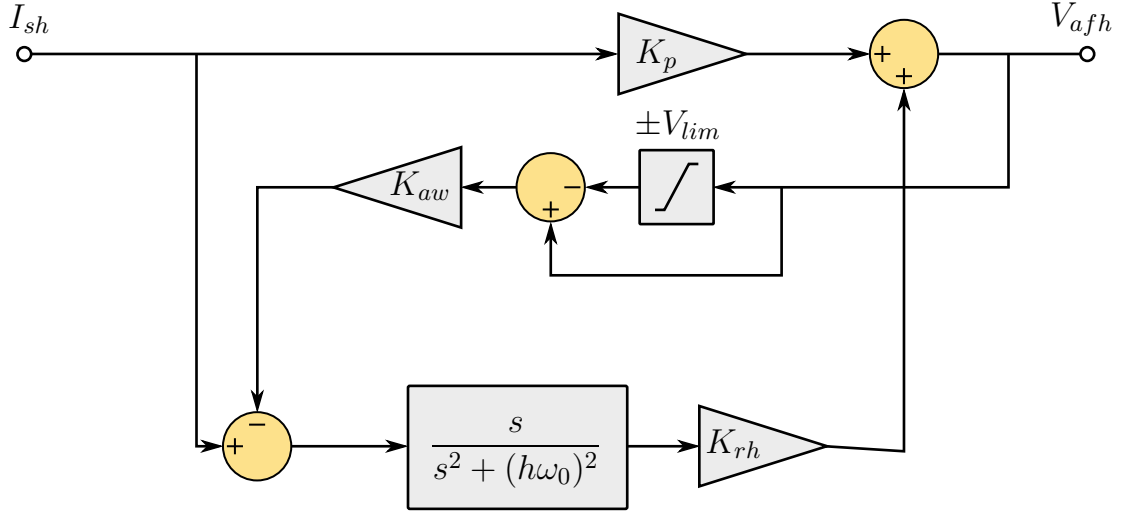


Figura 38 – Diagrama de Blocos do *Anti-Windup*.

O *anti-windup* é utilizado para que o valor de V_{afh} não ultrapasse um limite definido. Para isso, caso este limite seja ultrapassado, a diferença entre o valor de V_{afh} e o limite é multiplicada por um ganho (K_{aw}), e subtraída da entrada da parcela ressonante. O algoritmo *anti-windup* deve ser aplicado para cada um dos termos ressonantes sendo utilizados, e ajuda a manter a estabilidade do sistema sem grandes deformações na saída [35].

6.3 Definição da Função Custo

Neste trabalho optou-se pela utilização de um algoritmo FCS-MPC hierárquico [60, 66], dessa maneira é possível se tirar vantagem da capacidade de controle multivariável do FCS-MPC, enquanto ao mesmo tempo se reduz a quantidade de cálculos necessários.

Duas funções de custo foram projetadas, a primeira, J_1 , é responsável por fazer com que as variáveis de estados controladas sigam suas referências. A segunda função custo, J_2 , faz com que o estado que reduz o erro na tensão dos capacitores do barramento CC seja aplicado.

$$J_1 = \lambda_i (i_{inv_{pu}}^* - i_{inv_{pu}}^p)^2 + \lambda_v (V_{f_{pu}}^* - V_{f_{pu}}^p)^2 \quad (6.28)$$

$$J_2 = (V_{dc_{pu}}^* - v_{dc1_{pu}}^p)^2 + (V_{dc_{pu}}^* - v_{dc2_{pu}}^p)^2 + (V_{dc_{pu}}^* - v_{dc3_{pu}}^p)^2 \quad (6.29)$$

No algoritmo utilizado neste trabalho, a função custo J_1 é avaliada apenas para o nível de tensão sendo aplicado atualmente e para os níveis adjacentes, o que faz com que apenas 3 níveis de tensão precisem ser avaliados. Isso causa uma grande redução no tempo de execução do algoritmo, pois nesta função custo é necessário que os cálculos da previsão do modelo, (6.12), sejam efetuados para cada estado sendo avaliado.

A função custo J_2 é então avaliada apenas para os estados de chaveamento que fornecem o nível de tensão escolhido por J_1 . Isso pode ser feito pois a resposta do sistema depende apenas do nível de tensão na saída do inversor, dessa forma, as redundâncias do conversor multinível são usadas para se manter a carga dos capacitores do barramento CC.

A previsão dos níveis de tensão nos capacitores do barramento CC, utilizada em (6.29), é feita através da equação (6.30) [66].

$$V_{dc_{xpu}}^p \approx V_{dc_{xpu}} - \left(I_{inv_{pu}}^p \cdot p_{s_x}[n] \cdot \frac{T_s}{C_{dc}} \right) \quad (6.30)$$

onde, x é a célula na qual o capacitor está conectado, $V_{dc_{xpu}}$ é o valor de tensão sendo medido neste instante no capacitor, $I_{inv_{pu}}^p$ é o valor da corrente do inversor que foi prevista para o nível de tensão que será aplicado, $p_{s_x}[n]$ é um fator que indica se a célula x está com nível de tensão positivo (-1), nível de tensão negativo (1), ou não está conectada (0) para o estado n sendo analisado, e C_{dc} é a capacitância do banco de capacitores do barramento CC.

6.4 Descrição da Estratégia de Controle

A estratégia de controle utilizada neste trabalho segue os seguintes passos:

1. Leitura das variáveis de estado (V_f , i_{inv} e i_f), as entradas (V_s e i_L) e as tensões dos barramentos CC (V_{dc1} , V_{dc2} e V_{dc3});
2. Aplicação do estado de chaveamento S_{opt} , calculado no período anterior;
3. Cálculo da parcela ativa da referência da corrente do ramo do filtro (i_f^{d*}), como mostrado no diagrama da Figura 35;
4. Cálculo da parcela reativa da referência da corrente do ramo do filtro (i_f^{q*}), através do ANF da corrente da carga;
5. Cálculo das referências para o controle da potência reativa, a partir de (6.22) e (6.25);

6. Cálculo da referência para o controle do bloqueio harmônico e da compensação dos harmônicos da carga, através do controlador P+R;
7. Previsão do valor das variáveis de estado para o instante $k + 1$, através de (6.12), usando o valor de V_{opt} calculado no período anterior, que foi aplicado ao sistema no passo 2;
8. Previsão do valor das variáveis para o instante $k + 2$ e avaliação da função custo J_1 para todos os níveis de tensão adjacentes a V_{opt} ;
9. Escolha do nível de tensão V_{opt} que minimiza a função custo J_1 , e que será aplicado no próximo período.
10. Avaliação da função custo J_2 , para escolher o estado S_{opt} que será aplicado no próximo período;

A Figura 39 mostra o diagrama de blocos completo da estratégia de controle sendo aplicada neste trabalho.

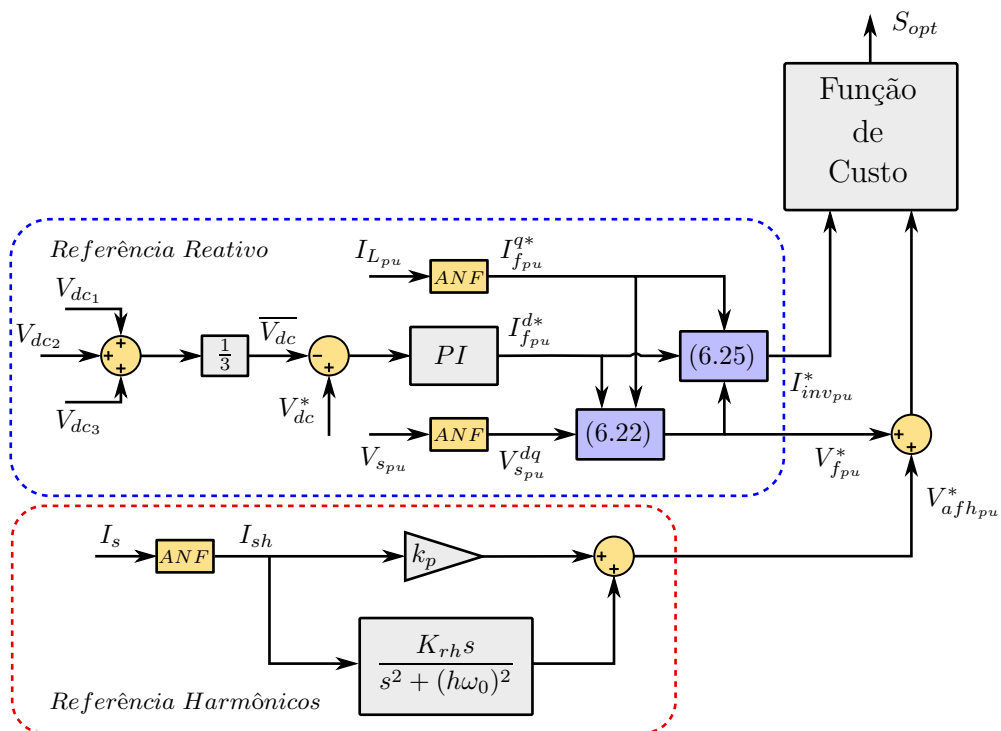


Figura 39 – Diagrama de Controle Completo.

6.5 Resultados de Simulação

As simulações foram realizadas no software Matlab/Simulink, e o diagrama utilizado é mostrado no apêndice B.

Para simular os harmônicos de tensão presentes na rede, a fonte de tensão utilizada na simulação é composta pela fundamental, e por componentes harmônicas de ordem 3, 5, 9, 11, 13. A escolha destas componentes foi feita levando em conta medições realizadas na tensão do laboratório no qual os testes seriam realizados.

Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 5. Um ponto importante a ser analisado são os ganhos do controlador P+R, como pode ser notado, os ganhos relacionados às harmônicas de ordem superior a 13 são negativos, isso ocorre devido ao diagrama de Bode, mostrado na Figura 34, que indica que, após a frequência de ressonância f_{r1} , a relação V_f/V_{inv} passa a ter uma defasagem de -180° .

Tabela 5 – Parâmetros da Simulação do Filtro Híbrido

Filtro Híbrido	
Filtro LCL	$L_f = 1.5 \text{ mH}$ $R_f = 0.6 \Omega$ $C_f = 68.6 \mu F$ $R_{cf} = 1 \Omega$ $L_t = 1.064 \text{ mH}$ $R_t = 0.17 \Omega$
Transformador	$S = 7.5 \text{ kVA}$ (440 : 127V)
Banco de Capacitores	$C = 91.2 \mu F$ $R_c = 0.95 \Omega$
Conversor Ponte-H Multinível	
Barramento CC	$V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = 140V$ $C_{dc} = 9400 \mu F$
Controle	
Ganhos PI	$P = 0.2$ $I = 0.4$
ANF	$\mu = 0.0055$
FCS-MPC	$\lambda_i = 1$ $\lambda_v = 40$
Ganhos P+R	$K_p = 11$ $K_{r_{3..11}} = 5000$ $K_{r_{13}} = 1500$ $K_{r_{15}} = -400$ $K_{r_{17}} = -1000$ $K_{r_{19..21}} = -300$
f_s	20000 Hz

O mesmo valor de passo μ foi utilizado para todos os ANF, e os fatores de peso λ_i e λ_v foram definidos de maneira empírica, através de diversas simulações.

A Figura 40a mostra o comportamento das tensões dos 3 barramentos CC, durante a carga até o regime permanente. O comportamento das tensões em regime permanente pode ser visto com mais detalhes na Figura 40b.

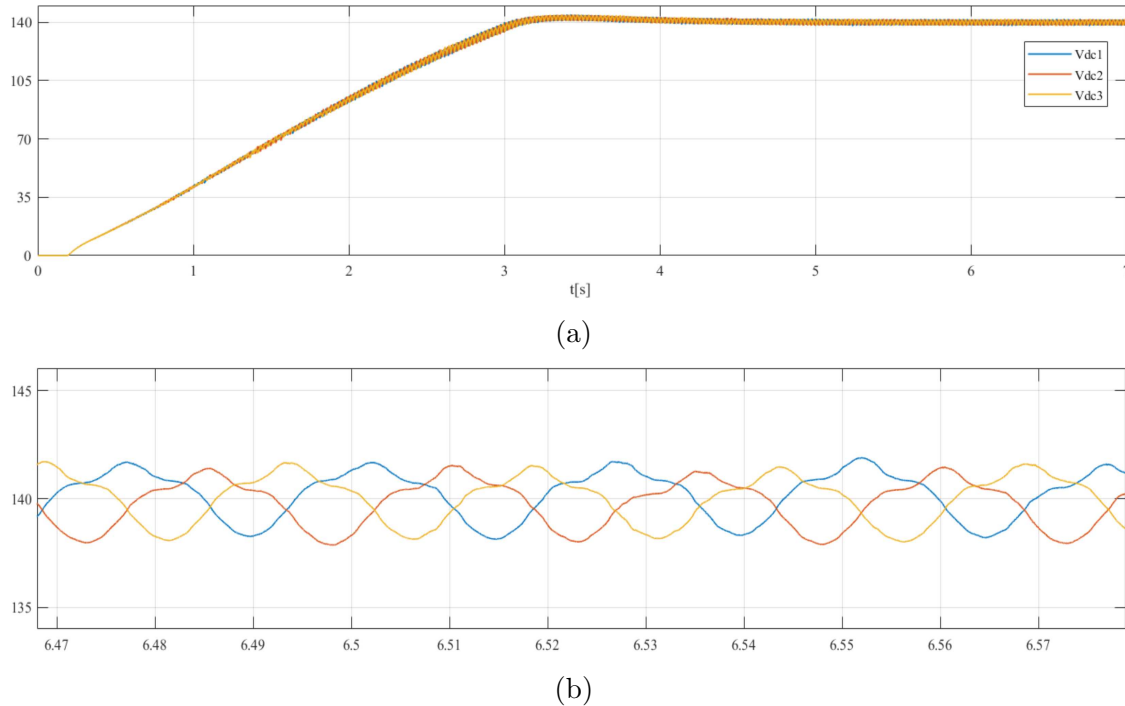


Figura 40 – Simulação: Carga do Barramento CC (a) Transitório (b) Regime Permanente.

A capacidade do filtro híbrido de bloquear os harmônicos da tensão da fonte é mostrada na Figura 41. A Figura mostra a corrente da fonte antes e depois da ativação da compensação harmônica.

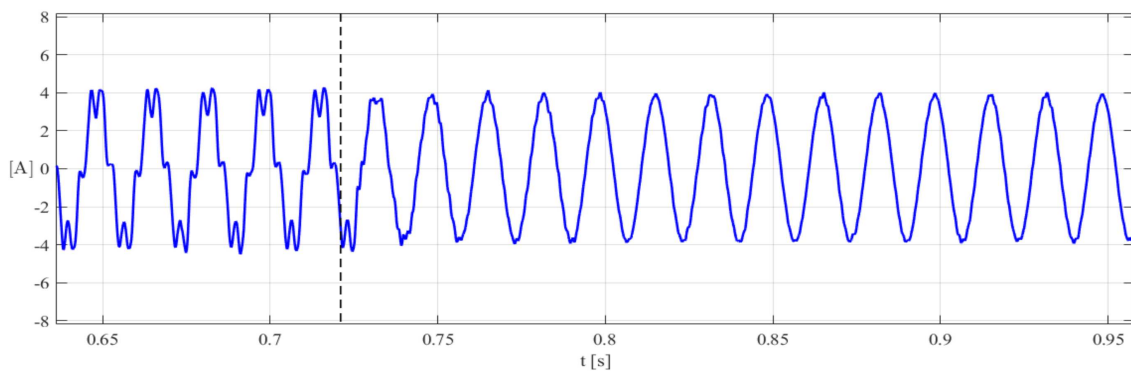


Figura 41 – Simulação: Transitório na Corrente da Fonte Durante Ativação do Bloqueio Harmônico.

Nesta simulação nenhuma carga está conectada ao sistema, apenas o filtro híbrido mantendo a tensão nos barramentos CC. Inicialmente é possível notar que diversos harmônicos aparecem na corrente da fonte, devido a interação entre os harmônicos da tensão da rede e a parte passiva do filtro híbrido. Em aproximadamente 0.72 [s] a *flag* de compensação harmônica é ativada, e a corrente harmônica que aparecia na fonte é reduzida.

As Figuras 42a e 42b mostram o espectro harmônico da corrente da fonte antes e depois da compensação, respectivamente.

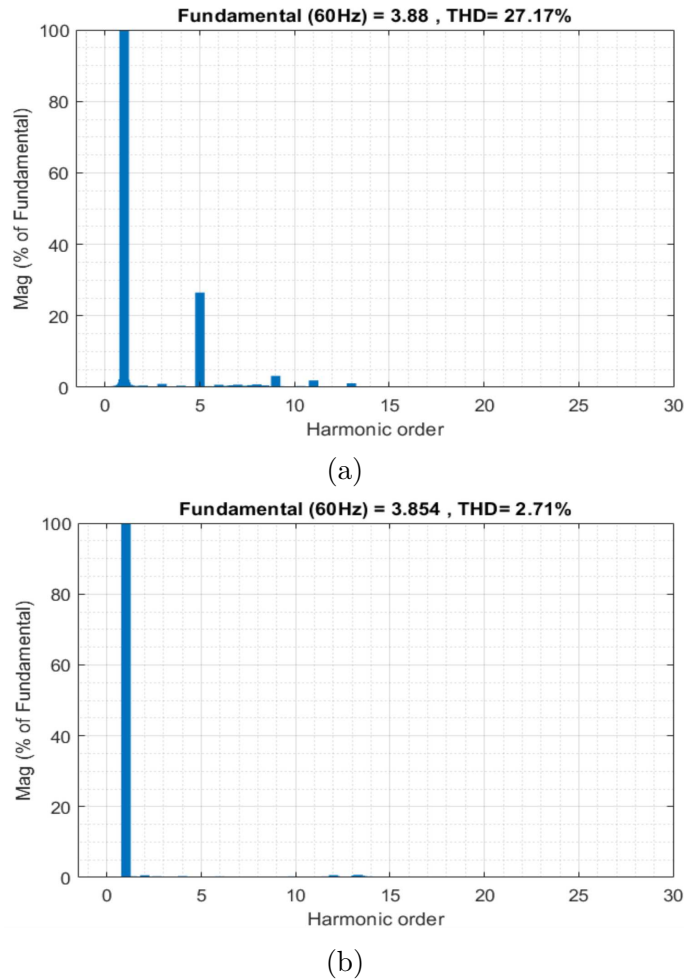


Figura 42 – Simulação: THD da Corrente da Fonte (a) Antes e (b) Depois do Bloqueio Harmônico.

Os testes para a compensação de potência reativa são realizados enquanto o bloqueio harmônico está atuando. A Tabela 6 mostra as duas cargas lineares utilizadas na simulação, a *carga 1* faz com que o filtro híbrido opere na região de subcompensação, e a *carga 2* faz com que o filtro híbrido atue na região de sobrecompensação.

Tabela 6 – Cargas Lineares - Simulação.

Carga 1	$R_1 = 18 \Omega$	$L_1 = 29 \text{ mH}$
Carga 2	$R_2 = 11 \Omega$	$L_2 = 22 \text{ mH}$

A Figura 43 mostra o momento no qual a *carga 1* é conectada ao sistema. O tempo necessário para que a corrente da fonte seja sincronizada com a tensão é de cerca de 3.5 ciclos da fundamental, indicado pela linha tracejada, este tempo está relacionado ao tempo de convergência do ANF utilizado na extração da componente reativa da corrente da carga, o que está de acordo com a dinâmica mostrada em [40] para um algoritmo ANF que utiliza um PLL.

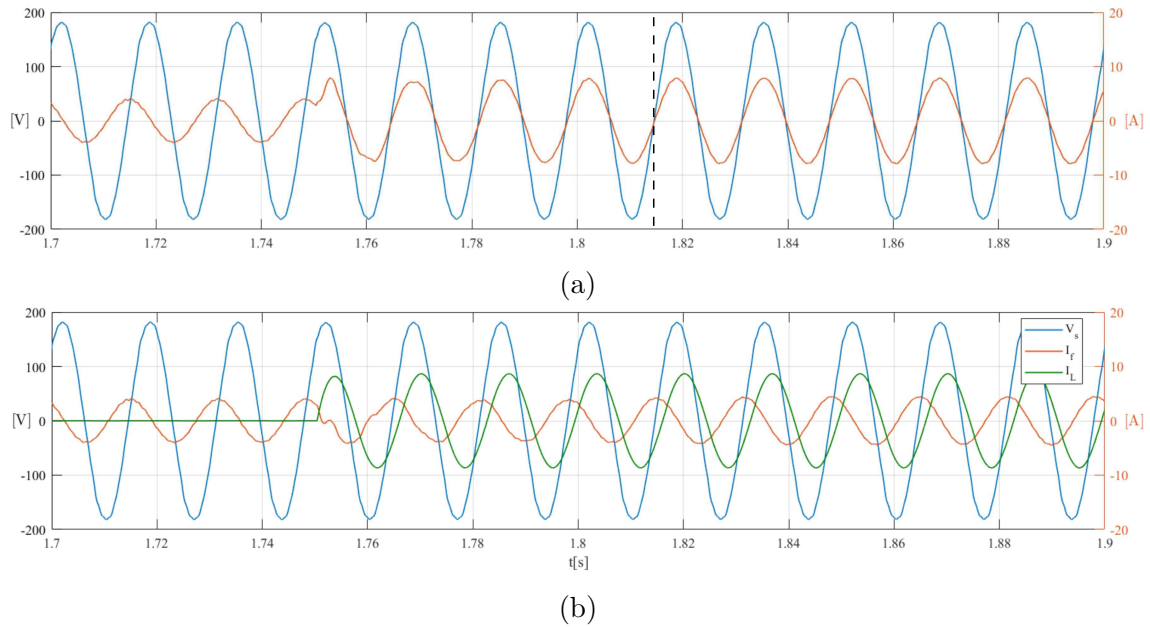


Figura 43 – Simulação: Compensação de Potência Reativa - Região de Subcompensação (a) Corrente da Fonte (b) Correntes da Carga e do Ramo do Filtro Híbrido.

Um transitório entre as duas regiões de operação pode ser visto na Figura 44. O filtro híbrido se encontra primeiro na região de subcompensação, e em aproximadamente 1.89 [s] a *carga 1* é trocada pela *carga 2*, e o sistema passa a operar na região de sobrecompensação.

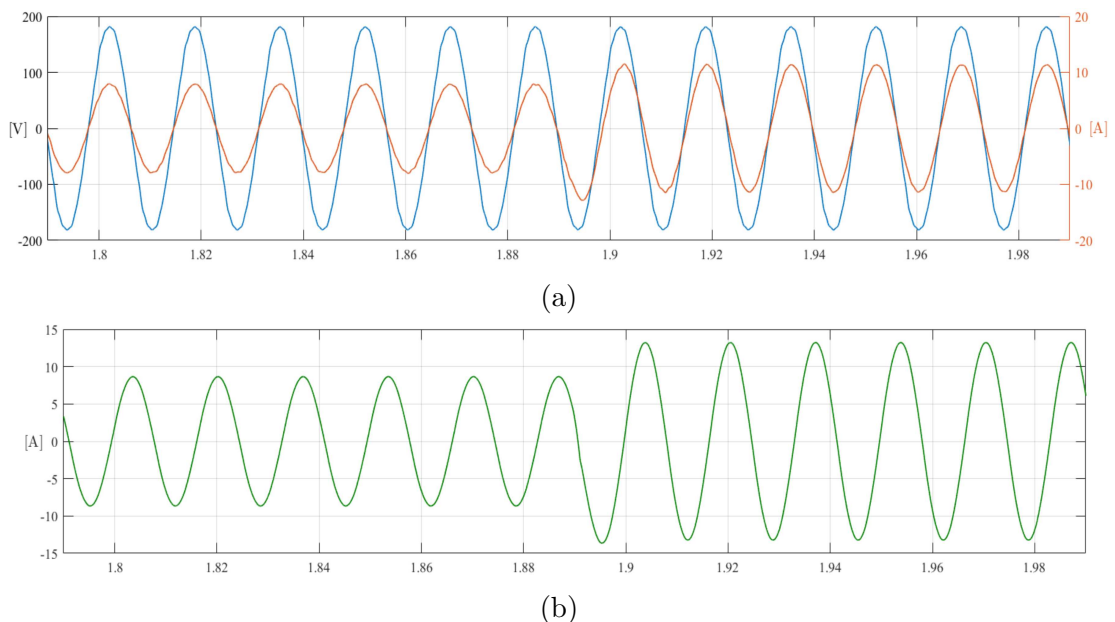


Figura 44 – Simulação: Transitório entre Regiões de Operação (a) Tensão e Corrente da Fonte, (b) Corrente da Carga.

As variáveis de estado do sistema, durante o transitório observado na Figura 44, são mostradas na Figura 45. Inicialmente a *carga 1* está conectada, neste ponto o filtro híbrido opera na região de subcompensação, isso pode ser observado através da corrente

I_f , que está adiantada em relação à tensão V_f , o que indica uma reatância capacitiva. Após o transitório, o filtro híbrido passa a operar na região de sobrecompensação, e agora a corrente do ramo do filtro está atrasada em relação à tensão V_f , mostrando que a reatância do filtro passa a ser indutiva.

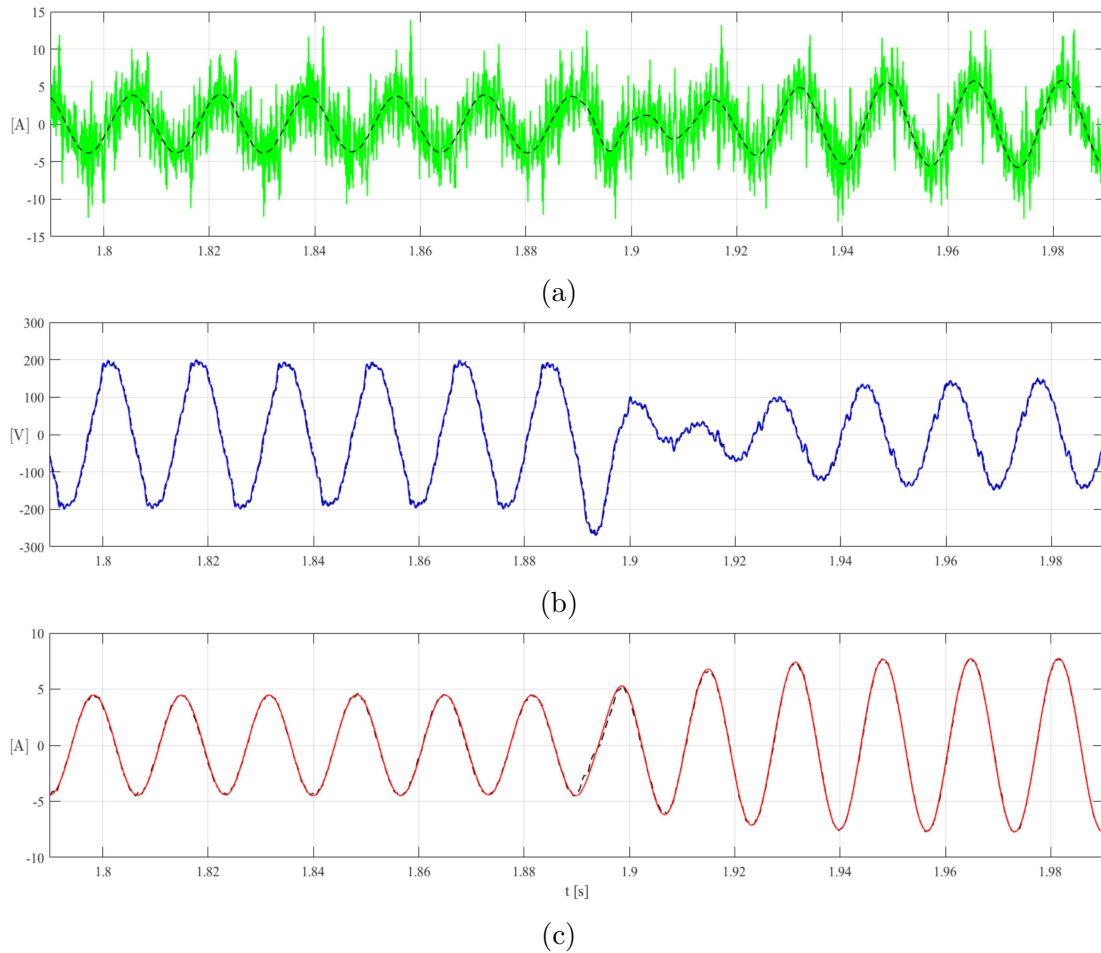


Figura 45 – Simulação: Variáveis de Estado Durante Transitório entre Regiões de Operação (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão no Capacitor do Filtro LCL V_f , (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido I_f ; e suas respectivas referências (tracejado).

O comportamento da tensão na saída do inversor, durante este mesmo transitório, é mostrado na Figura 46.

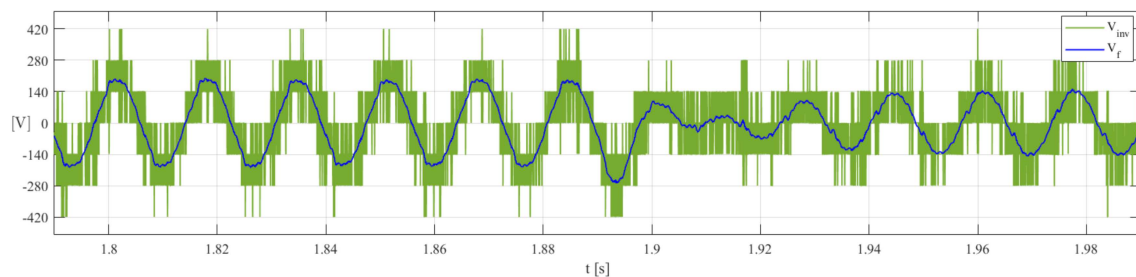


Figura 46 – Simulação: Resposta de V_{inv} Durante Transitório entre Regiões de Operação.

Para se avaliar a capacidade do filtro híbrido em compensar correntes harmônicas da carga, uma carga não-linear fonte de corrente foi utilizada. A carga não-linear é formada por uma ponte retificadora de diodos, um resistor de $24\ \Omega$, e um indutor de $420\ mH$, seu diagrama no ambiente de simulação é mostrado no Apêndice B, na Figura 84.

A Figura 47 mostra a resposta das correntes da fonte e do filtro para a conexão da carga não-linear.

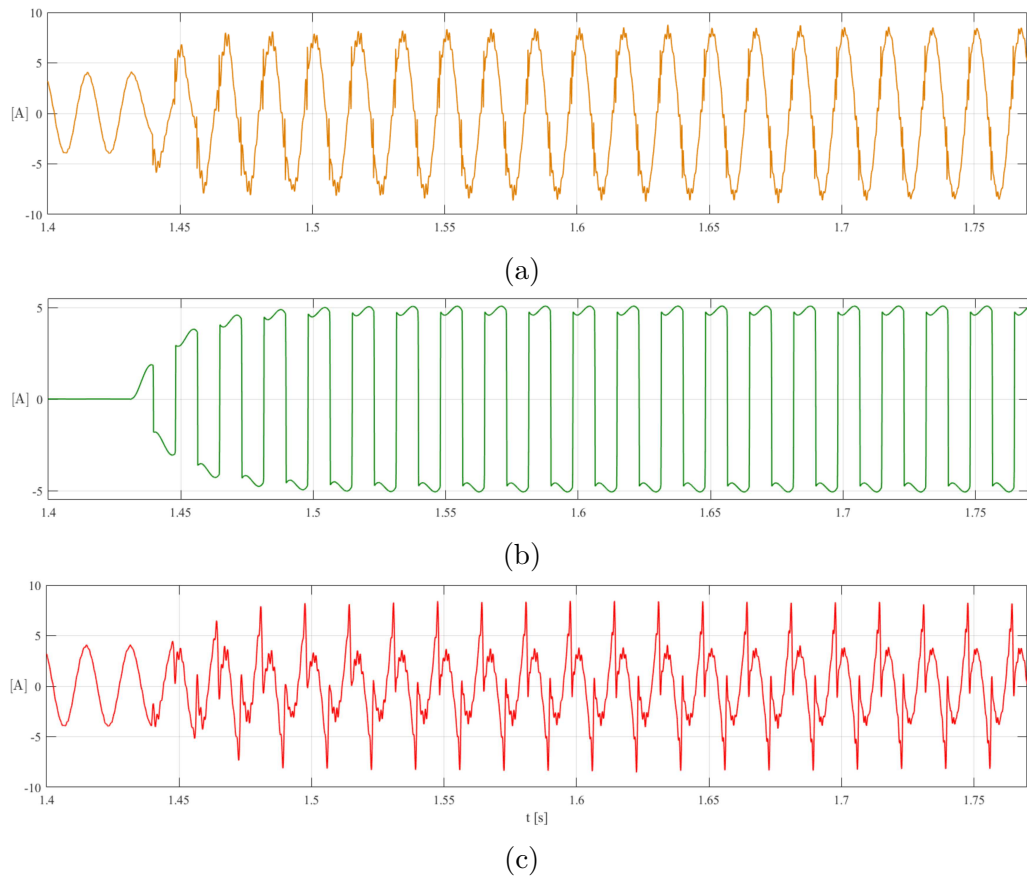


Figura 47 – Simulação: Conexão de Carga Não-Linear (a) Corrente da Fonte, (b) Corrente da Carga, (c) Corrente do Filtro.

A resposta em regime permanente da corrente da fonte é mostrada com mais detalhes na Figura 48.

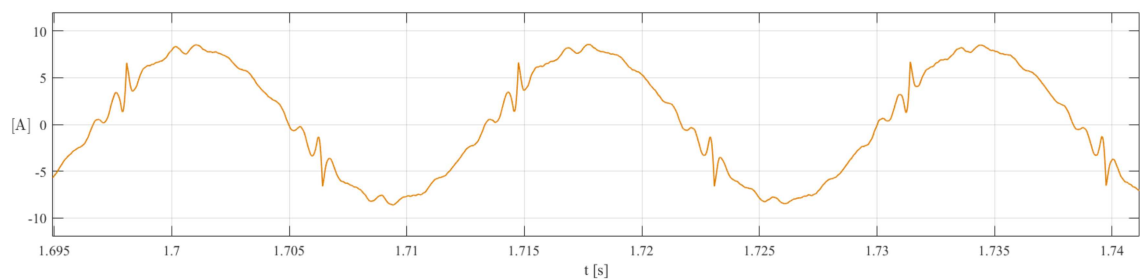


Figura 48 – Simulação: Corrente da Fonte em Regime Permanente para Compensação Harmônica.

Os espectros harmônicos das correntes da carga e da fonte, para o regime permanente, são apresentadas na Figura 49. É possível ver que as componentes inseridas no controlador P+R são compensadas, fazendo com que o THD de 45.92% da corrente da carga seja reduzido para um valor de 7.30% na corrente da fonte.

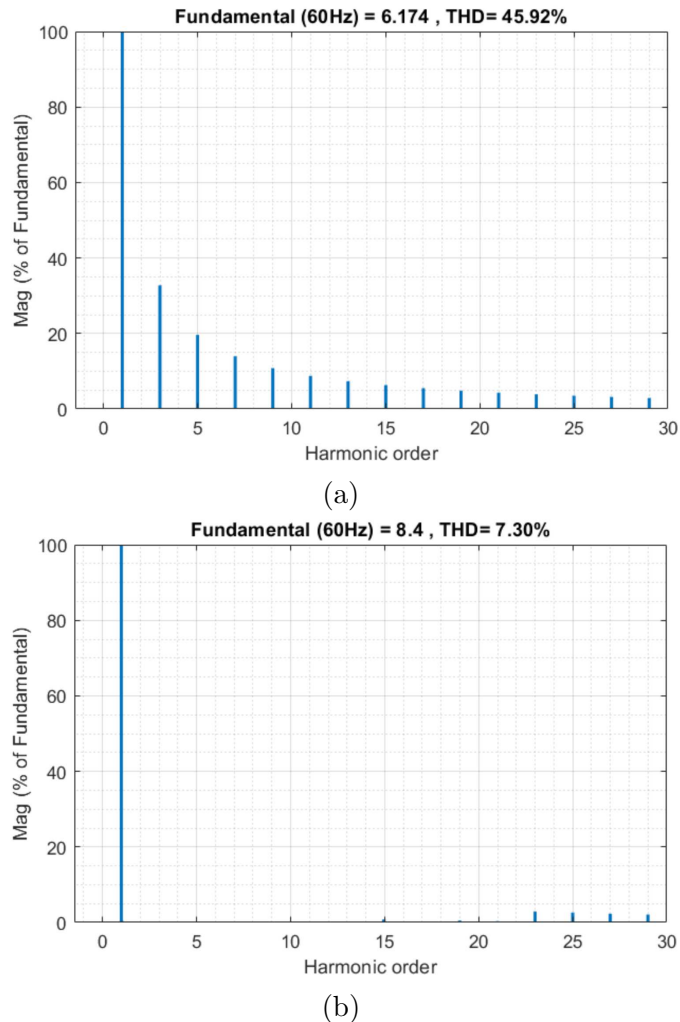


Figura 49 – Simulação: Espectro Harmônico em Regime Permanente para (a) Corrente da Carga Não-Linear, e (b) Corrente da Fonte.

A tensão sobre o capacitor do filtro LCL, responsável pela sintonização do ramo do filtro híbrido, e sua referência, para o mesmo período considerado na Figura 47, são mostradas na Figura 50a. O comportamento da tensão na saída do inversor é mostrado em 50b.

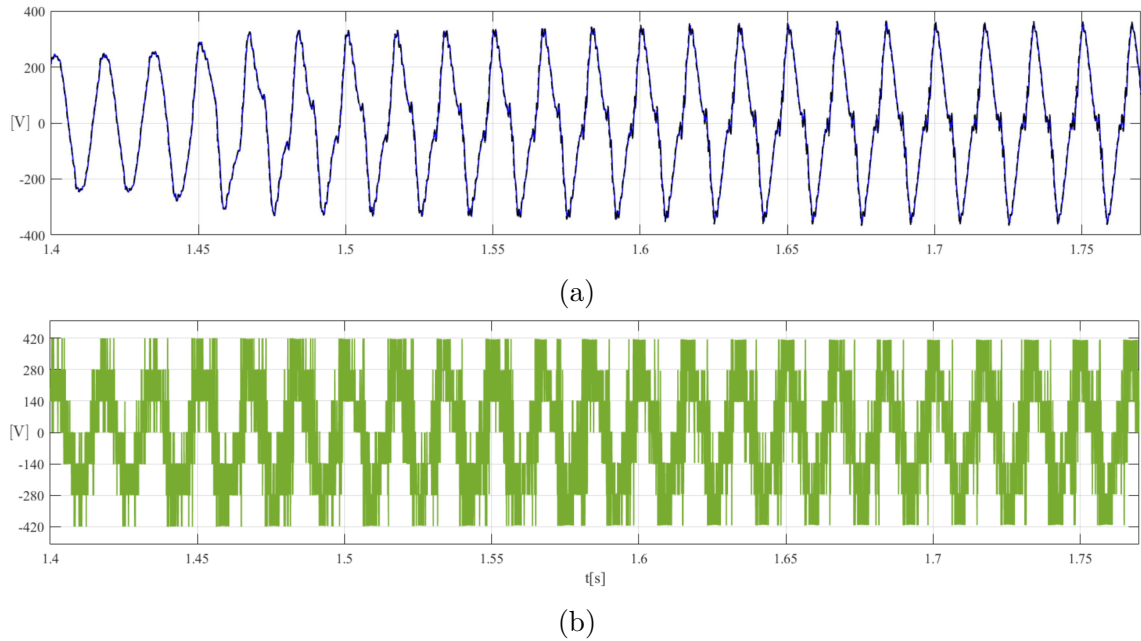


Figura 50 – Simulação: Conexão de Carga Não-Linear (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL e sua referência (tracejado), (b) Tensão na Saída do Inversor.

A compensação simultânea de reativo e de harmônicos é apresentada na Figura 51.

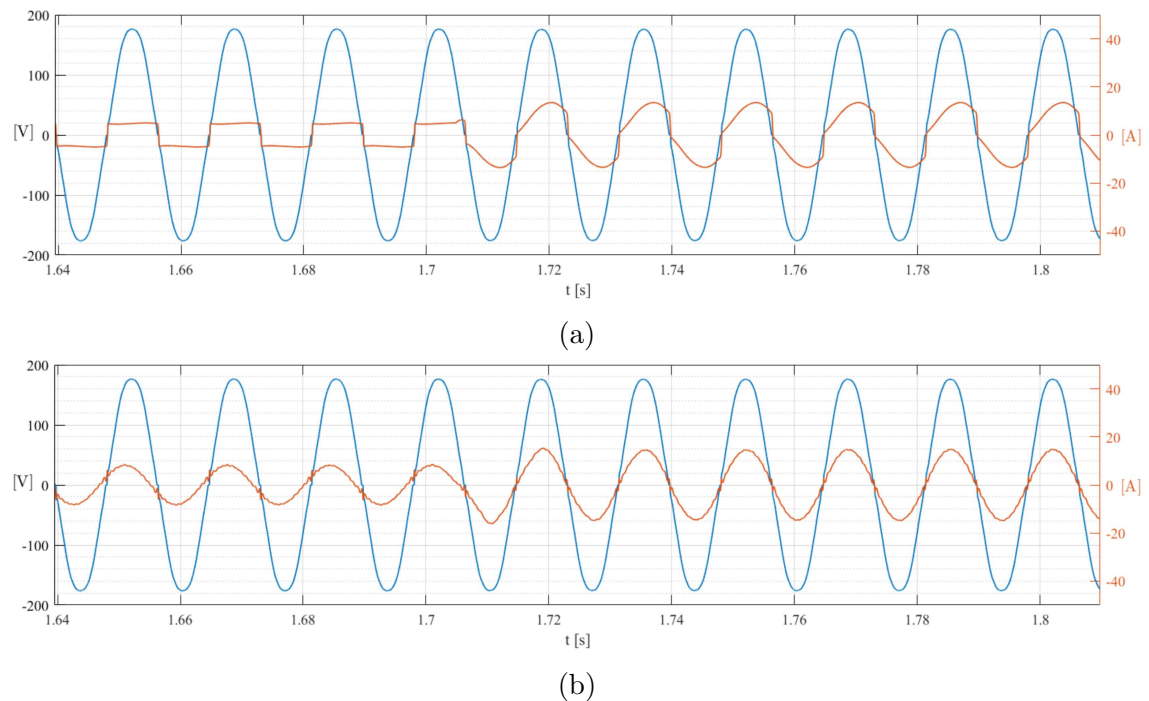
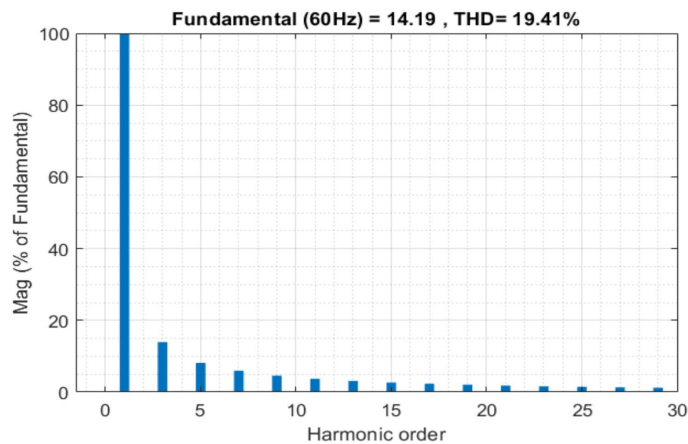


Figura 51 – Simulação: Compensação Simultânea de Potência Reativa e Harmônicos (a) Tensão da Fonte e Corrente da Carga, (b) Tensão da Fonte e Corrente da Fonte

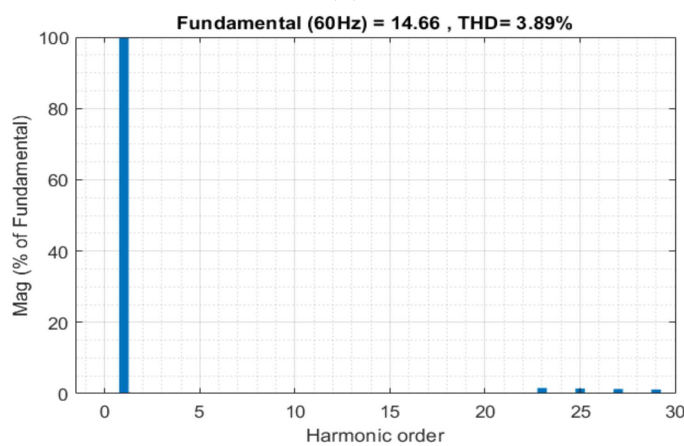
Em um primeiro momento o sistema se encontra apenas compensando os harmônicos da carga não-linear, até que em aproximadamente 1.705 [s] a carga 1 é conectada e

o filtro híbrido passa a compensar também o seu reativo. A Figura 51a mostra a tensão da rede e a corrente da carga, enquanto que a Figura 51b mostra a tensão da rede e a corrente na fonte. É possível notar que após a conexão da *carga 1* a corrente na fonte fica em fase com a tensão da fonte, ao mesmo tempo em que a corrente na fonte se mantém senoidal.

A Figura 52 mostra a diferença entre as componentes harmônicas da corrente da carga, composta pela carga não-linear em paralelo com a *carga 1*, e as componentes harmônicas da corrente da fonte. É observada uma redução no THD de 19.41% na corrente da carga para 3.89% na corrente da fonte.



(a)



(b)

Figura 52 – Simulação: Espectro Harmônico em Regime Permanente para (a) Corrente da Carga Não-Linear em Paralelo com a Carga 1, e (b) Corrente da Fonte.

6.6 Resultados Experimentais

Para os testes em bancada uma das cargas lineares teve que ser modificada, levando em conta os componentes disponíveis. Além disso, nos testes experimentais foi adicionada uma terceira carga, com fator de potência menor. A carga não-linear utilizada foi a mesma das simulações. Sendo assim, a Tabela 7 mostra as cargas lineares utilizadas nos testes realizados em bancada.

Tabela 7 – Cargas Lineares - Testes Práticos.

Carga 1	$R_1 = 18 \Omega$	$L_1 = 29 \text{ mH}$
Carga 2	$R_2 = 10 \Omega$	$L_2 = 13 \text{ mH}$
Carga 3	$R_3 = 7 \Omega$	$L_3 = 29 \text{ mH}$

A Figura 53 mostra o protótipo do filtro híbrido montado em laboratório. A carga não-linear é mostrada na Figura 54, e o circuito de condicionamento e o DSP são mostrados na Figura 55.

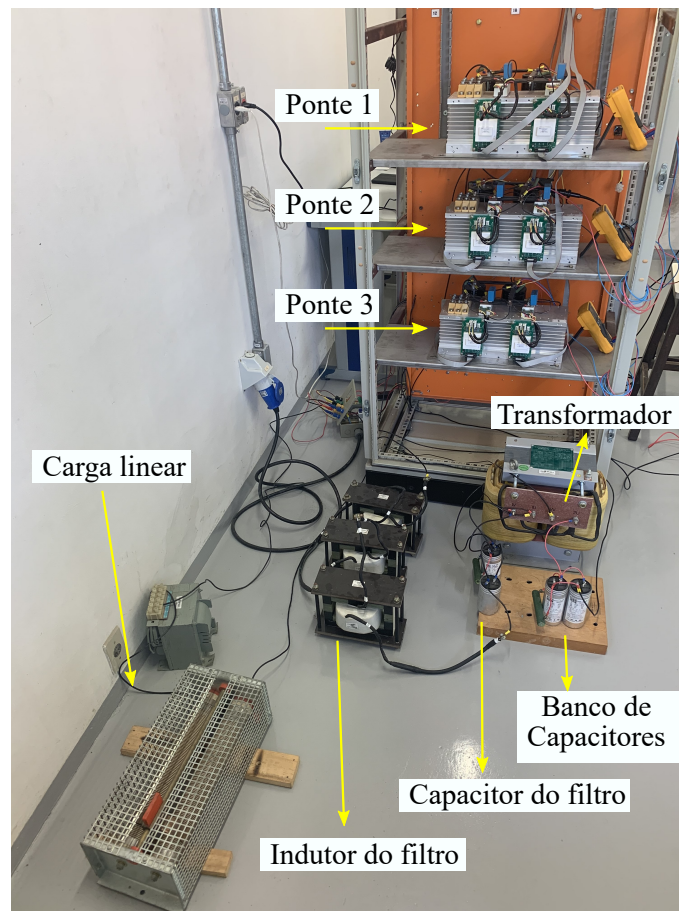


Figura 53 – Protótipo do Filtro Híbrido.

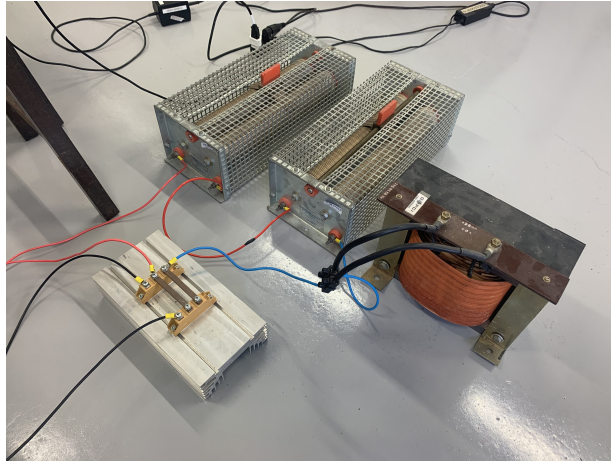


Figura 54 – Carga Não-Linear.

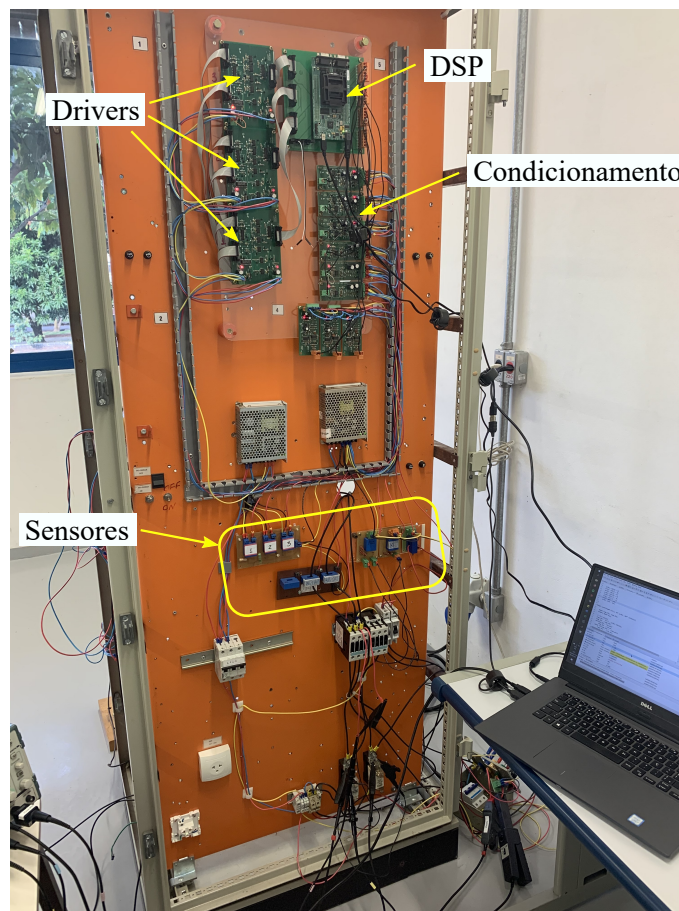


Figura 55 – Circuitos Eletrônicos de Medição, Condicionamento e Controle.

Os parâmetros dos elementos do filtro híbrido e do conversor utilizados no protótipo foram os mesmos usados na simulação, e encontrados na Tabela 5. Porém, para o funcionamento do protótipo, foram necessárias modificações nos parâmetros do controle, que são mostrados na Tabela 8. Estas alterações foram baseadas em diversos testes realizados no protótipo.

A principal mudança que pode ser observada na tabela 8 é a troca de sinal no ganho ressonante da harmônica de ordem 15, quando comparado com o valor utilizado na simulação. Isso pode ser justificado devido a variações nos parâmetros reais dos componentes passivos, que podem causar alterações no ponto real das frequências de ressonância.

Tabela 8 – Parâmetros do Controlador do Protótipo

Controle	
Ganhos PI	$P = 0.15$ $I = 0.2$
ANF	$\mu = 0.0055$
FCS-MPC	$\lambda_i = 1$ $\lambda_v = 40$
Ganhos P+R	$K_p = 14$ $K_{r_{3..11}} = 5000$
	$K_{r_{13}} = 2000$ $K_{r_{15}} = 500$
	$K_{r_{17}} = -1000$ $K_{r_{19}} = -200$
	$K_{r_{21}} = -100$
f_s	20000 Hz

O primeiro ponto avaliado no protótipo foi a estabilização das tensões do barramento CC. A Figura 56 mostra as tensões dos 3 barramentos, os barramentos 2 e 3, em azul e verde, estão sendo medidos com acoplamento DC, o que faz com que estas curvas apareçam no ponto dos 140V da referência. O barramento da ponte 1 foi medido com acoplamento AC, para que o comportamento do nível de tensão pudesse ser visto com mais detalhes.

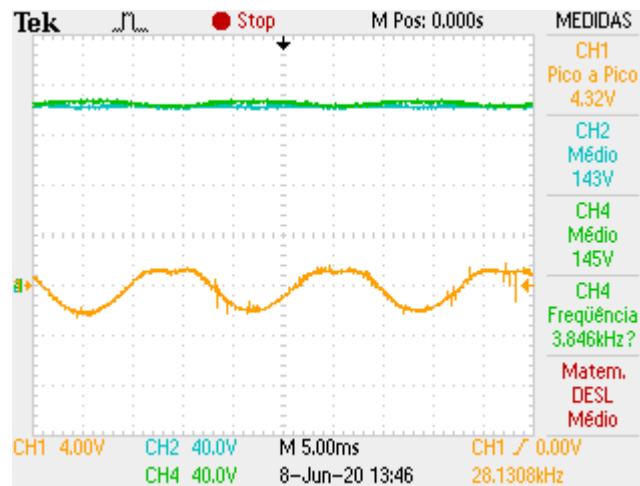


Figura 56 – Estabilização das Tensões do Barramento CC.

O comportamento dinâmico do controle da tensão dos capacitores do barramento CC é mostrado na Figura 57. Neste teste a referência de tensão dos barramentos CC foi inicialmente colocada em 80V, em seguida foi dado um degrau de 40V na referência, o que resultou na tensão dos barramentos atingindo o novo valor de referência (120V) em aproximadamente três segundos, com um *overshoot* de cerca de 20V.

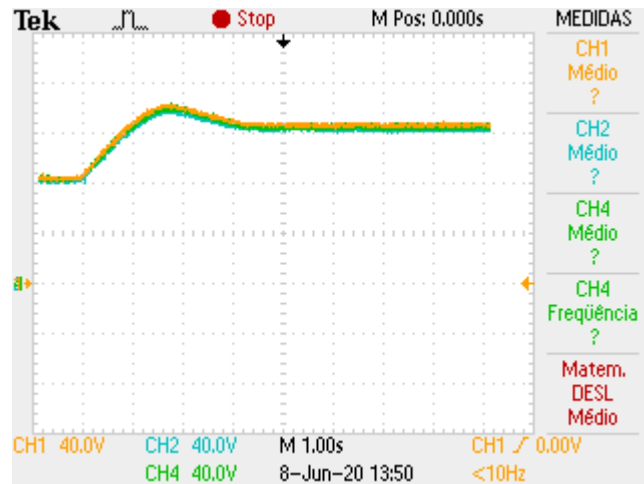
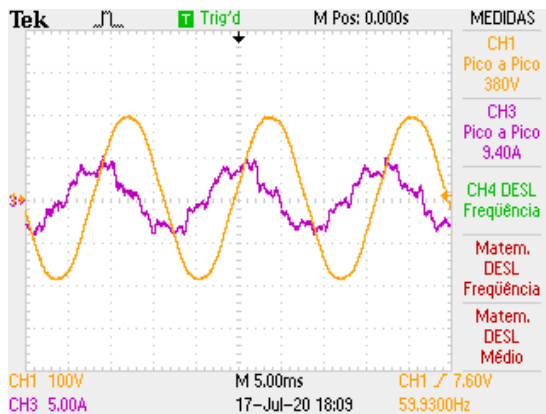
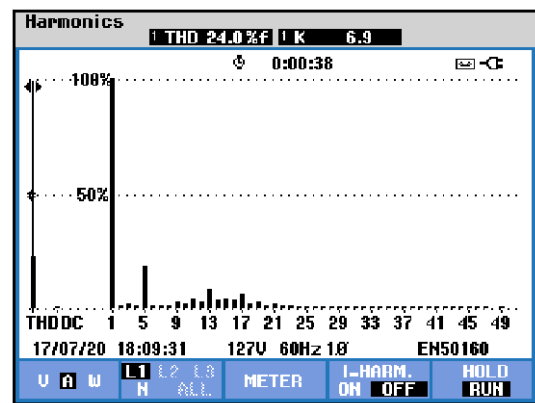


Figura 57 – Resposta Dinâmica do Controle do barramento CC.

A conexão do filtro híbrido na rede faz com que correntes harmônicas apareçam na fonte, devido a interação entre os harmônicos presentes na tensão da rede e os elementos do filtro, como pode ser visto na Figura 58a, na qual a tensão da fonte é exibida em amarelo e a corrente da fonte em roxo. A Figura 58b mostra o conteúdo harmônico presente na corrente da fonte, nesta figura é possível ver um aumento das harmônicas que aparecem após a harmônica de ordem 9, resultante das ressonâncias do filtro LCL.



(a)

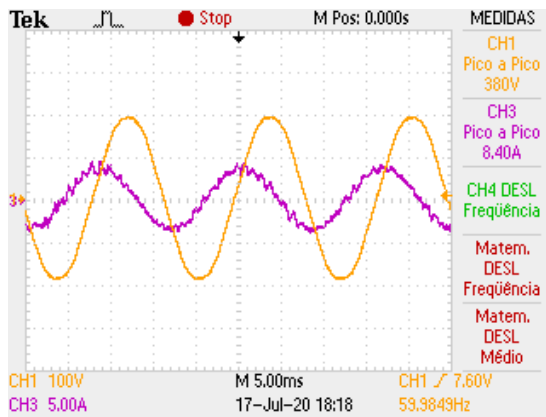


(b)

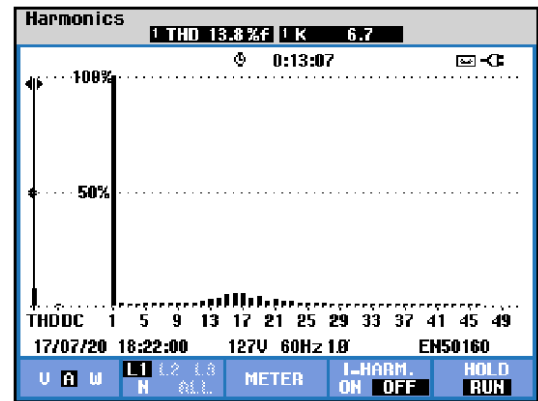
Figura 58 – Tensão e Corrente da Fonte Durante Carga do Barramento-CC (a) Medidas de Tensão e Corrente, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.

A Figura 59 mostra o resultado da atuação do bloqueio harmônico. É possível notar que, apesar da melhora na curva da corrente da fonte, uma ressonância entre as harmônicas de ordem 13 e 21 degrada o sinal.

A corrente da carga harmônica é apresentada na Figura 60a, e o seu THD é mostrado na Figura 60b. As Figuras 61 e 62 demonstram a capacidade de compensação seletiva das frequências harmônicas da carga. Na Figura 61 apenas o terceiro harmônico está sendo compensado, e na Figura 62 o quinto harmônico é compensado.

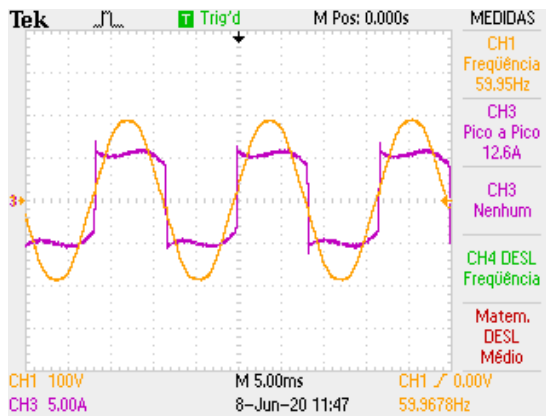


(a)

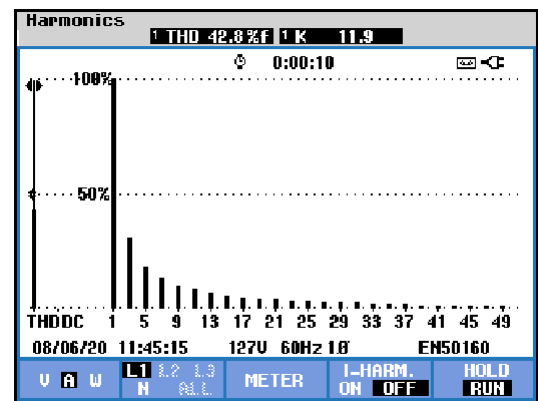


(b)

Figura 59 – Bloqueio Harmônico (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.

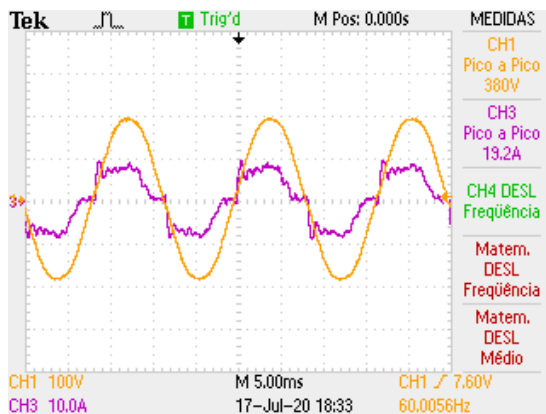


(a)

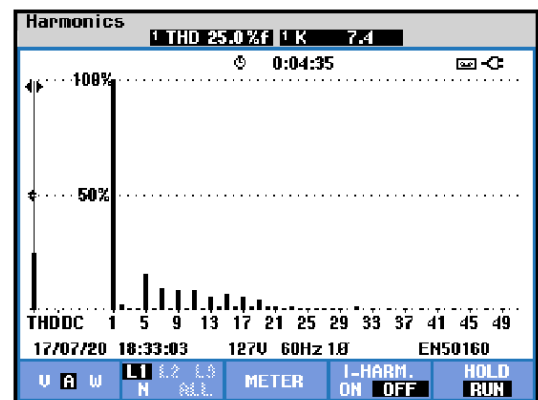


(b)

Figura 60 – Carga Não-Linear (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente, (b) Harmônicos da Corrente da Carga.



(a)



(b)

Figura 61 – Compensação da Terceira Harmônica (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.

Na Figura 61a é possível ver que a corrente da fonte, mostrada em roxo, começa a tomar um formato mais senoidal, devido à compensação da terceira harmônica. O espectro harmônico mostrado na Figura 61b confirma que apenas a terceira harmônica está sendo compensada, o que reduz o THD na corrente da fonte para 25%

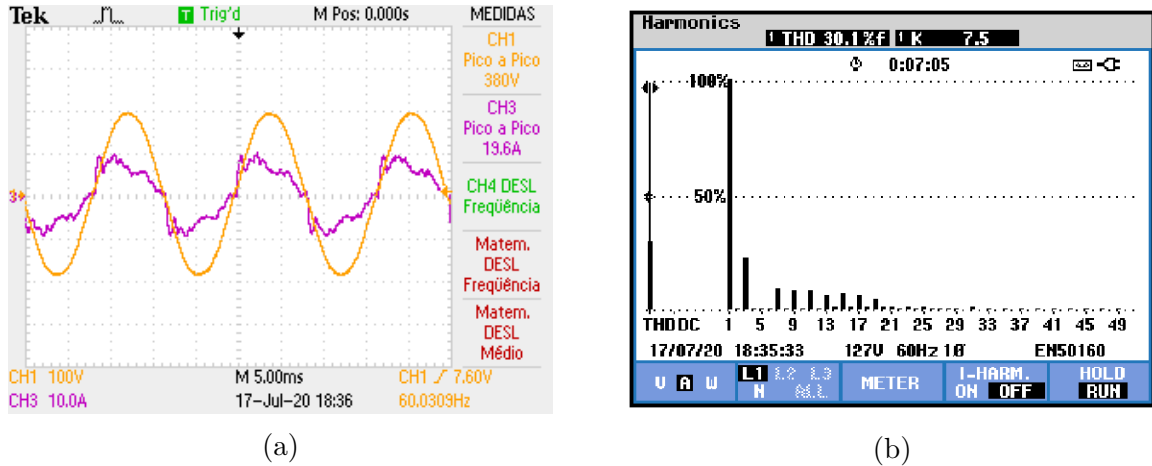


Figura 62 – Compensação da Quinta Harmônica (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.

A Figura 62 mostra o teste realizado para a compensação seletiva da quinta harmônica. Nesse caso o THD da corrente da fonte é reduzido para 30.1%.

A resposta do sistema para a compensação completa dos harmônicos inseridos no P+R é apresentada na Figura 63, nela é mostrado que as harmônicas até a ordem 21 são compensadas. Porém, é possível notar na Figura 63b que as ressonâncias do filtro LCL fazem com que as frequências entre as harmônicas de ordem 13 e 21 não sejam completamente compensadas.

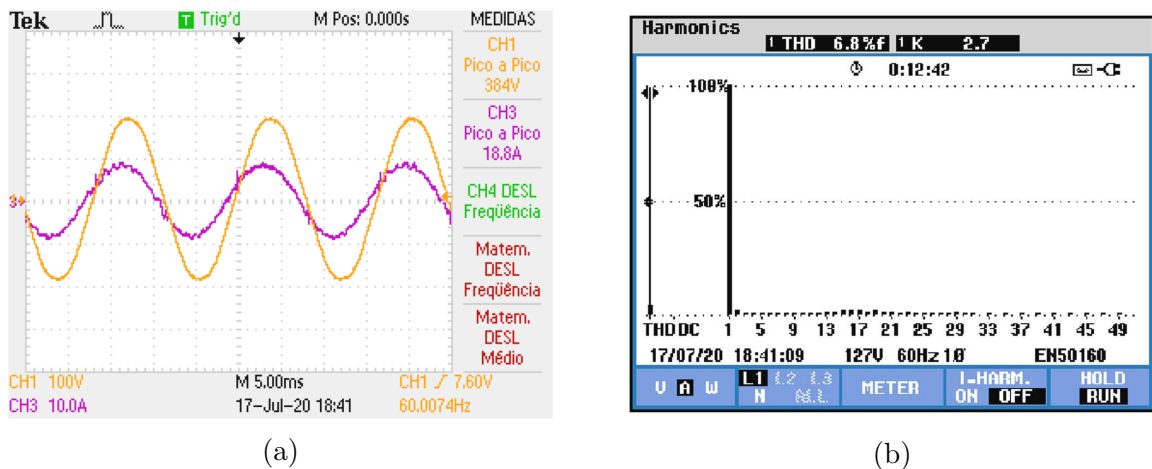


Figura 63 – Compensação de Todas as Harmônicas Inseridas no P+R (a) Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte, (b) Harmônicos da Corrente da Fonte.

A Figura 64a mostra, em verde, o comportamento da tensão na saída do inversor durante a compensação dos harmônicos da carga não-linear, enquanto em roxo é mostrada a corrente na fonte. Na Figura 64b a corrente resultante no ramo do filtro híbrido é apresentada, essa corrente é composta pelas componentes harmônicas da carga e por uma pequena parcela de fundamental, responsável pelo carregamento dos barramentos CC.

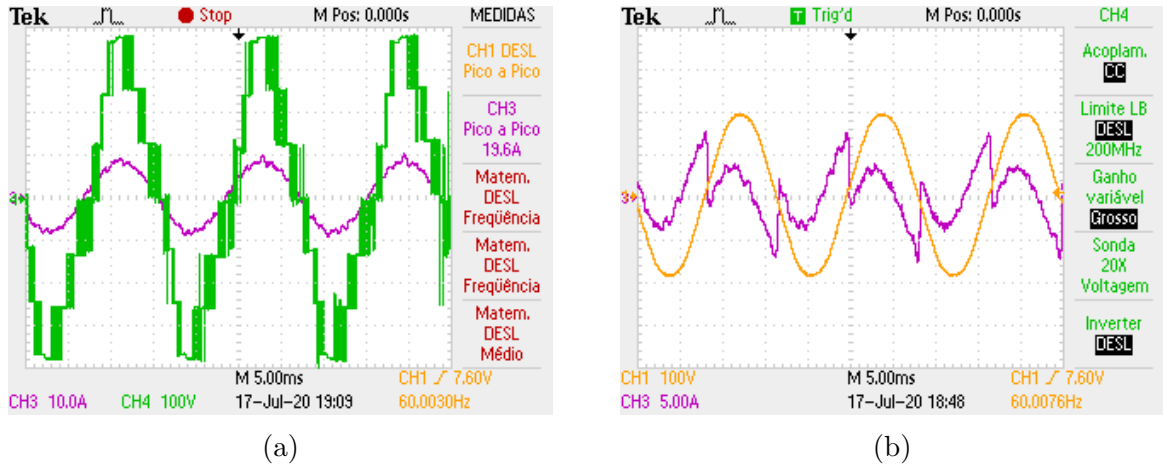


Figura 64 – Compensação de Todas as Harmônicas Inseridas no P+R (a) Corrente na Fonte e Tensão na Saída do Inversor, (b) Corrente no Ramo do Filtro Híbrido.

A medida individual das harmônicas na corrente fonte é mostrada na Figura 65a, que mostra um valor de THD de 5.5%, e indica que as harmônicas mais próximas das frequências f_{r1} e f_{r2} , mostradas na Tabela 4, possuem uma amplitude maior. Na Figura 65b o THD apresentado é referente a corrente no ramo do filtro híbrido, mostrada na Figura 64b.

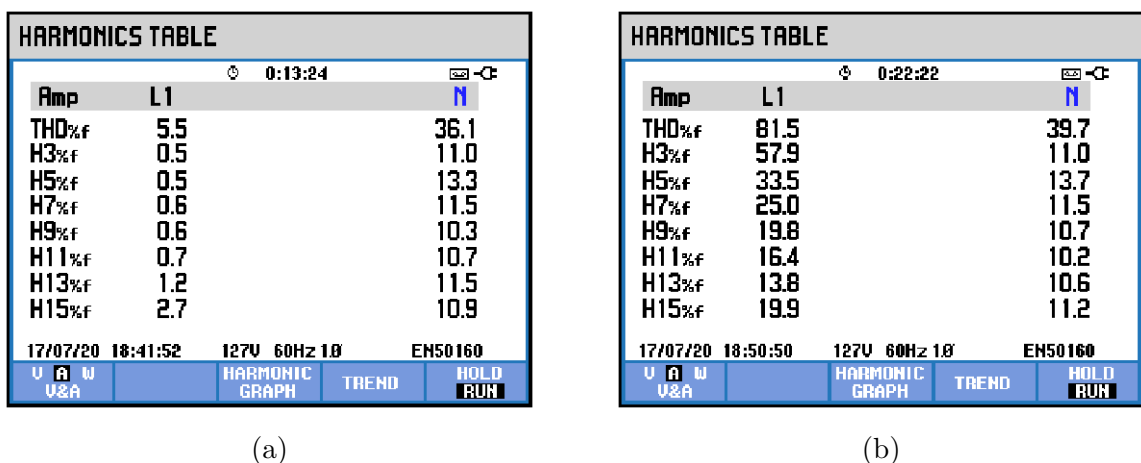


Figura 65 – Medida de THD da Compensação Completa de Harmônicos para (a) Corrente na Fonte, e (b) Corrente no Ramo do Filtro

A Figura 66 mostra o comportamento da corrente da fonte quando a carga não-linear é conectada ao sistema. Na figura a corrente da carga não-linear é mostrada em azul, e a corrente da fonte é mostrada em roxo. Inicialmente o filtro híbrido está atuando apenas para manter a tensão nos barramentos CC e para fazer o bloqueio harmônico, quando a carga não-linear é conectada o filtro híbrido passa também a compensar os harmônicos da carga.

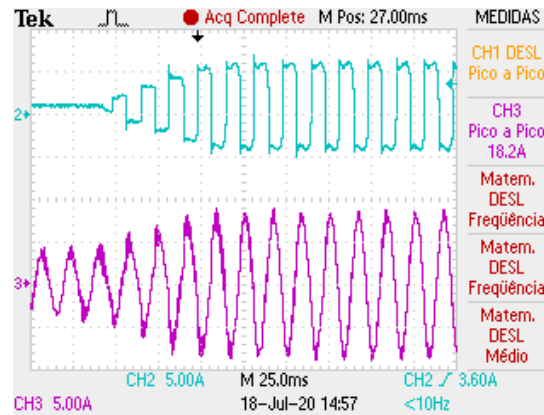


Figura 66 – Transitório Durante Conexão da Carga Não-Linear.

Devido ao banco de capacitores, a potência reativa fornecida pelo filtro híbrido será sempre capacitiva, como mostra a equação (3.13), mesmo quando sua parcela ativa estiver desligada. Essa potência nominal é mostrada na Figura 67a, e as potências das cargas que serão compensadas são apresentadas nas Figuras 67b até 67d. Através destes valores é possível ver que a *carga 1* faz com que o filtro atue em sua região de subcompensação, e as cargas *2* e *3* fazem com que o filtro atue na região de sobrecompensação, sendo que a *carga 3* possui um fator de potência muito menor do que o das demais cargas de teste.

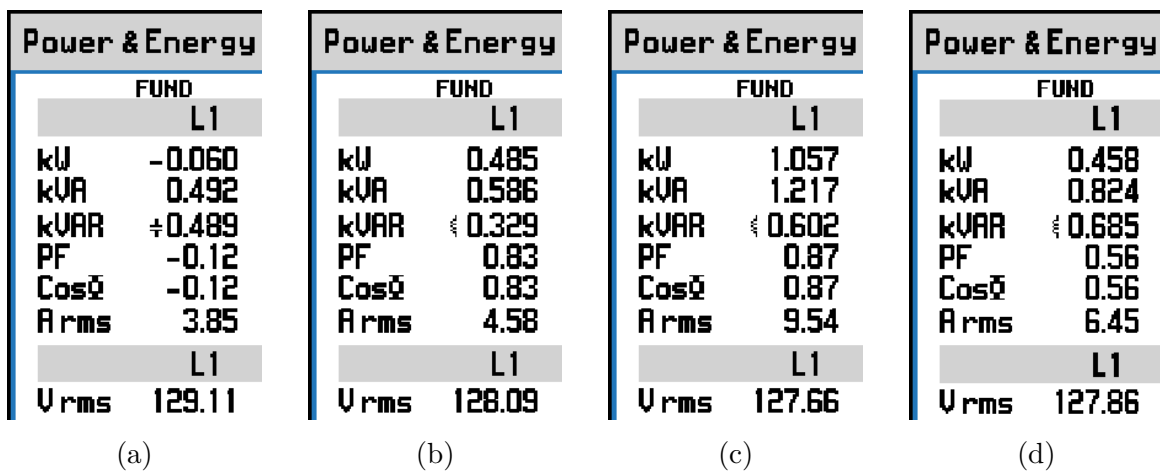


Figura 67 – Potências (a) Nominal do Banco de Capacitores do Filtro Híbrido, (b) da Carga 1, (c) da Carga 2, e (d) da Carga 3.

Nas próximas imagens serão apresentados os resultados para a compensação da potência reativa. Primeiro, a Figura 68a mostra a tensão e a corrente da fonte com a

carga 1 conectada, e na Figura 68b é mostrado o resultado após a compensação. Após a compensação fica claro que a corrente da fonte passa a ficar em fase com a tensão da rede.

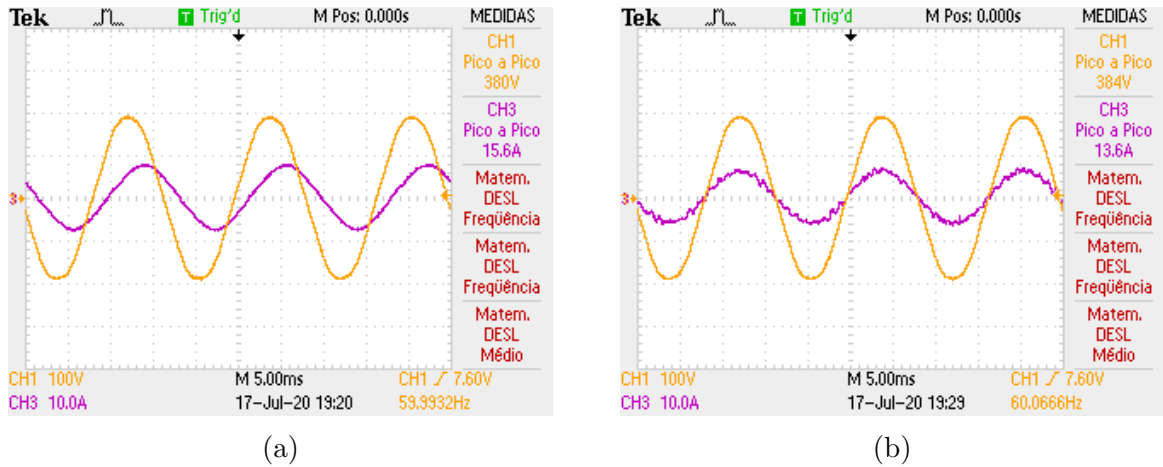


Figura 68 – Carga 1: Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.

A Figura 69 mostra o diagrama fasorial antes e depois da compensação, demonstrando que a corrente da fonte realmente fica em fase com a tensão da rede.

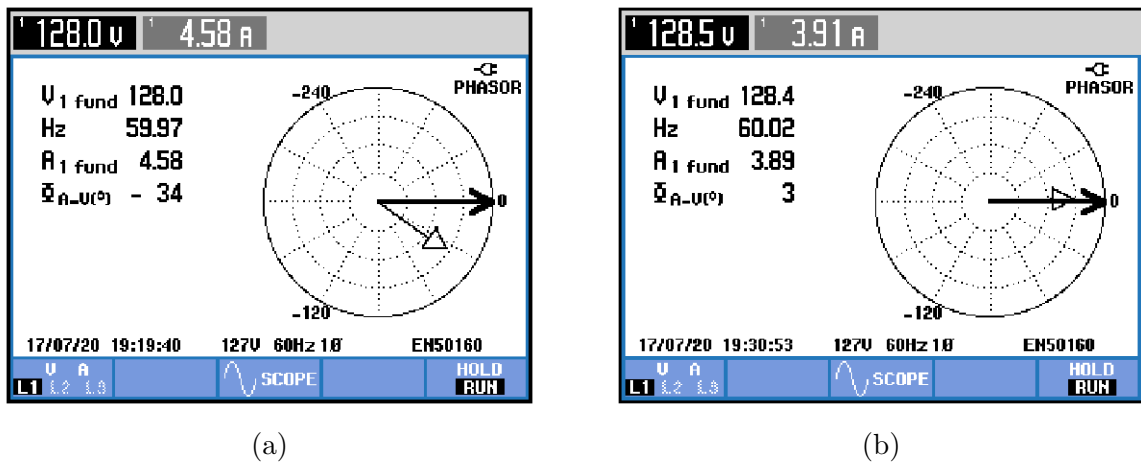


Figura 69 – Carga 1: Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte(a) Antes, e (b) Depois da Compensação.

O valor final da potência medida no ponto de acoplamento, para a carga 1 sendo compensada, é mostrado na Figura 70. Nessa figura pode ser visto que o fator de potência fica próximo de 1, além disso também fica clara a redução no valor da componente fundamental da corrente da fonte, que antes da compensação era de $4.58 A_{rms}$, e passou para $3.84 A_{rms}$ após a compensação. Isso ocorre pois a concessionária passa a precisar fornecer apenas a parcela ativa da potência da carga.

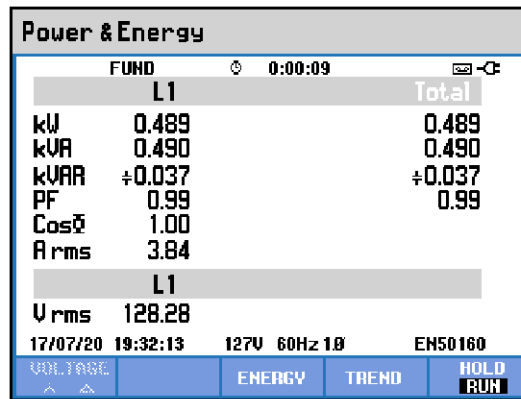


Figura 70 – Potência na Fonte com Reativo da Carga 1 Sendo Compensado.

Os resultados obtidos para a compensação da *carga 2* são mostrados nas Figuras 71 e 72. A Figura 71a mostra a corrente da *carga 2*, e a Figura 71b mostra o resultado da compensação. Com esta carga fica mais evidente a redução da corrente após a compensação.

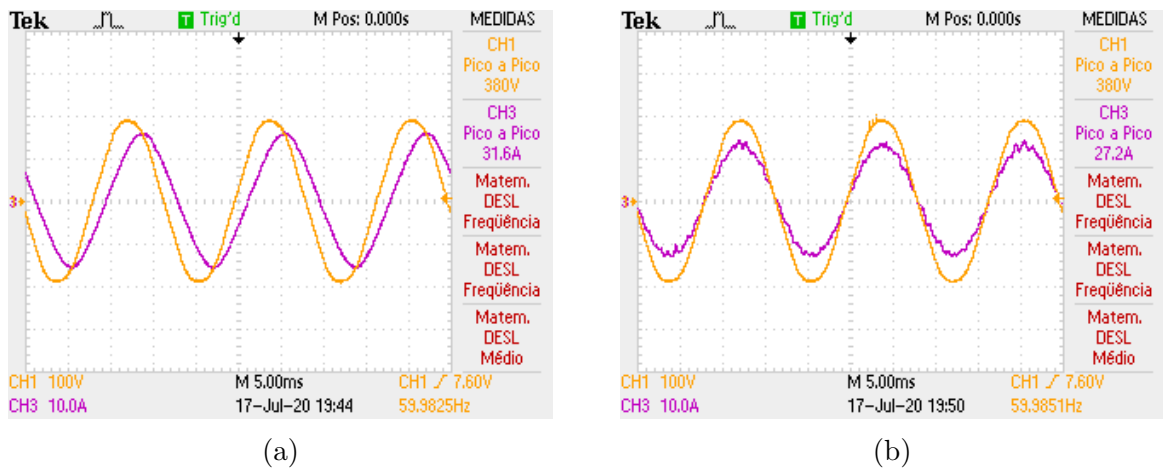


Figura 71 – Carga 2: Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.

Na Figura 72 os fasores da tensão e da corrente demonstram que a corrente da fonte fica em fase com a tensão da rede após a compensação. Para esta carga a corrente fundamental na fonte foi reduzida de $9.53 A_{rms}$ para $8.22 A_{rms}$. A potência resultante no ponto de acoplamento, durante a compensação, é mostrada na Figura 73. Essa figura indica que o fator de potência ficou unitário após a compensação da parcela reativa da corrente da carga.

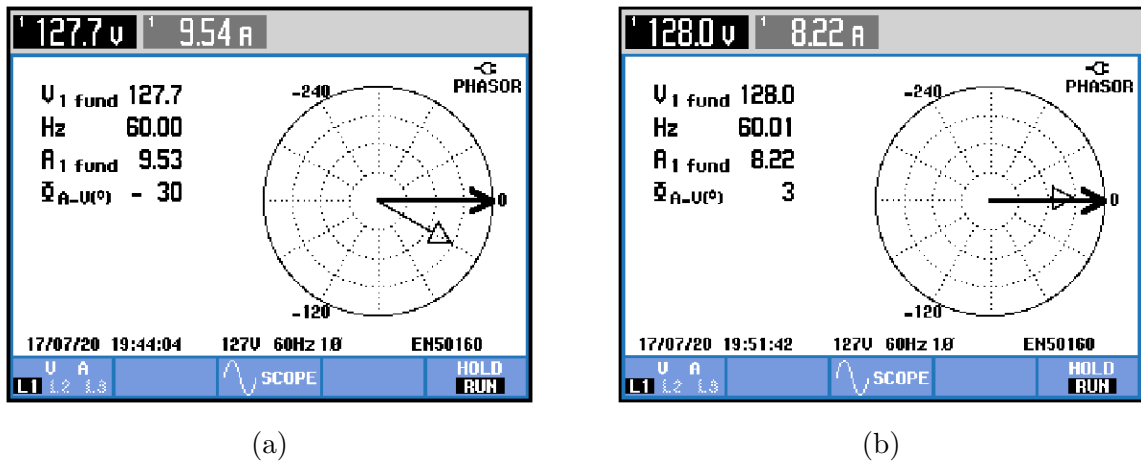


Figura 72 – Carga 2: Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte(a) Antes, e (b) Depois da Compensação.

Power & Energy		
	FUND	Total
L1		
kW	1.032	1.032
kVA	1.033	1.033
kVAR	0.029	0.029
PF	1.00	1.00
Cos ϕ	1.00	
Arms	8.06	
L1		
Vrms	128.26	

Figura 73 – Potência na Fonte com Reativo da Carga 2 Sendo Compensado.

Como indicado anteriormente, a *carga 3* possui um fator de potência muito menor do que as outras duas cargas lineares testadas anteriormente. A Figura 74a mostra o sinal de corrente desta carga, e a Figura 74b mostra o resultado atingido com a compensação de potência reativa. Para esta carga a redução no valor da corrente da fonte fica muito aparente ao se fazer uma comparação entre as correntes apresentadas nas Figuras 74a e 74b. Também é importante notar que é observada uma maior contribuição das ressonâncias na corrente da fonte, durante a compensação da potência reativa desta carga.

Na Figura 75, os vetores da tensão e da corrente da fonte mostram a corrente da fonte ficando em fase com a tensão após a compensação da potência reativa. No caso dessa carga nota-se um ângulo residual, entre a tensão e a corrente da fonte, um pouco maior do que nas outras cargas, isso pode se dar devido a divergências nos parâmetros ou problemas de medidas, que podem resultar na obtenção de um valor incorreto de amplitude da corrente reativa pelo ANF. Apesar disso o filtro híbrido se mostra capaz de compensar a potência reativa desta carga, causando uma redução na corrente fundamental da fonte de $6.45 A_{rms}$ para $3.69 A_{rms}$.

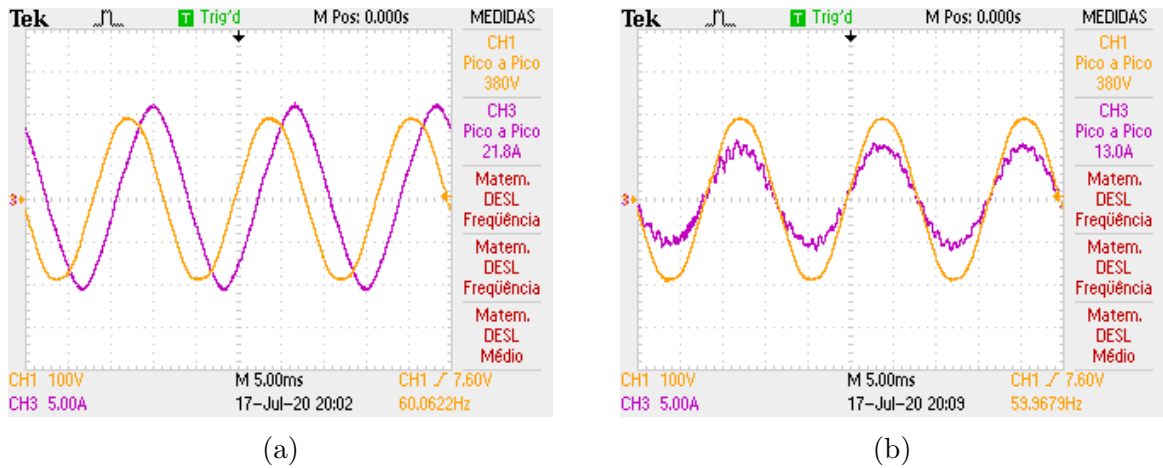


Figura 74 – Carga 3: Formas de Onda de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.

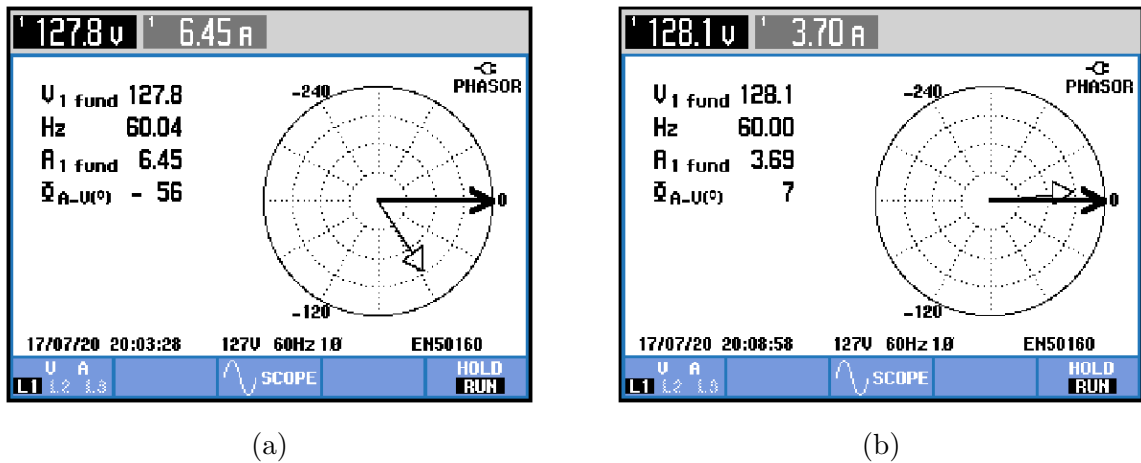


Figura 75 – Carga 3: Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes, e (b) Depois da Compensação.

A compensação do reativo é melhor visualizada através da Figura 76, na qual é mostrado que o fator de potência — anteriormente de 0.57 — fica em 0.98.

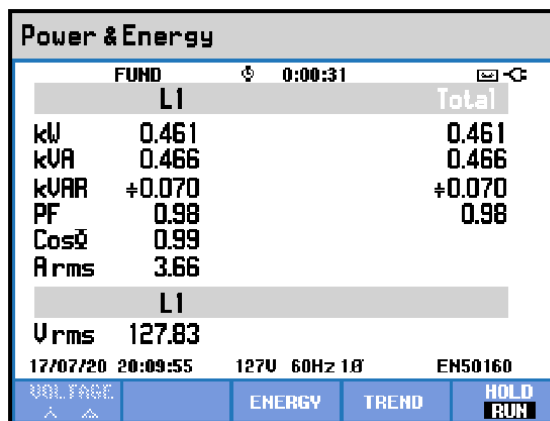


Figura 76 – Potência na Fonte com Reativo da Carga 3 Sendo Compensado.

Por último, a compensação simultânea de reativo e harmônicos é demonstrada através da conexão conjunta da carga não-linear e da carga 3. Os valores obtidos através da conexão destas cargas são apresentados na Figura 77. A Figura 77a mostra as formas de onda da tensão e da corrente na fonte, as potências medidas no ponto de acoplamento são mostradas na Figura 77b, e as Figuras 77c e 77d mostram o conteúdo harmônico presente na corrente da fonte.

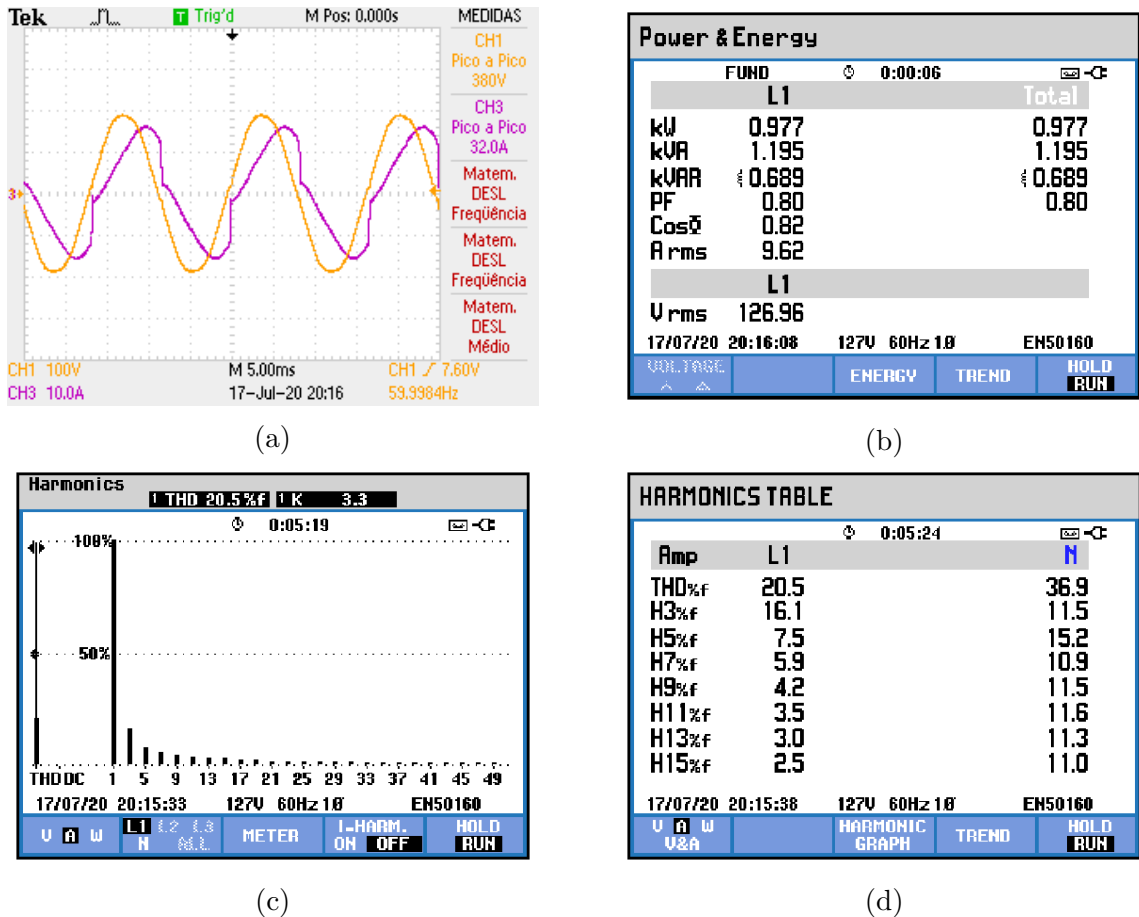


Figura 77 – Conexão Simultânea da Carga Não-Linear com a Carga 3 (a) Formas de Onda da Tensão e Corrente da Fonte, (b) Potências no Ponto de Acoplamento, (c) Espectro Harmônico da Corrente da Fonte, (d) Medida dos Harmônicos da Corrente da Fonte.

Neste caso dois testes foram realizados, no primeiro teste apenas as componentes harmônicas foram compensadas. Os resultados para este primeiro teste são apresentados na Figura 78. Na Figura 78a é mostrada a forma de onda da corrente da fonte após a compensação, que fica claramente senoidal. O espectro harmônico, apresentado na Figura 78b, mostra que após a compensação a THD da corrente da fonte é reduzida de 20.5% para 4.6%, sendo que as principais harmônicas que permanecem com uma pequena amplitude no sinal são as de ordem 15, 17, e 19.

Após o teste da compensação harmônica foram realizados os testes para a compensação simultânea de harmônicos e de reativo. Os resultados obtidos neste segundo teste

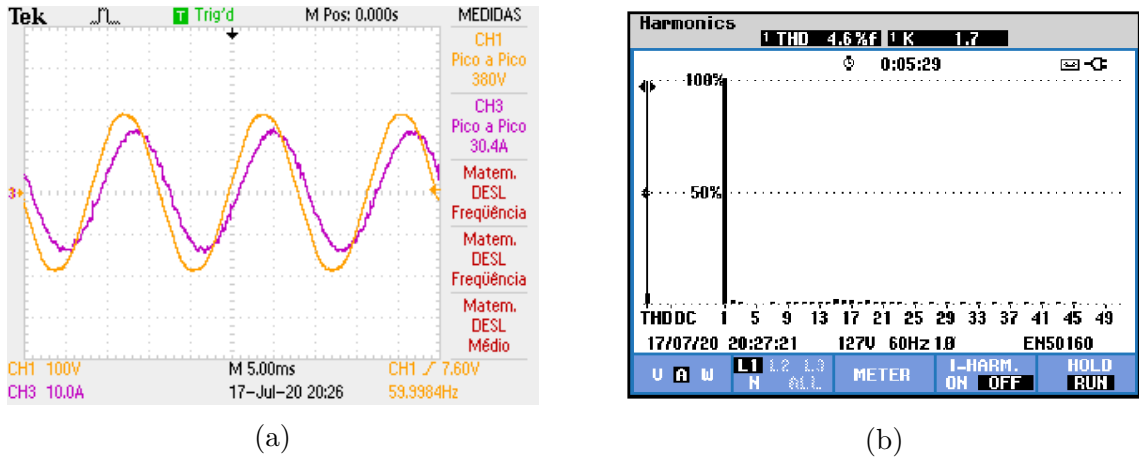


Figura 78 – Carga não-linear e Carga 3: Resultados para Teste de Compensação de Harmônicos (a) Formas de Onda da Tensão e da Corrente da fonte, (b) Espectro Harmônico da Corrente da Fonte.

são apresentados na Figura 79.

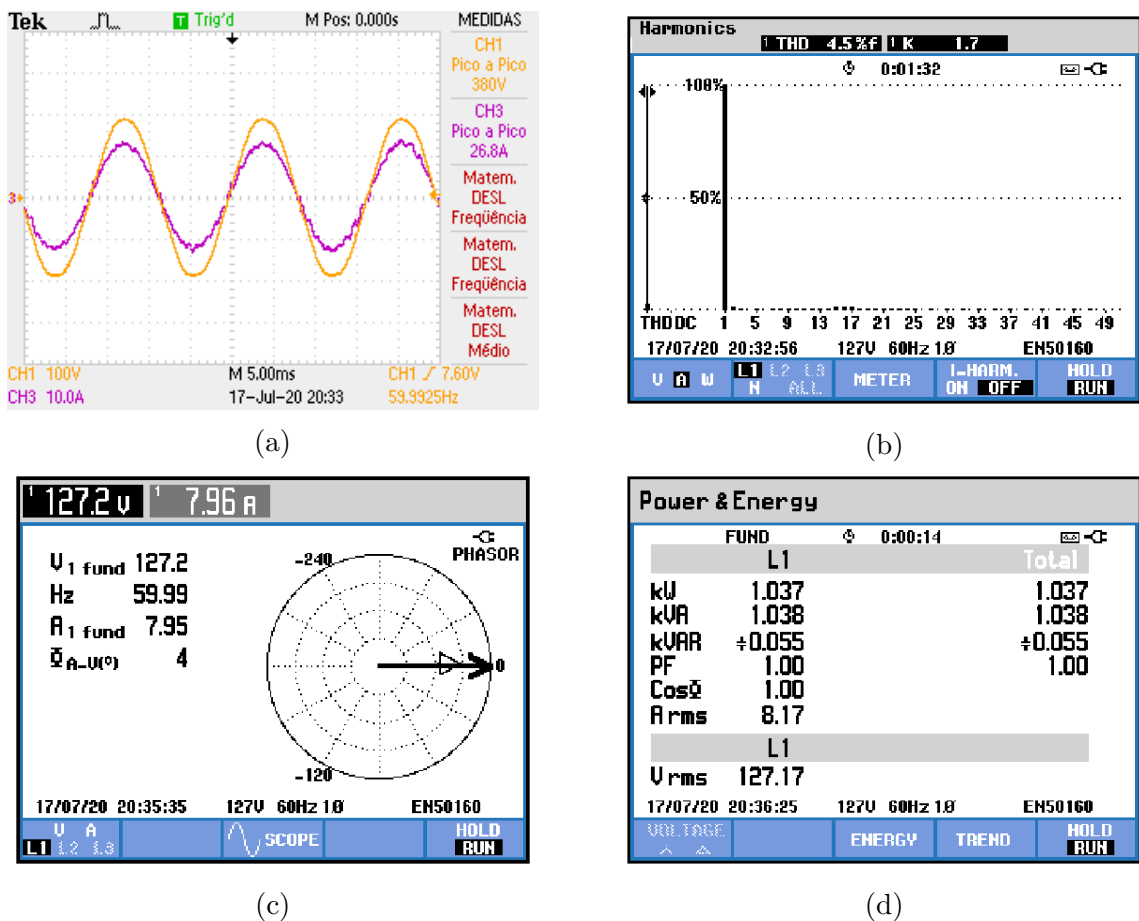


Figura 79 – Carga não-linear e Carga 3: Resultados para Teste de Compensação Simultânea de Harmônicos e de Reativo (a) Formas de Onda da Tensão e da Corrente da fonte, (b) Espectro Harmônico da Corrente da Fonte, (c) Diagrama Fasorial de Tensão e Corrente da Fonte, (d) Potências no Ponto de Acoplamento.

A Figura 79b mostra que, após a compensação da potência reativa, o espectro harmônico se mantém muito semelhante ao obtido no teste anterior, apresentado na Figura 78b. Os fasores da tensão e da corrente da fonte, mostrados na Figura 79c indicam que a corrente fica em fase com a tensão da fonte, com um pequeno ângulo residual. Na Figura 79d além de ser apresentado o fator de potência unitário obtido, também é possível observar a redução da fundamental da corrente da fonte, de $9.62 A_{rms}$ antes da compensação (Figura 77b), para $8.17 A_{rms}$ após a compensação.

O chaveamento da saída do inversor, para a compensação de reativo e de harmônicos, é mostrada na Figura 80. Nessa figura é possível se identificar a atuação dos sete níveis do conversor multinível.

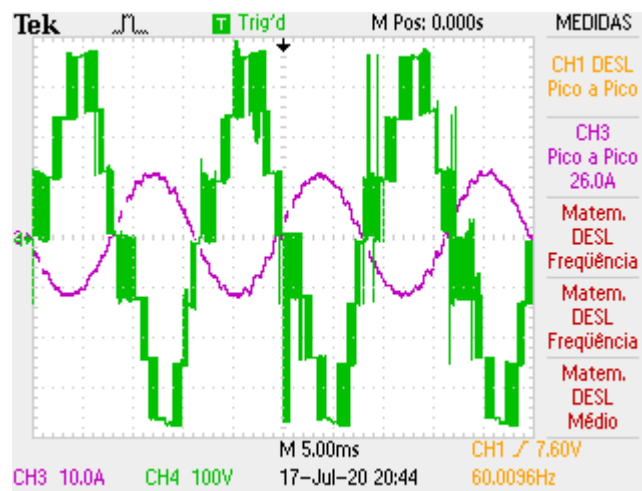


Figura 80 – Tensão na Saída do Inversor para Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos.

O tempo de execução do algoritmo é apresentado na Tabela 9. A análise dessa tabela mostra que o tempo total de execução do algoritmo pode variar, isso ocorre devido a utilização da técnica de FCS-MPC hierárquico, na qual a função custo J_2 é avaliada para uma quantidade diferente de possíveis estados de chaveamento, dependendo do nível de tensão que foi escolhido na função custo J_1 , como pode ser visto na Tabela 3. Inicialmente a frequência de amostragem que seria utilizada neste trabalho era de $40 kHz$, o que resulta em um período de amostragem de $24.95 \mu s$. Porém, para que houvesse tempo suficiente para que o algoritmo fosse executado foi necessária uma alteração na frequência de amostragem, sendo assim escolhida uma frequência de amostragem de $20 kHz$, que resulta em um período de $50 \mu s$.

O cálculo da função custo J_2 é a parcela do algoritmo que pode demorar mais tempo para ser executada, isso ocorre pois os cálculos para a previsão das tensões nos barramentos CC pode ter que ser executado até 20 vezes. A segunda parte mais demorada do algoritmo é o cálculo das referências das componentes harmônicas através do controlador proporcional ressonante, que precisa de $10.8 \mu s$ para fazer o cálculo de todas as

componentes, sendo necessário aproximadamente $1 \mu s$ por componente harmônica sendo compensada.

Tabela 9 – Temporização do Algoritmo de Controle

Algoritmo	Tempo de execução μs
Medida das variáveis	1.6
PLL	3.6
Referências I_f^d e I_f^q	4.3
Referências V_f^d e V_f^q	1.76
P+R total	10.8
Previsão para $k + 1$	0.7
Avaliação da função de custo J_1	2.8
Avaliação da função de custo J_2	mínimo: 0.9 máximo: 15.4
Tempo total do algoritmo	mínimo: 28.4 máximo: 42.4

7 Conclusões

Este trabalho apresentou a aplicação do FCS-MPC em um conversor CHB multinível para o controle do filtro ativo híbrido, sendo empregado na compensação da potência reativa e de harmônicos na corrente da fonte.

Uma fundamentação teórica da técnica de controle FCS-MPC foi feita com a intenção de justificar as escolhas tomadas no projeto do controlador. O projeto realizado teve como objetivo a redução no custo computacional do algoritmo, sem que a dinâmica do controle fosse afetada.

O filtro híbrido se mostrou efetivo na compensação de potência reativa, fazendo com que o fator de potência no ponto de acoplamento fosse para um valor próximo ao unitário. Também é possível notar a redução nas correntes da fonte, uma vez que apenas a parcela ativa passa a ser fornecida pela concessionária.

A modelagem matemática do filtro LCL mostrou como suas frequências de ressonância, em conjunto com a frequência de chaveamento variável do controlador, degradam a resposta do sistema, fazendo com que as frequências próximas da ressonância não fossem completamente compensadas, e excitando frequências pares próximas. Apesar disso, os testes realizados no equipamento mostram resultados satisfatórios para a compensação dos harmônicos da carga.

As simulações e os ensaios em bancada mostram resultados que divergem em alguns pontos, por exemplo o ganho do controlador ressonante para a harmônica de ordem 15, que em simulação teve um valor negativo e na prática precisou de um valor positivo. Isso pode ser justificado devido a variações nos parâmetros reais dos componentes passivos do filtro LCL, que podem modificar o ponto real das frequências de ressonância.

Apesar do problema de ressonâncias do filtro LCL, sua maior capacidade de atenuação, com a utilização de componentes menores, faz com que sua aplicação em sistemas de média e alta tensão seja preferível. Além disso, em sistemas de tensões elevadas, normalmente é feita a escolha pela utilização de topologias multiníveis. Este trabalho mostra que, para sistemas de baixa tensão, o FCS-MPC é capaz de fazer o controle de um filtro ativo híbrido, composto por um conversor multinível e um filtro LCL, sendo um passo inicial na avaliação de seu funcionamento para sistemas de tensões mais altas.

7.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade desta pesquisa, pode-se indicar os seguintes pontos a serem investigados:

-
- Desenvolvimento matemático para a aplicação da compensação harmônica a partir do modelo do sistema, como foi feito para a fundamental;
 - Aplicação de um algoritmo de estimação de parâmetros, para obter os valores corretos dos componentes passivos do filtro LCL, com o objetivo de melhorar a resposta do sistema;
 - Testar o equipamento para compensação de potência reativa de cargas com variações rápidas de reativo;
 - Testar o equipamento para compensação de cargas harmônicas do tipo fonte de tensão;
 - Definição de uma metodologia para a determinação dos melhores ganhos para serem utilizados no controle;
 - Implementação do algoritmo em um sistema trifásico, levando em consideração os problemas que afetam estes sistemas;

Apêndices

APÊNDICE A – Estados de chaveamento

A Tabela 10 mostra todos os 64 possíveis estados de chaveamento de um conversor CHB de 7 níveis.

Tabela 10 – Estados de Chaveamento para conversor CHB de 7 níveis

N° do estado	Chaveamentos						V_{out}
	S_{11}	S_{13}	S_{21}	S_{23}	S_{31}	S_{33}	
0	0	1	0	1	0	1	$-3V_{dc}$
1	0	0	0	1	0	1	$-2V_{dc}$
2	0	1	0	0	0	1	$-2V_{dc}$
3	0	1	0	1	0	0	$-2V_{dc}$
4	0	1	0	1	1	1	$-2V_{dc}$
5	0	1	1	1	0	1	$-2V_{dc}$
6	1	1	0	1	0	1	$-2V_{dc}$
7	0	0	0	0	0	1	$-V_{dc}$
8	0	0	0	1	0	0	$-V_{dc}$
9	0	0	0	1	1	1	$-V_{dc}$
10	0	0	1	1	0	1	$-V_{dc}$
11	0	1	0	0	0	0	$-V_{dc}$
12	0	1	0	0	1	1	$-V_{dc}$
13	0	1	0	1	1	0	$-V_{dc}$
14	0	1	1	0	0	1	$-V_{dc}$
15	0	1	1	1	0	0	$-V_{dc}$
16	0	1	1	1	1	1	$-V_{dc}$
17	1	0	0	1	0	1	$-V_{dc}$
18	1	1	0	0	0	1	$-V_{dc}$
19	1	1	0	1	0	0	$-V_{dc}$
20	1	1	0	1	1	1	$-V_{dc}$
21	1	1	1	1	0	1	$-V_{dc}$
22	0	0	0	0	0	0	0
23	0	0	0	0	1	1	0
24	0	0	0	1	1	0	0
25	0	0	1	0	0	1	0
26	0	0	1	1	0	0	0
27	0	0	1	1	1	1	0
28	0	1	0	0	1	0	0
29	0	1	1	0	0	0	0
30	0	1	1	0	1	1	0
31	0	1	1	1	1	0	0
32	1	0	0	0	0	1	0
33	1	0	0	1	0	0	0
34	1	0	0	1	1	1	0
35	1	0	1	1	0	1	0
36	1	1	0	0	0	0	0
37	1	1	0	0	1	1	0
38	1	1	0	1	1	0	0
39	1	1	1	0	0	1	0
40	1	1	1	1	0	0	0
41	1	1	1	1	1	1	0
42	0	0	0	0	1	0	V_{dc}
43	0	0	1	0	0	0	V_{dc}
44	0	0	1	0	1	1	V_{dc}
45	0	0	1	1	1	0	V_{dc}
46	0	1	1	0	1	0	V_{dc}
47	1	0	0	0	0	0	V_{dc}
48	1	0	0	0	1	1	V_{dc}
49	1	0	0	1	1	0	V_{dc}
50	1	0	1	0	0	1	V_{dc}
51	1	0	1	1	0	0	V_{dc}
52	1	0	1	1	1	1	V_{dc}
53	1	1	0	0	1	0	V_{dc}
54	1	1	1	0	0	0	V_{dc}
55	1	1	1	0	1	1	V_{dc}
56	1	1	1	1	1	0	V_{dc}
57	0	0	1	0	1	0	$2V_{dc}$
58	1	0	0	0	1	0	$2V_{dc}$
59	1	0	1	0	0	0	$2V_{dc}$
60	1	0	1	0	1	1	$2V_{dc}$
61	1	0	1	1	1	0	$2V_{dc}$
62	1	1	1	0	1	0	$2V_{dc}$
63	1	0	1	0	1	0	$3V_{dc}$

APÊNDICE B – Diagramas de Simulação

A seguir são apresentados os diagramas utilizados para a simulação, e também as imagens referentes aos testes feitos em bancada.

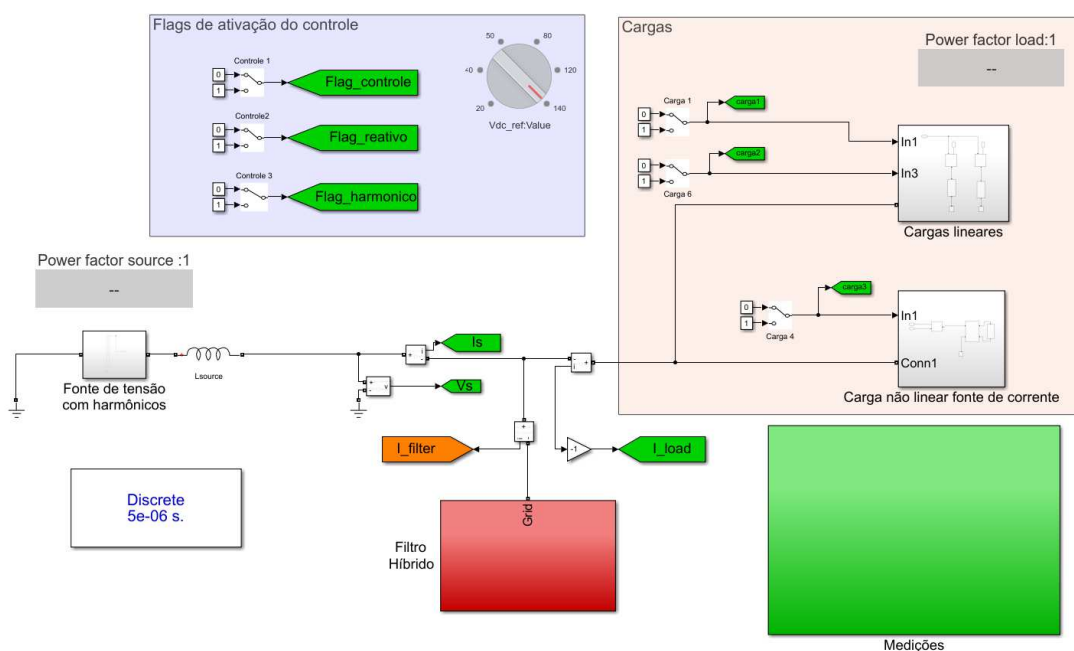


Figura 81 – Diagrama Elétrico: Simulação Geral.

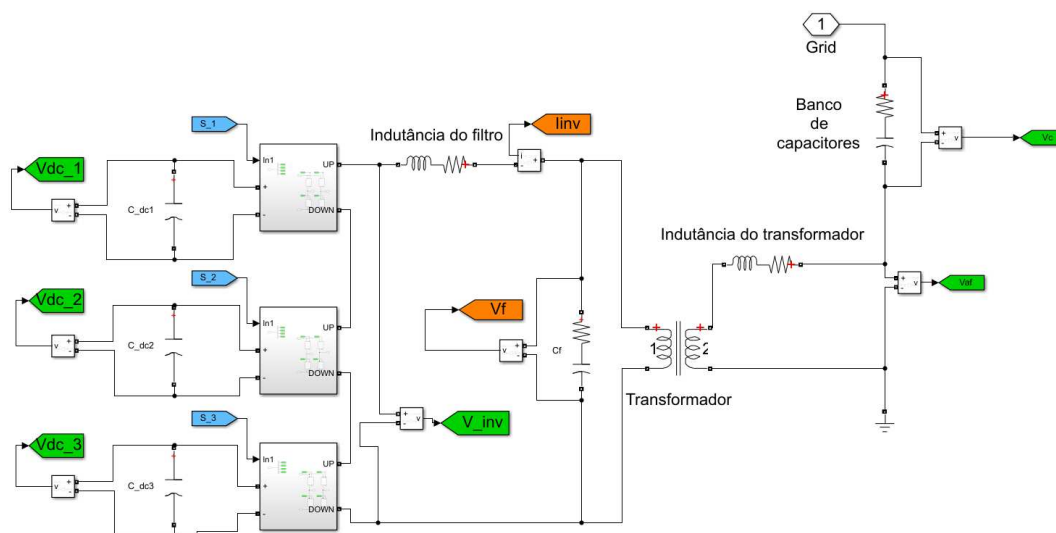


Figura 82 – Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Híbrido.

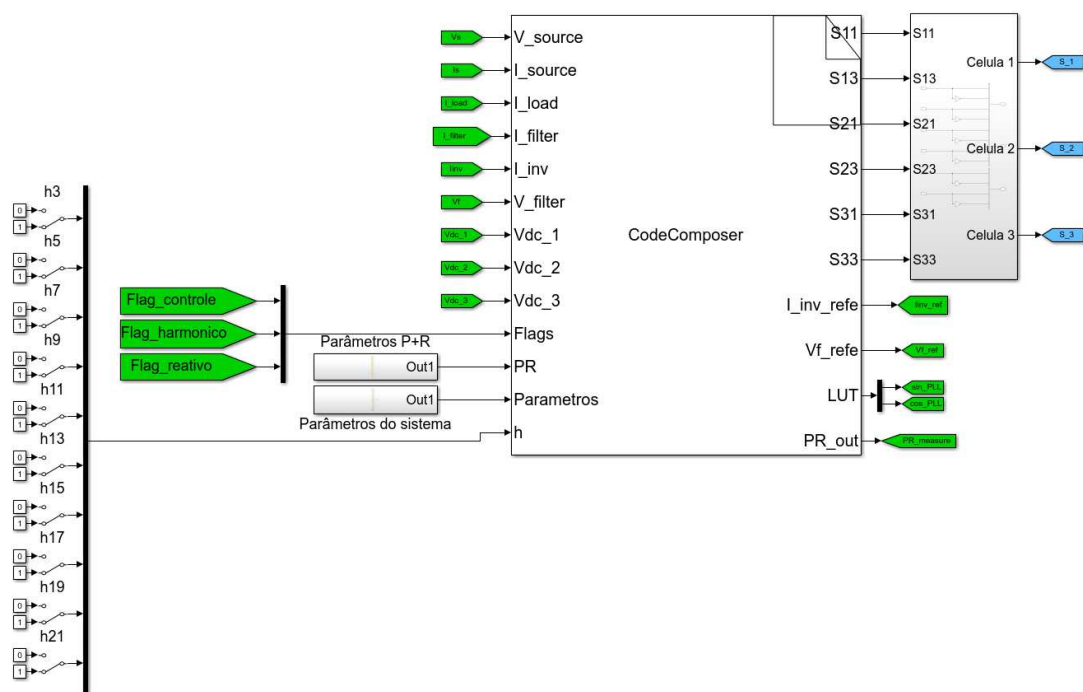


Figura 83 – Diagrama Elétrico: Simulação Bloco Controlador.

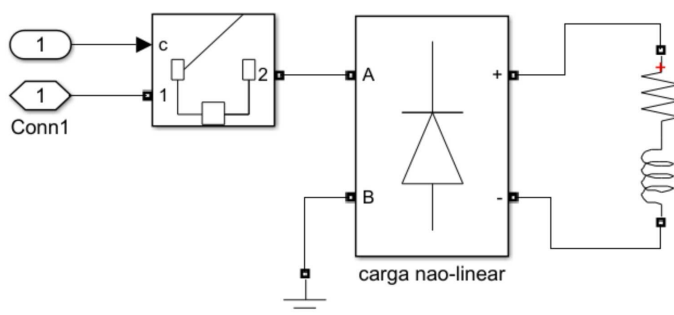


Figura 84 – Diagrama Elétrico: Simulação Carga Não-Linear.

Anexos

ANEXO A – Artigos publicados

1. J. G. L. Foster, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, W. C. Sant'Ana, D. Mollica and G. Lambert-Torres, "A Review of FCS-MPC in Multilevel Converters Applied to Active Power Filters," 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Santos, Brazil, 2019, pp. 1-6
2. W. C. Sant'Ana et al., "Implementation of Automatic Battery Charging Temperature Compensation on a Peak-Shaving Energy Storage Equipment," 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Santos, Brazil, 2019, pp. 1-7,

Referências

- 1 Joint Working Group C4.24/CIGRE; CUK, V. *Power quality and EMC issues with future electricity networks*. [S.l.]: CIGRE, 2018. (Technical Brochures).
- 2 DUGAN, R. C. et al. *Electrical power systems quality*. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2003.
- 3 Akagi, H. Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 3, p. 263–268, 1994.
- 4 Singh, B.; Al-Haddad, K.; Chandra, A. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999.
- 5 Corasaniti, V. F. et al. Hybrid active filter for reactive and harmonics compensation in a distribution network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 670–677, 2009.
- 6 Dixon, J. et al. Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2144–2164, 2005.
- 7 Igbinoia, F. O. et al. Comparative review of reactive power compensation technologies. In: *2015 16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2–7.
- 8 Lada, M. Y. et al. Reduction of harmonic using single phase shunt active power filter based on instantaneous power theory for cascaded multilevel inverter. In: *2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 702–706.
- 9 Hamadi a. et al. A novel shunt hybrid power filter for the mitigation of power system harmonics. In: *2007 IEEE Canada Electrical Power Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 117–122.
- 10 Lijun Chen; von Jouanne, A. A comparison and assessment of hybrid filter topologies and control algorithms. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 565–570.
- 11 Gonzatti, R. B. et al. Hybrid active power filter applied to harmonic compensation of current-source type and voltage-source type nonlinear loads. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1257–1262.
- 12 Geethalakshmi, B.; Kavitha, M.; Delhibabu, K. Harmonic compensation using multi-level inverter based shunt active power filter. In: *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- 13 Barros, J. D.; Silva, J. F. Optimal predictive control of three-phase npc multilevel converter for power quality applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 10, p. 3670–3681, 2008.
- 14 Acuña, P. et al. Simple and robust multi-objective predictive control method for a single-phase three-level npc converter based active power filter. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 4708–4714.

- 15 Junfei Hu; Li Zhang; Watkins, S. J. Active power filtering by a flying-capacitor multilevel inverter with capacitor voltage balance. In: *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2348–2352.
- 16 Nohra, A. F. H.; Kanaan, H. Y.; Fadel, M. A flying-capacitor-based multilevel shunt active power filter for power quality improvement under severe operating conditions. In: *International Conference on Renewable Energies for Developing Countries 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 192–198.
- 17 Ghetti, F. T. et al. A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (mmc). In: *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.
- 18 Shu, Z. et al. Predictive harmonic control and its optimal digital implementation for mmc-based active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 5244–5254, 2016.
- 19 Waware, M.; Agarwal, P. Performance investigation of multilevel inverter based active power filter in distorted high voltage supply system. In: *2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- 20 Abu-Rub, H. et al. Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, 2010.
- 21 Franquelo, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, 2008.
- 22 Malinowski, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, 2010.
- 23 Townsend, C. D. et al. Optimization of switching losses and capacitor voltage ripple using model predictive control of a cascaded h-bridge multilevel statcom. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 7, p. 3077–3087, 2013.
- 24 Cortés, P. et al. Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2691–2699, 2010.
- 25 OLIVEIRA, P. A. de. *Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado a Conversor Multinível Ponte-H em Cascata com Estabilização das Tensões nos Barramentos CC*. 76 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2020.
- 26 FERREIRA, S. C. *Controle Preditivo Baseado em Modelo na Compensação Dinâmica do Reativo com Filtro Híbrido*. 172 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2016.
- 27 Rodriguez, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2013.
- 28 Vazquez, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, p. 16–31, 2014.

- 29 Kouro, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009.
- 30 Hart, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise e projetos de circuitos*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2012. ISBN 9788580550450.
- 31 Bhattacharya, A.; Chakraborty, C.; Bhattacharya, S. Shunt compensation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 3, p. 38–49, 2009.
- 32 Asiminoael, L.; Blaabjerg, F.; Hansen, S. Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 13, n. 4, p. 22–33, 2007.
- 33 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.
- 34 Akagi, H.; Watanabe, E. H.; Aredes, M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2007. ISBN 9780470107614.
- 35 GONZATTI, R. B. *Controle PLL-Less para Filtros Ativos Híbridos Baseado em Compensadores Ressonantes*. 127 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2012.
- 36 Turunen, J.; Salo, M.; Tuusa, H. Comparison of three series hybrid active power filter topologies. In: *2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 324–329.
- 37 da Silva, C. H. et al. A digital pll scheme for three-phase system using modified synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 11, p. 3814–3821, 2010.
- 38 Widrow, B. et al. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 63, n. 12, p. 1692–1716, 1975.
- 39 Pereira, R. R. et al. Application of adaptive filters in active power filters. In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 770–774.
- 40 Ferreira, S. C. et al. Adaptive notch filters: Comparison and applications in power conditioning. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1194–1200.
- 41 Pereira, R. R. et al. New strategies for application of adaptive filters in active power filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 3, p. 1136–1141, 2011.
- 42 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.
- 43 da Silva, C. H. *Filtros Ativos Híbridos Ressonantes*. 131 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2009.

- 44 FERREIRA, S. C. *Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Híbridos de Reativo*. 151 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2012.
- 45 GONZATTI, R. B. *Filtro Ativo Híbrido na Transformação de Microrredes com Alta Impedância em Barramento Quasi-infinito*. 154 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2015.
- 46 da Silva, C. H. et al. Smart impedance: Expanding the hybrid active series power filter concept. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1416–1421.
- 47 Zhang, Y. et al. Voltage source converter in high voltage applications: Multilevel versus two-level converters. In: *9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2010)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5.
- 48 Monroy Morales, J. L. et al. Control design of a neutral point clamped converter based active power filter for the selective harmonic compensation. In: *2016 IEEE PES Transmission Distribution Conference and Exposition-Latin America (PES T D-LA)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–7.
- 49 Sezen, S. et al. A three-phase three-level npc inverter based grid-connected photovoltaic system with active power filtering. In: *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1331–1335.
- 50 Antoniewicz, K. et al. Model predictive control for three-level four-leg flying capacitor converter operating as shunt active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 5255–5262, 2016.
- 51 Ouerdani, I. et al. Three-level flying capacitor converter control for dc smart grid connection. In: *IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- 52 Sanz, I. et al. Analysis of medium voltage modular multilevel converters for facts applications. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 6459–6464.
- 53 Aleenejad, M.; Iman-Eini, H.; Farhangi, S. A minimum loss switching method using space vector modulation for cascaded h-bridge multilevel inverter. In: *20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 546–551.
- 54 Leon, J. I. et al. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 5, p. 2688–2701, 2016.
- 55 Kumar, V. A.; Arounassalame, M. Comparison of chb multi level inverters using level shifted modulation techniques with closed loop pi control. In: *2018 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 168–172.
- 56 Omer, P.; Kumar, J.; Balwinder Singh Surjan. Comparison of multicarrier pwm techniques for cascaded h-bridge inverter. In: *2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

- 57 Tomlinson, M. et al. A fixed switching frequency scheme for finite-control-set model predictive control—concept and algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 12, p. 7662–7670, 2016.
- 58 Aguirre, M. et al. Enhanced switching frequency control in fcs-mpc for power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 1–1, 2020.
- 59 Aguirre, M. et al. Switching frequency regulation for fcs-mpc based on a period control approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 7, p. 5764–5773, 2018.
- 60 Vazquez, S. et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 2, p. 935–947, 2017.
- 61 Lee, J. H. Model predictive control: Review of the three decades of development. *International Journal of Control, Automation and Systems*, v. 9, n. 3, p. 415–424, 2011.
- 62 Cortes, P. et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 2, p. 1323–1325, 2012.
- 63 Gene F. Franklin; J. David Powell; Abbas Emami-Naeini. *Sistemas de controle para engenharia*. [S.l.]: Bookman, 2013. ISBN 9788582600672.
- 64 Panten, N.; Hoffmann, N.; Fuchs, F. W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 7, p. 5189–5200, 2016.
- 65 Gonuguntala, V. K.; Fröbel, A.; Vick, R. Performance analysis of finite control set model predictive controlled active harmonic filter. In: *2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- 66 Zhang, Y. et al. Fast model predictive control for multilevel cascaded h-bridge statcom with polynomial computation time. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 8, p. 5231–5243, 2016.
- 67 Cortes, P. et al. Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 612–618, 2008.
- 68 Vatani, M.; Hovd, M.; Molinas, M. Finite control set model predictive control of a shunt active power filter. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2156–2161.
- 69 Novak, M.; Dragicevic, T.; Blaabjerg, F. Finite set mpc algorithm for achieving thermal redistribution in a neutral-point-clamped converter. In: *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 5290–5296.
- 70 Reznik, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, 2014.
- 71 Beres, R. N. et al. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 1, p. 54–69, 2016.

72 Parvez, M. et al. Comparative study of discrete pi and pr controls for single-phase ups inverter. *IEEE Access*, v. 8, p. 45584–45595, 2020.